

8^a EDIÇÃO
DA ANTENA
AO
CINESCÓPIO

**CURSO PRÁTICO
DE**

TELEVISÃO



UMA EDIÇÃO
antenna

CURSO PRÁTICO



DE TELEVISÃO

CURSO PRÁTICO



DE TELEVISÃO

8.^a edição



Edição da Revista ANTENNA

Av. Mal. Floriano, 143 — Rio de Janeiro — Brasil

Por concessão da

GENERAL ELECTRIC S. A.

B R A S I L

Tradução e Supervisão Redatorial:
GILBERTO AFFONSO PENNA

DIREITOS MUNDIAIS RESERVADOS

É vedada a reprodução, a adaptação ou o uso, em qualquer idioma, do texto ou das ilustrações contidas neste livro. Direitos reservados para o Brasil e países de idioma português por ANTENNA — EMPRESA JORNALÍSTICA S.A. sob licença especial da GENERAL ELECTRIC.

PREFÁCIO

A instalação e a manutenção dos receptores de Televisão — necessariamente mais complexos do que os rádio-receptores comuns — só poderão ser convenientemente realizadas pelos Radiotécnicos que, além de possuírem o conhecimento geral dos princípios fundamentais da Televisão, estejam familiarizados com os circuitos, funções e ajustes concernentes aos aparelhos em questão.

Por esta razão, a preparação, rápida e eficiente, de uma numerosa equipe de técnicos especializados, constituiu um dos maiores problemas criados pelo vertiginoso desenvolvimento da Televisão comercial nos E. U. A. Com o objetivo de promover o adestramento do pessoal técnico ligado à sua rede de Agentes e Revendedores, a General Electric Co. elaborou um vasto e intensivo programa de ensino para os técnicos encarregados da instalação e da manutenção dos seus receptores de Televisão.

Este Curso faz parte do programa de treinamento elaborado pela G. E. Co. Tem êle um grande mérito: excepcional objetividade. Não é uma criação “de gabinete”, nem visa proveitos comerciais. Seus autores, homens de grande experiência didática, não se detiveram em especulações de caráter teórico. Sua missão foi plenamente cumprida, pois, tendo se dirigido a Radiotécnicos possuidores apenas de um bom conhecimento dos circuitos fundamentais de rádio, e na sua quase totalidade sem qualquer experiência da Televisão, conseguiram os Autores prepará-los para trabalhar eficientemente na instalação e ajustes dos mais modernos e complexos receptores de TV.

*

*

*

Também no Brasil êste Curso vem desempenhando um papel de grande relevância no preparo básico de técnicos especializados. Não se limitando a favorecer os profissionais diretamente ligados à sua organização, a General Electric — fiel à sua tradição de cooperar para o aperfeiçoamento dos técnicos brasileiros — incumbiu “ANTENNA” de pô-lo ao alcance de seus milhares de leitores. Assim, êste Curso foi publicado nas páginas da decana das publicações brasileiras especializadas e, a seguir, publicado em forma de livro em sete edições sucessivas.

Esta é, portanto, a oitava edição do Curso Prático “G-E” de Televisão. “ANTENNA”, mais uma vez distinguida com a incumbência de editá-lo, renova, em seu nome e no dos Radiotécnicos brasileiros, seus agradecimentos à General Electric pela valiosa e desinteressada cessão dos direitos autorais dêste Curso — graças à qual muitos outros profissionais brasileiros poderão se preparar, com rapidez e eficiência, para a perfeita assistência técnica aos receptores de Televisão.

CAPÍTULO I

Breve análise do sistema de televisão

1 — INTRODUÇÃO

Antes de tentar expôr os vários circuitos, a instalação e os ajustes dos modernos receptores de televisão, seria bom considerar primeiro alguns fatos concernentes à composição de um sistema de televisão.

A televisão como nós a conhecemos hoje é um eminente tributo ao insaciável desejo do homem por coisas novas e melhores. Ela trata da subdivisão sistemática e da conversão de uma imagem ou cena em correspondentes impulsos elétricos, por meio dos quais a mesma é transmitida para um receptor e arrumada na devida ordem e posição para formar novamente a cena completa. Trata, também, dos meios de obter a devida sincronização entre o transmissor e o receptor, para a síntese correta dos elementos da imagem e a simultânea transmissão e recepção do som que acompanha a imagem.

2 — CONSIDERAÇÕES GERAIS

E' desnecessário dizer que o sistema de televisão é consideravelmente mais complexo que o sistema familiar de radiodifusão do som. Os elementos básicos para um sistema típico de televisão estão indicados no diagrama de elementos da Fig. 1-1, de modo a esclarecer melhor a operação do sistema em conjunto.

Conforme está indicado, são empregados dois transmissores separados, um para o canal de som e o outro para o canal da imagem.

O transmissor de som é modulado em frequência e transmite o som que acompanha a imagem transmitida simultaneamente pelo transmissor de imagem.

Os dois transmissores utilizam uma so antena, à qual são ligados por meio de uma unidade chamada "diplexador".

No transmissor de televisão é usado um dispositivo de captação, conhecido como o ICONOSCÓPIO ou CÂMARA DE TELEVISÃO, em lugar do microfone usado para a transmissão do som. A imagem a ser televisada é captada pela câmara de televisão que converte a imagem ótica, ou cena,

em impulsos elétricos. Esses impulsos elétricos correspondentes à cena são amplificados pelo amplificador de vídeo, ou de imagem. Depois da amplificação adequada, o sinal de vídeo modula a onda portadora de alta frequência do transmissor de televisão e é irradiado no espaço pela antena. A onda portadora da imagem é modulada em amplitude. Além do sinal de imagem, são enviados pelo transmissor de televisão sinais especiais com o fim de sincronizar a imagem no receptor com a que está sendo captada pela câmara. Os detalhes dos dispositivos de exploração e sincronização usados serão considerados nos capítulos posteriores.

No receptor de televisão os sinais de imagem e de som são captados simultaneamente por uma única antena. As tensões induzidas na antena receptora são introduzidas no estágio de radiofrequência do receptor, e as ondas portadoras da imagem e do som são convertidas pelo processo de super-heterodinação em dois sinais separados de frequência intermediária, um correspondendo à onda portadora de som e o outro à onda portadora de vídeo ou de imagem, com as suas faixas laterais associadas. São empregados dois canais separados de amplificadores de F.I., um para o sinal de imagem e o outro para o sinal de som, cujos detalhes serão considerados quando os circuitos em questão forem examinados.

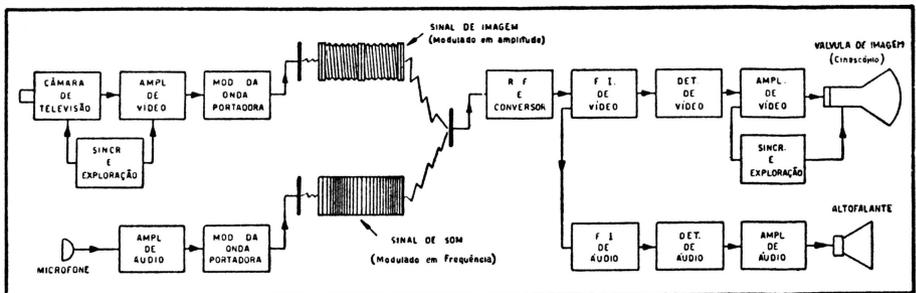


FIG. 1-1 — Sistema de Televisão

O sinal de F.I. de som, depois de conveniente amplificação é demodulado por um detetor de F.M. Depois de amplificado novamente no amplificador de áudio, o sinal de som é reproduzido pelo alto-falante, na maneira usual.

O sinal de F.I. da imagem é amplificado por vários estágios tendo características de frequência de faixa larga, e é depois introduzido no detetor de vídeo (imagem), onde o sinal de F.I. é demodulado de modo que não difere fundamentalmente do usado num receptor de som comum. O sinal de vídeo (imagem) que aparece na saída do detetor é, então, amplificado no amplificador de vídeo, que se assemelha ao amplificador de áudio no receptor de som, com a exceção de que ele deve deixar passar uma faixa de frequência muito mais larga, por razões a serem discutidas depois.

No lugar do alto-falante usado no sistema de som, é usado um dispositivo que converte a amplitude variável dos sinais de vídeo em variações correspondentes de luz que reproduzem a cena original.

O dispositivo que reproduz a imagem é uma válvula de raios catódicos, semelhante, em muitos aspectos, à válvula de raios catódicos comum, usada nos osciloscópios das oficinas de rádio. A válvula de raios catódicos pode ser chamada a válvula de imagem, porque a imagem desejada é reproduzida na face dessa válvula. Sem entrar nos detalhes da válvula de raios catódicos, por enquanto admitiremos que ela consiste em um invólucro de vidro, uma fonte de elétrons que são dirigidos segundo um feixe, uma grade de controle para variar a intensidade do feixe eletrônico, um sistema de deflexão para desviar o feixe, e uma tela (anteparo) revestida com um material fluorescente que emite luz sob o impacto do feixe eletrônico.

A operação fundamental da válvula de raios catódicos na reprodução de uma imagem consiste nos movimentos horizontal e vertical simultâneos do feixe eletrônico, de modo a cobrir toda a área da tela de imagem, ao mesmo tempo em que a intensidade do ponto luminoso é variada pelo sinal de vídeo que é aplicado entre a grade de controle e o catodo dessa mesma válvula. A grade de controle da válvula de raios catódicos ou de imagem controla a intensidade do feixe que atinge a tela, da mesma maneira pela qual a grade de controle de uma válvula amplificadora controla a corrente de placa. Desse modo ela faz com que cada ponto da tela da válvula de imagem tenha a quantidade de luz ou sombra adequada para reproduzir a cena original.

Nessa rápida descrição do processo que se desenvolve no receptor de televisão, omitimos a necessária ação de exploração e sincronização, que liga, ou sincroniza, a imagem no receptor com a imagem da câmara de televisão. No receptor, a ação de sincronização e exploração se processa entre a saída do amplificador de vídeo e a válvula de imagem, como se pode ver no elemento marcado SINCRONIZAÇÃO E EXPLORAÇÃO na figura 1-1. Os detalhes dessa ação serão considerados mais tarde, depois de termos visto a necessidade da exploração e da sincronização.

3 — ESTRUTURA BÁSICA DA IMAGEM

Antes de considerar o processo de conversão da imagem em um sinal elétrico, devemos considerar os elementos que constituem a imagem.

A estrutura básica de qualquer imagem consiste em pequenas áreas de luz ou sombra conhecidas como ELEMENTOS DA IMAGEM.

A quantidade de detalhes na imagem depende da grandeza e do número dos elementos que a constituem. Para um detalhe melhor, os elementos da imagem devem ser pequenos e numerosos, como numa fotografia comum, e não devem ser percebidos senão quando examinados muito de perto. Entretanto, se os elementos da imagem forem poucos e grandes, eles se tornarão demasiadamente perceptíveis, tal como acontece com as impressões de gravuras reticuladas (meio-tom), que são empregadas nos jornais.

O número e tamanho dos elementos da imagem requeridos para uma representação visual satisfatória, depende de dois fatores: a quantidade de detalhes desejada e a distância da qual a imagem deve ser vista.

Observou-se que se a imagem de televisão tiver aproximadamente 200 000 elementos, ela terá um detalhe satisfatório. Entretanto, a distância da qual deve ser vista para ser agradável depende do tamanho da tela. Se uma imagem contendo aproximadamente 200 000 elementos for aumentada, por exemplo, duas vezes em tamanho, então os elementos da imagem ficarão maiores, e, quando vistos de perto da tela, não parecerão tão agradáveis como quando vistos de uma certa distância, da qual os referidos elementos parecerão confundir-se em uma imagem contínua. É por esta razão que uma imagem em tela grande parece muito melhor vista de alguma distância.

4 — TRANSMISSÃO ELÉTRICA DE UMA IMAGEM

Como foi mencionado anteriormente, a imagem ótica é transformada em um sinal elétrico correspondente, o qual é, então, transmitido para o receptor de televisão. Entretanto, os elementos contidos na imagem não são transmitidos simultaneamente, uma vez que isso resultará em milhares de canais isolados. Em vez disso, a imagem ótica é transformada em uma imagem electro-sensível, a qual é, então, dissecada em seus elementos individuais de imagem, ou impulsos elétricos, por um processo conhecido como-EXPLORAÇÃO; somente um elemento da imagem é transmitido em cada instante.

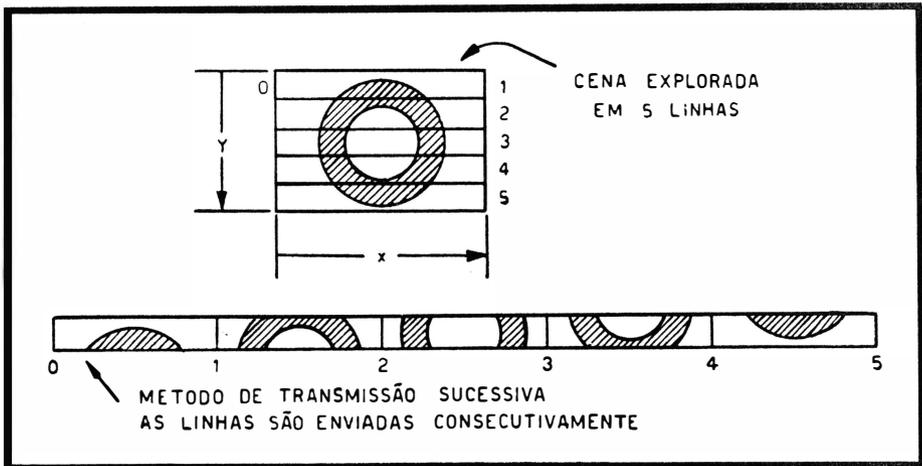


FIG. 1-2 — Princípio que rege a exploração das imagens

O processo de exploração é semelhante à maneira pela qual um leitor percorre uma página impressa, lendo-a da esquerda para a direita, e de cima para baixo, e descendo gradualmente para a parte inferior da página à medida que cada linha de letras vai sendo explorada, ou lida da esquerda para a direita. Desta maneira, a imagem electro-sensível produzida na câmara de televisão é explorada linha por linha, até que a imagem inteira tenha sido dissecada em milhares de impulsos elétricos separados, que representam os elementos individuais da imagem que está sendo televisada. No atual sistema de televisão, a imagem é explorada em 525 linhas,

as quais dão um detalhe de aproximadamente 200 000 elementos de imagem. Uma imagem completa de 525 linhas é conhecida como um QUADRO.

5 — MÉTODO DE TRANSMISSÃO SUCESSIVA

O método pelo qual os impulsos elétricos individuais, contidos em cada linha explorada da imagem, são transmitidos, consecutivamente, é conhecido como o MÉTODO DE TRANSMISSÃO SUCESSIVA.

Com este método é empregado apenas um canal de comunicação e os impulsos dos elementos de imagem são enviados, um após o outro, em sequência ordenada e muito rápida. Isso pode ser ilustrado desenhando-se uma cena simples, como na Fig. 1-2, é explorando-a em — digamos— cinco linhas como indicado. Deve-se notar que a exploração é um processo simples e contínuo, e que a cena, para ser transmitida, é dividida em linhas horizontais contendo os elementos da imagem, cada um dos quais é enviado sob a forma de um impulso de corrente variável.

O mesmo processo de exploração é empregado na válvula de imagem do receptor, onde os impulsos elétricos são transformados em impulsos luminosos na mesma sequência ordenada em que eles foram transmitidos, reproduzindo, assim, a cena original na tela da válvula de imagem. Na realidade, o processo de exploração no receptor é sincronizado com o da câmara de televisão, de modo que a cada instante a válvula de imagem reproduzirá simultaneamente a linha que está sendo explorada na câmara.

6 — PERSISTÊNCIA DA VISÃO

A realização prática desse método de transmissão se baseia na persistência da visão; o processo de exploração deve ser muito rápido, para que o olho receba a ilusão de uma imagem completa.

“Persistência da visão” é a capacidade do olho de reter uma imagem por um curto período de tempo, mesmo depois da mesma ter sido removida da visão direta. Um bom exemplo da persistência da visão é o anel contínuo de luz que aparece quando uma tocha é rodada rapidamente em um círculo.

Uma vez que o olho pode reter uma imagem por aproximadamente 1/20 de segundo, todos os elementos da mesma devem ser transmitidos dentro desse período de tempo, para que o olho possa ter a impressão da figura inteira em conjunto. Em outras palavras, o processo de exploração deve ser bastante rápido para que a última linha explorada da imagem apareça na tela enquanto a impressão da primeira linha ainda persista na visão. No atual sistema de televisão, é necessário 1/30 de segundo para transmitir todos os elementos contidos em uma imagem completa, ou quadro. Entretanto, por razões a serem mencionadas depois, a exploração de uma imagem completa, ou quadro, é dividida em dois períodos de 1/60 de segundo; a imagem é parcialmente explorada de alto a baixo durante o primeiro período de 1/60 de segundo, e, depois, os elementos da imagem

não explorados no primeiro são explorados no segundo período, também de 1/60 de segundo, de modo que a imagem inteira é explorada em 1/30 de segundo. Esse método de exploração é conhecido como EXPLORAÇÃO INTERCALADA e será explicado, em detalhes, mais tarde.

7 — ICONOSCÓPIO OU VÁLVULA DA CÂMARA

O iconoscópio, ou válvula da câmara, fornece o meio pelo qual a cena a ser televisada é convertida em uma imagem electro-sensível correspondente, e, então, explorada na maneira acima descrita, que transforma os elementos individuais da imagem em impulsos eléctricos. O iconoscópio recebe esse nome do grego "Icono", significando "uma imagem" e "scópio", significando "ver".

A Figura 1-3 mostra-nos as partes essenciais de um iconoscópio ou válvula da câmara.

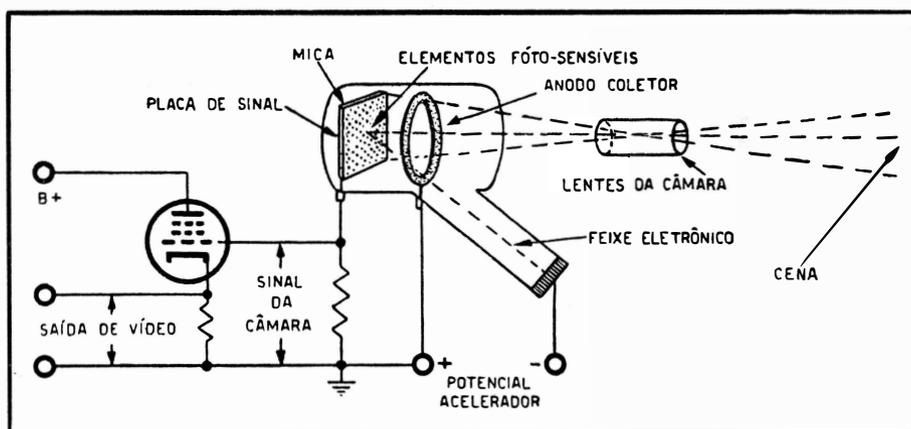


FIG. 1-3 — O Iconoscópio ou Válvula da Câmara

O elemento mais importante dessa válvula é a lâmina do mosaico foto-sensível, sobre a qual a imagem a ser televisada é focalizada através de uma lente ótica, de modo semelhante ao usado em uma câmara fotográfica comum. A lâmina do mosaico foto-sensível, na válvula da câmara de televisão, corresponde à chapa ou filme fotográfico, na câmara fotográfica comum.

A lâmina do mosaico consiste em uma placa de mica que tem milhões de partículas de prata, isoladas separadamente e depositadas sobre ela. Cada partícula de prata é revestida com uma camada de óxido de céσιο, o que a torna um elemento foto-sensível, que possui a propriedade de emitir elétrons, em proporção com a quantidade de luz que é focalizada sobre ela, luz essa que corresponde a uma parte diminuta da imagem que está sendo televisada. Uma placa condutora plana é colocada atrás

da placa de mica, formando um pequeno capacitor com cada partícula de prata, tendo a mica como dielétrico, e a placa condutora atuando como a placa comum aos milhões de pequenos capacitores assim formados.

Os elétrons emitidos pela lâmina do mosaico são atraídos por um anel coletor, que tem um potencial positivo, de modo que cada pequeno capacitor adquire uma carga que depende da intensidade de luz que atinge a partícula foto-sensível a ele associada. A imagem ótica, desse modo, é impressa eletricamente na lâmina do mosaico, onde cada elemento individual recebe uma carga que é proporcional à intensidade de luz no ponto correspondente da cena. Isto representa o primeiro passo do processo, pois constitui um meio pelo qual as intensidades de luz podem ser convertidas em grandezas elétricas. O passo seguinte é a dissecação da imagem em faixas muito estreitas, ou linhas, que podem ser transmitidas em sequência contínua.

Isso é realizado por meio de um feixe eletrônico que explora a lâmina do mosaico da esquerda à direita e de alto a baixo, sob a influência dos jogos de bobinas de exploração horizontal e vertical. (Os detalhes da deflexão do feixe serão considerados mais tarde).

Enquanto o feixe eletrônico varre o mosaico, ele vai descarregando cada um dos elementos individuais foto-sensíveis ao passar sobre eles. Essa descarga ocorre através do circuito externo da placa condutora comum; assim, o feixe eletrônico, varrendo rapidamente o mosaico, causa variações de tensão nesse circuito externo do sinal. O verdadeiro caráter da tensão de saída é determinado inteiramente pela carga relativa de cada um dos elementos, a qual, por sua vez, é determinada pela intensidade de luz na parte correspondente da cena que está sendo captada.

Em outras palavras, os valores sucessivos do potencial na lâmina do mosaico dão impulsos elétricos, que correspondem à quantidade de luz dos sucessivos elementos contidos na imagem que está sendo televisada.

A descrição acima, da ação que se processa no iconoscópio é, naturalmente, sucinta, mas serve para mostrar como a imagem a ser televisada é primeiramente transformada em uma imagem electro-sensível na lâmina do mosaico do iconoscópio, e, depois, dissecada em seus elementos individuais por meio da exploração pelo feixe eletrônico. A operação detalhada do iconoscópio é consideravelmente mais complexa do que a descrição dada aqui; entretanto, o princípio fundamental da operação é o mesmo.

8 — REPETIÇÃO DA IMAGEM

Agora, que já consideramos a estrutura básica de uma imagem, e como as partes claras e escuras da mesma podem ser convertidas em impulsos elétricos correspondentes, os quais são transmitidos um após o outro em uma sequência ordenada e reproduzidos na tela da válvula de imagem, podemos considerar o caso de cinema do tipo preto e branco.

Como se sabe, um filme de cinema é constituído de muitas imagens paradas, cada uma das quais difere apenas ligeiramente da precedente e da seguinte. Cada imagem ou quadro é mantida parada por um curto

período de tempo ao passar por trás da lente do projetor, e a imagem é projetada na tela durante êsse curto período. A seguir, o obturador se fecha e a imagem ou quadro seguinte toma o lugar da precedente. Logo que o filme pára novamente, o obturador se abre e projeta a nova imagem na tela. Em virtude do fato da imagem ficar estacionária durante o tempo em que é projetada na tela, não há confusão provocada pelo movimento do filme, e, conseqüentemente, as pequenas diferenças entre as imagens sucessivas são as únicas modificações percebidas pela vista. Se as imagens ou quadros individuais forem apresentados com rapidez suficiente, a figura que é vista na tela dará a impressão de estar continuamente iluminada, e qualquer movimento na imagem, aparecerá suave e contínuo devido à persistência da visão.

Não fôsse essa característica, e a imagem que é vista na tela de um projetor de cinema não apareceria agradável e contínua; a vista perceberia cada vez que o obturador abrisse e fechasse, a imagem não apareceria iluminada de modo contínuo, e não poderia haver a combinação suave de uma imagem com a seguinte, a qual é necessária para a ilusão do movimento contínuo.

9 — CINTILAÇÃO

Se a frequência com a qual a luz é projetada não fôr suficiente para dar a impressão de luz constante, será percebida uma variação rápida da intensidade de iluminação da tela. Essa variação na iluminação é conhecida como CINTILAÇÃO.

A prática atual do cinema se caracteriza pela projeção com a velocidade de 24 quadros por segundo, a qual é suficiente para dar uma ilusão satisfatória de movimento; nessa velocidade baixa haveria, porém, considerável flutuação, especialmente para as grandes intensidades de iluminação. Por isso, em cinema êsse efeito é corrigido pelo simples dispositivo de desdobrar a projeção de cada imagem parada em dois períodos de igual duração, pela ação do obturador que projeta cada imagem ou quadro na tela duas vezes consecutivas, aumentando assim a frequência de iluminação da tela de 24 para 48 vezes por segundo. A vista recebe, assim, duas impressões luminosas, em vez de uma, durante a projeção de uma imagem ou quadro, e devido à persistência da visão isto resulta em uma impressão de luz constante. Um método semelhante a êsse é usado para eliminar a cintilação na televisão e será apresentado mais tarde.

10 — ILUSÃO DE CONTINUIDADE DE MOVIMENTO NA TELEVISÃO

Foi dito anteriormente que, no presente sistema de televisão, uma imagem ou quadro completo é transmitida em 1/30 de segundo. Isso satisfaz à necessidade de dar à vista a ilusão de estar vendo uma imagem completa, apesar dos elementos individuais da imagem serem transmitidos um após o outro. Existem outras razões para a escolha de 30 quadros por segundo, que serão mais tarde examinadas.

Além disso, se trinta imagens completas forem transmitidas em um segundo, cada uma diferindo levemente da outra, como no caso do cinema, a vista receberá a ilusão de continuidade de movimento, e cada movimento na imagem aparecerá suave e contínuo devido à persistência da visão.

Entretanto, se a imagem que aparece na câmara de televisão for explorada de tal maneira que as linhas exploradas sucessivamente sejam adjacentes, então a tela inteira da válvula de imagem será iluminada uma vez em cada $1/30$ de segundo. Esse método de exploração é conhecido como **EXPLORAÇÃO PROGRESSIVA** e não é usado no atual sistema de televisão. No que concerne à definição da imagem e à ilusão de continuidade de movimento, a exploração progressiva seria satisfatória. Entretanto, devido ao fato de toda a tela da válvula de imagem ser iluminada uma única vez durante cada quadro, a frequência de iluminação é de 30 vezes por segundo, que é muito lenta para dar a impressão de luz constante, de modo que será observada uma rápida flutuação na iluminação da tela, resultando, assim, uma cintilação.

Para vencer essa dificuldade, é necessário aumentar a frequência com a qual a tela inteira da válvula de imagem é iluminada. Isto poderia ser conseguido aumentando-se a frequência de quadros de 30, para, digamos, 50 vezes por segundo. Entretanto, a exploração progressiva numa frequência de quadros mais alta acarreta sérios problemas de transmissão, entre os quais teríamos um aumento na largura da faixa do canal de transmissão do sistema de televisão em conjunto.

11 — EXPLORAÇÃO INTERCALADA

Em vez de aumentar realmente a frequência de quadros, usa-se um método conhecido como **EXPLORAÇÃO INTERCALADA**, o qual tem o efeito de dobrar a frequência com a qual a tela inteira da válvula de imagem é iluminada, sem aumentar a largura da faixa do canal de transmissão.

Sem entrar em detalhes profundos, a Figura 1-4 mostra as bases da exploração intercalada. Em vez das linhas exploradas sucessivamente serem adjacentes, elas são separadas pelo espaço de uma linha, uma vez que com a exploração intercalada, uma linha sim, uma não, é explorada, de alto a baixo da imagem, em $1/60$ de segundo, como é indicado pelas linhas cheias que representam o primeiro período de exploração, ou primeiro campo. Estas são as linhas ímpares numeradas: 1, 3, 5, etc. Depois de completar exatamente 262,5 linhas, o segundo período de exploração começa no alto da tela como antes, mas desta vez no ponto B, que é meia linha à direita do ponto de partida do primeiro campo, o ponto A. As linhas que tinham sido omitidas durante o primeiro período isto é: 2, 4, 6, etc., são, então, exploradas durante o segundo período de exploração, ou segundo campo, como indicado pelas linhas interrompidas, perfazendo um total de 525 linhas exploradas durante os dois períodos. Portanto, ao findar o segundo período, cada ponto na cena terá sido explorado uma vez em $1/30$ de segundo, o que corresponde a uma repetição real da imagem, ou a uma frequência de quadros de 30 por segundo. Cada período

de exploração de $1/60$ de segundo é chamado CAMPO, e os dois campos constituem um quadro.

Para simplificar, a figura mostra somente algumas das linhas horizontais. Quando o feixe eletrônico alcança a extremidade da direita da tela ele é rapidamente movido da direita para a esquerda; entretanto,

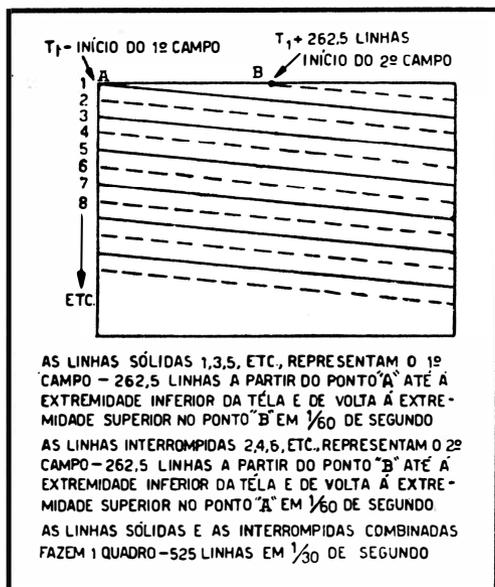


FIG. 1-4 — Exploração Intercalada

não são mostradas linhas horizontais para esse movimento, uma vez que o feixe é extinto durante esse período (período horizontal de retorno). Também as linhas horizontais que ocorrem durante o tempo em que o feixe é movido de baixo para cima da tela durante o retorno vertical, não são mostradas, uma vez que o feixe de exploração também é extinto durante esse período (período vertical de retorno).

Usando a exploração intercalada, descrita acima, a tela inteira da válvula de imagem é iluminada duas vezes por quadro, uma vez durante cada campo, aumentando-se a frequência de iluminação para 60 hertz, a qual é mais do que suficiente para eliminar a cintilação. Se

bem que a frequência real de quadros seja somente 30 por segundo, o uso da exploração intercalada, no que concerne à cintilação, produz o mesmo efeito que se a frequência de quadros tivesse sido dobrada, uma vez que a vista recebe realmente duas impressões luminosas de conjunto durante cada quadro.

Portanto, uma vez que a frequência efetiva de quadros é dobrada pelo uso da exploração intercalada, sem nenhum aumento na frequência real de quadros, a cintilação é eliminada sem qualquer aumento na largura da faixa do canal de transmissão.

Deve ficar bem claro que o fim da exploração intercalada não é melhorar a definição da imagem; isso poderia ser conseguido aumentando-se o número de linhas exploradas na exploração progressiva. A única razão porque o intercalamento é empregado, é para aumentar a frequência na qual a tela inteira da válvula de imagem é iluminada, e remover o efeito indesejável da cintilação.

12 — DEFINIÇÕES PADRONIZADAS DA R.M.A.

As seguintes definições padronizadas da Associação de Fabricantes de Rádio (Radio Manufacturers' Association) estão sendo adotadas:

Um QUADRO é uma imagem simples completa.

EXPLORAÇÃO é o processo de analisar sucessivamente, obedecendo a um método predeterminado, os valores de luz dos elementos de imagem que constituem em conjunto a área total da imagem.

FREQUÊNCIA DE QUADROS é o número de vezes por segundo em que a área total da imagem é completamente explorada. A frequência de quadros foi padronizada em 30 por segundo.

EXPLORAÇÃO PROGRESSIVA é aquela na qual o processo de exploração traça linhas substancialmente paralelas a um lado do quadro, e as linhas exploradas sucessivamente são adjacentes.

EXPLORAÇÃO INTERCALADA é aquela na qual as linhas exploradas sucessivamente são espaçadas entre si por um número inteiro de linhas vagas, e as linhas adjacentes são exploradas durante a exploração de campos subsequentes.

FREQUÊNCIA DE CAMPOS é o número de vezes por segundo em que a área total da imagem é fracionada, ou parcialmente explorada em uma exploração intercalada. A frequência de campos foi padronizada em 60 por segundo.

13 — LARGURA DA FAIXA REQUERIDA

Como foi dito anteriormente, a quantidade de detalhes de uma imagem depende do número de elementos que a compõem. Portanto, para se transmitir uma imagem com bom detalhe, é necessário transmitir um grande número de impulsos, para reproduzir todos os elementos da imagem necessários na tela da válvula de imagem. Uma cena de televisão pode ser satisfatoriamente reproduzida se aproximadamente 200 000 elementos aparecerem na tela da válvula, para cada imagem. Uma vez que 30 quadros completos são enviados em cada segundo, seria necessária a transmissão de 6 000 000 de elementos de imagem por segundo.

Dai resulta que são requeridas altas frequências de sinal de vídeo na transmissão de televisão. Uma faixa de frequências de vídeo se estendendo até 4 000 000 hertz (4 megahertz), é suficiente para transmitir uma imagem muito satisfatória.

O valor de 4 MHz é baseado na suposição de que cada ciclo reproduzirá dois elementos de imagem. Isso limita a 8 milhões o número máximo total dos elementos da imagem que podem ser transmitidos por segundo. Com a presente padronização da transmissão em 30 imagens ou quadros completos enviados em cada segundo, o número de elementos por imagem é limitado em aproximadamente 260 000. Desses 260 000 elementos por imagem, somente cerca de 200 000 são reproduzidos na imagem visível, devido à necessária extinção da luminosidade de uma pequena parte da tela, durante os processos de exploração. Os detalhes da extinção da luminosidade durante a exploração, serão analisados depois.

Do que foi dito acima, se depreende que, para transmitir uma imagem satisfatória, é necessário que o sistema completo de televisão, desde

a câmara até a válvula que reproduz a imagem, seja capaz de gerar, conduzir e reproduzir uma larga faixa de frequências.

Tal requisito, não só nos canais de vídeo, como, de modo correspondente, nos amplificadores de radiofrequência e de frequência intermediária. é muito severo, sendo necessários circuitos projetados especialmente para se obterem imagens com bons detalhes. Esses aspectos serão tratados em tempo oportuno, em outro capítulo.

Ao contrário do serviço comum de radiodifusão, é essencial que os programas de televisão sejam transmitidos na chamada **FAIXA DE FREQUÊNCIAS MUITO ALTAS (V.H.F.)**. Isto é necessário porque a transmissão dos elementos da imagem necessita de muito mais espaço no "éter" do que o som da radiodifusão; por exemplo, se um programa de televisão pudesse ser transmitido nas frequências de radiodifusão, seriam necessárias tôdas as faixas destinadas para onda longa, radiodifusão regular, estações da polícia e de aeronaves, para transmitir um só canal de televisão. Portanto, tôdas as frequências das ondas portadoras de televisão ficam na geralmente chamada **FAIXA DE FREQUÊNCIAS MUITO ALTAS (V.H.F.)**.

A Comissão Federal de Comunicações (*) adotou seis megahertz como a largura padrão de um canal de televisão, a qual inclui as ondas portadoras de áudio e de vídeo e as faixas laterais associadas, e estabeleceu um grupo de canais nessa base.

14 — SINCRONIZAÇÃO E EXTINÇÃO DA LUMINOSIDADE

Além dos sinais da imagem, são também enviados pelo transmissor sinais especiais com o fim de sincronizar os processos de exploração na câmara de televisão e no receptor.

Um grupo de impulsos conhecidos como **IMPULSOS DE SINCRONISMO HORIZONTAL** é usado para fazer coincidir o princípio da exploração de cada linha horizontal no receptor com o correspondente na câmara de televisão. Um impulso de sincronismo horizontal ocorre no fim de cada linha e inicia a volta do feixe eletrônico na válvula de imagem, fazendo-o mover-se muito rapidamente do lado direito para o lado esquerdo da tela, em posição para iniciar uma nova linha da esquerda para a direita.

Uma vez que é indesejável que o feixe eletrônico seja visível durante o período de retôrno horizontal, quando êle é movido rapidamente da direita para a esquerda, são também transmitidos impulsos apagadores em conjunto com os impulsos horizontais de sincronismo, para extinguir ou apagar o feixe durante êste período. Esses impulsos apagadores são aplicados na grade de contrôle da válvula de imagem e na realidade polarizam-na até ser atingido ou ultrapassado o ponto de extinção, durante o período de retôrno.

Um segundo grupo de impulsos de sincronismo, conhecidos como **IMPULSOS VERTICAIS DE SINCRONISMO**, é usado para marcar o prin-

(*) Bem como, no Brasil, o Conselho Nacional de Telecomunicações. (N. Ed.).

cipic de cada campo. Esses impulsos ocorrem no fim de cada campo e são responsáveis pela condução do feixe de baixo para cima da tela, colocando-o em posição de iniciar o campo subsequente.

Para manter a exata sincronização horizontal e o exato intercalamento de linhas, o movimento na direção horizontal não pode ser interrompido, nem mesmo quando o feixe eletrônico está sendo movido de baixo para cima da tela. Para evitar que esse movimento horizontal do feixe eletrônico seja visível durante o período de retôrno vertical, o referido feixe é apagado ou extinto por um sinal apagador que é transmitido em conjunto com os impulsos de sincronismo vertical. O sinal apagador vertical é de muito maior duração do que o sinal apagador horizontal, uma vez que a duração do período de retôrno vertical é consideravelmente mais longa que a do período de retôrno horizontal.

Para se obter um perfeito intercalamento, os campos devem principiar sempre a intervalos de tempo iguais, isto é, o tempo decorrido entre o início de um campo (Ponto A da Fig. 1-4) e o início do campo seguinte (Ponto B da Fig. 1-4) deve ser sempre o mesmo. Para assegurar esta condição, um outro grupo de impulsos é transmitido em conjunto com os impulsos do grupo de sincronização vertical; são os chamados **IMPULSOS EQUALIZADORES**. Esses impulsos precedem e seguem imediatamente os impulsos do grupo vertical e estabelecem idênticas condições para campos sucessivos, antes e depois dos impulsos de sincronismo vertical.

A frequência com a qual os sinais de sincronização vertical são transmitidos é de 60 vêzes por segundo, uma vez que um grupo de impulsos de sincronismo vertical ocorre no fim de cada campo.

A frequência com a qual os impulsos de sincronismo horizontal são transmitidos é igual à frequência de linhas, uma vez que um impulso de sincronismo horizontal ocorre no fim de cada linha. A frequência de linhas é igual ao número total de linhas por quadro multiplicado pelo número de quadros transmitidos por segundo, e é igual a 525×30 ou 15 750 hertz.

Há muito mais a ser dito com respeito aos sinais de sincronização e extinção; entretanto, pelo menos por enquanto, eles não serão mais examinados aqui. Os detalhes e a exata correlação entre todos esses sinais serão discutidos quando fôr estudado o sinal padronizado de televisão.

15 — LINHAS POR QUADRO

O número exato de 525 linhas por quadro é baseado no fato de que o tipo de entrelaçamento usado requer um número ímpar de linhas, e, além disso, o número escolhido deve ter fatores simples. Essa última condição tem por objetivo simplificar a geração dos sinais de sincronização no transmissor; 525, por exemplo, tem os fatores $7 \times 5 \times 3 = 525$.

16 — LINHAS POR CAMPO

Uma vez que exatamente 525 linhas são exploradas por quadro ou em cada $1/30$ de segundo, então 262,5 linhas são exploradas durante cada campo ou em $1/60$ de segundo.

17 — FREQUÊNCIA DE QUADROS

Todos os sistemas modernos de televisão têm uma frequência de quadros que é a metade da frequência da linha de energia elétrica. O valor de 30 quadros por segundo satisfaz duas exigências: 1) A frequência de 30 quadros por segundo é suficiente para dar uma ilusão satisfatória de continuidade de movimento; 2) A frequência de 30 quadros por segundo é igual à metade da frequência da linha de energia em muitas localidades, e, se houver algum zumbido ("hum") presente no sistema, não será tão perceptível como se outra frequência de quadros fôsse usada.

18 — FREQUÊNCIA DE CAMPOS

A frequência de 60 campos por segundo é mais do que satisfatória para manter suficientemente alto o número de vezes em que a tela da válvula de imagem é iluminada por segundo, para evitar o efeito de cintilação. Também com ela o efeito de zumbido ("hum") é menor.

19 — A RELAÇÃO DE ASPECTO

A relação de aspecto é simplesmente a relação entre a largura e a altura da imagem, e foi padronizada em uma proporção de 4:3. Em outras palavras, se a largura da tela de uma válvula de imagem fôr, vamos dizer, 4 polegadas, então sua altura será de 3 polegadas. Do mesmo modo, se a largura da tela de uma outra válvula de imagem fôr 12 polegadas, então, para manter a relação de aspecto de 4:3, sua altura será de 9 polegadas.

A relação de aspecto de 4:3 foi adotada de modo a ficar de acôrdo com o método usado no cinema atual e permitir a mais eficiente televisão de filmes padronizados de cinema.

20 — SUMÁRIO

Para resumir, podemos dizer:

1 — A televisão é o sistema de subdivisão e conversão de uma imagem em impulsos elétricos por meio dos quais ela é enviada para um receptor, onde os impulsos são reunidos em ordem e posição adequadas para formar novamente a imagem completa, pela reconversão dos impulsos elétricos em elementos da imagem.

2 — Os sinais de imagem e som são transmitidos simultaneamente, mas em transmissores separados.

3 — O som transmitido é modulado em frequência.

4 — A imagem transmitida é modulada em amplitude.

5 — Uma antena única é usada para os dois transmissores.

6 — A imagem ótica é transformada em uma imagem elétrica correspondente pela câmara de televisão.

7 — Os sinais de som e imagem são captados simultaneamente por uma só antena receptora.

8 — Os sinais de som e de imagem são separados em dois canais diferentes no receptor.

9 — O dispositivo que reproduz a imagem é uma válvula de raios catódicos.

10 — A estrutura básica de uma imagem são as áreas de luz e sombra conhecidas como **ELEMENTOS DE IMAGEM**.

11 — Para bom detalhe, os elementos de imagem devem ser pequenos e numerosos.

12 — Uma imagem típica de televisão contém, aproximadamente, 200 000 elementos de imagem.

13 — O mosaico da válvula da câmara de televisão, ou iconoscópio, transforma a imagem ótica em uma imagem eléctro-sensível; em seguida, o feixe explorador converte essa imagem em impulsos eléctricos.

14 — Os impulsos eléctricos produzidos pela exploração da imagem são transmitidos, um a um, em sequência ordenada, e são reproduzidos na tela da válvula de imagem de modo semelhante.

15 — A transmissão de todos os elementos de uma imagem completa sendo feita em 1/30 de segundo, torna-se suficientemente rápida para que os olhos recebam a impressão de uma imagem completa, ainda que a imagem seja transmitida elemento por elemento.

16 — A televisão se baseia na persistência da visão.

17 — Persistência da visão é a aptidão do olho em reter uma imagem por um curto periodo de tempo depois da imagem ter sido removida.

18 — 30 quadros completos, ou imagens, são transmitidos cada segundo, o que é mais do que suficiente para dar à cena continuidade de movimento.

19 — Se a tela fôr iluminada com uma frequência baixa. ocorrerá cintilação.

20 — A cintilação é corrigida no sistema de televisão pelo uso da exploração intercalada, que dobra a frequência aparente de iluminação da tela.

21 — Na exploração intercalada, a imagem é parcialmente explorada em 1/60 de segundo.

22 — A frequência com a qual a imagem é parcialmente explorada é conhecida como **FREQUÊNCIA DE CAMPOS** e é de 60 por segundo.

23 — A frequência com a qual a imagem é completamente explorada é conhecida como **FREQUÊNCIA DE QUADROS** e é de 30 por segundo.

24 — Uma imagem, ou quadro constituído de dois campos, é completada em 1/30 de segundo; durante êsse tempo, a imagem é explorada 525 vezes. Durante cada campo, ou 1/60 de segundo, a imagem é explorada 262,5 vezes.

25 — Pode-se reproduzir muito satisfatõriamente uma imagem, se fôr possível transmitir cêrca de 8 000 000 de elementos de imagem por segundo.

26 — Para transmitir uma imagem tendo 8 000 000 de elementos é necessário que o sistema completo de vídeo deixe passar tôdas as frequências desde quase zero hertz até 4 megahertz.

27 — Os sinais de televisão são transmitidos em faixas de frequência muito alta, para acomodar a grande largura da faixa requerida.

28 — A largura da faixa de um canal de televisão foi padronizada em 6 megahertz.

29 — Os sinais de sincronização que marcam o principio de cada linha horizontal a ser explorada são chamados IMPULSOS DE SINCRONISMO HORIZONTAL OU DE LINHA.

30 — Os sinais de sincronização que marcam o principio de cada campo, ou periodo de exploração de 1/60 de segundo, são chamados IMPULSOS DE SINCRONISMO VERTICAL OU DE CAMPO.

31 — Os sinais apagadores que extinguem o feixe enquanto êle é movido da direita para a esquerda, durante o retôrno horizontal, são chamados SINAIS APAGADORES HORIZONTAIS.

32 — Os sinais apagadores que extinguem o feixe enquanto êle é movido da parte inferior da tela para a superior, durante o retôrno vertical, são chamados SINAIS APAGADORES VERTICAIS.

33 — Os sinais de sincronização que ajudam a manter um intercalamento correto, são chamados IMPULSOS DE EQUALIZAÇÃO.

34 — A relação de aspecto de um quadro de televisão é de 4:3 e é simplesmente a relação da largura para a altura do quadro.

CAPÍTULO II

A Válvula de Imagem ou Cinescópio

1 — PRINCÍPIOS FUNDAMENTAIS DA VÁLVULA DE RAIOS CATÓDICOS

As válvulas de raios catódicos são fabricadas em vários tamanhos e tipos, segundo a aplicação específica a que se destinam como, por exemplo osciloscópios comuns, equipamentos de radar ou receptores de televisão. O tamanho e o tipo da válvula de raios catódicos usada num receptor de televisão dependem de vários fatores, entre os quais o custo, o tamanho da tela e o tipo do receptor, isto é, se êle é do tipo de visão direta ou do tipo de projeção.

Quaisquer que sejam o tamanho e o tipo, tôdas as válvulas de imagem são fundamentalmente iguais e possuem os seguintes elementos básicos.

a) Um catodo como fonte de elétrons.

b) Um calefator para aquecer o catodo a fim de que êle emita elétrons.

c) Uma grade de contrôle para regular o número de elétrons que passam através dela.

d) Um meio de focalizar e concentrar em um feixe os elétrons emitidos pelo catodo.

e) Um anodo de alta tensão para acelerar os elétrons emitidos pelo catodo.

f) Um meio de desviar o feixe eletrônico para qualquer direção desejada.

g) Uma tela revestida com material fluorescente, que emite luz sob o impacto do feixe eletrônico.

2 — TIPO ELETROSTÁTICO DE VÁLVULA DE RAIOS CATÓDICOS

Estudaremos em primeiro lugar o tipo eletrostático de válvulas de raios catódicos, uma vez que êle é usado nos osciloscópios comuns e numa grande quantidade de receptores de televisão; além disso é, provavelmente,

o tipo com o qual os radiotécnicos estão mais familiarizados. É chamado de tipo eletrostático porque o feixe eletrônico é focalizado e desviado por meio de campos eletrostáticos.

A Figura 2-1 mostra uma válvula de raios catódicos do tipo eletrostático. A parte da válvula que contém o filamento ou calefator, o catodo, a grade de controle e os anodos formadores do feixe, é chamada o projetor de elétrons, também conhecido como canhão eletrônico, e sua ação é a seguinte: o filamento ou calefator faz com que o catodo emita elétrons, os quais sofrem a ação da grade, ou eletrodo de controle, que é operada com um potencial negativo em relação ao catodo. A ação da grade de controle é dupla: Em primeiro lugar, ela controla os elétrons emitidos pelo catodo, como no caso da válvula comum de vácuo; em segundo lugar, ela age como uma lente para concentrar os elétrons em um pequeno feixe na primeira abertura delimitadora do feixe eletrônico, no anodo n.º 1,

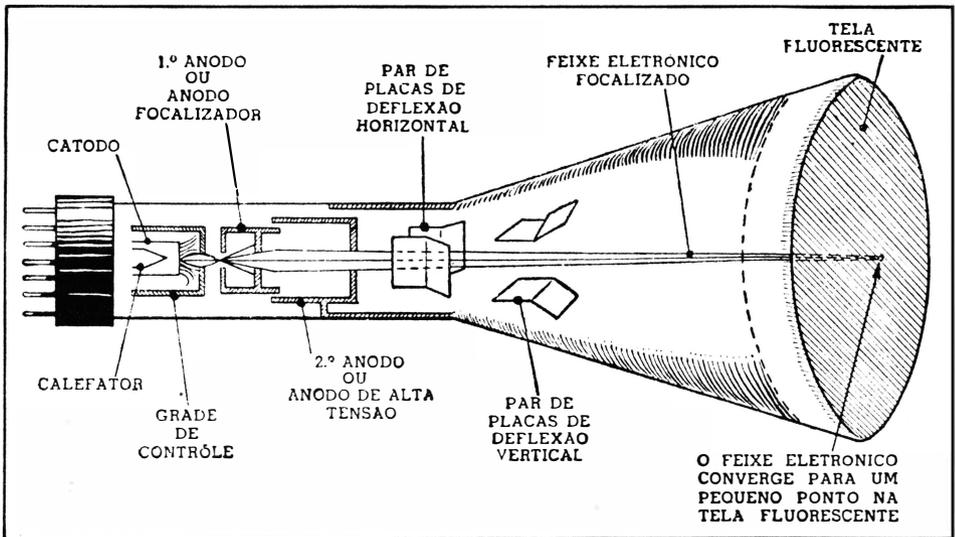


FIG. 2-1 — Válvula de raios catódicos do tipo eletrostático

como mostra a Figura 2-1. Uma vez que a grade de controle não é capaz de produzir suficiente ação de focalização, torna-se necessária uma focalização adicional, que é obtida entre o anodo n.º 1, chamado o primeiro anodo ou anodo focalizador, e o anodo n.º 2, chamado o segundo anodo ou anodo acelerador. Os primeiro e o segundo anodos têm usualmente aberturas delimitadoras do feixe, as quais evitam que os elétrons que divergem do mesmo atinjam a tela; desse modo, reduzem o efeito de dispersão do feixe, como se vê na Figura 2-1. A principal ação de focalização tem lugar no campo eletrostático estabelecido pelos potenciais do anodo de focalização (Anodo n.º 1) e do anodo de aceleração (Anodo n.º 2) que formam um sistema de lente eletrônica, fazendo a corrente de elétrons convergir para um ponto na tela fluorescente. O segundo anodo, ou anodo de aceleração, é sempre operado com um potencial positivo mais elevado de que o do primeiro anodo, ou anodo de focalização. A focalização é

usualmente controlada pela variação do potencial no primeiro anodo, enquanto o potencial no segundo anodo permanece constante. Isto varia o efeito que o campo eletrostático produz na corrente de elétrons e, pela observação da tela, é fácil de ajustar o potencial do primeiro anodo de modo que os elétrons converjam para um pequeno ponto na tela, como indicado na Figura 2-1. Além de sua ação de focalização, os anodos ns. 1 e 2 aceleram os elétrons, para que os mesmos estejam se movendo com uma grande velocidade ao atingirem a tela. No segundo anodo, ou anodo acelerador, são usados potenciais de corrente contínua relativamente elevados, uma vez que, quanto mais alta a tensão de aceleração, mais alta será a velocidade dos elétrons no feixe, e mais aguda a ação de focalização. A corrente do feixe é muito pequena, variando entre aproximadamente 50 e 250 microampêres, dependendo do tipo de válvula e das tensões de anodo empregadas.

Para transformar a energia do feixe eletrônico em luz, a extremidade ou face da válvula sobre a qual o feixe se move é revestida com um material denominado fósforo (*), o qual tem a propriedade de emitir luz sob o impacto dos elétrons. Essa propriedade é conhecida como "fluorescência". Foram aperfeiçoados vários tipos de fósforo para o uso em válvulas de raios catódicos, sendo a cor da luz emitida um dos seus característicos principais. O fósforo usado nas válvulas de televisão produz uma luz aproximadamente branca; geralmente, ele consiste em uma mistura de sulfato de zinco e berílio.

A propriedade do material fluorescente de reter a imagem na tela depois do feixe eletrônico ter passado por ela é denominada "persistência". Se a imagem a ser observada muda lentamente, como no caso do radar, o material da tela pode ter longa persistência. Em aplicações nas quais a imagem muda rapidamente, como na televisão, a persistência da tela deve ser bastante curta, uma vez que a luminosidade mantida por uma tela de grande persistência causaria perda de detalhes na imagem. O fósforo do tipo P4, que é usado na tela das válvulas de televisão, tem uma persistência média.

Quando o feixe eletrônico atinge a tela fluorescente, ele provoca elétrons secundários, que são emitidos pela tela. Se esses elétrons secundários não forem removidos, eles se acumularão e formarão uma nuvem em frente à tela, prejudicando assim o funcionamento normal da válvula.

Para evitar a acumulação dessa nuvem de elétrons, a parte interna do invólucro de vidro de quase todas as válvulas de raios catódicos (quer do tipo eletrostático, quer do eletromagnético) é revestida com um material condutor, geralmente feito de grafite pulverizado. Este revestimento é chamado "aquadag" e se estende, normalmente, desde o princípio da parte em forma de funil do invólucro de vidro até à distância de cerca de uma polegada da tela fluorescente, como indicado na Figura 2-1. Uma das extremidades do revestimento de "aquadag" é ligada ao segundo anodo ou anodo de aceleração; o revestimento fica assim com um potencial po-

(*) A denominação de "fósforo" para a emulsão fluorescente da tela, apesar de imprópria, já foi universalmente adotada e constitui, portanto, um termo técnico consagrado pelo uso. (N. Ed.).

sitivo elevado e atrai os elétrons secundários emitidos pela tela fluorescente ao ser bombardeada pelo feixe eletrônico. Isso evita a acumulação de elétrons secundários na frente da tela. Em algumas válvulas de raios catódicos não existe um anodo metálico de aceleração, e o revestimento de "aquadag", além de coletar os elétrons secundários da tela, atua também como anodo de aceleração, ou de alta tensão.

Outra estrutura de projetor de elétrons, usada em algumas válvulas de raios catódicos do tipo eletrostático, faz uso de uma grade extra, a qual é colocada entre a grade de controle e o primeiro anodo, ou anodo de focalização. Essa segunda grade, chamada grade de blindagem, evita qualquer interferência entre a grade de controle e o anodo de focalização.

3 — DEFLEXÃO ELETROSTÁTICA

Vimos até aqui como o feixe eletrônico é formado, focalizado e acelerado e como êle produz na tela fluorescente, um ponto de luz cuja intensidade pode ser variada pela grade de controle. Entretanto, para que a válvula de raios catódicos possa ser útil, devem ser previstos meios de desviar o feixe eletrônico; do contrário aparecerá apenas um pequeno ponto luminoso no centro da tela.

Na deflexão eletrostática, são empregados dois pares de placas em redor do feixe, na extremidade do projetor de elétrons. Para a deflexão vertical coloca-se uma placa horizontal em cima do feixe e outra em baixo, a igual distância do lado oposto, como indicado na Figura 2-1.

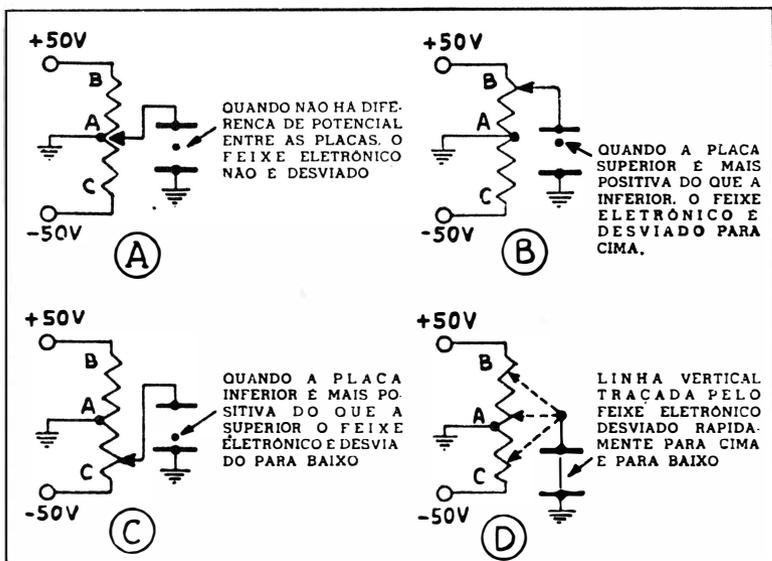


FIG. 2-2 — Deflexão eletrostática do feixe eletrônico

Se se aplica uma diferença de potencial entre as placas de deflexão vertical, o feixe eletrônico será desviado para cima ou para baixo, no sentido da placa que é mais positiva, sendo o desvio na tela proporcional à tensão aplicada entre as duas placas. Se for nula a diferença de poten-

cial entre as duas placas, não haverá deflexão vertical do feixe. A Figura 2-2 ilustra a deflexão do feixe na direção vertical para três tensões diferentes aplicadas entre as placas horizontais. Em (A) a figura mostra o efeito da diferença de potencial nula entre as duas placas: o feixe eletrônico não foi desviado e permanece a meio caminho entre as placas. Em (B) a figura mostra o efeito de um potencial positivo aplicado à placa horizontal superior em relação à placa horizontal inferior: o feixe eletrônico (negativo) é desviado para a placa superior. Em (C) a figura mostra o efeito de um potencial positivo aplicado à placa horizontal inferior em relação à superior; o feixe eletrônico é agora desviado no sentido da placa inferior. Do exposto, deduz-se que se o braço do potenciômetro for movido rapidamente para trás e para a frente entre (B) e (C), a tensão entre as placas de deflexão vertical mudará de polarização alternadamente e o feixe eletrônico será movido para cima e para baixo, traçando uma linha vertical na tela, como indicado em (D) na Figura 2-2.

Do mesmo modo, com as placas de deflexão horizontal fisicamente a 90 graus em relação às placas de deflexão vertical, a aplicação de um potencial positivo a uma dessas placas em relação à outra, causará o movimento do feixe horizontalmente, em vez de verticalmente como foi descrito para a deflexão vertical.

Do que foi dito acima deduz-se que a aplicação de uma tensão às placas de deflexão horizontal e outra, simultaneamente, às placas de deflexão vertical, faz com que a posição do ponto a cada instante seja devida à resultante das duas tensões atuando perpendicularmente entre si. Em televisão a tensão aplicada entre as placas de deflexão vertical é conhecida como tensão de varredura vertical, uma vez que ela faz o feixe eletrônico varrer a tela numa direção vertical. A tensão aplicada entre as placas de deflexão horizontal é conhecida como tensão de varredura horizontal, uma vez que ela faz o feixe eletrônico varrer a tela numa direção horizontal.

Nos receptores de televisão, aplica-se entre as placas de deflexão horizontal uma tensão variável de varredura, a qual move rapidamente o feixe eletrônico da esquerda para a direita traçando uma linha horizontal. Ao mesmo tempo em que o feixe é movido horizontalmente, uma outra tensão variável de varredura é aplicada entre as placas de deflexão vertical, variando porém muito mais lentamente do que a anterior. O feixe traça assim linhas horizontais através da face da válvula, ao mesmo tempo em que é gradualmente movido

de cima para baixo pela tensão de varredura vertical. O resultado é uma grande quantidade de linhas horizontais através da face da válvula, desde cima até em baixo, formando um retângulo luminoso, denominado "trama" e ilustrado na Figura 2-3.

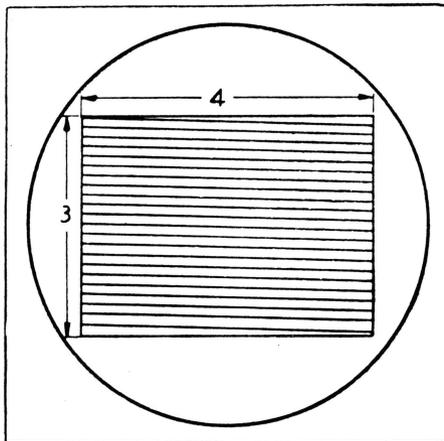


FIG. 2-3 — Trama formada sobre a tela de uma válvula de raios catódicos

4 — PROCESSO DE DEFLEXÃO ELETRÔNICA

Uma descrição mais detalhada de como a imagem é reproduzida na tela da válvula é a seguinte: para reproduzir satisfatoriamente a imagem é necessário, primeiro de tudo, que o feixe eletrônico, ou o ponto explorador, principiando no alto da tela, se desloque com uma velocidade uniforme através da mesma, da esquerda para a direita. Para realizar isso, uma tensão de forma de onda especial (no caso da deflexão eletrostática) é aplicada entre as placas de deflexão horizontal. Enquanto o ponto luminoso se move através da tela, da esquerda para a direita, sua intensidade variará de acordo com os impulsos do sinal de vídeo, ou de imagem, que é aplicado entre a grade de controle e o catodo da válvula de imagem, traçando assim, através da tela, uma linha de imagem.

Quando o ponto luminoso se aproxima da extremidade da direita da tela, a válvula de imagem é polarizada além do ponto de extinção por meio do sinal apagador horizontal. Isto provoca a extinção ou desaparecimento do ponto luminoso, durante o tempo em que ele é movido muito rapidamente de volta para o bordo esquerdo da tela, ficando em posição de iniciar o traçado de uma nova linha da imagem. O sinal apagador horizontal é então removido e o ponto luminoso movimentado novamente através da tela como antes, traçando outra linha da imagem. Esse processo é repetido muitas vezes, enquanto o ponto luminoso vai se movendo gradualmente para a parte inferior da tela, sob a ação de uma tensão de forma de onda semelhante, porém muito mais lenta que a horizontal que é aplicada entre as placas de deflexão vertical. Cada linha horizontal ficará ligeiramente abaixo da anterior, inclinada levemente para baixo da esquerda para a direita, devido ao efeito descendente da varredura vertical que move o ponto luminoso lentamente para baixo. Quando o ponto luminoso alcança a parte inferior da tela, a válvula de imagem é polarizada além do ponto de extinção, por meio do sinal apagador vertical, e o ponto luminoso desaparece ou é apagado, enquanto ele é rapidamente movido em posição de iniciar o traçado de um novo campo. O sinal apagador vertical é, então, removido e o ponto luminoso traça as linhas horizontais do campo seguinte.

A forma de onda das tensões que são aplicadas às placas de deflexão deve aumentar gradualmente em amplitude, linearmente, do mínimo para o máximo. No caso das placas de deflexão horizontal isso fará o ponto luminoso se mover da esquerda para a direita através da tela, e no caso das placas de deflexão vertical, fará o ponto luminoso se mover de cima para baixo. Quando essa forma de onda atinge o seu valor máximo, ela deve voltar ao valor mínimo em um período de tempo muito curto, comparado com o tempo requerido para ela ir do mínimo ao máximo.

Esse retorno rápido para o valor mínimo, no caso da varredura horizontal, fará o ponto luminoso se mover de volta do lado direito para o lado esquerdo da tela, e no caso da varredura vertical, fará o ponto luminoso se mover de volta do limite inferior para o limite superior da tela.

Esse aumento gradual da tensão de exploração para o valor máximo, com um retorno rápido ao seu valor original ou mínimo requer uma forma de onda especial, conhecida como onda "dente de serra", devido à

sua semelhança com os dentes de uma serra, como se pode ver na Figura 2-4. Como indicado, o período crescente (isto é, o período que move gradualmente o feixe eletrônico da esquerda para a direita, ou de cima para baixo, conforme o caso) é de maior duração. Esse é chamado o período de traçado da onda dente de serra. O período decrescente da onda (que é o período que move rapidamente o feixe da direita para a esquerda ou de baixo para cima, conforme o caso) é de curta duração e é chamado período de retôrno da onda.

O período crescente, ou de traçado, da onda dente de serra deve ser o mais reto possível, para que o feixe eletrônico, ou o ponto luminoso, seja deslocado numa velocidade uniforme. O período decrescente, ou de retôrno, deve ser de curta duração para reduzir o tempo perdido em movimentar o ponto luminoso da direita para a esquerda, no caso da onda dente de serra, horizontal. e de baixo para cima, no caso da onda dente de serra, vertical.

Na prática, o período de retôrno da onda dente de serra usada para a deflexão horizontal ocupa cerca de 10% do tempo de duração de um ciclo completo, dependendo do tipo de receptor, como indicado na Figura 2-5. O tempo de retôrno pode diferir um pouco dessa porcentagem, mas deve ser sempre menor que 16% de um ciclo horizontal completo

(traçado e retôrno), uma vez que o período de extinção horizontal é somente de 16% do ciclo completo. Se o período de retôrno fôsse maior do que 16%, parte do retôrno horizontal (isto é, parte do movimento do ponto luminoso da direita para a esquerda) seria visível na tela, o que é indesejável.

O período de retôrno da onda usada para a deflexão vertical consome aproximadamente 5% de um ciclo completo, como indicado na Figura 2-6. Como no caso do

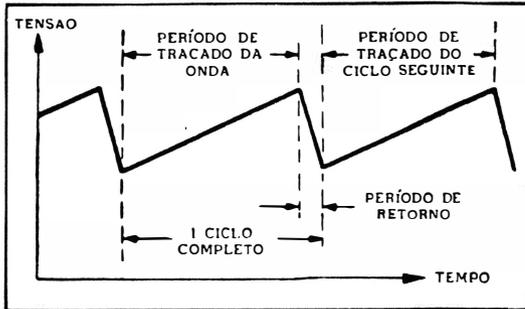


FIG. 2-4 — Representação gráfica de uma onda dente de serra

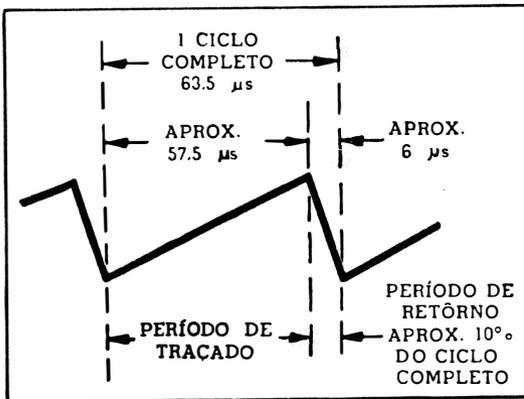


FIG. 2-5 — Representação gráfica de uma onda dente de serra horizontal

período de retôrno horizontal, esse tempo pode variar um pouco; entretanto, ele deve ser sempre menor do que o tempo de extinção vertical, que é de 8% do ciclo vertical completo. Se o período de retôrno vertical fôsse maior do que 8%, então algumas linhas horizontais que ocorrem durante esse período de retôrno vertical, seriam visíveis, o que também não é desejável.

Uma vez que o quadro completo de uma imagem de televisão contém 525 linhas horizontais, e que 30 desses quadros aparecem na tela da válvula de imagem durante cada segundo, conclui-se que o feixe explorador deve cruzar a tela de lado a lado na razão de $525 \times 30 = 15\,750$ vezes por segundo. Esta é a frequência da onda dente de serra aplicada às placas de deflexão horizontal.

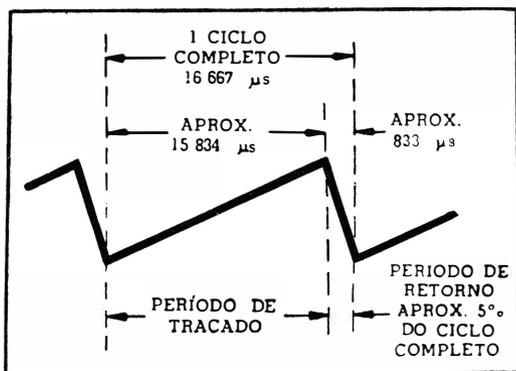


FIG. 2-6 — Representação gráfica de uma onda dente de serra vertical

cada segundo, o feixe explorador deve mover-se de alto a baixo da tela na razão de $30 \times 2 = 60$ vezes por segundo.

Há muito mais a ser dito com respeito à onda dente de serra, quanto a sua geração, sincronização, etc. Esses e outros detalhes serão tratados em capítulos posteriores.

5 — CIRCUITOS DE TENSÕES PARA UMA VÁLVULA DE RAIOS CATÓDICOS ELETROSTÁTICA

O circuito básico de tensões e a representação esquemática de uma válvula de raios catódicos do tipo eletrostático, estão indicados na Figura 2-7. Como mostrado, as tensões dos eletrodos para formar, focalizar e controlar a intensidade do feixe são obtidas de um divisor de tensão ligado através da fonte de alta tensão. Para o anodo focalizador é obtida uma tensão variável de um potenciômetro intercalado no circuito divisor de tensão. O potencial do segundo anodo, ou anodo de alta tensão, é usualmente de 5 a 6 vezes o do primeiro anodo, ou anodo focalizador, e varia de aproximadamente 1 500 a 10 000 volts, dependendo do tipo de válvula. O uso de tensões de anodo mais elevadas resulta em um ponto luminoso de menor tamanho e também produz imagens mais brilhantes.

A intensidade média do feixe ou a luminosidade média da imagem, é controlada no circuito do divisor de tensão por meio de um potenciômetro com o qual se varia a polarização da grade de controle em relação ao catodo. Tornando-se o catodo mais positivo em relação à grade, a luminosidade diminui; tornando-se-o menos positivo a luminosidade aumenta. Isso equivale a aplicar na grade maior ou menor polarização negativa em relação ao catodo.

Os sinais de vídeo, ou de imagem, são aplicados ao circuito grade-catodo da válvula de imagem, provocando uma variação correspondente da intensidade do feixe eletrônico, enquanto o mesmo é desviado através da tela, pela aplicação de tensões de varredura adequadas nas placas de deflexão horizontal e vertical.

Para evitar que a aplicação das tensões de varredura nas placas de deflexão desfocalize o feixe eletrônico, o potencial médio das placas de deflexão é mantido igual ao do último anodo, ou anodo de aceleração. É conveniente, para esse fim, usar circuitos de deflexão simétricos (em "push-pull"); isto é, em ambos os pares de placas, as mesmas variam em potencial em torno de um potencial positivo fixo (o potencial do último anodo) que é o ponto de operação. Esse método de operação é consegui-

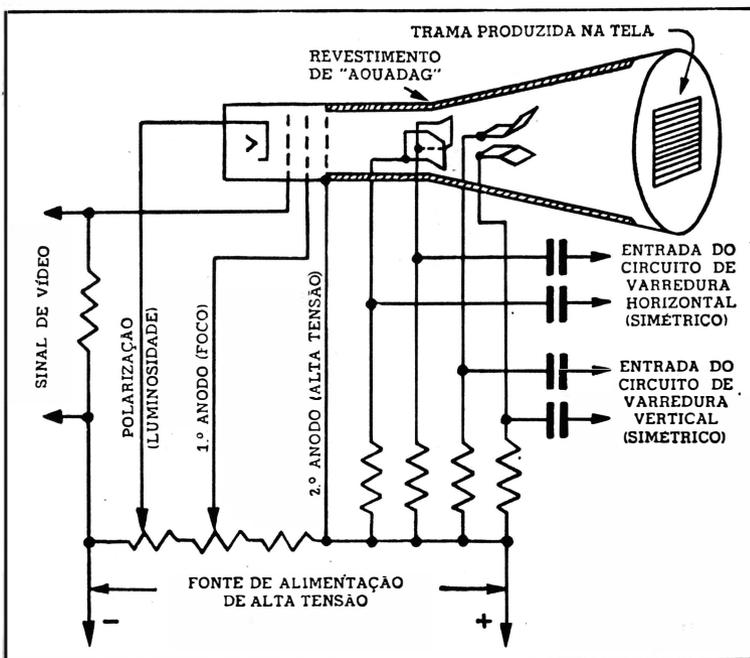


FIG. 2-7 — Circuito básico de tensões para uma válvula de raios catódicos eletrostática

do, ligando-se cada placa de deflexão ao último anodo, através de uma resistência elevada, e ligando cada par de placas de deflexão à saída do respectivo amplificador simétrico (em "push-pull"), como indicado na Figura 2-7.

Dispõe-se geralmente de um meio de aplicar um potencial de corrente contínua ajustável a cada par de placas, para a centragem adequada do feixe eletrônico. Esse pequeno potencial variável é necessário para compensar algum defeito de alinhamento no projetor de elétrons, ou o efeito de algum campo eletrostático ou eletromagnético, residual, os quais podem deslocar o feixe para fora do centro.

6 — TIPO ELETROMAGNÉTICO DE VÁLVULAS DE RAIOS CATÓDICOS

A Figura 2-8 ilustra uma válvula de raios catódicos do tipo eletromagnético, a qual é fundamentalmente igual à do tipo eletrostático, com a diferença que o feixe eletrônico é focalizado e desviado por um campo magnético em vez de o ser por um campo eletrostático.

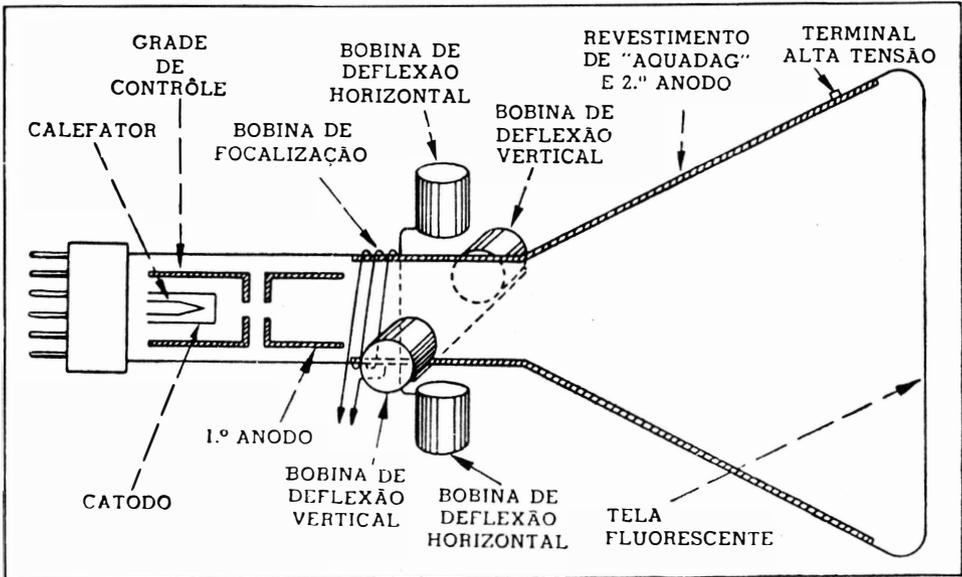


FIG. 2-8 — Válvula de raios catódicos com focalização e deflexão magnéticas

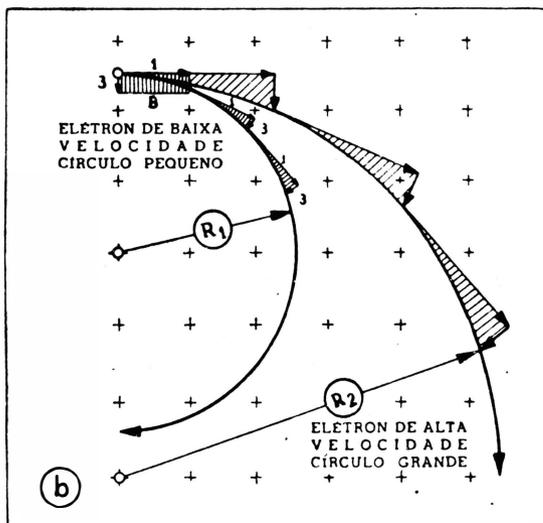
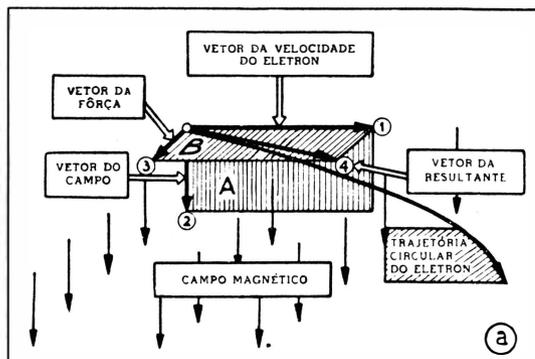
Na válvula do tipo eletromagnético a estrutura do projetor eletrônico é semelhante à do projetor da válvula eletrostática, consistindo em um filamento ou calefator, um catodo, uma grade de controle e dois anodos, como anteriormente. Entretanto, o primeiro e segundo anodo não produzem mais a ação de focalização, como antes. O primeiro anodo atrai os elétrons do catodo, e o segundo anodo, ou aceleração, que é o anodo de alta tensão, acelera-os em direção à tela. Como mencionado anteriormente, o revestimento de "aquadag" é, algumas vezes, usado como segundo anodo, em substituição ao segundo anodo metálico, como se vê na Figura 2-8.

Quando é usada a focalização eletromagnética, as forças magnéticas desenvolvidas por uma bobina de focalização substituem as forças eletrostáticas consideradas antes com relação à focalização eletrostática. Essa bobina de focalização é colocada em volta do pescoço da válvula, como mostrado em seção longitudinal pela Figura 2-8. Deve-se notar que as linhas de força magnética, desenvolvidas dentro do pescoço da válvula, são uniformemente distribuídas e são paralelas ao eixo da válvula. A bobina de focalização é usualmente enrolada em forma de um anel, do modo ilustrado, sendo constituída de muitas espiras de fio fino. Uma corrente contínua passa através da bobina de focalização para produzir o campo

magnético desejado, e a intensidade da corrente é ajustável para permitir uma focalização perfeita.

Para se ter uma idéia clara como os elétrons são afetados pelo campo magnético, estudaremos seus movimentos sob várias condições. Concentremos nossa atenção sobre um único elétron que foi lançado perpendicularmente às linhas de força de um campo magnético uniforme. Este último é representado por um certo número de setas ou vetores que indicam a direção, o sentido e a densidade do campo magnético. (Figura 2-9A). A direção da velocidade do elétron é representada por um vetor (1) o qual forma um retângulo *A* com o vetor do campo (2). O elétron em movimento é solicitado por uma força (3), a qual é normal ao retângulo *A* e, portanto, também perpendicular ao vetor da velocidade do elétron. O desenho usa uma representação em perspectiva para esclarecer as várias direções das forças. O elétron sofre a ação de duas forças: uma na direção da velocidade original (1), e a segunda na direção da força (3). A força resultante é obtida traçando-se a diagonal no retângulo *B* cujos lados são (1) e (3). O elétron seguirá a direção dessa força resultante (4). Se o campo magnético for uniforme, o elétron será desviado constantemente e, portanto seguirá uma trajetória circular.

A Figura 2-9B mostramos isso muito claramente. Ela representa o que se veria estando-se de pé sobre o retângulo *B* e olhando-se para baixo na direção do campo magnético. As setas estão reduzidas a pontos, e vêem-se-lhes somente as caudas, representadas por cruces; o campo magnético penetra perpendicularmente ao plano do papel e causa um desvio constante do elétron, produzindo uma trajetória circular. Se a velocidade do elétron for maior, a força resultante será mais na direção da velocidade do elétron (1), e portanto o desvio será menor, produzindo uma trajetória circular com um diâmetro maior. Se considerarmos dois elétrons com velocidades diferentes, eles terão de percorrer trajetórias circulares diferen-



FIGS. 2-9 A e B — Movimento de um elétron em um campo magnético

magnético penetra perpendicularmente ao plano do papel e causa um desvio constante do elétron, produzindo uma trajetória circular. Se a velocidade do elétron for maior, a força resultante será mais na direção da velocidade do elétron (1), e portanto o desvio será menor, produzindo uma trajetória circular com um diâmetro maior. Se considerarmos dois elétrons com velocidades diferentes, eles terão de percorrer trajetórias circulares diferen-

tes. Entretanto, eles completarão seus círculos individuais ao mesmo tempo. O elétron mais rápido percorre um círculo grande, enquanto o elétron mais lento só tem de percorrer um círculo pequeno.

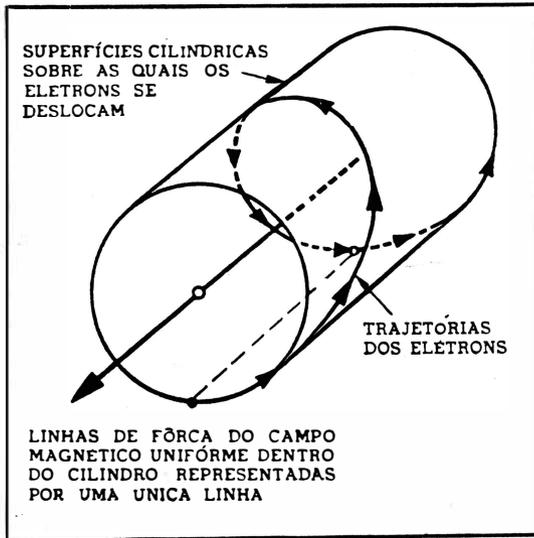


FIG. 2-10 — A hélice

bre superfícies cilíndricas de diferentes diâmetros, como indicado na Figura 2-10.

Se nós olharmos na direção do eixo do cilindro, o elétron parecer-nos-á estar percorrendo círculos, porque a projeção do trajeto helicoidal é também um círculo. No caso da válvula de raios catódicos os elétrons deixam o cátodo em várias direções. Os que não formarem um ângulo com as linhas de força magnéticas, isto é, que se moverem paralelamente às mesmas, não serão afetados pelo campo magnético, e passarão em linha reta para a tela (1). O elétron fazendo um ângulo grande com o campo magnético (2) percorrerá a superfície de um cilindro com o raio R_2 (Figura 2-11). O elétron com um ângulo menor (3) percorrerá a superfície de um cilindro menor R_3 e assim por diante. Todos os vários trajetos completarão uma revolução ao mesmo

Se o elétron penetra no campo magnético fazendo um ângulo arbitrário com o mesmo, ele é afetado por uma força que o desloca para diante, ao mesmo tempo em que o move numa trajetória circular. O círculo não fecha mais, e o elétron segue uma curva, semelhante a uma rósca de parafuso comum, chamada uma hélice (Figura 2-10). Apesar das diferentes trajetórias para os elétrons de velocidades diferentes, o tempo de percurso dos mesmos permanece imutável. Depois de uma revolução completa, todos eles se encontram novamente num só ponto. Eles se movem sô-

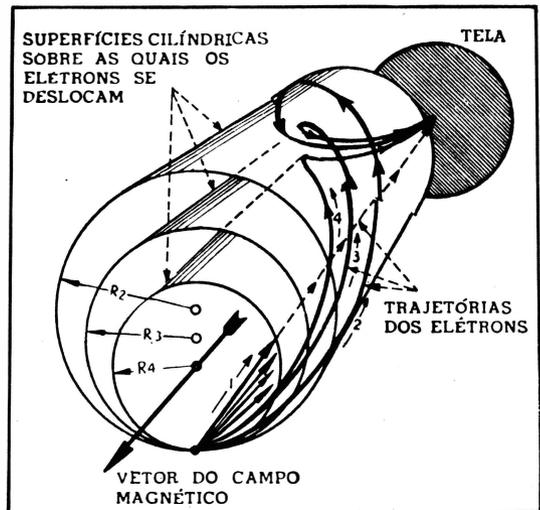


FIG. 2-11 — Eléctrons em uma válvula de raios catódicos do tipo eletromagnético

todos. Todos os vários trajetos completarão uma revolução ao mesmo

tempo. Variando-se a intensidade do campo magnético, podemos fazer com que os elétrons se encontrem em um só ponto sobre a tela de visão da válvula de raios catódicos, formando um ponto luminoso bem definido. No caso de não se obter um foco agudo é necessário mudar a intensidade do campo magnético. Se olharmos a partir do catodo para a tela, as várias trajetórias dos elétrons aparecerão como círculos de diâmetros diferentes (Figura 2-12). A intensidade do campo magnético pode ser ajustada pela variação da corrente através da bobina que produz o campo (Figura 2-13). A análise que acabamos de fazer foi baseada na suposição de que o campo magnético é uniforme ao longo de todo o percurso do elétron. De acordo com a Figura 2-13, esse não é o caso. O campo magnético só é uniforme dentro do espaço fisicamente limitado pela bobina, diminuindo de intensidade em ambas as extremidades da mesma, e ao mesmo tempo mudando inteiramente sua configuração. Entretanto, isso não altera a nossa argumentação principal. As projeções dos trajetos não serão mais círculos, mas nós podemos compreender agora a ação de focalização do campo magnético.

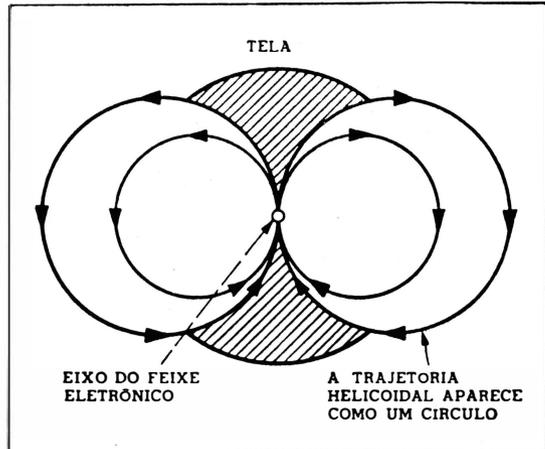


FIG. 2-12 — Trajetórias dos elétrons em uma válvula de raios catódicos do tipo eletromagnético

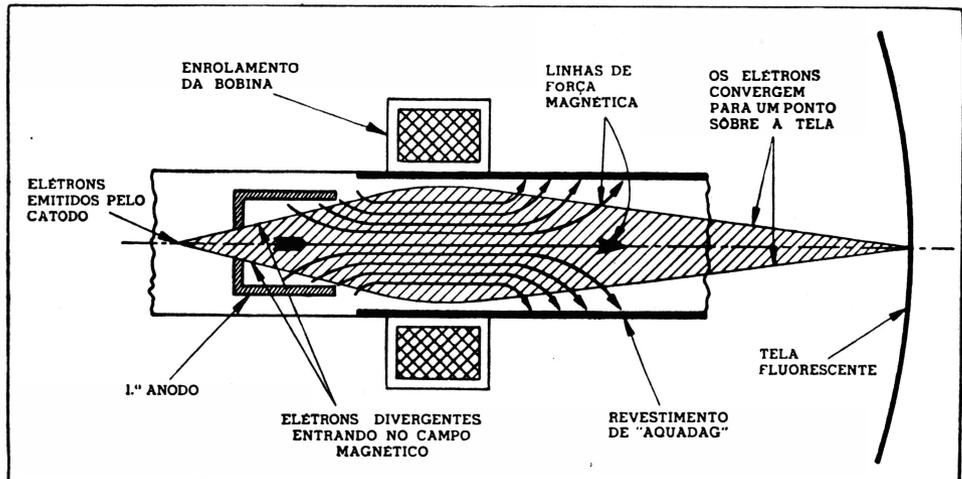


FIG. 2-13 — Focalização eletromagnética

Um dos últimos aperfeiçoamentos da bobina de foco utiliza um campo magnético permanente junto com o campo eletromagnético. Em vez de usar uma bobina grande, com milhares de espiras de fio, usa-se uma

bobina muito menor, mostrada na Figura 2-14, em conjunto com um ímã permanente de forma cilíndrica. A bobina é colocada dentro dêsse ímã permanente, o qual produz a maior parte do campo magnético necessário.

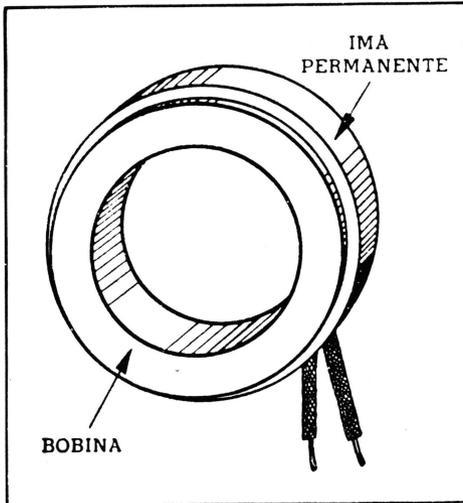


FIG. 2-14 — Bobina de focalização

A bobina, por sua vez, fornece a parte restante do campo magnético, a qual é utilizada para ajustar a focalização; a corrente através dela é variável de modo a permitir a obtenção de um foco perfeito.

Esse tipo de bobina de foco possui duas vantagens sobre o tipo usual de bobina, em que todo o campo magnético é produzido exclusivamente pela própria bobina. Acima de tudo, torna mínima a desfocalização do feixe eletrônico devida às flutuações de tensão na rede de energia elétrica, uma vez que grande parte do campo magnético é fixa, produzida pelo anel de ímã permanente. Além disso, uma vez que somente uma peque-

na parte do campo magnético necessário para a focalização é produzida pela bobina, a energia fornecida pela fonte de alimentação para a focalização é reduzida ao mínimo.

7 — DEFLEXÃO ELETROMAGNETICA

Na deflexão eletromagnética são usadas bobinas em vez de placas, e elas são colocadas externamente, em volta do pescoço da válvula, como indicado na Figura 2-15. Pela passagem de correntes de forma de onda apropriada através dessas bobinas, pode-se produzir a trama de exploração na tela da válvula de imagem, de modo semelhante ao descrito no caso da válvula do tipo eletrostático. A intensidade do campo magnético produzido por uma dessas bobinas é proporcional à corrente que a atravessa, e o desvio instantâneo do feixe eletrônico é proporcional, portanto, à corrente instantânea através da bobina. Para deslocar o feixe com uma velocidade uniforme, as correntes através das bobinas de deflexão devem variar uniformemente. Para realizar isso faz-se passar uma corrente com forma de onda de dente de serra através de cada uma das bobinas, o que equivale à tensão dente de serra requerida nas placas de deflexão para a deflexão eletrostática. Deve ficar bem claro que para a deflexão eletromagnética usa-se uma *corrente* dente de serra, enquanto que para a deflexão eletrostática usa-se uma *tensão* dente de serra.

Para produzir uma trama retangular, é necessário que ambas as forças de deflexão horizontal e vertical operem simultaneamente e perpendicularmente entre si, como no caso da deflexão eletrostática. Para realizar isto, são usados dois jogos de bobinas, os quais são colocados em volta do pescoço da válvula e perpendicularmente um ao outro. Para a

deflexão horizontal coloca-se uma bobina acima do pescoço da válvula e outra diametralmente oposta, abaixo do mesmo, sendo as duas bobinas ligadas em série, como indicado na Figura 2-15. Para a deflexão vertical, coloca-se uma bobina de cada lado do pescoço da válvula, sendo as duas bobinas ligadas em série, como também está indicado na Figura 2-15. Conforme será posteriormente esclarecido em detalhe, cada par de bobinas é ligado ao transformador de saída correspondente, o qual faz o casamento da baixa impedância do par de bobinas com a impedância de placa das válvulas de saída dos circuitos de varredura. Um ponto importante a ser notado é que o campo magnético produzido pelo jôgo vertical de bobinas deve ser exatamente perpendicular ao que é produzido pelo jôgo horizontal.

Com referência à Figura 2-15, deve ser observado que, para a deflexão horizontal, as bobinas são colocadas num plano vertical, enquanto que, para a deflexão vertical, as bobinas são colocadas num plano horizontal.

Ambos os pares de bobinas, devidamente montadas perpendicularmente entre si, constituem um conjunto que pode ser deslocado ao longo do pescoço da válvula e é conhecido como uma *coleira de deflexão*. A coleira de deflexão é sempre colocada no pescoço da válvula de tal modo que a extremidade mais próxima da tela fique comprimida contra a parte em forma de sino da válvula, como mostrado na Figura 2-16.

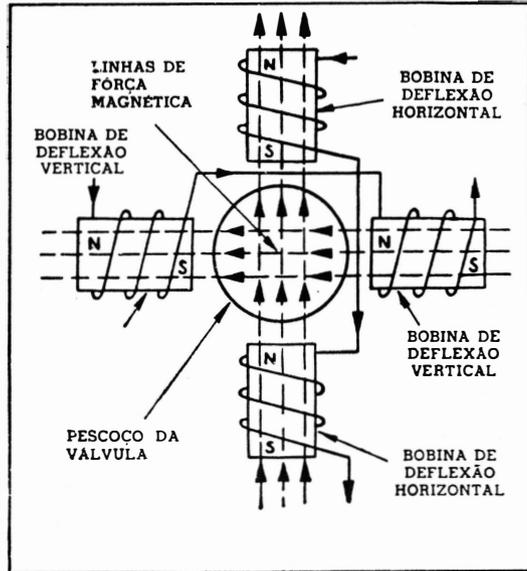


FIG. 2-15 — Posição das bobinas de deflexão

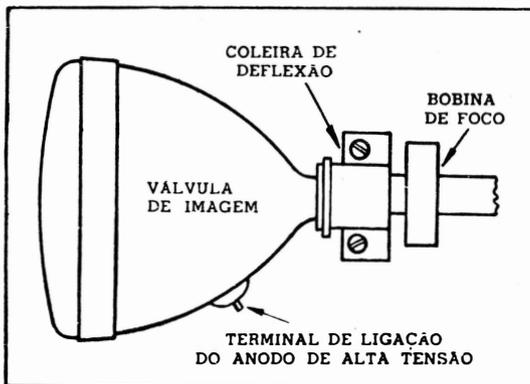


FIG. 2-16 — Conjunto de bobinas de focalização e de deflexão

A razão dessa disposição das bobinas de deflexão é que o campo de forças eletromagnéticas, produzido por uma bobina, desvia o feixe eletrônico para uma direção que é perpendicular, ao mesmo tempo, à direção original do movimento dos elétrons e ao campo magnético. A deflexão do feixe eletrônico por meio de um campo magnético pode ser explicada pela regra bem conhecida da teoria do motor, segundo a qual um fio, pelo qual passa uma corrente elétrica e que atravessa

um campo magnético, sofre a ação de forças perpendiculares à direção do fluxo elétrico no fio e à direção do campo que atua sobre o fio.

Essa ação é ilustrada na Figura 2-17. O campo magnético circular que existe em volta de um fio pelo qual passa uma corrente está representado em A. Uma vez que uma corrente consiste em um fluxo de elétrons, o feixe eletrônico deverá produzir também um campo magnético circular como em A. Em B a figura mostra o campo magnético que passa através do pescoço da válvula devido ao par de bobinas de deflexão vertical. Deve-se notar que o campo magnético existente em volta do feixe eletrônico consiste em círculos concêntricos; e também que o campo magnético que atravessa o pescoço da válvula, devido ao par de bobinas de deflexão vertical, é uniformemente distribuído.

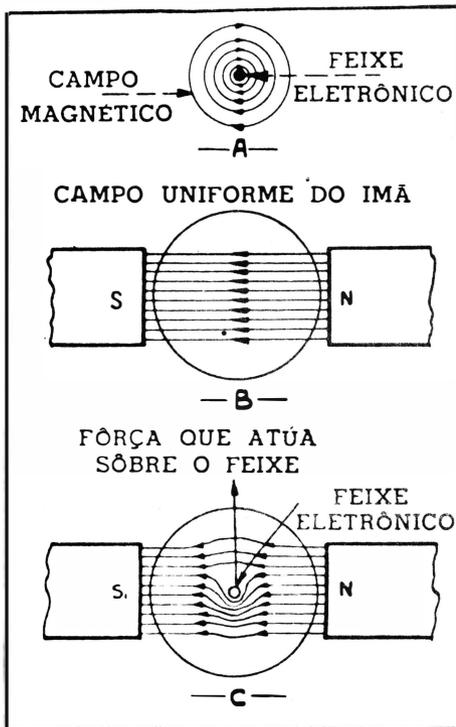


FIG. 2-17 — Movimento do feixe eletrônico em um campo magnético

Quando o feixe eletrônico passa através do campo magnético produzido pelas bobinas de deflexão vertical, o campo magnético circular que envolve o feixe eletrônico interfere com o campo magnético das bobinas de deflexão. Esta ação é representada em C da Figura 2-17. Como se vê, a direção do campo magnético circular em baixo do feixe eletrônico é tal, que ele se combina com o campo produzido pelas bobinas de deflexão vertical, produzindo uma concentração de linhas magnéticas sob o feixe. Ao mesmo tempo, a direção do campo magnético circular em cima do feixe é tal, que ele se opõe ao campo das bobinas de deflexão e produz uma escassez de linhas magnéticas sobre o feixe. Essa concentração de linhas magnéticas sob o feixe, e a escassez de linhas sobre o mesmo, exercem uma força de baixo para cima no feixe eletrônico, como indicado em C da Figura 2-17. Se o campo magnético resultante das bobinas de deflexão fôr invertido pela mudança

do sentido da corrente através das bobinas, então dar-se-á uma concentração de linhas magnéticas sobre o feixe, uma escassez de linhas magnéticas sob o mesmo, e o feixe será empurrado ou desviado para baixo. Torna-se, assim, evidente que para a deflexão vertical do feixe, as bobinas de deflexão devem ser colocadas num plano horizontal, do mesmo modo que para a deflexão horizontal as bobinas de deflexão devem ser colocadas num plano vertical, como indicado na Figura 2-15. Pode-se chegar às mesmas conclusões usando um diagrama vetorial semelhante ao da Figura 2-9.

8 — CIRCUITOS DE TENSÕES PARA UMA VÁLVULA DE RAIOS CATÓDICOS ELETROMAGNÉTICA

O circuito básico de tensões e a representação esquemática de uma válvula de imagem do tipo eletromagnético estão indicados na Figura 2-18. A alta tensão é ligada ao revestimento de "aquadag", o qual, nesse caso, atua como segundo anodo ou anodo de alta tensão.

Entretanto, em algumas válvulas de imagem é usado um segundo anodo metálico, e o revestimento de "aquadag" simplesmente faz contato elétrico com ele, como no caso da válvula do tipo eletrostático mostrada na Figura 2-1. A fonte de alta tensão pode variar de aproximadamente 2 000 a 30 000 volts, dependendo do tipo de válvula usado. O primeiro anodo é operado numa tensão muito mais baixa do que o segundo anodo, como indicado na Figura 2-18. É usado um potenciômetro para variar a polarização entre a grade de controle e o catodo, controlando, assim, a intensidade do feixe eletrônico e, portanto, a luminosidade da imagem. A bobina de foco é ligada a uma fonte de corrente contínua através de um potenciômetro, de modo que a corrente através da bobina possa ser ajustada para a focalização conveniente do feixe. O sinal de vídeo é introduzido no circuito grade-catodo da válvula.

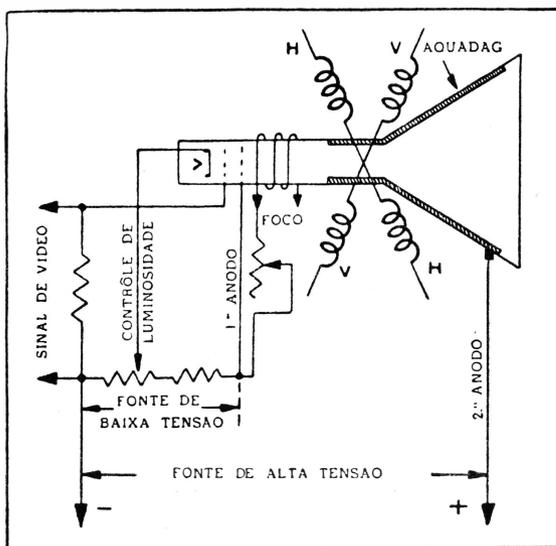


FIG. 2-18 — Circuito de tensões para uma válvula de raios catódicos eletromagnética

FIG. 2-18 — Circuito de tensões para uma válvula de raios catódicos eletromagnética

9 — TIPOS ESPECIAIS DE VÁLVULAS DE RAIOS CATÓDICOS

Até agora nós só consideramos um tipo eletrostático normal e um tipo eletromagnético normal de válvulas de raios catódicos; entretanto existem tipos especiais de válvulas onde o feixe é focalizado por meios eletrostáticos e desviado por meios eletromagnéticos. Uma válvula desse tipo é a válvula de imagem tipo 5TP4 usada nos receptores de projeção da General Electric.

Esta válvula é especialmente construída para ser usada nos receptores de projeção, sendo empregado um potencial de anodo muito elevado, de aproximadamente vinte e sete quilovolts, para produzir uma imagem muito intensa sobre a face da válvula, e, também, para conservar o tamanho do ponto o menor possível. Devido à tensão de anodo muito alta

que é empregada, são tomadas precauções especiais para reduzir a possibilidade de uma descarga de alta tensão em consequência da umidade. A superfície externa da válvula, desde o terminal de alta tensão até o pescoço, é revestida com um material isolante que repele a umidade. O

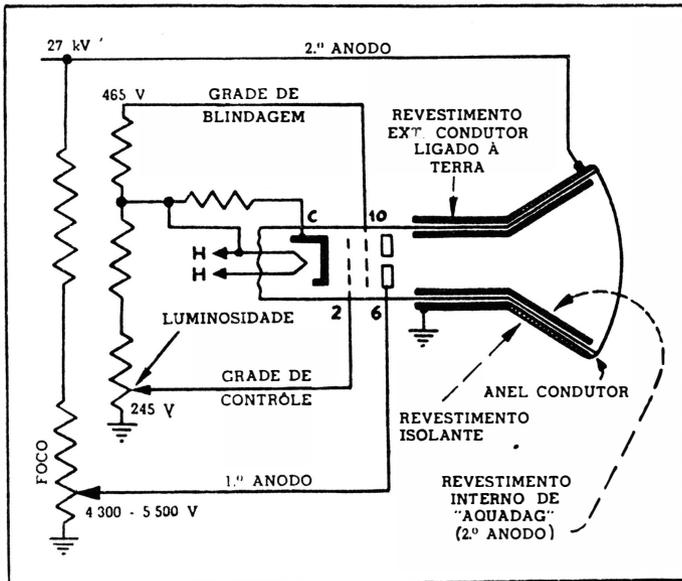


FIG. 2-19 — Circuito da válvula de raios catódicos 5TP4

pescoço da válvula sobre o qual as bobinas de deflexão são colocadas, é coberto com um revestimento condutor que é ligado à terra para evitar qualquer possibilidade de uma descarga entre o pescoço da válvula e a coleira de bobinas de deflexão.

O circuito de tensões e a representação esquemática desta válvula em particular estão indicados na Figura 2-19. A fonte de alta tensão é ligada ao

revestimento de "aquadag" na parte interna da válvula, fazendo-o funcionar como segundo anodo. O primeiro anodo ou anodo de focalização é ligado ao controle de foco, que varia a tensão a ele aplicada desde aproximadamente +4 300 até +5 500 volts. Notar-se-á que essa válvula emprega uma grade de blindagem colocada entre a grade de controle e o primeiro anodo, pela razão já mencionada de evitar qualquer interação da grade de controle com o anodo de focalização. Essa grade de blindagem trabalha num potencial muito menor do que o do primeiro anodo, como indicado na Figura 2-19. A luminosidade é controlada da maneira usual, variando a polarização da grade de controle em relação ao cátodo.

10 — VANTAGENS E DESVANTAGENS DAS DEFLEXÕES ELETROSTÁTICA E ELETROMAGNÉTICA

A escolha entre o tipo eletrostático e o tipo eletromagnético de válvula de raios catódicos depende de vários fatores, entre os quais:

a) O fim a que se destina a válvula; isto é, conforme seja ela usada para televisão, radar, ou para um osciloscópio comum. Muitos osciloscópios usam qualquer dos dois tipos, dependendo, entretanto, de outros fatores a serem mencionados;

b) Tamanho do equipamento e dimensões da tela desejada;

- c) Custo do equipamento;
- d) Qualidade do equipamento;
- e) Requisitos dos circuitos auxiliares.

Algumas das vantagens do tipo eletrostático sobre o tipo eletromagnético são:

a) Os circuitos de deflexão poderão operar em uma ampla escala de frequências, uma vez que não são usadas bobinas nem transformadores nos circuitos de deflexão, os quais limitariam as frequências de operação a uma faixa estreita. Isso torna a válvula do tipo eletrostático mais adequada para os osciloscópios, nos quais se deseja que os circuitos de varredura possam operar em qualquer frequência dentro de uma ampla escala de frequências. Entretanto, nos circuitos de televisão, nos quais as frequências de varredura são fixas, esta característica não oferece vantagem particular;

b) Requer menor potência para a deflexão adequada do feixe;

c) A focalização eletrostática não é muito afetada pelas mudanças na tensão da rede de energia elétrica;

d) Não existem bobinas nem transformadores de varredura que possam dar defeito em locais de umidade ambiente elevada.

Por outro lado, algumas das vantagens do tipo eletromagnético sobre o tipo eletrostático são:

a) Uma vez que o tipo eletromagnético não tem as delicadas placas de deflexão, ele pode ser feito com menores despesas de fabricação;

b) É um pouco mais resistente mecanicamente, uma vez que não existem placas de deflexão que possam ser deslocadas de alinhamento;

c) Permite menor comprimento de válvula para um dado tamanho de tela;

d) Eliminação dos controles de centralização, uma vez que a centralização pode ser obtida pelo ajuste adequado da bobina de foco;

e) É possível obter-se uma ação de focalização um pouco mais aguda;

f) Permite um meio muito simples de se obter uma fonte especial de alta tensão que não oferece perigo;

g) Reduz as tensões necessárias para os circuitos auxiliares de deflexão, especialmente no caso das válvulas maiores;

h) Maior sensibilidade de deflexão, para as mesmas tensões de anodo.

11 — A MANCHA IÔNICA

Um dos defeitos das válvulas de imagem de antes da guerra, que empregavam a deflexão eletromagnética, era a formação de uma mancha escura no centro da tela. Isso ocorria em cerca de 80% dessas válvulas.

las depois de aproximadamente 30 a 40 horas de uso. Uma vez aparecida essa mancha escura na tela, nada podia ser feito para removê-la, exceto trocar a válvula, o que constituía considerável despesa.

Essa mancha era causada por um feixe de íons negativos que bombardeavam o revestimento fluorescente no centro da tela, causando desintegração do mesmo, e tornando essa área incapaz de produzir luz suficiente quando o feixe de elétrons a varria; por esse motivo essa área aparecia escura dentro da tela iluminada.

Esses íons negativos emitidos pelo catodo têm uma massa muito maior do que a dos elétrons, sendo aproximadamente de uma a duas centenas de milhares de vezes mais pesados. Um campo eletrostático desvia igualmente bem esses íons pesados, e os elétrons muito mais leves; não há concentração de íons no centro da tela e a mancha de íons não é formada. Entretanto, um campo eletromagnético exerce muito pequeno efeito nos íons pesados, desviando somente os elétrons.

Portanto, quando é empregada a deflexão eletromagnética os íons pesados bombardeiam o centro da tela e em um curto período de tempo fazem aparecer ali uma mancha escura.

12 — O CAPTADOR DE ÍONS

Existem muitos métodos para evitar que esses íons pesados venham a causar um ponto escuro na tela. Um dos métodos é fazer uso do que é conhecido como o "captador de íons". O captador de íons capta realmente os íons no projetor eletrônico e evita que eles alcancem a tela. Ele se baseia no fato dos elétrons e íons serem desviados igualmente por um campo eletrostático, mas não por um campo eletromagnético.

O captador de íons usado numa válvula de raios catódicos Tipo 10BP4 da General Electric, consiste em um projetor de elétrons de construção especial e em um anel magnético colocado em torno do pescoço da válvula. Em A da Figura 2-20 pode-se ver a construção especial do projetor eletrônico; notar-se-á que as extremidades adjacentes dos primeiro e segundo anodos são cortadas em ângulo inclinado, em vez de perpendicularmente, como na maneira convencional. Existe também uma pequena abertura na extremidade do segundo anodo, através da qual os elétrons devem passar para alcançar a tela da válvula de imagem.

O anodo n.º 1 opera com aproximadamente 250 volts, enquanto o anodo n.º 2 opera com cerca de 9 000 volts; existe, portanto, um campo eletrostático muito forte no espaço compreendido entre os dois anodos. Devido ao fato da abertura entre os dois anodos n.º 1 e n.º 2 ser inclinada, o campo eletrostático estabelecido na abertura não segue o eixo normal da válvula, mas é também inclinado, como se vê na Figura 2-20. Os íons, assim como os elétrons, entram neste campo eletrostático inclinado e são desviados para um lado, afastando-se do eixo normal da válvula e, não podendo sair através da pequena abertura na extremidade do segundo anodo, são assim captados por este.

Agora, uma vez que se deseja permitir que os elétrons atinjam a tela, mas evitar que os íons façam o mesmo, aproveita-se o fato de que um campo magnético desviará os elétrons, mas terá pequeno ou nenhum efeito sobre os íons pesados. Colocando-se um anel magnético na parte externa do pescoço da válvula, aproximadamente sobre o intervalo entre os dois anodos, e fazendo a magnetização do anel de tal maneira que o fluxo magnético passe através do pescoço da válvula, (como no caso das bobinas de deflexão), o efeito do campo eletrostático inclinado sobre os elétrons pode ser neutralizado.

Mediante um perfeito ajuste do anel magnético, o efeito do campo eletrostático (inclinado) sobre os elétrons é superado pela força de deflexão do campo magnético; assim os elétrons seguirão uma linha reta ao longo do eixo normal da válvula, passando através da abertura na extre-

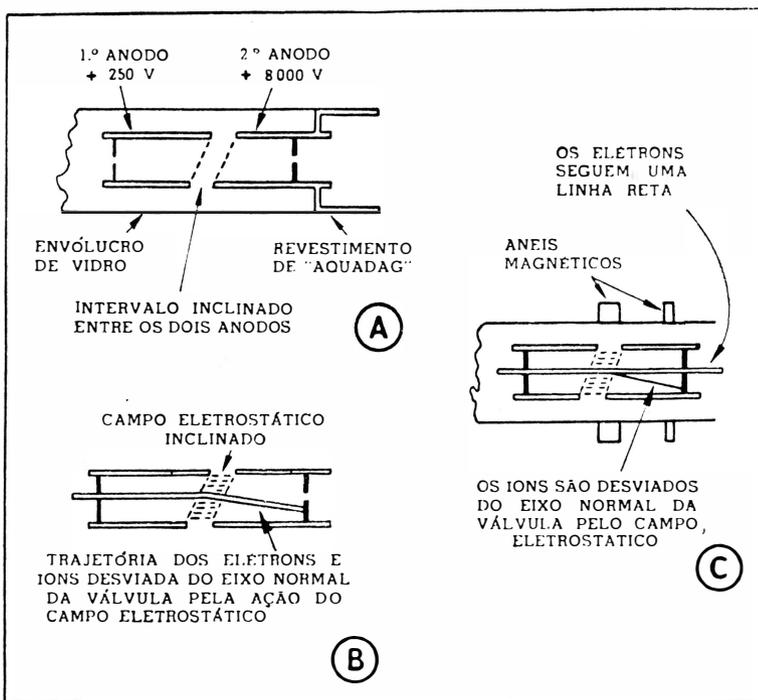


FIG. 2-20 — O captador de íons.

midade do segundo anodo e atingindo a tela fluorescente. Entretanto, os íons pesados permanecerão retidos no segundo anodo, uma vez que o campo magnético não exerce efeito apreciável sobre eles, que não são, portanto, desviados novamente de volta ao eixo normal da válvula. Esta ação é ilustrada em C da Figura 2-20. Um outro anel menor é usado em seguida ao primeiro; este segundo anel magnético compensa qualquer irregularidade no alinhamento mecânico do projetor eletrônico, o qual poderia impedir os elétrons de seguir ao longo de uma linha reta através da abertura no segundo anodo.

13 — TELAS ALUMINIZADAS

Outro método de impedir a mancha iônica consiste no emprêgo de uma tela aluminizada, como nas válvulas de raios catódicos do tipo 10FP4. Essas válvulas têm uma camada muito delgada de alumínio depositada internamente sôbre o material fluorescente da tela. Êsse revestimento de alumínio apresenta milhares de pequenas aberturas suficientemente grandes para deixar passar os elétrons, os quais atingem, assim, a tela fluorescente; essas aberturas, entretanto, não são bastante grandes para deixar passar os íons, em virtude da massa e volume muito maiores dos mesmos. A tela aluminizada tem, ainda, a vantagem de fornecer aproximadamente 50% mais de luminosidade do que a tela não aluminizada, para a mesma tensão de anodo (acima de um certo valor crítico). Devido a êsse fato, as válvulas dêsse tipo são também chamadas de "válvulas para a luz do dia". A tela aluminizada atua como um espelho e reflete para fora parte da luz que seria normalmente perdida dentro da válvula, aumentando, assim, a luminosidade da tela.

14 — TAMANHO DAS VÁLVULAS DE RAIOS CATÓDICOS

As válvulas de raios catódicos são fabricadas em vários tamanhos, desde as pequenas de três polegadas, até as grandes de 20 polegadas, usadas por alguns fabricantes em receptores de visão direta. Quando nos referimos a uma válvula de 10 ou 12 polegadas, estamos nos referindo ao diâmetro da face ou tela da válvula. Uma válvula com tela de 10 polegadas, como o tipo G.E. 10BP4, poderá produzir uma imagem de televisão de aproximadamente 22 centímetros de largura por 16 centímetros de altura. Deve-se notar que o diâmetro da válvula é um pouco maior do que as dimensões da imagem reproduzida na tela. Isso porque os bordos arredondos da face da válvula são cobertos para dar à tela um formato retângular na parte plana da face da válvula.

15 — SENSIBILIDADE DE DEFLEXÃO

O desvio sofrido pelo feixe eletrônico na tela, em virtude de um campo defletor de determinada intensidade, quer elétrico, quer magnético, é o que se denomina a sensibilidade de deflexão.

Nas válvulas de deflexão eletrostática, a sensibilidade de deflexão é usualmente expressa em milímetros por volt, e corresponde à distância que o ponto luminoso percorre em seu movimento na tela devido à tensão aplicada ao par de placas de deflexão. A sensibilidade de deflexão varia, para diversas válvulas, de aproximadamente 0,1 a 0,8 milímetro por volt, dependendo do tamanho da válvula e das tensões de anodo empregadas. Quando a tensão do anodo de aceleração é aumentada, a sensibilidade de deflexão diminui, uma vez que o feixe, movendo-se com maior velocidade, requer mais energia para ser desviado. Do mesmo modo, quando a tensão do anodo de aceleração é diminuída, a sensibilidade de deflexão aumenta.

A sensibilidade de deflexão é expressa em milímetros por ampère para as válvulas de deflexão eletromagnética, e corresponde ao deslocamento do ponto luminoso na tela devido à corrente que passa por um dos pares de bobinas de deflexão.

CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES

O quadro da Pág. 48 dá as características e as especificações de uma válvula de imagem do tipo eletrostático, a G.E. 5BP4. Sua tela é de aproximadamente 5 polegadas de diâmetro, e produz uma imagem de 3 por 4 polegadas de tamanho, ou ligeiramente maior.

As informações técnicas referentes à válvula de raios catódicos de 10 polegadas GL-10BP4, com tela de visão direta e face semi-plana para aplicações em televisão, são dadas no quadro abaixo. Os pontos característicos desta válvula são: um captador de íons para evitar a formação da mancha iônica na tela, e um revestimento condutor externo para ser ligado à terra, o qual forma com o "aquadag" interno um capacitor que serve de filtro quando a tensão anódica é fornecida por uma fonte de alimentação do novo tipo de alta frequência, o qual será descrito em detalhes em outro capítulo. O revestimento condutor de fora forma um capacitor de aproximadamente 500 micromicrofarads com o revestimento condutor de "aquadag" interno, tendo o vidro do bulbo da válvula como dielétrico.

VÁLVULA GL-10BP4 — Características e especificações

	Operação típica	Valores Máximos
Tensão de Calefator	6,3	± 10% V
Corrente de Calefator	0,6	± 10% A
Tensão Anódica	8 000	11 000 V
Tensão da Grade n.º 2	250	450 V
Tensão da Grade n.º 1 (eletrodo de contrôle)	— 45(*)	até + 2 V
Potencial de Corrente Continua Catodo- Calefator(**)		125 V
Resistência do Circuito de Grade		1,5 MΩ
Corrente Necessária para Produzir uma imagem com o máximo de Lumino- sidade Continuadamente:		
Anodo		200 μA
Grade n.º 2		± 15 μA

(*) Tensão da grade n.º 1 necessária para extinguir a visibilidade de um ponto luminoso parado e focalizado. Com a grade n.º 2 mantida a 250 volts, a tensão de extinção da grade n.º 1 é sujeita a variações de até ± 40 por cento. A tensão da grade n.º 2 poderá ter que variar de ± 40 por cento, se se desejar que a tensão de extinção da grade n.º 1 seja de —45 volts.

(**) Com o calefator negativo. O catodo deve ser ligado a uma tomada central ou a um dos lados da alimentação do calefator.

VÁLVULA GE-5BP4 — Características

TENSÃO DE CALEFATOR (C.A. ou C.C.)	6,3 V
CORRENTE DE CALEFATOR	0,6 A
TELA FLUORESCENTE:	
Material	Fósforo n.º 4
Côr	Branca
CAPACITÂNCIAS DIRETAS ENTRE ELETRODOS:	
Eletrodo de Contrôle para Todos os Outros Eletrodos	9 pF
Placa Defletora D1 para Placa Defletora D2	1,2 pF
Placa Defletora D3 para Placa Defletora D4	0,8 pF
D1 para Todos os Outros Eletrodos Exceto D2	13 pF
D2 para Todos os Outros Eletrodos Exceto D1	12 pF
D3 para Todos os Outros Eletrodos Exceto D4	8 pF
D4 para Todos os Outros Eletrodos Exceto D3	7 pF
COMPRIMENTO TOTAL	16 $\frac{3}{4}$ ± 3/8"
DIÂMETRO MÁXIMO	5 5/16"
BULBO	J-42
BASE	Pastilha Grande, Magnal de 11 pinos, Culote Metálica.
ELETRODO DE ALTA TENSÃO	
(Anodo n.º 2) Tensão	2 000 máx. V
ELETRODO DE FOCALIZAÇÃO	
(Anodo n.º 1) Tensão	1 000 máx. V
ELETRODO DE CONTRÔLE	
(Grade) Tensão	Nunca positiva
TENSÃO MÁXIMA INSTANTÂNEA ENTRE O ANODO	
N.º 2 E QUALQUER DAS PLACAS DEFLETORAS ..	500 máx. V
POTÊNCIA FORNECIDA À TELA FLUORESCENTE	
POR CM ²	10 máx. miliwatts
OPERAÇÃO TÍPICA:	
Tensão de Calefator	6,3 6,3 V
Tensão do Anodo n.º 2	1 500 2 000 V
Tensão do Anodo n.º 1 (Aprox.) (*) ..	310 425 V
Tensão de Grade (**)	Ajustada para dar um ponto de luz adequado.
Variação total da tensão de sinal da Grade	
n.º 1 (***)	15 20 V
SENSIBILIDADE DE DEFLEXÃO	
Placas D1 e D2	0,4 0,3 mm/Vc.c.
Placas D3 e D4	0,44 0,33 mm/Vc.c.

(*) Ajustável dentro de ± 20%.

(**) Requer polarização de aproximadamente 20% da tensão do anodo n.º 1 para extinguir a corrente.

(***) Variação total entre máximo e mínimo para luminosidade satisfatória com boa definição. Para maior luminosidade deve-se dispor de até o dôbro deste valor.

ADVERTÊNCIA

Devido ao alto vácuo das válvulas de raios catódicos, existe uma diferença de pressão entre as superfícies interna e externa do invólucro de vidro. A pressão atmosférica exercida sobre o invólucro de vidro é de aproximadamente 15 libras por polegada quadrada (1,06 quilos por cm²) de superfície externa da válvula, e essa pressão deve ser sustentada pelo invólucro de vidro sozinho, uma vez que não existe coisa alguma dentro da válvula que produza uma pressão de dentro para fora. Esse esforço de fora para dentro, no vidro, atinge a um valor muito elevado nas válvulas maiores. Por exemplo, o esforço exercido somente sobre a face da tela de imagem é de cerca de 1 700 libras (770 quilos) para uma válvula de doze polegadas (30 centímetros de diâmetro), e é de algumas vezes esse valor para toda a superfície externa da válvula.

Com esforços tão elevados agindo sobre a válvula, *devem-se tomar muitas precauções para evitar a possibilidade de acidentes pessoais causados por pedaços de vidro projetados com violência no caso de uma explosão*, ou melhor, de um esmagamento ou "implosão", como resultado de uma súbita quebra da resistência do invólucro de vidro. Por essa razão a face da tela de imagem da válvula deve ser protegida por uma placa de vidro de segurança contra estilhaços, colocada na abertura da frente da caixa do receptor. Sempre que se tiver que lidar com válvulas de imagem, *devem-se usar luvas e óculos à prova de estilhaços*. Naturalmente é também de particular importância que as válvulas *sejam manuseadas com muito cuidado de modo a evitar bater na superfície do vidro ou arranhá-la*.

No anodo de alta tensão são usadas tensões de até 30 000 volts, e, portanto, *deve-se ter muito cuidado para evitar um choque perigoso*, particularmente quando essas tensões são obtidas de uma fonte de alta tensão do tipo convencional. Quando essas tensões são obtidas de fonte de alta tensão do tipo de alta frequência, o perigo do choque é grandemente reduzido. Entretanto, qualquer que seja o tipo de fonte de alta tensão usado, *devem-se tomar todas as precauções possíveis para não tocar, ou entrar em contato, inadvertidamente, com um ponto de alta tensão*.



CAPÍTULO III

O sinal de televisão

1 — CANAIS DESTINADOS À TELEVISÃO

O progresso da Televisão pode ser avaliado em função do número de linhas de que é composta a imagem transmitida. As primeiras imagens de televisão tinham 24 ou 48 linhas; depois esse número foi gradativamente aumentando para 60, 120, 180, 240, 343, 441, e chegou finalmente ao padrão atual de 525 linhas (quando a rede de energia elétrica é de 60 Hz, ou 625 linhas quando ela é de 50 hertz). Esse aumento do número de linhas de exploração, com a sua conseqüente melhor

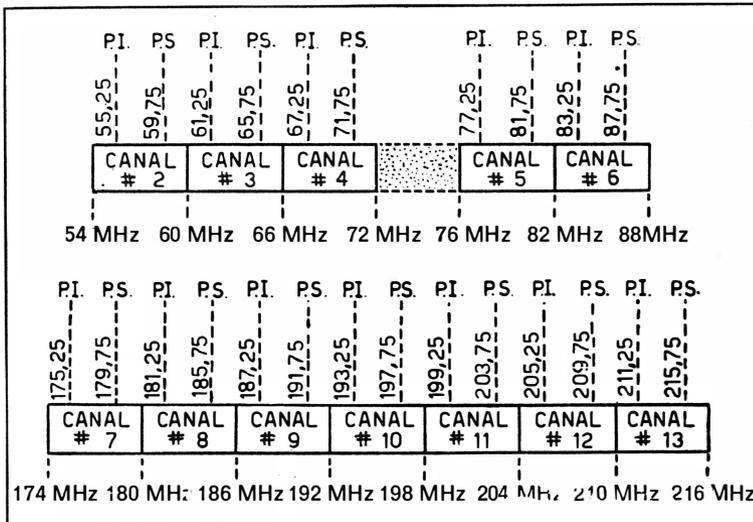


FIG. 3-1 — Os canais de Televisão comercial

qualidade das imagens transmitidas, resultou num aumento considerável da faixa de frequência necessária para a transmissão, a qual passou de um valor de cerca de 30 000 hertz, a princípio, para o valor atual de 4 megahertz, aproximadamente. Essa larga faixa de frequências de modulação tornou necessária a transmissão dos sinais de televisão em canais de frequência muito alta (VHF ou superior).

Os canais destinados à televisão pela F.C.C. (Federal Communications Commission), nos EE. UU., para a radiotransmissão em frequências compreendidas entre 54 MHz e 216 MHz, estão representados esquematicamente na Figura 3-1. Note-se que existem doze canais distribuídos nessa faixa de frequências.

Os primeiros cinco canais destinados à televisão são de frequências muito mais baixas do que as dos sete canais restantes. Por esse motivo os cinco primeiros canais são também conhecidos como canais de frequência baixa, enquanto que os sete canais restantes são os de frequência alta. Todos os doze canais foram reservados para a televisão comercial.

2 — DISPOSIÇÃO DO CANAL DE TELEVISÃO

O canal padrão de televisão tem 6 MHz de largura de faixa e contém ambas as ondas portadoras de vídeo (imagem) e de áudio (som). A onda portadora de som tem frequência mais alta do que a de imagem, havendo entre elas um afastamento de 4,5 MHz.

A Figura 3-2A mostra os detalhes de um canal de televisão tal como é transmitido. Conforme está indicado, a onda portadora de imagem é

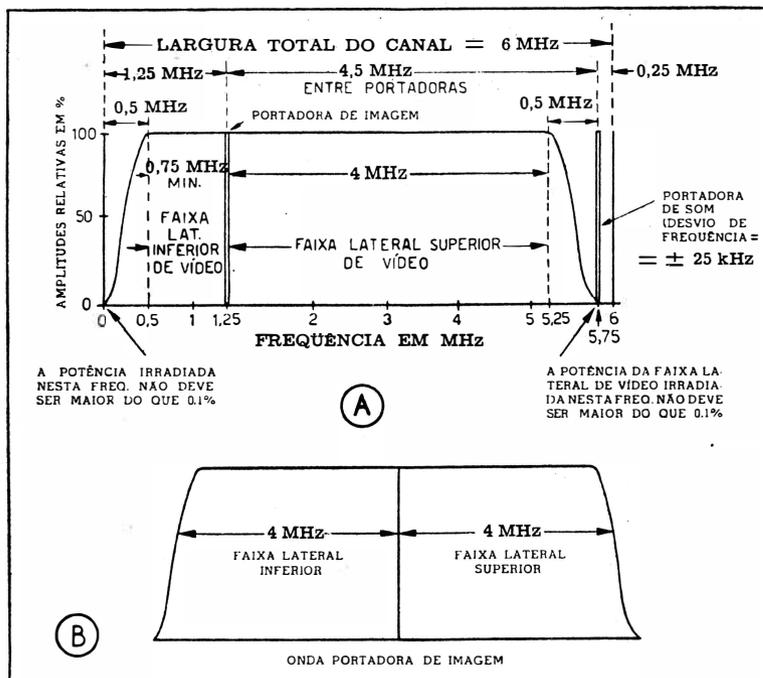


FIG. 3-2 — Faixas laterais de televisão e de vídeo.

modulada em amplitude, e o sinal de imagem ocupa a maior parte da largura do canal. A onda portadora de som é modulada em frequência, num canal de 50 kHz de largura, e com um desvio máximo de frequência, devido à modulação, de ± 25 kHz.

Um exame cuidadoso da Figura 3-2 porá em evidência os seguintes fatos:

(1) A onda portadora de imagem é situada a 1,25 MHz acima da frequência limite inferior do canal.

(2) A onda portadora de som é situada a 0,25 MHz abaixo da frequência limite superior do canal, deixando assim um afastamento de 4,5 MHz entre as duas ondas portadoras.

(3) As componentes das faixas laterais do sinal de imagem não se estendem simetricamente para ambos os lados da onda portadora de imagem, como se poderia supor. Ao contrario, por razões que serão explicadas mais tarde, a faixa lateral superior se estende até cerca de 4 MHz acima da onda portadora de imagem, enquanto que a faixa lateral inferior se estende somente até cerca de 0,75 MHz abaixo da mesma onda portadora.

(4) A parte de resposta uniforme do sinal de imagem tem aproximadamente 4,75 MHz de largura. Duas faixas de proteção de 0,5 MHz junto aos bordos externos das faixas laterais superior e inferior, impedem que o sinal de imagem possa ultrapassar a frequência limite inferior do canal, e que a faixa lateral superior do sinal de imagem possa interferir com o canal de som. A potência do sinal de imagem irradiada na frequência limite inferior do canal não deve ser maior do que 0,1 por cento da potência correspondente a amplitude máxima da onda portadora. Assim, também, a potência da faixa lateral superior do sinal de imagem, irradiada na frequência da onda portadora de som, deve ser menor do que 0,1 por cento da potência correspondente à amplitude máxima da onda portadora de imagem.

(5) A potência irradiada é aproximadamente igual para ambos os sinais de imagem e de som (*).

3 — OPERAÇÃO COM FAIXA LATERAL RESIDUAL

De acordo com o que foi dito anteriormente, para a transmissão de imagens com boa definição é necessário um canal de vídeo com uma largura de faixa muito grande. Para transmitir e reproduzir uma imagem com o máximo de detalhes que podem ser registrados pelo atual padrão de 525 linhas, é necessária uma largura de faixa de aproximadamente 4 megahertz.

Se fôsse usado o método convencional de transmissão com as duas faixas laterais completas, o sinal de imagem, sozinho, ocuparia aproximadamente 8 MHz na transmissão de uma imagem nas condições acima descritas.

Uma vez que o canal de televisão é limitado a apenas 6 MHz a fim de acomodar um maior número de estações radiotransmissoras funcio-

(*) O Decreto 31835 de 21-11-1952 estipula que a potência irradiada para a transmissão do som não deverá ser inferior a 50% nem superior a 150% da potência máxima de irradiação dos sinais de imagem. (N. Ed.).

nando simultâneamente, e também, para simplificar os problemas de largura de faixa dos equipamentos transmissores e receptores, é evidente que o método de duas faixas laterais não pode ser usado para a transmissão de imagens com boa definição. Deve ser empregado, portanto, um método diferente.

O método que melhor se adapta à televisão é o da faixa lateral residual, no qual as componentes da faixa lateral superior do sinal de imagem são irradiadas normalmente, tal como o seriam no sistema de duas faixas laterais; entretanto, para conservar espaço na faixa de frequências do canal de televisão, grande parte das componentes da faixa lateral inferior é limitada, reduzindo a largura dessa faixa a uma fração da largura da faixa lateral superior. O nome "Faixa Lateral Residual" é usado porque de uma das faixas laterais (a faixa lateral inferior) apenas uma pequena parte é transmitida.

No sistema de transmissão com faixa lateral residual, o conjunto opera de modo equivalente ao convencional, de duas faixas laterais, para todas as frequências moduladoras abaixo de 0,75 MHz. Para frequências moduladoras muito maiores que 0,75 MHz, o sistema opera com uma única faixa lateral como portadora, havendo uma região de transição para frequências logo acima de 0,75 MHz.

O leitor poderá perguntar, então, porque transmitir uma parte de uma das faixas laterais, e não eliminá-la totalmente, uma vez que todas as frequências de modulação já estão contidas nas componentes correspondentes da faixa lateral que está sendo transmitida integralmente? A razão é que é muito difícil, tecnicamente, obter a transmissão de apenas uma faixa lateral, uma vez que não é possível eliminar todas as componentes de modulação da outra faixa lateral, sem produzir deslocamentos de fase indesejáveis no sinal. Sendo assim, foi adotada uma conciliação em que são transmitidas todas as componentes da faixa lateral superior, e da inferior são transmitidas apenas as estritamente necessárias para evitar os deslocamentos de fase indesejáveis.

A fim de utilizar convenientemente o método de transmissão com faixa lateral residual, o receptor deve ter uma característica tal que a saída do detetor de vídeo seja essencialmente a mesma, tanto para as componentes próximas da onda portadora de imagens como para as afastadas da mesma. Os detalhes de como isso é feito serão discutidos num capítulo posterior, quando forem descritos os estágios de frequência intermediária de imagem.

4 — DESCRIÇÃO GERAL DO SINAL DE TELEVISÃO

De acordo com o que já foi descrito anteriormente, a imagem é explorada, tanto na válvula da câmara, como na válvula de imagem, por um ponto móvel ou "môscas" (produzido por um feixe eletrônico) descrevendo uma série de linhas horizontais adjacentes. A quantidade dos detalhes reproduzidos é determinada pelo número de linhas em que a imagem é dividida pelo processo de exploração. O processo de exploração completa da imagem deve ser repetido numa frequência suficientemente alta para produzir a ilusão de continuidade de movimento. Quanto ao

efeito produzido na vista, êsse processo é essencialmente o mesmo que o produzido pelo obturador no conhecido projetor de cinema. A frequência com a qual a imagem é totalmente explorada é a *frequência de quadro*, que é de 30 vêzes por segundo.

Para conservar pequena a largura da faixa ocupada por um transmissor de televisão, deve-se manter a frequência de quadro a menor possível. Com êsse fim, emprega-se um artifício equivalente ao usado nos projetores de cinema, e que serve para aumentar a frequência com a qual a área total da tela é iluminada. Êsse artifício, conhecido como *exploração intercalada* e já descrito no Capítulo I, consiste na exploração alternada das linhas da imagem, uma linha sim uma não, até cobrir toda a área da tela; começa então nova exploração alternada, porém dessa vez as linhas que não haviam sido exploradas no período anterior são as que vão ser exploradas agora, e vice-versa. Dessa maneira, o olho recebe uma impressão como se cada linha da imagem tivesse sido explorada duas vêzes, sob o ponto de vista da cintilação. Isso é verdadeiro, apesar de cada um dos detalhes da imagem ter sido explorado apenas uma vez. A frequência de cintilação, nessas condições, é o dôbro da frequência de quadro, e é denominada de *frequência de campo*. Se, agora, se deseja obter imagens inteligíveis, é necessário que o número de linhas por quadro, a sequência de exploração das linhas, e o número de quadros por segundo sejam idênticos no receptor e no transmissor. Também é necessário que sejam previstos impulsos de sincronismo idênticos para os circuitos de varredura da válvula da câmara no estúdio, e da válvula de imagem no receptor, a fim de que os feixes eletrônicos de ambas as válvulas tenham a cada instante a mesma posição em relação à imagem. Isso é conseguido por meio do sinal padrão de televisão da RMA (Radio Manufacturers' Association), o qual será discutido em detalhe nos parágrafos subsequentes.

5 — POLARIDADE DA TRANSMISSÃO

Os transmissores de televisão nos EE. UU. são projetados para trabalhar de tal modo que a passagem do feixe explorador por um ponto com maior intensidade de luz causa uma diminuição na potência irradiada. A razão de se usar essa transmissão negativa, em contraste com a transmissão positiva adotada na Inglaterra, é que a experiência mostrou que a transmissão negativa é menos vulnerável aos efeitos visíveis de interferências, tais como a ignição de motores de automóvel, etc... Uma vez que a polaridade da transmissão é negativa, conclui-se que as partes brancas de uma imagem são produzidas por baixa potência no sinal transmitido; as partes escuras correspondem a potências maiores sendo tanto mais escuras quanto maior fôr a potência, até que um determinado nível de potência corresponde à completa ausência de luz na imagem. Êsse nível de potência do sinal de imagem é chamado o nível de preto.

6 — A PARTE DA AMPLITUDE DO SINAL DESTINADA AO SINCRONISMO

E' um axioma de televisão que o sincronismo da imagem deve ser mantido ainda quando o sinal de imagem seja tão fraco que já não possa

mais produzir uma imagem utilizável. E' evidente que é completamente inútil, qualquer que seja a sua intensidade, um sinal cuja parte destinada à sincronização, na respectiva forma de onda, deixe de manter a imagem no receptor em sincronismo com a que está sendo transmitida. Portanto, deve ser destinada ao sincronismo uma parte suficiente da amplitude do sinal de imagem, a fim de manter o sincronismo necessário entre o receptor e o transmissor. A experiência demonstrou que 25% é um valor razoável, sendo que os sinais de sincronismo ocupam os 25% superiores da amplitude do sinal de imagem. Os pontos mais altos dos impulsos de sincronismo correspondem aos máximos de amplitude do sinal transmitido.

7 — TRANSMISSÃO DO NIVEL DE PRETO

Baseados em considerações que se tornarão evidentes mais tarde, podemos dizer que o preto em uma imagem que está sendo explorada é representado por um determinado nível da onda portadora, independente das graduações de luz e sombra contidas na imagem. Esse nível foi fixado em 75% da maior amplitude do sinal de imagem, e é mantido constante durante a transmissão.

8 — REVISÃO DO PROCESSO DE EXPLORAÇÃO

O sinal composto resultante da combinação dos impulsos elétricos da válvula de imagem com os impulsos de sincronismo e de extinção horizontais e verticais é conhecido como o "Sinal Padrão de Televisão da RMA". Entretanto, antes de estudar a composição real desse sinal, seria conveniente uma rápida revisão do processo de exploração usado na reprodução da imagem na tela da válvula de imagem.

E' necessário que o ponto luminoso começando no alto da tela à esquerda, se desloque uniformemente através da mesma, da esquerda para a direita, sob a ação de uma tensão ou corrente dente de serra aplicada às placas ou bobinas de deflexão horizontal (conforme o caso). A medida que o ponto luminoso vai se movendo da esquerda para a direita através da tela, sua intensidade vai variando de acôrdo com os impulsos do sinal de vídeo aplicado à grade de contrôle da válvula de imagem, traçando assim uma linha da imagem através da tela. Quando o ponto atinge o lado direito da tela, a grade de contrôle da válvula de imagem é polarizada negativamente além do ponto de extinção e o ponto luminoso é extinto, ou apagado, enquanto o feixe eletrônico que o produz é movido novamente para o lado esquerdo da tela, colocando o ponto na posição conveniente para traçar uma nova linha da imagem. A extinção do feixe eletrônico, para apagar o ponto luminoso, é aqui denominada de extinção horizontal ou de linha. A polarização negativa na grade da válvula de imagem é, então, removida e o ponto luminoso reaparece, movendo-se novamente, através da tela, da esquerda para a direita, como anteriormente. Esse processo é repetido continuamente, enquanto o ponto luminoso vai-se movendo gradativamente para a parte inferior da tela sob a ação de uma tensão ou corrente dente de serra muito mais lenta que a primeira, e que é aplicada às placas ou bobinas de deflexão vertical (con-

forme o caso), de modo que cada linha fica ligeiramente abaixo da anterior, devido à ação dêsse movimento de varredura vertical muito mais lento que o horizontal.

Depois que um certo número de linhas horizontais tiver sido traçado na maneira acima descrita (o número correspondente a um campo completo), a grade de contrôlo da válvula de imagem é polarizada negativamente ao ponto de extinção, e o ponto luminoso é apagado enquanto é movido da parte inferior para a parte superior da tela, até ser colocado em posição para principiar o traçado do segundo campo. A extinção do feixe eletrônico para apagar o ponto luminoso é agora denominada de extinção vertical ou de campo. A polarização negativa na grade da válvula de imagem é, então, removida e o ponto luminoso traça as linhas horizontais correspondentes ao segundo campo, completando, assim, um quadro da imagem.

Uma vez que um quadro completo de uma imagem de televisão consta de 525 linhas horizontais, e uma vez que são apresentados na tela da válvula de imagem 30 quadros completos durante cada segundo, então o feixe eletrônico deve traçar 525×30 , ou sejam 15 750 linhas horizontais durante cada segundo. Em outras palavras, a frequência do gerador da onda dente de serra horizontal do receptor deve ser de 15 750 hertz. Isso expresso em microssegundos significa que a duração total de um ciclo completo da onda dente de serra horizontal é de aproximadamente 63,5 microssegundos.

Por outro lado, a frequência da onda dente de serra para a deflexão vertical é muito mais baixa — sendo de 60 hertz — e é baseada no fato de que na exploração intercalada a imagem é parcialmente explorada de cima para baixo duas vezes durante cada quadro. Havendo 30 quadros completos durante cada segundo, o feixe eletrônico deve se mover de cima até em baixo 30×2 , ou sejam 60 vezes durante cada segundo. Isso significa que a frequência do gerador da onda dente de serra vertical do receptor deve ser de 60 hertz. A duração total em microssegundos de um ciclo completo da onda dente de serra vertical é de aproximadamente 16 667 microssegundos, comparados com a duração de apenas 63,5 microssegundos do ciclo horizontal completo. É, assim, possível que o gerador da onda dente de serra horizontal execute 262,5 ciclos completos durante o tempo necessário para o gerador da onda dente de serra vertical completar um ciclo.

A fim de gerar uma onda dente de serra de corrente ou de tensão, são necessários circuitos especiais, os quais são usualmente do tipo de oscilador de relaxação ou de multivibrador. Não nos deteremos por enquanto nos detalhes de modo de operação desses osciladores, exceto para lembrar o fato de que eles são normalmente instáveis quanto à frequência, isto é, sua frequência de oscilação não é constante e pode diferir consideravelmente dos valores exatos de 15 750 Hz, para o gerador da onda dente de serra horizontal, e de 60 Hz para o gerador da onda dente de serra vertical (sômente sob a ação de impulsos de sincronismo é que esses osciladores são sincronizados e mantidos nas frequências exatas).

É evidente, então, que deve ser previsto um meio de controlar a frequência desses osciladores, de modo que o oscilador horizontal trabalhe

exatamente com 15 750 hertz, e que o oscilador vertical trabalhe com 60 Hz, a fim de que ambos os circuitos de deflexão horizontal e vertical do receptor estejam em sincronismo com os circuitos usados para explorar o mosaico do iconoscópio ou válvula da câmara, no sentido de televisão. Isso é obtido por meio de impulsos de sincronismo contidos no sinal de vídeo, os quais determinarão o momento exato do início do período de retôrno de cada ciclo em cada oscilador, a fim de manter corretas as frequências dos dois osciladores.

9 — DETALHES DO SINAL DE VÍDEO

Sabemos que os transmissores de televisão neste continente são projetados para modulação negativa, isto é: a passagem do feixe explorador de um ponto para outro de maior intensidade de luz, na válvula da câmara, provoca uma redução na potência irradiada, ao passo que a passagem para um ponto de menor intensidade de luz provoca um aumento na potência irradiada pelo transmissor. A Figura 3-3A mostra algumas das

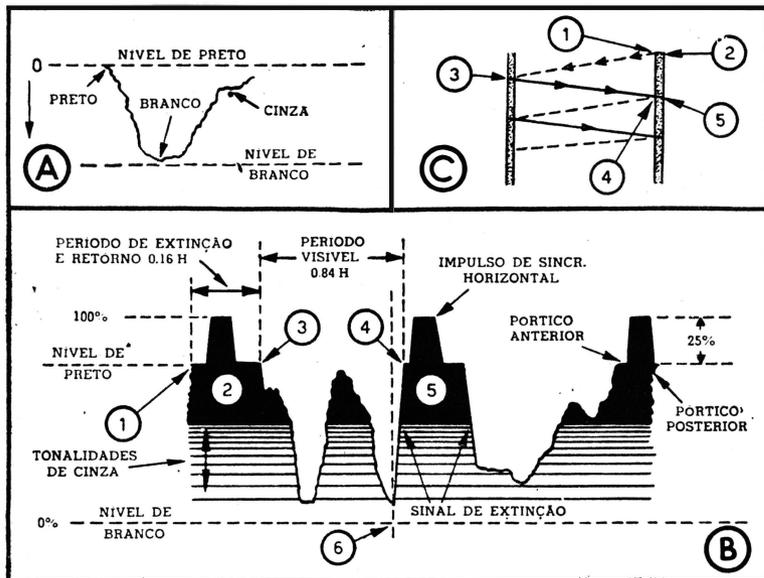


FIG. 3-3 — O sinal de televisão.

características do sinal de imagem usado para modular a onda portadora de um transmissor de televisão. Partindo da esquerda, a linha horizontal representa o sinal de imagem quando está sendo explorada uma região preta (sem luz) da cena. Essa linha é chamada o nível de preto, e é em referência a esse nível que são tomadas as intensidades de luz correspondentes a todos os outros valores do sinal de imagem. Notar-se-á que à medida que a iluminação da cena aumenta, a amplitude do sinal de imagem que modula a onda portadora aumenta, porém no sentido negativo, até que ele atinge o seu valor máximo (negativo) quando a cena é completamente branca. Se bem que o nível de preto seja representado como zero (0), ele tem um potencial de corrente contínua que é de aproximadamente 75% da amplitude da onda portadora não modulada. O sinal

de imagem é, portanto, uma tensão pulsativa que varia *sempre* no sentido negativo em relação ao potencial de corrente contínua correspondente ao nível de preto. Diz-se, então, que esse sinal modulador é de polaridade negativa. As partes brancas da cena produzirão a menor potência irradiada, enquanto que as partes pretas produzirão uma amplitude de cerca de 75% da amplitude máxima da onda portadora, isto é, cerca de 56% da potência máxima irradiada.

Além do sinal que contém a informação concernente à imagem propriamente dita, no fim de cada linha é enviado um impulso de sincronismo para iniciar o período de retorno e fazer com que o feixe explorador volte da direita para a esquerda da tela. Esse impulso ocorre na região acima do preto, dita *mais preto que o preto* (ou *sobre-preto*), começando no nível do preto e ocupando os 25% que faltam para completar a amplitude máxima da onda portadora. A Figura 3-3B representa duas linhas sucessivas de uma cena, com os respectivos impulsos de sincronismo horizontal.

A potência máxima irradiada pela onda portadora assim modulada corresponde ao tópo dos impulsos de sincronismo. É muito importante notar que a altura máxima dos impulsos de sincronismo acima do nível de preto, também chamado nível apagador, é a mesma para todas as linhas e não depende, de forma alguma, do sinal de imagem. Também é importante notar que o sinal de vídeo não cresce imediatamente até o nível do tópo do sinal de sincronismo, ao terminar a parte do sinal de imagem: no fim de cada linha; em vez disso, o sinal cresce primeiramente até o nível apagador, permanecendo nesse valor durante um curto intervalo de tempo. Este curto intervalo no nível apagador, precedendo o bordo dianteiro do impulso de sincronismo, é frequentemente denominado "o pórtico anterior" do impulso de sincronismo e estabelece uma separação entre o sinal de imagem no fim da linha e o começo do referido impulso, a fim de que qualquer que seja o caráter do sinal de imagem (claro ou escuro), o sincronismo das linhas não seja afetado. Se a resposta de frequência do transmissor e do receptor de televisão fôsse tal que o impulso apagador pudesse ser transmitido sem qualquer inclinação do seu bordo dianteiro, como indicado pela linha vertical tracejada em (6) da Figura 3-3B, então o pórtico anterior não seria necessário e o bordo dianteiro do impulso de sincronismo vertical poderia ser uma continuação do impulso apagador. Entretanto, uma vez que isso exigiria uma faixa quase infinita de resposta uniforme de frequência, existe sempre uma ligeira inclinação dos bordos do impulso apagador nos transmissores e receptores feitos na prática, devido a uma perda de algumas das frequências mais altas contidas na forma de onda dos bordos do impulso apagador. Sendo assim, quando o impulso apagador fôsse iniciado próximo do nível de branco, como indicado no fim da primeira linha na Figura 3-3B, a inclinação acima referida faria com que o impulso de sincronismo ocorresse mais tarde do que quando o impulso apagador fôsse iniciado próximo do nível de preto, como no fim da segunda linha na mesma figura. Fazendo com que o bordo dianteiro do impulso de sincronismo horizontal ocorra pouco tempo depois que o impulso apagador atinge o nível de preto, o que se consegue por meio do pórtico anterior, não mais importará onde principie o impulso apagador, uma vez que os impulsos de sincronismo horizontal ocorrerão

sempre com o mesmo intervalo de tempo. Ao terminar o impulso de sincronismo horizontal, existe um outro intervalo ao nível de preto, e que é chamado pórtico posterior. A finalidade dêste último é manter apagado o feixe até que o mesmo tenha tido tempo de voltar ao lado esquerdo da tela, quando, então, o sinal apagador é retirado. A duração do pórtico anterior é de 0,02 H, ou aproximadamente 1,27 μ s, enquanto que a duração do pórtico posterior é um pouco maior, de 0,06 H ou, aproximadamente, 3,8 μ s. A duração máxima do impulso de sincronismo do bordo dianteiro ao bordo posterior, é de 5,08 microssegundos.

A Figura 3-4 representa o Sinal Padrão de Televisão da R.M.A. (Associação dos Fabricantes de Rádio dos EE. UU.). Os diagramas A e B representam o sinal em duas fases diferentes de um quadro, e mostram os sinais de imagem, de extinção e de sincronismo ao terminar dois campos sucessivos. Notar-se-á que o nível de preto divide o sinal em duas partes; as tensões abaixo dêsse nível representam o sinal de imagem, como indicado à esquerda do diagrama A, e as tensões acima dêsse mesmo nível são usadas para o sincronismo. O nível de preto é fixado num valor de aproximadamente 75% da amplitude máxima do sinal, e é mantido constante durante a transmissão. Os restantes 25% da amplitude do sinal, que ficam acima do nível de preto, são destinados ao sincronismo. Uma vez que todos os sinais de sincronismo ficam acima do nível de preto, eles não podem produzir luz na imagem recebida; diz-se que eles estão na região do preto, ou do "mais preto do que o preto".

À esquerda do diagrama A, da Figura 3-4, está representada a informação contida em quatro linhas de exploração, e referente à imagem, juntamente com os sinais de sincronismo e de extinção (ou apagadores) que são transmitidos nos intervalos entre as linhas. O sinal de imagem representado começa com branco à esquerda, no princípio da linha, e, gradualmente, aumenta para preto, próximo do centro, diminuindo de novo gradualmente para branco, à direita, no fim da linha. Note-se, em particular, que uma parte escura, ou preta, da cena é representada por um nível correspondente alto no sinal de imagem transmitido, enquanto que o branco na cena é representado por um nível correspondente baixo no sinal. Em outras palavras, a polaridade da transmissão é tal que à medida que a amplitude do sinal de imagem cresce, a luminosidade da imagem correspondente no receptor diminui, e vice-versa. Conforme foi dito anteriormente, isto é o que se chama de transmissão negativa, e é usada pelos motivos que já foram explicados anteriormente. Foi estabelecido um nível máximo de branco de 15% ou menor, em relação à amplitude do sinal transmitido.

Deve-se notar que a informação contida no sinal de vídeo, ou de imagem, é interrompida durante curtos intervalos de tempo ao terminar cada linha. Durante êsses intervalos de tempo são transmitidos os impulsos de sincronismo horizontal, os quais iniciam o período de retorno da varredura horizontal no receptor, controlando, assim, o momento exato do retorno do feixe eletrônico para o lado esquerdo da válvula de imagem. Uma vez que a amplitude do sinal de vídeo está na região do preto, ou do "mais preto que o preto", enquanto o feixe eletrônico está voltando para o lado esquerdo, isto é, durante o período de retorno da varredura horizontal, êsse período de retorno não será visível na tela.

Esse processo é ilustrado em C da Figura 3-3, onde se mostra o movimento através da tela do ponto luminoso produzido pelo feixe eletrônico, para as duas linhas da Figura 3-3B. Partindo do ponto (1) em C, o ponto luminoso é extinto pelo impulso apagador mostrado em (1) em B, e executa seu movimento de volta através da tela, da direita para a esquerda, durante o período de retôrno horizontal, que é indicado pelo impulso de sincronismo horizontal mostrado em (2) em B. Isso é representado pela linha superior tracejada na parte C da figura. O ponto luminoso está apagado durante esse período porque o sinal está na região do preto mostrada em (1) a (3) em B e C; sendo assim, o movimento de volta não será visível. Depois que o ponto luminoso atingiu o lado esquerdo da tela, e readquiriu a sua velocidade normal de traçado, o sinal apagador é removido, como em (3) de B e C, e o ponto luminoso torna-se novamente visível, traçando uma linha através da tela, da esquerda para a direita, como indicado pela linha cheia em C. A intensidade, ou luminosidade da linha variará de acôrdo com o sinal de imagem, à medida que o ponto se fôr movendo da esquerda para a direita através da tela, de (3) para (4) em B e em C. Para essa linha, em particular, o ponto começará cinza à esquerda, mudando lentamente para branco, depois tornando-se preto perto do centro, e voltando gradualmente ao branco, novamente, à medida que o ponto se aproxima do lado direito da tela. Ao ser atingido o ponto (4), o ponto luminoso é apagado pelo impulso apagador, e, depois de um certo intervalo, o impulso de sincronismo, mostrado em (5) em B e em C, inicia novamente o retôrno horizontal, fazendo com que o ponto seja movido de volta para o lado esquerdo da tela, ficando pronto para traçar outra linha da cena, como anteriormente. Deve ser observado que o ponto é sempre apagado durante o retôrno horizontal, como indicado pelas linhas interrompidas; também deve ser notado que uma pequena parte do princípio e do fim de cada linha é apagada, como indicado pelas áreas sombreadas nos bordos laterais da tela, em C. A extinção da extremidade da direita de cada linha é devida ao pórtico anterior e a extinção da extremidade da esquerda é devida ao pórtico posterior, pelos motivos acima mencionados. A parte visível da varredura, de (3) até (4), ocupa cêrca de 85% do tempo total (aproximadamente 54 microssegundos), enquanto que o retôrno e extinção, de (1) até (3), ocupam cêrca de 15% do tempo total (aproximadamente 10 microssegundos).

Observando agora a Figura 3-4, notar-se-á que o intervalo entre o bordo dianteiro de um impulso de sincronismo horizontal e o bordo correspondente do impulso seguinte é 1 H, ou sejam 63,5 microssegundos. Esse intervalo representa o tempo necessário para um ciclo completo da varredura horizontal. Ao completar a última linha visível de cada campo, no momento assinalado "Começa a Extinção, termina a Imagem na Parte Inferior da Tela" tanto em A como em B, é transmitida uma série de seis impulsos estreitos assinalados "impulsos equalizadores", seguida por uma série de seis impulsos largos assinalados "impulsos do grupo de sincronismo vertical", a qual é seguida ainda por mais seis impulsos equalizadores. Durante a transmissão desses impulsos, a amplitude do sinal é sempre mantida na região do preto, o que significa naturalmente que o ponto luminoso não é visível na tela da válvula de imagem. Notar-se-á, também, que o intervalo entre os bordos dianteiros de dois impulsos equali-

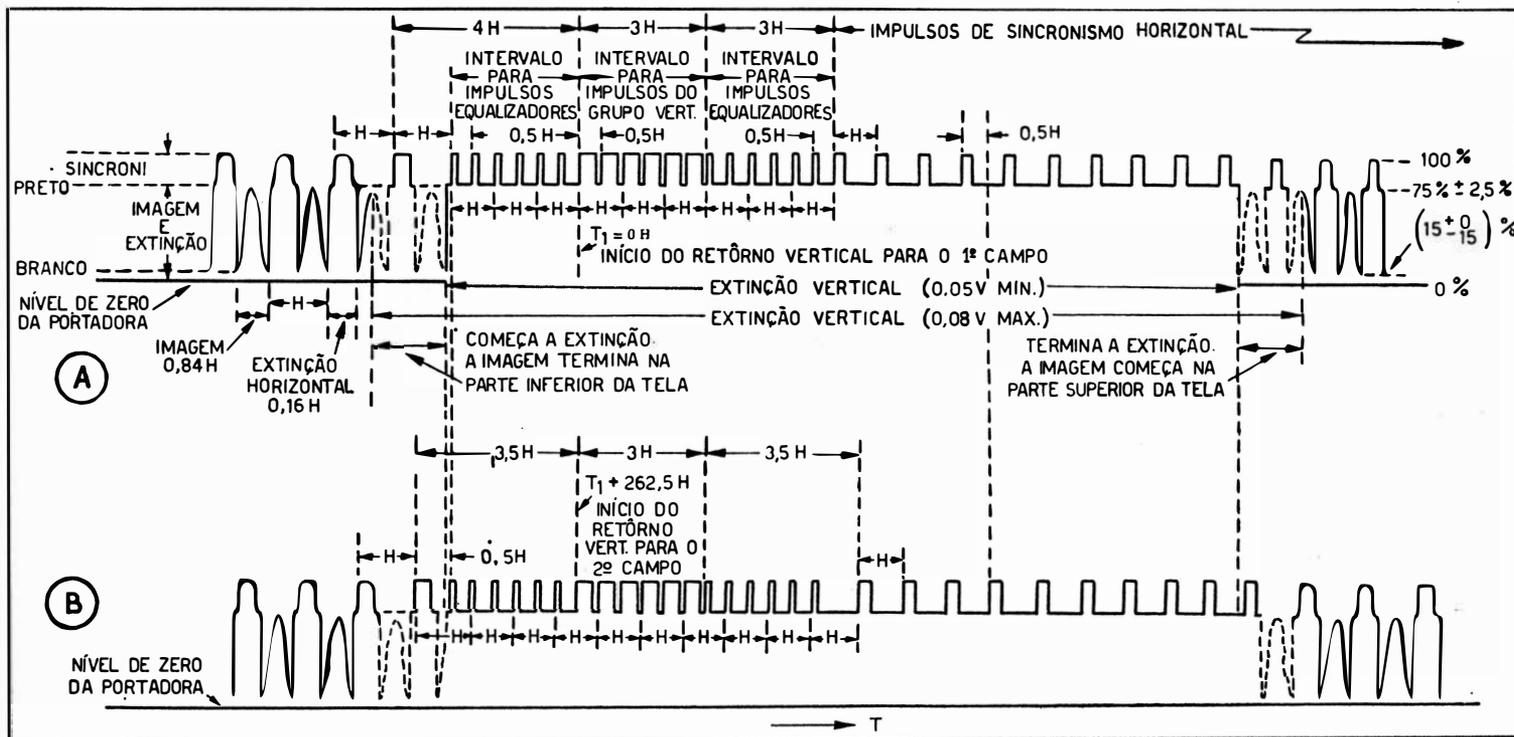


FIG. 3-4 — Forma de onda do sinal completo de televisão, de acôrdo com o padrão R.M.A.

V = intervalo de tempo compreendido entre o início de dois campos sucessivos. É igual a $262,5 H$ ou $16\,667 \mu s$.

H = 1 ciclo horizontal completo, transcorrido entre o início de uma linha e o início da linha seguinte. Sua duração é de $63,5 \mu s$.

Duração máxima do impulso horizontal = $0,08 H = 5,08 \mu s$

Duração máxima do impulso equalizador = $0,04 H = 2,54 \mu s$

Duração máxima do impulso vertical = $0,43 H = 27,3 \mu s$

zadores alternados, isto é, entre o 1.^o e o 3.^o, por exemplo, é ainda 1 H ou sejam 63,5 microssegundos e este intervalo ainda é o mesmo que separa os bordos dianteiros dos impulsos verticais alternados (de dois em dois), no grupo de sincronismo vertical. Isso é feito porque o oscilador de varredura horizontal do receptor deve receber um impulso a intervalos de 63,5 microssegundos, durante todo o tempo, de modo a manter o sincronismo das linhas. A finalidade dos seis impulsos largos no grupo de sincronismo vertical é marcar, ou dar início ao período de retorno do oscilador dente de serra vertical, para trazer o ponto luminoso do bordo inferior para o bordo superior da tela. Se se tratasse apenas do sincronismo vertical, poder-se-ia usar um único impulso muito largo. Como, porém, o sincronismo horizontal das linhas não pode ser interrompido, o impulso vertical é dividido em um grupo de seis impulsos separados cujos bordos dianteiros ficam alternadamente afastados de 1 H, ou 63,5 microssegundos, de modo que eles continuarão a controlar o início do retorno horizontal a intervalos de 1 H. Os impulsos equalizadores servem para dois fins. Primeiro, eles mantêm o sincronismo horizontal imediatamente antes e depois do intervalo ocupado pelos impulsos do grupo de sincronismo vertical, uma vez que os bordos dianteiros dos impulsos equalizadores estão espaçados alternadamente de 1 H. Entretanto, se essa fôsse a única finalidade, poderiam ser usados os impulsos comuns de sincronismo horizontal para esse fim. Os impulsos equalizadores são usados para estabelecer condições idênticas antes e depois dos impulsos de sincronismo vertical para campos sucessivos, fazendo com que se produza um perfeito intercalamento entre os dois campos. Para isso, os impulsos equalizadores são menores em duração e separados por 0,5 H, em vez de 1 H que é usado para a separação entre os impulsos de sincronismo horizontal. A verdadeira função dos impulsos equalizadores será estudada mais tarde, quando forem estudados os circuitos de sincronismo. Uma série de impulsos horizontais segue o segundo grupo de impulsos equalizadores, de modo que o oscilador horizontal estará convenientemente ajustado quando fôr removido o sinal apagador vertical na parte superior da tela.

Os impulsos verticais, horizontais e equalizadores têm, todos eles, a mesma amplitude, porém, conforme foi mencionado antes, a sua duração, ou largura, não é a mesma. A duração do impulso de sincronismo horizontal é de 5,08 microssegundos, enquanto que a de cada um dos impulsos do grupo de sincronismo vertical é consideravelmente maior, sendo de 27,3 microssegundos. A razão dessa diferença na largura entre os dois impulsos é a necessidade de se estabelecer um meio para a sua separação no receptor, o que é feito pelo método da forma de onda, o qual será também considerado em detalhe quando forem estudados os circuitos de sincronismo. Os impulsos equalizadores têm metade da largura dos impulsos de sincronismo horizontal, sendo sua duração de 2,54 microssegundos.

O período de extinção horizontal ocupa, como está indicado, entre 0,07 V e 0,08 V (sendo V o intervalo de tempo compreendido entre o início de um campo e o início do campo seguinte). Existindo 60 campos num segundo, V é 1/60 de segundo, ou sejam 16 667 microssegundos. O último efeito de um maior intervalo de extinção vertical é reduzir ligeiramente a altura da imagem, uma vez que um período mais longo de extinção manterá maior número de linhas horizontais apagadas.

Por causa da relação de intercalamento de dois-para-um, os grupos de impulsos de sincronismo vertical ocorrem duas vezes em cada quadro, ou cada 525 linhas, como indicado nos diagramas A e B da Figura 3-4. Portanto, o intervalo entre o início dos períodos de retôrno de dois campos adjacentes é de $525/2$ linhas, isto é 262,5 H. A Figura 3-4 mostra somente a parte do sinal de televisão próxima das regiões de extinção vertical para dois campos sucessivos, isto é, dentro de um quadro. Não se deve esquecer que existe uma continuação da forma de onda representada à direita do diagrama A. Essa onda continua até completar 262,5 H a partir do início da extinção vertical em A, quando, então, começa a extinção vertical em B; as últimas linhas precedendo a extinção vertical em B estão indicadas à esquerda desse diagrama. Passados 262,5 H a partir do início do retôrno vertical em B, ter-se-ão completado dois campos sucessivos, e o segundo quadro é iniciado no mesmo ponto onde iniciou o primeiro em A.

Um exame cuidadoso do diagrama A, Figura 3-4, revela que o início do retôrno vertical coincide com o início do retôrno horizontal, no instante $T_1 = 0$ H (zero H), para o campo cuja terminação está representada no diagrama A. Conforme se vê, o bordo dianteiro do primeiro impulso do grupo vertical ocorre exatamente 4 H depois de um impulso normal de sincronismo horizontal, e, portanto, age também como impulso de sincronismo horizontal. Entretanto, para o campo correspondente ao diagrama B, o início do retôrno vertical já não coincide mais com o horizontal, uma vez que o bordo dianteiro do primeiro impulso do grupo de sincronismo vertical ocorre somente a 3,5 H do último impulso normal de sincronismo horizontal. O oscilador horizontal não é acionado por impulsos a intervalos de 0,5 H; portanto o início do retôrno vertical, para esse campo, ocorrerá 0,5 H depois do início de um retôrno horizontal. Em outras palavras, se o início do retôrno vertical para um campo ocorre no fim de uma linha horizontal, o início do retôrno vertical para o campo seguinte ocorrerá no meio de uma linha horizontal. Essa importante diferença de meia linha, ou aproximadamente 32 microssegundos, entre os momentos em que o oscilador vertical e o horizontal são acionados, no início do retôrno vertical ao terminar um campo, e, ao mesmo tempo, o acionamento simultâneo dos dois osciladores no início do retôrno vertical ao terminar o campo seguinte, é que produzem as condições necessárias para um intercalamento adequado dos dois campos.

10 — DETALHES DA EXPLORAÇÃO INTERCALADA

Para ilustrar mais claramente o que foi dito acima, examinemos a Figura 3-5, a qual mostra a correlação existente entre os sinais de varredura horizontal e de varredura vertical, para dois campos sucessivos, isto é, para um quadro completo.

Para simplificar vamos admitir que ambos os sinais de varredura são de forma de onda dente de serra ideal, isto é, que o tempo de retôrno é nulo. Sendo assim, na varredura horizontal o feixe ao atingir o bordo direito da tela, volta instantaneamente para o bordo esquerdo da mesma; assim também na varredura vertical, o feixe, ao atingir o bordo inferior da tela, volta instantaneamente para o bordo superior da mesma. Admi-

tiremos, também, que o retôrno vertical é iniciado pelo bordo dianteiro do primeiro impulso do grupo de sincronismo vertical em cada campo. Na realidade não é isso o que acontece; porém, fazendo essa suposição, poderemos simplificar consideravelmente a explicação.

A extinção não precisa ser levada em conta, porque ela não tem o menor efeito sôbre as condições de intercalamento. Começando em $T_1 = 0 H$,

o retôrno horizontal e o vertical são coincidentes, uma vez que neste ponto o impulso vertical ocorre exatamente a um intervalo de $1 H$, e o seu bordo dianteiro iniciará tanto o retôrno vertical como o horizontal. O ponto luminoso será levado simultâneamente para o bordo superior da tela e para a esquerda, ficando em posição para traçar a primeira linha do primeiro campo. O movimento do ponto

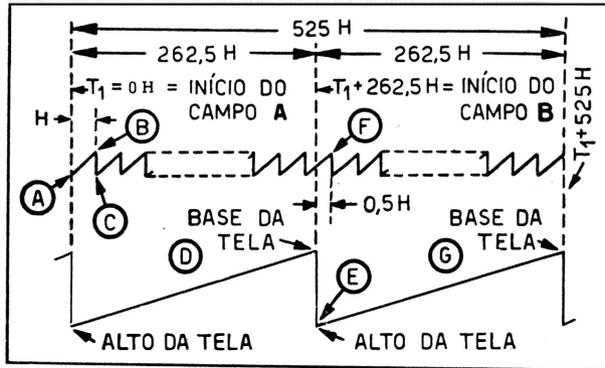


FIG. 3-5 — Sinais de varredura horizontal e vertical. (Para facilitar, admite-se que seja nulo o tempo de retôrno das varreduras horizontal e vertical)

através da tela é ilustrado na Figura 3-6, a qual está em correspondência com a Figura 3-5. O ponto A da Figura 3-6 corresponde ao ponto A na Figura 3-5, e assim por diante. Devido à ação do período de traçado da varredura horizontal, o ponto luminoso se move da esquerda para a direita através da tela, até atingir o ponto B. Neste instante é iniciado o retôrno horizontal, e o ponto luminoso é imediatamente movido para o lado esquerdo da tela, para o ponto C, e fica em posição para traçar a segunda linha do primeiro campo. É importante notar que o ponto B na Figura 3-6, é mais baixo que o ponto A, e que a linha cheia que representa a primeira linha do primeiro campo tem uma certa inclinação bem determinada. Essa inclinação é devida à ação exercida pelo período de traçado da varredura vertical, fazendo o ponto luminoso mover-se para baixo ao mesmo tempo em que êle está se movendo da esquerda para a direita através da tela. Esse movimento vertical do ponto luminoso se processa, portanto, enquanto dura uma linha horizontal, isto é, durante 63,5 microssegundos. Uma vez que estamos considerando formas de onda ideais, com período de retôrno nulo, o ponto luminoso volta instantâneamente do ponto B para o ponto C, ao ter início o retôrno horizontal, e o ponto C, ficará, portanto, no mesmo nível que o ponto B. Partindo do ponto C, o período de traçado da varredura horizontal faz com que o ponto luminoso se mova novamente da esquerda para a direita da tela, traçando a segunda linha do primeiro campo. Quando o ponto luminoso atinge o lado direito da tela o mesmo processo se repete, e assim consecutivamente, até que o ponto luminoso atinge o bordo inferior da tela no ponto D. Ao chegar a essa posição, o ponto luminoso terá traçado exatamente 262,5 linhas horizontais, como indicado na Figura 3-5. Voltando ao sinal padrão de televisão da RMA, Figura 3-4, pode-se verificar que exa-

tamente a $262,5 H$ depois do início do primeiro campo, isto é, no instante $T_1 + 262,5 H$, ocorre o primeiro impulso do grupo de sincronismo vertical em B, o qual inicia o retôrno vertical para começar o traçado do segundo campo. Conforme está indicado na Figura 3-6, o ponto luminoso mover-se-á instantâneamente do bordo inferior da tela, ponto D, para o bordo superior, ponto E (supondo nulo o tempo necessário para o retôrno vertical).

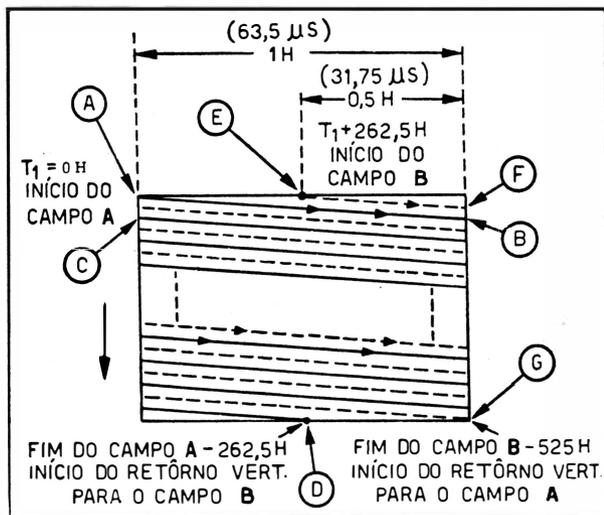


FIG. 3-6 — A trama de uma válvula de imagem.

Uma vez que o primeiro impulso do grupo de sincronismo vertical para o segundo campo, ocorre no meio de um ciclo da varredura horizontal, como indicado na Figura 3-5, êle não iniciará o retôrno horizontal e o ponto luminoso estará ainda no centro de uma linha horizontal quando atingir o bordo superior da tela (ponto E), ficando pronto para iniciar a primeira linha (metade apenas) do segundo campo. Ao mesmo tempo em que o ponto luminoso é deslocado para a direita

da tela durante o restante do período de traçado da varredura horizontal, a varredura vertical faz com que o ponto luminoso se mova também para baixo, indo terminar a linha no ponto F, Figura 3-6. Dessa maneira é obtida a condição de intercalamento desejada, uma vez que o ponto F fica exatamente a meio caminho entre o bordo superior da tela e o ponto B. Isso é o resultado do processo acima descrito, em que a primeira linha em ambos os campos começa no bordo superior da tela, mas a primeira linha do segundo campo tem a duração de apenas a metade da duração da primeira linha do primeiro campo. E' evidente que a ação da varredura vertical fará com que o ponto luminoso se mova para baixo, indo atingir o lado direito da tela a uma distância do bordo superior da mesma que, no caso da primeira linha do primeiro campo, é exatamente o dôbro da distância correspondente para a primeira linha do segundo campo. Sendo assim, tôdas as linhas do primeiro e do segundo campo ficarão equidistantes entre si, como indicado pela Figura 3-6, na qual as linhas cheias representam o primeiro campo e as linhas interrompidas o segundo. Ao terminar a última linha do segundo campo, no ponto G, Figura 3-5, terão sido traçadas 525 linhas, completando assim um quadro. A partir do ponto G repete-se o ciclo completo acima descrito, o qual começa com a coincidência, novamente, do retôrno vertical com o horizontal, fazendo o ponto luminoso voltar para o ponto A, ficando pronto para iniciar a primeira linha do primeiro campo do segundo quadro. Esse processo se

repete consecutivamente à razão de 60 campos, ou 30 quadros completos por segundo.

Na explicação precedente de como ocorre o intercalamento, foram empregadas formas de onda dente de serra ideais para simplificar o raciocínio. Entretanto, não é possível obter na prática uma forma de onda ideal, como a adotada na explicação, pois o período de retorno da onda ao valor inicial consome um certo tempo, conforme foi mencionado em capítulos anteriores. O único efeito do tempo necessário para o retorno, quanto à varredura horizontal, é fazer com que a duração do período de traçado da varredura fique menor do que ela teria se fôsse empregada uma varredura ideal com tempo de retorno nulo. Isso pode ser melhor compreendido pela observação da Figura 3-7.

Como se vê, a duração do traçado será de A até B se não houver tempo perdido durante o retorno, mas será apenas de A até C, se, por exemplo, 15% do tempo total de um ciclo da varredura forem consumidos pelo retorno horizontal para fazer o ponto luminoso mover-se de volta para o bordo esquerdo da tela.

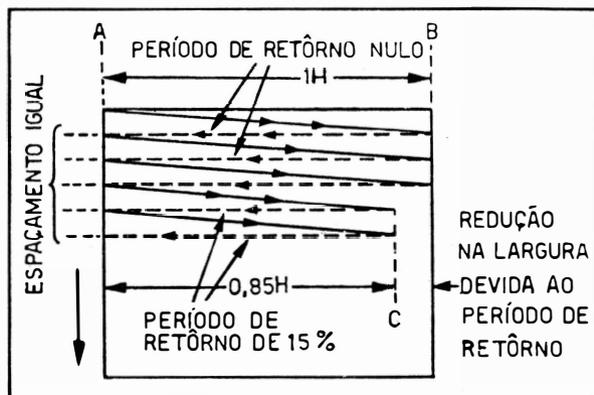


FIG. 3-7 — Traçado horizontal

O espaço entre as linhas é o mesmo em ambos os casos, como mostra a Figura 3-7, e, portanto, o tempo de retorno não tem efeito no intercalamento, reduzindo apenas a duração do traçado. Durante o período de retorno, como já foi mencionado anteriormente, o ponto luminoso é apagado, de modo que ele não será visível

no seu movimento de volta da direita para a esquerda através da tela.

O efeito do tempo de retorno na varredura vertical é reduzir o período de traçado, de modo que em vez de termos 262,5 linhas em uma varredura vertical, de cima até em baixo, através da tela (como na Figura 3-6, para a qual se admitiu um tempo

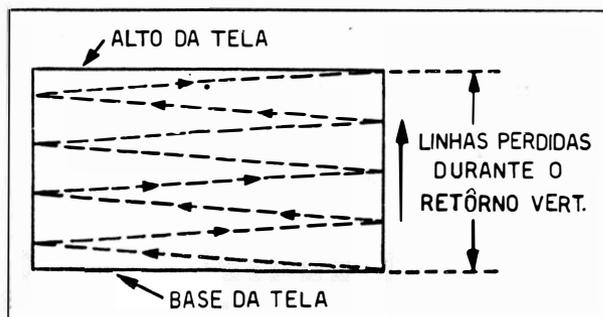


FIG. 3-8 — Linhas horizontais inativas.

teremos cerca de 12 linhas horizontais menos, as quais serão perdidas durante o retorno vertical, enquanto o ponto luminoso está se movendo do bordo inferior para o bordo superior da tela. Dêsse modo, o número total de linhas utilizáveis fica um pouco reduzido. A Figura 3-8

mostra somente algumas das linhas horizontais consumidas durante o retôrno vertical, mas serve para ilustrar o movimento do ponto luminoso através da tela, na sua volta do bordo inferior para o bordo superior. Notar-se-á que a inclinação das linhas é consideravelmente maior do que quando o ponto luminoso estava se movendo para baixo durante o traçado vertical. Isso é devido à própria tensão de varredura vertical, que varia muito mais depressa durante o período de retôrno que durante o período de traçado. As linhas estão representadas interrompidas na Figura 3-8, para indicar claramente que o ponto luminoso está apagado enquanto ele está se movendo da parte inferior para a parte superior da tela. O tempo consumido durante o retôrno vertical não afetará o intercalamento, desde que o retôrno vertical ocorra a intervalos de tempo iguais, para campos sucessivos, e que o tempo consumido pelo retôrno vertical seja sempre o mesmo. Conforme foi dito, o único efeito do tempo necessário para o retôrno vertical é uma redução no número de linhas horizontais traçadas com inclinação descendente (que correspondem ao período de traçado da varredura vertical), e portanto uma redução no número de linhas visíveis.

11 — DETALHES SÔBRE A EXTINÇÃO DE LINHA E A EXTINÇÃO DE CAMPO

Nos parágrafos precedentes não se fez qualquer tentativa para levar em conta os sinais de extinção de linha e de campo com todos os seus detalhes. Como já foi mencionado, o ponto luminoso é apagado durante o tempo em que ele é movido da direita para a esquerda, no retôrno horizontal, e essa extinção do ponto luminoso, é denominada extinção de linha ou horizontal. Na prática, ela consome cerca de 16% de um ciclo da varredura horizontal. O ponto luminoso também é apagado durante o tempo em que ele é movido de baixo para cima, no retôrno vertical, e essa é denominada extinção de campo ou vertical. Na prática, ela consome cerca de 7% de um ciclo da varredura vertical.

A Figura 3-9 ilustra a correlação existente entre as varreduras horizontal e vertical e as extinções de linha e de campo. Começando em A, o ponto luminoso é apagado pelo sinal de extinção de campo, um pouco antes do início do retôrno vertical, o qual ocorre no instante $T_1 = 0$ H. No início do retôrno vertical, o ponto luminoso está na parte inferior da tela e, durante o retôrno vertical, ele se move para um lado e para o outro através da tela, ao mesmo tempo em que é levado para a parte superior da mesma. Se o ponto luminoso não estivesse apagado durante esse tempo, apareceriam cruzando a tela de lado a lado várias linhas inclinadas para cima (linhas de retôrno), as quais iriam interferir com as linhas normais inclinadas para baixo, que ocorrem durante o período de traçado da varredura vertical; daí a necessidade do sinal de extinção de campo durante o período de retôrno vertical. Ao completar o retôrno vertical, o ponto luminoso estará na parte superior da tela, pronto para traçar as linhas normais de cima para baixo. O sinal de extinção de campo (ou sinal apagador vertical) não é, entretanto, retirado imediatamente após ter sido completado o retôrno vertical, permanecendo ainda por um curto intervalo de tempo, como indicado no ponto B da Figura 3-9, para dar

tempo suficiente para que o ponto luminoso já tenha readquirido a sua velocidade normal descendente, eliminando assim qualquer irregularidade no princípio da varredura vertical. A duração da extinção de campo (ou vertical) varia entre um valor mínimo de 0,07 V e um valor máximo de 0,08 V, sendo que, mesmo durante o menor tempo de extinção de campo, a varredura horizontal terá completado 18,4 ciclos. Em outras palavras, durante o período de extinção de campo são apagadas cerca de 18,4 linhas horizontais. Essas linhas são denominadas linhas inativas, uma vez que elas não contribuem para a reprodução da imagem.

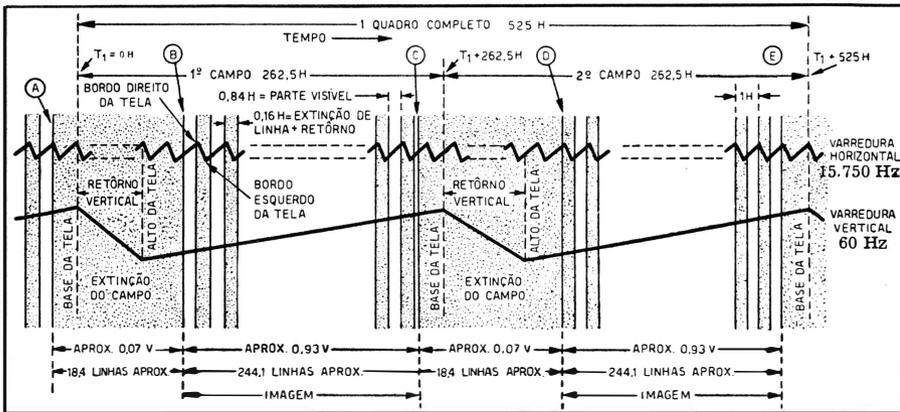


FIG. 3-9 — Sinais de varredura e períodos de extinção durante um quadro.

Quando o sinal apagador vertical é removido no ponto B, o ponto luminoso está se movendo para a direita no alto da tela, e continua visível até chegar perto do bordo direito da mesma, quando é novamente apagado; desta vez, porém, por um sinal apagador horizontal, o qual ocorre pouco antes do início do retôrno horizontal determinado por um impulso de sincronismo horizontal, que traz o ponto luminoso de volta para o bordo esquerdo da tela. Como se vê na Figura 3-9, o sinal apagador horizontal (ou de extinção de linha) continua por um curto intervalo de tempo depois que o retôrno horizontal é completado, e só é removido depois que o ponto luminoso já readquiriu a velocidade normal em seu movimento da esquerda para a direita através da tela, para traçar uma nova linha visível do primeiro campo. Deve-se notar que a duração total da extinção de linha para o retôrno horizontal consome 16% de um ciclo da varredura horizontal e que o ponto luminoso é visível durante 84% desse ciclo. Esse processo continua, com o ponto luminoso traçando linhas horizontais visíveis, da esquerda para a direita, e ficando apagado desde um ponto antes até um ponto depois de cada período de retôrno horizontal, até que tenham sido traçadas aproximadamente 244 linhas visíveis. Nessa ocasião, o ponto luminoso estará na parte inferior da tela, por causa da ação da varredura vertical que o faz mover-se lentamente para baixo. A extinção de campo é, então, novamente aplicada, no ponto C, e o ponto luminoso é apagado pouco antes do início do retôrno vertical para o campo seguinte. Pouco depois do retôrno vertical ter terminado, a extinção de campo é retirada, no ponto D. Entretanto,

neste momento ocorre um retôrno horizontal, e o ponto luminoso continua apagado até a terminação dêsse retôrno. O mesmo processo é repetido para o segundo campo até que tenham sido traçadas aproximadamente 244 linhas visíveis na tela, quando, então, é novamente aplicada a extinção de campo, no ponto E (que corresponde ao ponto A no primeiro campo), um pouco antes do início do retôrno vertical para o próximo campo, o qual ocorre 525 linhas depois do início do retôrno vertical para o primeiro campo, isto é, a partir do instante $T_1 = 0 H$, completando, assim, um quadro. Se bem que cada quadro conste de 525 linhas, são visíveis na tela da válvula de imagem apenas cêrca de 488 das mesmas, porque aproximadamente 37 linhas são apagadas durante os dois intervalos de extinção de campo que ocorrem num quadro. As linhas que não são apagadas são denominadas linhas ativas, porque são elas que realmente constituem a imagem na tela. As linhas que são apagadas são denominadas inativas, porque não contribuem para a formação da imagem, apesar de que o feixe eletrônico continua a se mover através da tela percorrendo essas linhas. Elas não são visíveis, devido ao sinal de extinção aplicado à grade da válvula de imagem extinguindo o ponto luminoso.

O movimento real do ponto luminoso, e os efeitos da extinção de linha e da extinção de campo sôbre a tela da válvula de imagem são indicados na Figura 3-10. As linhas cheias representam o movimento do ponto luminoso através da tela, da esquerda para a direita e de cima para baixo durante o primeiro campo, enquanto que as linhas interrompidas representam o movimento correspondente do ponto luminoso durante o segundo campo. Para simplificar, o movimento do ponto luminoso de baixo para cima durante o retôrno vertical e o movimento da direita para a esquerda durante o retôrno horizontal não são mostrados. Em vez disso, o período de retôrno horizontal é representado por um acréscimo para a direita da tela, o qual indica que a parte de retôrno da varredura horizontal é, na realidade, rebatida sôbre a tela, da direita para a esquerda, enquanto o ponto luminoso é apagado. O período de retôrno vertical é representado por um acréscimo na base da tela, para indicar que a parte de retôrno da varredura vertical é, na realidade, rebatida sôbre a tela, de baixo para cima, enquanto o ponto luminoso é apagado pelo sinal de extinção de campo. As partes sombreadas acima e abaixo da tela representam a extinção de campo, enquanto que as partes sombreadas à direita e à esquerda representam a extinção de linha.

A parte sombreada próxima da base da tela mostra como a extinção de campo começa algumas linhas antes do início do retôrno vertical para cada campo. O início do retôrno vertical ocorre exatamente no bordo inferior da tela. Em ambos os campos o retôrno vertical termina no bordo superior da tela, porém a extinção de campo permanece ainda por algumas linhas, como indicado pela zona sombreada na parte superior da tela. Admitindo um período de extinção de campo de 7%, aparecerão 488 linhas visíveis entre o fim da área sombreada no alto da tela (ocasião em que a extinção de campo é removida) e o princípio da área sombreada na base (ocasião em que a nova extinção de campo é aplicada).

A área sombreada à direita da tela representa a extinção horizontal que ocorre pouco antes que o ponto luminoso atinja o bordo direito

da tela. Na ocasião em que êsse bordo é atingido, inicia-se o retôrno horizontal, fazendo com que o ponto luminoso volte através da tela da direita para a esquerda, como indicado pela parte adicional à direita da tela. O retôrno horizontal termina no bordo esquerdo da tela, porém a extinção horizontal permanece ainda por um curto intervalo de tempo depois que o ponto luminoso começa a se mover novamente da esquerda para a direita através da tela, com indicado pela área sombreada à esquerda da tela.

O princípio do retôrno vertical para o primeiro campo ocorre no canto inferior direito da tela; se admitirmos que nesse mesmo instante ocorre exatamente um número inteiro de linhas horizontais, então o ponto luminoso estará no canto superior direito da tela ao terminar o retôrno vertical. Entretanto, imediatamente depois que o ponto luminoso atinge o canto superior direito, ocorre um retôrno horizontal trazendo o ponto

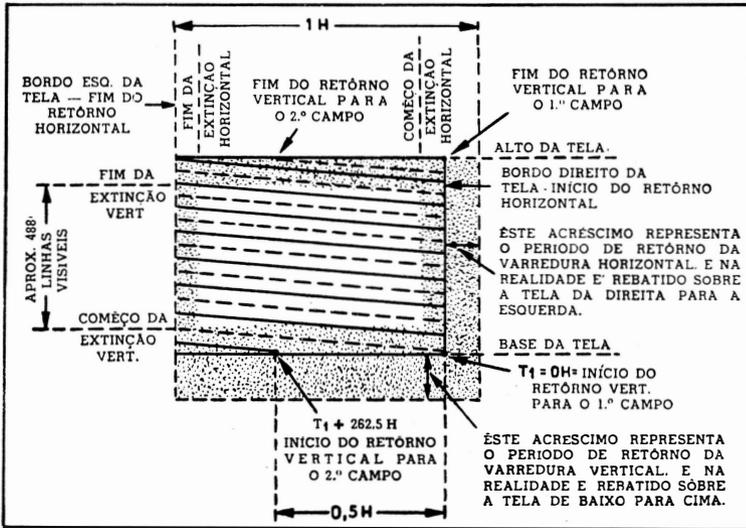


FIG. 3-10 — Efeitos da extinção sobre o tamanho do quadro.

para o bordo esquerdo da tela, ligeiramente abaixo do bordo superior, ficando pronto para traçar a primeira linha do campo 1, inclinada para baixo como indicado pela primeira linha cheia da Figura 3-10. Ao completar 262,5 linhas depois do início do retôrno vertical para o primeiro campo, o ponto luminoso estará sobre o bordo inferior da tela, exatamente a $0,5H$ do ponto em que teve início o primeiro campo, e aí tem início o retôrno vertical para o segundo campo. Durante o retôrno vertical para o segundo campo ocorre o mesmo número de linhas horizontais, que para o primeiro campo; portanto, o ponto luminoso estará sobre o bordo superior da tela, exatamente a $0,5H$ do bordo direito da mesma, ao terminar o retôrno vertical para o segundo campo. Imediatamente depois que o ponto luminoso atinge o bordo superior da tela, êle começa a se mover para o lado direito numa distância de $0,5H$, como indicado pela linha interrompida, e mantém-se, portanto, exatamente a uma distância de $0,5H$ da primeira linha cheia (medida segundo a horizontal). Esta é realmente a condição necessária para uma exploração intercalada. O ponto

luminoso atingirá de novo o canto inferior direito da tela 262,5 linhas depois do princípio do segundo campo, assim completando um quadro.

12 — SUMÁRIO DO CAPÍTULO III

1 — A onda portadora de imagem fica a 1,25 MHz acima da frequência limite inferior do canal de televisão.

2 — A onda portadora de som fica a 0,25 MHz abaixo da frequência limite superior do canal de televisão.

3 — A separação entre as duas ondas portadoras é de 4,5 MHz.

4 — E' empregado o processo de transmissão denominado de faixa lateral residual.

5 — A resposta de frequência do canal F.I. de vídeo é de apenas 50% na frequência da onda portadora de imagem de F.I., a qual corresponde à onda portadora de imagem de R.F.

6 — A parte de resposta constante do sinal de vídeo, como transmitido, tem a largura de 4,75 MHz, sendo que a faixa lateral superior é transmitida com resposta uniforme desde a onda portadora até uma frequência afastada de 4 MHz da mesma, caindo para zero a 4,5 MHz. A faixa lateral inferior é uniforme até 0,75 MHz, e cai para zero a 1,25 MHz da onda portadora.

7 — O desvio máximo de frequência da onda portadora de som é de ± 25 kHz.

8 — As potências irradiadas para a imagem e para o som são aproximadamente iguais.

9 — Número de campos por quadro = 2.

10 — Linhas por quadro = 525.

11 — Linhas por campo = 262,5.

12 — Número de campos por segundo = 60.

13 — Número de quadros por segundo = 30.

14 — A polaridade da transmissão é negativa.

15 — Aproximadamente 25% da amplitude do sinal é destinada aos sinais de sincronismo.

16 — O nível de preto foi fixado em 75% da amplitude máxima. O branco foi limitado em menos de 15% da amplitude máxima.

17 — Frequência da varredura dente de serra horizontal = 15 750 hertz.

18 — Duração de um ciclo completo da varredura horizontal = 63,5 microssegundos.

19 — Duração da parte de traçado de um ciclo da varredura horizontal = aproximadamente 57,5 microssegundos (varia com o tempo consumido para o retorno horizontal no receptor).

20 — Duração da parte de retorno de um ciclo da varredura horizontal = aproximadamente 6 microssegundos (varia conforme o receptor).

- 21 — Duração total da extinção e retôrno horizontal = $0,16 H$ ou sejam 10,16 microssegundos.
- 22 — Duração da parte visível do traçado horizontal = $0,84 H$, ou sejam 53,34 microssegundos.
- 23 — Freqüência da varredura dente de serra vertical = 60 hertz.
- 24 — Duração de um ciclo completo da varredura vertical = 16 667 microssegundos.
- 25 — Duração da parte de traçado de um ciclo da varredura vertical = aproximadamente 15 834 microssegundos (varia com o tempo consumido para o retôrno vertical no receptor).
- 26 — Duração da parte de retôrno de um ciclo da varredura vertical = aproximadamente 833 microssegundos (varia conforme o receptor).
- 27 — Duração total da extinção e retôrno verticais = $0,07 V$ (mínimo) a $0,08 V$ (máximo), onde $V = 262,5 H$. Seu valor aproximado é de cerca de 1 270 microssegundos.
- 28 — Aproximadamente 19 linhas são apagadas durante o período de extinção e retôrno vertical. Essas linhas são denominadas linhas inativas.
- 29 — Todos os impulsos de sincronismo estão acima do nível de preto (na zona do mais preto do que o preto).
- 30 — Os ciclos da varredura horizontal começam a intervalos de H , ou seja, a cada 63,5 microssegundos, e são controlados pelos impulsos de sincronismo horizontal.
- 31 — Duração de um impulso de sincronismo horizontal = aproximadamente 5,08 microssegundos.
- 32 — Duração do pórstico anterior de um impulso de sincronismo horizontal = aproximadamente 1,27 microssegundos. Duração do pórstico posterior = aproximadamente 3,8 microssegundos.
- 33 — Existe uma separação de H , ou sejam 63,5 microssegundos, entre os bordos dianteiros de dois impulsos de sincronismo horizontal consecutivos.
- 34 — O ciclo de varredura vertical é iniciado em cada $262,5 H$, ou sejam, 16 667 microssegundos.
- 35 — Durante o sinal de sincronismo vertical, de duração igual a 190,5 microssegundos, ocorrem seis impulsos verticais.
- 36 — Os bordos dianteiros dos impulsos verticais estão separados alternadamente (de dois em dois) por um intervalo de $H = 63,5$ microssegundos.
- 37 — Duração de cada sinal de sincronismo vertical = 27,3 microssegundos.
- 38 — Seis impulsos equalizadores precedem e outros seis seguem imediatamente o sinal de sincronismo vertical, a fim de assegurar condições idênticas no início de campos sucessivos.
- 39 — Duração de um impulso equalizador = 2,54 microssegundos.

40 — Os bordos dianteiros dos impulsos equalizadores estão separados alternadamente (de dois em dois) por um intervalo de $H = 63,5$ microssegundos.

41 — Todos os impulsos de sincronismo têm a mesma amplitude.

42 — Os impulsos de sincronismo são separados do sinal de vídeo por discriminação de amplitude.

43 — Os sinais de sincronismo horizontal e vertical são separados entre si mediante um método de separação pela forma de onda.

44 — O intercalamento é obtido em virtude da diferença de $0,5H$ existente entre os pontos em que começam dois campos sucessivos.

45 — Existem aproximadamente 485 linhas visíveis, ou linhas ativas, num quadro.

46 — Existem aproximadamente 38 linhas invisíveis, ou inativas num quadro. devido à extinção de campo.

47 — O período de extinção vertical ou de campo apaga algumas das últimas linhas próximas da base da tela, as linhas que ocorrem durante o retôrno vertical e algumas das primeiras linhas no alto da tela.

48 — O período de extinção horizontal apaga as duas extremidades de cada linha horizontal, junto aos bordos laterais da tela, e todo o trajeto de retôrno horizontal.

CAPÍTULO IV

O Receptor de Televisão

— GENERALIDADES —

1 — COMPARAÇÃO COM O RECEPTOR DE RÁDIO

Os capítulos anteriores versaram sôbre alguns princípios gerais da televisão e a composição do sinal de vídeo irradiado pelo transmissor. Se bem que não tenha sido com o intuito de fazer uma discussão completa do assunto, a descrição foi suficientemente clara para permitir uma boa compreensão das peculiaridades e requisitos específicos do receptor de televisão, que serão discutidos nos capítulos que se seguem.

Seria conveniente comparar, primeiramente, os circuitos do receptor de rádio comum e do receptor de televisão, os quais estão representados nos diagramas de elementos das Figuras 4-1 e 4-2. Notar-se-á que pouca semelhança existe entre os dois diagramas, e que ela é devida aos elementos do amplificador de radiofrequência, do conversor e do amplificador de frequência intermediária. Quando êsses elementos forem discutidos em detalhe, ver-se-á que os projetos dos mesmos são muito diferentes nos dois casos. Sendo assim, é melhor indicar primeiro os poucos pontos de semelhança, e discutir depois rapidamente, os requisitos para cada seção dos receptores de televisão. A seguir, será feita uma descrição mais detalhada dos circuitos individuais, nos capítulos subsequentes.

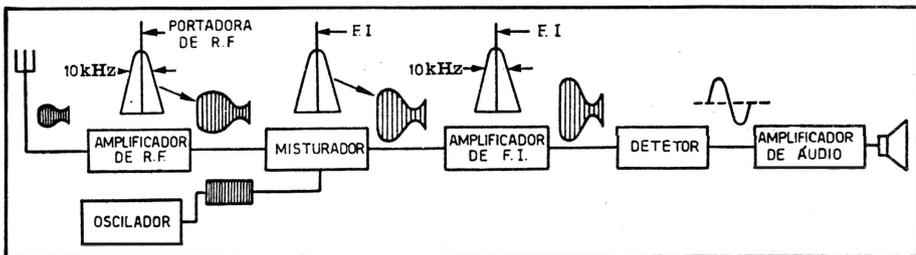


FIG. 4-1 — Diagrama de elementos de um receptor de rádio.

Praticamente todos os receptores de televisão são do tipo superheterodino, e, portanto, a saída do amplificador de radiofrequência é aplicada ao primeiro detetor ou misturador (como no caso do amplificador de R.F. do receptor de rádio convencional). O estágio primeiro detetor, ou

misturador, é semelhante para ambos os tipos de receptores e executa exatamente as mesmas funções nos dois casos, isto é, converte ou muda a alta radiofrequência de entrada em uma frequência mais baixa, ou intermediária, com alguma amplificação. O oscilador local é semelhante em função para ambos os receptores, isto é, se destina a fornecer um sinal de heterodinação para bater ou misturar com o sinal de radiofrequência no primeiro detetor ou misturador, a fim de produzir o sinal de F.I. de frequência mais baixa. No caso do receptor convencional, somente um sinal de F.I. é produzido, e esse sinal assim produzido tem uma frequência relativamente baixa — usualmente da ordem de 455 kHz — e uma largura de faixa não superior a 10 kHz. Entretanto, no caso do receptor de televisão são produzidos dois sinais de F.I., uma vez que o sinal de R.F. para cada canal de televisão consta de duas ondas portadoras (imagem e som). Um dos sinais de F.I. corresponde ao vídeo (ou à onda portadora de imagem com as respectivas faixas laterais), e o outro corresponde ao áudio (ou à onda portadora de som). Esses sinais de F.I. são de frequência muito mais elevada do que a usada no receptor convencional (21,8 MHz para a F.I. correspondente à onda portadora de som, e 26,3 MHz para a F.I. correspondente à onda portadora de imagem). Além disso, eles têm características de larga faixa de frequências, como indicado pela curva que representa o sinal que aparece na saída do estágio misturador, Figura 4-2.

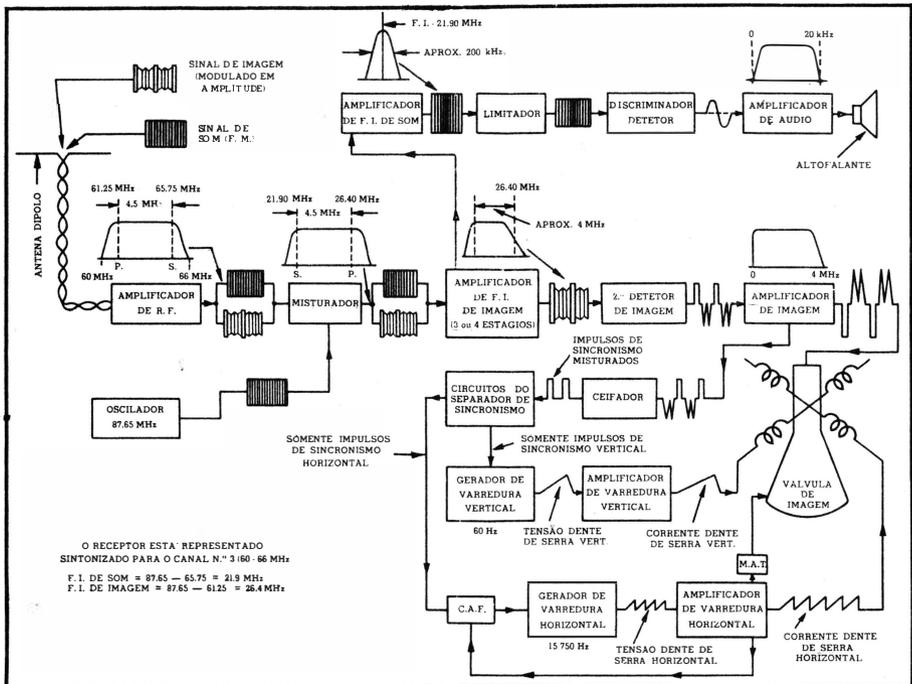


FIG. 4-2 — Diagrama de elementos de um receptor de televisão.

Dêste ponto em diante, existe muito pequena semelhança entre os dois receptores, salvo, possivelmente, quanto ao canal de som. Mesmo neste, existe uma diferença considerável, uma vez que o sinal de F.I. cor-

respondente ao som da televisão é modulado em frequência, como indicado na Figura 4-2.

2 — PRODUÇÃO DOS SINAIS DE F.I.

Se bem que sejam produzidos dois sinais de F.I., no receptor usa-se apenas um conversor de frequência e um oscilador para converter as ondas portadoras de imagem e de som, com as respectivas faixas laterais, nos sinais de frequência intermediária correspondentes que aparecem na saída do conversor. O oscilador local opera a uma frequência mais alta do que a de qualquer das duas ondas portadoras recebidas.

As frequências intermediárias, cujos valores, antes da guerra, eram na região de 8 a 13 MHz, foram aumentadas para valores entre 21 e 27 MHz(*). Nos receptores de antes da guerra, eram grandes as dificuldades causadas pelo emprego de frequências intermediárias tão baixas, em consequência das quais eles apresentavam insuficiente rejeição do sinal-imagem, e interferência, causada por transmissores de onda curta de alta potência. Em consequência, a RMA estabeleceu como padrão o emprego

de frequências intermediárias mais altas, recomendando que a F.I. correspondente à onda portadora de imagem fique entre 25,75 MHz e 26,4 MHz, e que a F.I. correspondente à onda portadora de som fique entre 21,25 MHz e 21,9 MHz. As frequências de F.I. usadas em muitos dos receptores da General Electric são 21,8 MHz para a F.I. de som, e 26,3 MHz para a F.I. de imagem. Nos receptores que empregam o sistema recentemente desenvolvido de canal de som entre portadoras (que será discutido detalhadamente em capítulo posterior) a frequência intermediária de som é exatamente 4,5 MHz.

Uma vez que o oscilador local opera em frequência mais alta que ambas as portadoras de R.F., sendo que a portadora de som é transmitida em frequência mais alta que a de imagem, a frequência do oscilador local deverá ser mais alta do que a da portadora de som por uma diferença exatamente igual à F.I. de som, isto é, 21,8 MHz

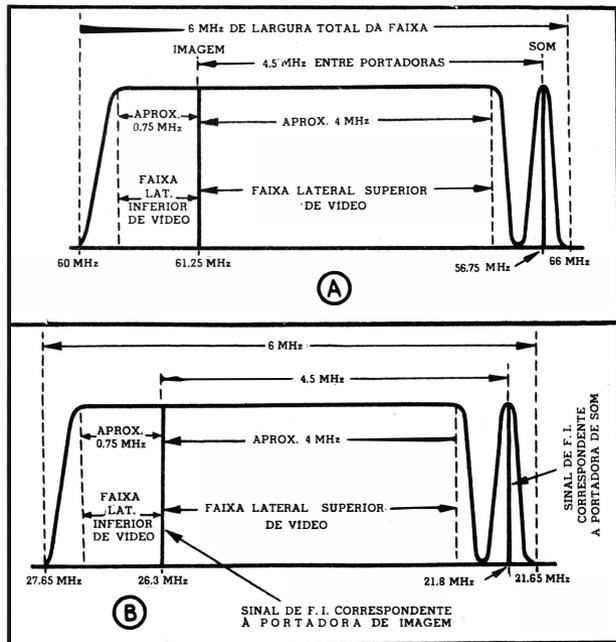


FIG. 4-3 — Ondas portadoras (antes e depois da conversão)

(*) Posteriormente para 40 a 44 MHz

A relação existente entre as ondas portadoras de som e de imagem, com suas respectivas faixas laterais, e os correspondentes sinais de F.I. produzidos pela heterodinação, no conversor, daquelas portadoras com a onda gerada pelo oscilador local, é ilustrada na Figura 4-3, onde A representa as ondas portadoras de R.F. como são transmitidas e aparecem na entrada do conversor, e B representa os sinais de F.I. correspondentes, produzidos no conversor.

Para melhor compreensão, admitimos que o receptor esteja sintonizado para o Canal n.º 3 (60-66 MHz). A frequência da portadora de imagem será 61,25 MHz, enquanto que a da portadora de som será 4,5 MHz mais alta, ou sejam 65,75 MHz (como indicado em A da Figura 4-3). A frequência do oscilador local será 21,8 MHz mais alta do que a da portadora de som. Portanto, a frequência do oscilador local, quando o receptor estiver sintonizado para o Canal n.º 3, será de $67,75 + 21,8 = 87,55$ MHz. O sinal do oscilador, de 87,55 MHz, bate com a onda portadora de som, de 65,75 MHz, para produzir no conversor uma F.I. de som de 21,8 MHz, a qual é a diferença entre aqueles dois sinais (como indicado em B da Figura 4-3). Esse mesmo sinal de 87,55 MHz, do oscilador local, bate, ao mesmo tempo, com a portadora da imagem, de 61,25 MHz, para produzir uma F.I. correspondente de imagem de 26,3 MHz, a qual é a diferença entre 87,55 e 61,25 MHz. Como se vê, os dois sinais de F.I. são produzidos simultaneamente, pelo método super-heterodino de conversão de frequências, usando apenas um oscilador e um conversor.

Deve-se notar que os sinais de F.I. assim produzidos conservam a modulação que existia nas portadoras de imagem e de som, porém suas frequências são muito menores, devido à ação do conversor, ficando o sinal de F.I. correspondente à portadora de imagem com frequência mais alta do que o sinal de F.I. correspondente à portadora de som. Essa correlação entre os sinais de R.F. e de F.I. é ilustrada pela Figura 4-3.

3 — SEPARAÇÃO DOS CANAIS DE IMAGEM E DE SOM

Uma vez que obtivemos êsses dois sinais de F.I. na saída do estágio misturador (conversor), é evidente que se usarmos dois circuitos sintonizados, um para a F.I. de áudio e o outro para a F.I. de vídeo com as respectivas faixas laterais, de tal maneira que êsses circuitos rejeitem as frequências para as quais não estejam sintonizados, teremos assim um meio de separar o sinal de imagem do sinal de som. E' exatamente isso o que é feito no receptor de televisão, quando é usado o sistema convencional de amplificador de F.I., sendo que as curvas de resposta dos amplificadores de F.I. para a imagem e para o som estão indicadas acima dos retângulos representativos dêsses elementos, na Figura 4-2. Deve-se notar que são empregados dois canais separados de F.I.: um para a F.I. de som e outro para a F.I. de imagem (ou de vídeo). Uma vez que o canal de som é modulado em frequência, a largura de faixa dêsse canal deve ser de pelo menos 50 kHz. Entretanto, a sua faixa é usualmente ampliada para 250 kHz, aproximadamente, a fim de atenuar os inconvenientes da eventual instabilidade de frequência do oscilador local. Depois de amplificação adequada nos estágios do amplificador de F.I., o sinal de som passa num estágio limitador, depois do qual êle entra no estágio discriminador

de F.M. Aí o sinal de F.I. de som é demodulado e, depois de suficiente amplificação de audiofrequência, é aplicado no alto-falante. Para uma explicação detalhada dos limitadores e discriminadores de F.M. o leitor poderá consultar a publicação da General Electric "Frequency Modulation-Principles and Practice".

Quando é usado o sistema de canal de F.I. de som entre portadoras, recentemente desenvolvido, não se faz a separação das duas frequências de F.I. correspondentes ao som e à imagem do canal de F.I. de vídeo (de imagem), como no caso do sistema convencional de F.I. acima descrito. Em vez disso, deixa-se o sinal de F.I. correspondente à portadora de som passar pelo amplificador de F.I. de vídeo e atingir o detetor de vídeo, com um nível baixo. Aí ele bate com o sinal de F.I. de vídeo, criando uma frequência de 4,5 MHz, que é a diferença entre os dois sinais. Esta última retém tôdas as características do sinal de F.I. de som, as quais correspondem às da onda portadora de som original. O sinal de baixo nível de F.I. de som, de 4,5 MHz, é separado do sinal de vídeo no amplificador de vídeo, onde ele passa em dois estágios de amplificação, em 4,5 MHz, antes de ser demodulado.

4 — SISTEMA DE F.I. DE VÍDEO (DE IMAGEM)

Como se vê na Figura 4-2, o sistema de F.I. de imagem tem uma faixa de passagem muito larga, com resposta de frequência uniforme dentro dessa faixa. A resposta para a frequência intermediária correspondente à onda portadora de imagem é reduzida a apenas 50% do valor normal no centro da faixa de passagem, por motivos que serão explicados mais tarde. A largura da faixa do sistema de F.I. varia entre 2,5 e 4 MHz, dependendo da qualidade do receptor, sendo que a faixa de passagem mais larga permite recepção de maior número de pormenores na imagem. Essa característica do sistema de F.I. de imagem (de ter uma larga faixa de passagem), é usualmente obtida pelo uso de transformadores de F.I. de sintonia dupla, de acoplamento cerrado, e com carga resistiva. São usadas válvulas de transcondutância elevada e baixa capacitância entre eletrodos, com o fim de obter o maior ganho possível, sem sacrifício da característica de larga faixa de passagem. As válvulas dos tipos 6AC7 e 6AU6 são exemplos típicos das que são usadas em amplificadores de faixa larga nos estágios de F.I.

São usados vários tipos de transformadores de F.I. Em alguns receptores eles são sintonizados capacitivamente, por meio de um pequeno capacitor variável; em outros a sintonia é feita indutivamente, sendo a variação das indutâncias feita por meio de núcleos de ferro pulverizado. Cada tipo tem sua vantagem particular. Os transformadores sintonizados indutivamente permitem maior ganho por estágio do que o obtido com o tipo de sintonia capacitiva, por causa da pequena capacitância usada nos circuitos sintonizados do tipo indutivo. Por outro lado, os transformadores sintonizados capacitivamente dão melhor estabilidade ao circuito, quando se trata de substituição de válvulas, uma vez que as capacitâncias usuais das válvulas representam apenas uma pequena parcela da capacitância total em paralelo com o transformador, quando é usada a sintonia capacitiva. Quando é usada a sintonia indutiva, a capacitância da

válvula representa uma parcela importante da capacitância total, e qualquer mudança do seu valor, devida a uma substituição de válvula, pode afetar consideravelmente o circuito.

Os transformadores de F.I. de vídeo têm, usualmente, associados com eles, circuitos especiais para atenuar o sinal de F.I. de áudio a um nível tal que ele não apareça produzindo interferência na válvula de imagem. Em alguns receptores existe um outro circuito especial, além dos que acabamos de mencionar, e cuja função é atenuar o sinal de som do canal adjacente inferior. Quando um sinal de som, quer do próprio canal, quer do canal adjacente, atinge o detetor de vídeo com um nível apreciável, êle produz uma interferência na imagem, a qual é conhecida como "barras de som".

No presente momento, os receptores de televisão têm, usualmente, três ou quatro estágios de F.I. de vídeo, com um ganho aproximado de 10 a 12 vezes por estágio. Mais tarde serão estudados muito mais detalhadamente os estágios de F.I. de vídeo, quando forem examinados os circuitos usados na prática.

5 — SEGUNDO DETETOR DE VÍDEO (DE IMAGEM)

Depois de amplificado no canal de F.I. de imagem, o sinal é aplicado ao diodo detetor, que é do tipo convencional, sujeito, porém, às precauções especiais que são tomadas para assegurar que tôdas as frequências contidas no sinal de imagem estejam presentes na saída do detetor. O detetor de vídeo remove a onda portadora de F.I., deixando apenas as componentes do sinal de imagem, juntamente com os sinais de extinção e sincronismo, que aparecem no seu circuito de saída.

6 — AMPLIFICADOR DE VÍDEO (DE IMAGEM)

O amplificador de vídeo pode ser comparado com o amplificador de áudio de um receptor comum de rádio. Sua função é, principalmente, a de amplificar o pequeno sinal demodulado que aparece na saída do detetor, elevando-o a um nível suficiente para operar satisfatoriamente o dispositivo que reproduz na sua forma original o sinal modulador. No caso do receptor de televisão, êsse dispositivo é a válvula de imagem. Juntamente com essa função de amplificação, o amplificador de vídeo tem de satisfazer a vários requisitos para uma operação satisfatória, a fim de permitir a reprodução de imagens de boa qualidade. Êsses requisitos são os seguintes:

1 — Para bom detalhe e qualidade na imagem reproduzida, o amplificador deve ter boa característica de resposta de frequência, tanto para as baixas como para as altas frequências: Isso quer dizer que a resposta deve ser uniforme desde aproximadamente 20 até 4 000 000 hertz.

2 — O ganho de tensão do amplificador deve ser suficiente para produzir uma tensão de saída capaz de restabelecer na válvula de imagem

o contraste real da cena primitiva. Um ou dois estágios de amplificação de vídeo podem prover satisfatoriamente o ganho necessário, com boa resposta de frequência.

3 — A polaridade do sinal na saída do amplificador de vídeo deve ser tal que, quando êle é aplicado à válvula de imagem, os elementos pretos da imagem transmitida pela estação de televisão façam a tela ficar escura, e os elementos brancos da imagem façam a tela dar o máximo de luminosidade. A polaridade errada produzirá uma imagem negativa.

4 — O sinal de imagem aplicado à válvula de imagem deve conter a componente de corrente contínua que transporta a informação correspondente à luminosidade média da imagem em conjunto.

7 — ESTÁGIO CEIFADOR

Se a simples aplicação do sinal de imagem à grade de contrôle da válvula de imagem fôsse o único problema, o receptor de televisão seria muito mais simples. Entretanto, nós sabemos que êsse sinal de nada servirá se não fôr possível fazer com que o feixe eletrônico da válvula de imagem se desloque para um lado e para outro, e para baixo e para cima, varrendo a tela da válvula de imagem em perfeito sincronismo com o feixe eletrônico da válvula da câmara na estação de televisão, enquanto a intensidade do mencionado feixe eletrônico da válvula de imagem é controlada pelo dito sinal, que é aplicado à grade de contrôle desta válvula. Para conseguir isso usa-se parte do sinal que sai do amplificador de vídeo, a qual é aplicada a um estágio cortador de amplitude, como indicado na Figura 4-2. Esse estágio ceifador separa os sinais de sincronismo da onda composta de vídeo, por meio de um circuito limitador que deixa passar apenas as partes mais altas da referida onda, correspondente aos 25% superiores que contêm os impulsos equalizadores e os impulsos de sincronismo horizontal e vertical. Os circuitos do estágio ceifador serão estudados mais tarde.

8 — SEPARADOR DE SINCRONISMO

A saída do estágio ceifador é aplicada aos circuitos que separam os impulsos de sincronismo horizontal dos impulsos dos grupos de sincronismo vertical. Esses circuitos também serão estudados mais tarde. Depois de terem sido separados por espécie, os impulsos de sincronismo são usualmente amplificados. Os impulsos de sincronismo horizontal são aplicados ao gerador da onda dente de serra horizontal, para controlar a frequência do mesmo, ajustando-o para a frequência correta de 15 750 hertz. Os impulsos dos grupos de sincronismo vertical, são aplicados ao gerador da onda dente de serra vertical, também para controlar a frequência do mesmo, ajustando-o para a frequência correta de 60 hertz. Dêsse modo, são sincronizadas as varreduras horizontal e vertical do receptor com as do transmissor, fazendo com que as imagens fiquem estacionárias na tela.

9 — GERADORES DE VARREDURA E AMPLIFICADORES

São empregados dois geradores de varredura, um para produzir a deflexão vertical do feixe eletrônico da válvula de imagem, e o outro para produzir a deflexão horizontal do mesmo feixe. Eles são usualmente do tipo de multivibrador ou de oscilador de relaxação. Ambos os geradores de varredura são de oscilação livre, e não necessitam de qualquer sinal externo para fazê-los gerar uma forma de onda dente de serra. Entretanto, são necessários sinais de sincronismo externos para fazê-los oscilar na frequência correta. A oscilação livre dos geradores de varredura é ajustada para que sua frequência seja aproximadamente correta, de modo que, quando são recebidos os impulsos de sincronismo, os geradores passem a oscilar exatamente na frequência correta.

As ondas dente de serra de saída de ambos os osciladores de varredura são amplificadas antes de serem aplicadas às bobinas de deflexão, ou às placas de deflexão, conforme o caso.

Voltando novamente à Figura 4-2, notar-se-á que existe um retângulo marcado CAF, colocado entre o amplificador de sincronismo horizontal e o gerador de varredura horizontal. Este elemento é o controle automático de frequência do gerador de varredura horizontal. O uso de um sistema de controle automático de frequência para os circuitos de exploração horizontal diminui consideravelmente os efeitos do ruído, e permite que o receptor mantenha um sincronismo horizontal quase perfeito, sob condições de ruído que tornariam impossível a manutenção de qualquer semelhança de sincronismo, se fossem usados circuitos de sincronismo direto. Quando é empregado o sincronismo com CAF, o gerador de varredura horizontal é controlado indiretamente pelos impulsos de sincronismo recebidos.

10 — FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Existem duas fontes de alimentação separadas para o receptor: uma fonte de baixa tensão que alimenta os filamentos e as placas de tôdas as válvulas, e uma fonte de muito alta tensão para o segundo anodo da válvula de imagem. A fonte de baixa tensão é do tipo convencional, e não está indicada na Figura 4-2. A fonte de muito alta tensão está representada pelo retângulo entre a válvula de imagem e o amplificador de varredura horizontal.

Nos receptores de antes da guerra, a tensão de corrente contínua necessária para o segundo anodo, ou anodo de alta tensão da válvula de imagem, era obtida de uma fonte de alimentação que empregava um transformador de alta tensão para corrente alternativa de baixa frequência, juntamente com uma ou mais válvulas, num circuito retificador convencional. Essa tensão era usualmente da ordem de 2 000 a 6 000 volts. Entretanto, na maioria dos receptores modernos, essa tensão varia entre 8 000 e 12 000 volts para os receptores de visão direta, e chega a valores da ordem de 30 quilovolts para os receptores do tipo de projeção. Para obter tais tensões com fontes de alimentação do sistema convencional de baixa frequência, seria necessário o emprêgo de equipamento muito volumoso e pesado, além de ser também extremamente perigoso de lidar.

Nos receptores de televisão atuais da G.E., a alta tensão é obtida de uma fonte de alimentação especial do tipo de impulso de retôrno, em vez de ser usado o tipo convencional de baixa frequência. Assim são eliminadas as características indesejáveis da fonte de baixa frequência: volume e pêso excessivo, e o perigo de choques elétricos fatais.

No tipo de fonte de alimentação especial acima mencionada, a alta tensão é obtida utilizando os impulsos de alta tensão produzidos pela f.e.m. induzida no transformador de saída da varredura horizontal, durante os períodos de retôrno. Este tipo de fonte de alta tensão será estudado detalhadamente mais tarde.

11 — VÁLVULA DE IMAGEM

As válvulas de imagem usadas nos receptores modernos de televisão são consideravelmente melhores do que as usadas nos receptores de antes da guerra, dando melhor detalhe, maior luminosidade e maior contraste.

A face da válvula (tela) é essencialmente plana (comparada com os bordos arredondados das válvulas de antes da guerra) permitindo assim um ângulo maior segundo o qual a tela pode ser vista.

O invólucro de vidro é consideravelmente mais pesado do que nas válvulas de antes da guerra, e não se desfará em pequenos pedaços, nem atingirá tão longe no caso de quebrar acidentalmente. Entretanto, ainda é perigoso lidar com a válvula descuidadamente, devendo ser tomadas as precauções necessárias.

Conforme foi estudado no Capítulo II, as válvulas usadas em todos os receptores modernos de televisão da G.E. são dotadas de dispositivos para impedir a formação da mancha iônica.

12 — CONTRÔLES DO RECEPTOR

O número de contrôles que pode ser previsto num receptor de televisão é avultado, considerando-se que, do ponto de vista do seu comprador, é desejável ter o menor número possível de ajustes a fazer. A seguir damos uma lista dos contrôles que são usualmente previstos:

CONTRÔLES GERAIS

- 1 — Interruptor de ligar e desligar;
- 2 — Seletor de Estação;
- 3 — Contrôle de Sintonia (no circuito oscilador).

CANAL DE SOM

- 4 — Contrôle de Volume;
- 5 — Contrôle de Tom.

CANAL DE IMAGEM

- 6 — Contrôle de Contraste;
- 7 — Contrôle de Luminosidade;

- 8 — Contrôle de Foco;
- 9 — Contrôle de Inclinação.

EXPLORAÇÃO HORIZONTAL (de Linha)

- 10 — Contrôle Fixador Horizontal;
- 11 — Contrôle Centralizador Horizontal;
- 12 — Contrôle de Tamanho Horizontal;
- 13 — Contrôle de Linearidade Horizontal.

EXPLORAÇÃO VERTICAL (de Campo)

- 14 — Contrôle Fixador Vertical;
- 15 — Contrôle Centralizador Vertical;
- 16 — Contrôle de Tamanho Vertical;
- 17 — Contrôle de Linearidade Vertical.

Os contrôles acima mencionados para o sistema de exploração são usualmente localizados numa posição onde eles não possam ser facilmente tocados pelo comprador. Todos os outros contrôles, com exceção do de Inclinação, são trazidos para o painel da frente. Em alguns receptores, os contrôles fixadores vertical e horizontal são também trazidos ao painel da frente. A função individual desses contrôles pode ser melhor compreendida com a seguinte explicação:

a) A chave do *Seletor de Estação* permite a escolha de um dos 12 canais de televisão, fazendo tôdas as conexões para as bobinas individuais de cada canal, sendo que cada jôgo de bobinas é ajustado na fábrica para ficar permanentemente em condições de funcionamento perfeito.

b) O contrôle de *Sintonia* permite o ajuste do receptor para o melhor detalhe na imagem e a recepção satisfatória do som. Este contrôle provoca uma variação muito lenta da sintonia do oscilador local, de modo a permitir a obtenção dos sinais de F.I. corretos para a imagem e para o som. Como foi mencionado anteriormente, as bobinas de cada canal são ajustadas de uma vez por tôdas na fábrica; entretanto, a variação lenta da sintonia do oscilador local é necessária para permitir a compensação de qualquer pequeno deslizamento na frequência. Se o oscilador local fôsse controlado a cristal para cada canal, então o contrôle de Sintonia não seria necessário uma vez que o oscilador estaria operando exatamente na frequência correta em cada canal para o qual o receptor fôsse ligado por meio do *Seletor de Estação*. O contrôle do oscilador por meio de cristal, para cada um dos canais separadamente, não é, porém, economicamente realizável.

c) O contrôle de *Contraste* varia o contraste do preto para o branco entre os diversos elementos que constituem a imagem. Na realidade, o contrôle de contraste varia o ganho da seção de amplificação de F.I. de vídeo do receptor.

d) O contrôle de *Luminosidade* regula a luminosidade média, ou quantidade de iluminação da tela da válvula de imagem. Esse contrôle varia a tensão de polarização negativa de grade em relação ao catodo da válvula de imagem.

e) O controle de *Foco*, como o nome indica, focaliza a imagem na tela da válvula de imagem. Isso é feito pela focalização do feixe eletrônico da válvula, para o menor tamanho possível do ponto que resulta de seu encontro com a tela ("môscas").

f) O controle de *Linearidade Horizontal* ajusta a simetria da imagem na direção horizontal.

g) O controle de *Largura (Tamanho Horizontal)*, como o nome indica, ajusta o receptor para o tamanho correto da imagem na direção horizontal.

h) O controle *Fixador Horizontal* é usado para fazer com que a imagem do receptor fique em sincronismo, na direção horizontal, com a imagem que está sendo transmitida.

i) O controle *Fixador Vertical* é usado para fazer com que a imagem no receptor fique em sincronismo na direção vertical.

j) O controle de *Altura (Tamanho Vertical)* ajusta o tamanho da imagem na direção vertical.

k) O controle de *Linearidade Vertical* ajusta a simetria da imagem na direção vertical.

l) Os controles *Centralizadores Horizontal e Vertical* são usados para centralizar o feixe eletrônico e corrigir variações de uma válvula de imagem para outra. Normalmente, estes controles não necessitam de reajuste, a não ser quando é instalada uma nova válvula de imagem.

13 — OPERAÇÃO DO RECEPTOR EM CONJUNTO

Sem entrar, por enquanto, em muitos detalhes sobre qualquer seção em particular, será bom rever alguns dos pontos estudados nos parágrafos precedentes, acompanhando o sinal através do receptor.

O sinal de televisão captado pela antena contém duas ondas portadoras de R.F. — uma para a imagem e a outra para o som que a acompanha — e as correspondentes componentes de modulação para cada onda portadora. Esse sinal é introduzido num estágio de R.F. de faixa larga, o qual permite a seleção de qualquer um dos 12 canais de televisão, por meio de uma chave seletora do tipo rotativo. Esta chave seletora muda os circuitos sintonizados do estágio de R.F. para o canal desejado, e, ao mesmo tempo, muda a frequência do oscilador local para o valor que ela deve ter para esse mesmo canal.

Depois de amplificadas no estágio de R.F., ambas as portadoras são introduzidas no conversor de televisão, onde elas são misturadas com o sinal gerado pelo oscilador local. O sinal do oscilador local bate simultaneamente com as duas portadoras de R.F., convertendo as respectivas altas frequências em frequências intermediárias, mais baixas. Esse processo é semelhante ao que se desenvolve num receptor super-heterodino comum de radiodifusão, com a diferença que no receptor de televisão existem duas portadoras de R.F. e, conseqüentemente, são gerados dois sinais diferentes de F.I., um correspondendo à portadora de imagem e o outro

à portadora de som. As frequências usadas são, também, muito mais altas que no receptor convencional, e a largura de faixa exigida é muito maior.

A saída do estágio conversor, contendo os dois sinais de F.I. que retêm tôdas as características das portadoras de R.F. recebidas, porém já nas menores frequências resultantes da conversão, é então aplicada ao primeiro estágio de F.I. de vídeo.

São usados três ou quatro estágios de amplificação de F.I. de vídeo como indicado pelo diagrama de elementos da Figura 4-2. É mais comum o uso de 3 estágios apenas. No sistema normal (mostrado na Figura 4-2) de amplificador de F.I. de dois canais, ambos os sinais de F.I. de vídeo e de áudio são amplificados pelo primeiro estágio de F.I. de vídeo, e aparecem na saída deste estágio. Neste ponto, entretanto, admitindo que haja três estágios de F.I., os sinais de áudio e de vídeo são separados por circuitos sintonizados seletivos (sendo que o circuito sintonizado de áudio é um circuito de bloqueio sintonizado para a F.I. de áudio e acoplado ao segundo transformador de F.I. de vídeo). Como foi mencionado anteriormente, no caso de ser usado o sistema de canal de F.I. de som entre portadoras, não é feita a separação dos sinais de F.I. de vídeo e de áudio no canal de F.I. de vídeo.

Quando, no sistema normal de dois canais de F.I., o sinal de F.I. de áudio é tirado da saída do primeiro estágio de F.I. de vídeo, ele é, a seguir, introduzido num estágio de F.I. de áudio, como indicado na Figura 4-2. Este estágio amplifica o sinal de F.I. de som da televisão (o qual é modulado em frequência) e o transfere para um estágio de F.I. de som em F.M. (que age como um limitador para o sinal de F.M. e é de tipo convencional, como também o é o discriminador detetor de F.M. que vem a seguir). A saída do detetor de F.M. passa num amplificador de áudio e vai para o alto-falante.

Voltando à seção de F.I. de vídeo, o sinal de F.I. de vídeo e as respectivas faixas laterais que aparecem na saída do primeiro estágio de F.I. de vídeo, são amplificados consecutivamente pelo segundo e terceiro estágios de F.I. de vídeo e depois aplicados ao detetor de vídeo. Os circuitos de F.I. de vídeo têm uma característica de faixa larga de frequências, cujos detalhes serão estudados posteriormente.

O detetor de vídeo demodula o sinal de F.I. de imagem (de vídeo), como num receptor comum o detetor de áudio demodula o sinal de F.I. de som; com a diferença que são tomadas precauções especiais para assegurar que toda a faixa de frequências da imagem esteja representada na saída do detetor de vídeo. O sinal de vídeo que sai do detetor de vídeo é aplicado à válvula de imagem depois de suficiente amplificação de video-frequência.

O amplificador de vídeo corresponde ao amplificador de áudio de um receptor comum, exceto que ele deve amplificar uma faixa de frequências muito maior — aproximadamente desde zero até 4 megahertz. São usados um ou dois estágios de amplificação de vídeo, como indicado na Figura 4-2, e a sua saída segue dois caminhos. Um canal vai para a válvula de imagem, onde o sinal de vídeo faz variar a intensidade do feixe eletrônico da válvula, enquanto ele varre a tela, exatamente de

acôrdio com o sinal de vídeo gerado pela câmara de televisão. Desta maneira, êle faz com que cada elemento da tela da válvula de imagem tenha a dosagem certa de luz e sombra para reproduzir a cena original.

O outro canal que sai do amplificador de vídeo vai para o estágio ceifador, o qual separa os impulsos de sincronismo da parte do sinal de vídeo que contém a informação concernente à imagem pròpriamente dita, a fim de permitir a utilização daqueles impulsos para a sincronização entre o sinal transmitido e o recebido. A saída do estágio ceifador é, então, aplicada a dois canais, como indicado na Figura 4-2, sendo que um vai para os circuitos de deflexão horizontal e o outro para os circuitos de deflexão vertical.

* Os circuitos de deflexão vertical consistem usualmente em um amplificador de sincronismo, um gerador de varredura (que gera uma onda dente de serra), e um amplificador de varredura ou estágio de saída de varredura (que amplifica o sinal de saída do gerador dente de serra e o aplica ao jôgo de bobinas de deflexão vertical, as quais são colocadas sôbre o pescoço da válvula de imagem). O gerador dente de serra vertical é de oscilação livre, isto é: êle gera uma onda dente de serra pela sua pròpria oscilação, sem o concurso de qualquer sinal exterior. Entretanto, para mantê-lo em correspondência ou sincronizá-lo com a varredura vertical que se processa no transmissor, êle é controlado aplicando-se-lhe os impulsos de sincronismo vertical convenientemente amplificados.

Os circuitos de deflexão horizontal são um pouco mais complexos devido ao emprêgo de sincronismo com contrôle automático de frequência (CAF), e consistem em um amplificador de sincronismo, os circuitos do CAF, o gerador dente de serra horizontal e o amplificador de varredura horizontal. O amplificador de varredura horizontal, ou estágio de saída, desempenha funções semelhantes às do amplificador de varredura vertical — êle amplifica a onda dente de serra e a aplica ao jôgo de bobinas de deflexão horizontal.

A fonte de muito alta tensão está intimamente relacionada com o estágio de saída da varredura horizontal, uma vez que a alta tensão é obtida pela retificação dos impulsos de f.e.m. induzida, desenvolvidos através do primário do transformador de saída da varredura horizontal durante os períodos de retôrno horizontal.

O gerador de varredura horizontal é semelhante ao de varredura vertical, com a diferença que a sua frequência é muito mais alta — 15 750 hertz, comparados com os 60 hertz da varredura vertical. Entretanto, o método pelo qual êle é sincronizado é completamente diferente. Em vez de usar a sincronização direta, a frequência desse gerador é controlada indiretamente pelo retôrno de uma parte da tensão de saída do amplificador de varredura horizontal, a qual é introduzida nos circuitos do CAF, como indicado na Figura 4-2. Nesses circuitos desenvolve-se uma tensão de contrôle que corrige automaticamente qualquer deslocamento na frequência do gerador de varredura horizontal em relação aos sinais de sincronismo recebidos.

CAPÍTULO V

Circuitos dos Estágios de Radiofrequência do Oscilador e do Conversor

1 — INTRODUÇÃO

Até aqui não se tentou examinar, neste curso, qualquer seção em particular de um receptor de televisão. Em vez disso, foi feita uma tentativa para dar uma idéia de conjunto do sistema de televisão, a fim de servir de base para uma análise mais detalhada dos circuitos dos receptores de televisão modernos. Daqui por diante, entretanto, cada seção será examinada em detalhe, sendo que o ponto mais lógico para começar são, provavelmente, os circuitos da unidade de entrada, onde os sinais de televisão ingressam no receptor.

2 — REQUISITOS

Antes de estudar os circuitos reais da unidade de entrada, seria interessante examinar alguns dos importantes requisitos aos quais devem satisfazer os circuitos de R.F. dos receptores de televisão.

1) O primeiro requisito é que esses circuitos devem ter características de faixa larga, de modo a deixar passar normalmente ambas as ondas portadoras de imagem e de som juntamente com as respectivas faixas laterais. Isso significa que os circuitos de R.F. devem ter resposta uniforme dentro de uma faixa de frequências de aproximadamente 6 MHz de largura, como indica a Figura 5-1. Essa Figura ilustra a curva de resposta que seria obtida se a faixa de passagem dos circuitos de R.F. fosse examinada num osciloscópio. Se fossem usados marcadores para localizar as várias frequências na curva de resposta, o marcador correspondente à onda portadora de imagem cairia à esquerda da curva, como indicado, enquanto que o marcador correspondente à onda portadora de som cairia do lado direito da curva e 4,5 MHz afastado do anterior. A largura total da faixa dentro da qual é obtida uma resposta uniforme é de aproximadamente 6 MHz. Para se ter melhor idéia da enorme faixa de frequências em questão, compare-se a curva de resposta da Figura 5-1, com a curva de resposta de R.F. para um receptor de radiodifusão, mostrada na Figura 5-2. A faixa de passagem dos circuitos de R.F. de televisão é aproximadamente 600 vezes mais larga do que a dos circuitos de R.F. de radiodifusão.

2) O segundo requisito de importância no projeto dos circuitos de R.F. de televisão é a rejeição do sinal imagem. A resposta dos circuitos sintonizados de R.F. deve, não somente ter características de faixa larga, mas, também ter suficiente seletividade para produzir uma boa rejeição do sinal imagem. Com as F.I. padrões da RMA, é bem possível que estações de F.M. de alta potência, trabalhando na faixa de 88 a 108 MHz, venham a interferir no canal de televisão n.º 2. A fim de impedir a interferência de sinal imagem dessa origem, os circuitos sintonizados associa-

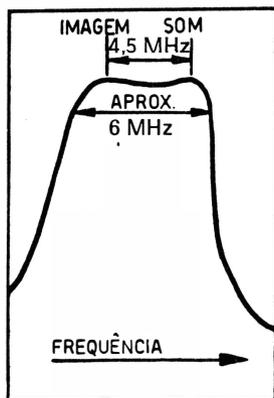


FIG. 5-1 — Largura da faixa para a televisão

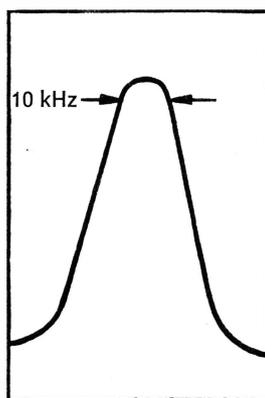


FIG. 5-2 — Largura da faixa para o rádio comum

dos com o canal n.º 2 são feitos, frequentemente, mais seletivos do que os dos outros canais, apresentando uma resposta de faixa larga com seletividade melhorada.

3) O terceiro requisito é que a impedância de entrada do circuito de antena deve permanecer essencialmente constante para tôdas as frequências que devem passar. Isso significa que essa impedância não deve mudar apreciável-

mente de valor ao longo de tôda a faixa de frequências que vai de 54 MHz a 216 MHz. Se a impedância da entrada de antena fôr de 300 ohms quando o receptor estiver sintonizado para o canal n.º 2, ela deverá ser também de 300 ohms quando o receptor fôr sintonizado para qualquer outro canal.

É importante manter constante a impedância de entrada, para tôdas as frequências que devem passar, por duas razões: primeiro, porque para se obter o máximo de transferência de energia do sinal que vem da antena para o receptor, a impedância de entrada do receptor deve casar o melhor possível com a impedância da antena para o centro da faixa de trabalho. Se a impedância do receptor casa com a da antena para o canal n.º 2, por exemplo, mas é consideravelmente diferente quando o receptor é ligado para outros canais, então não se estará obtendo a transferência máxima de energia da antena para o receptor em todos os canais.

A segunda e provavelmente a mais importante razão para manter constante a impedância de entrada é para impedir a formação de ondas estacionárias devidas a reflexões na linha de transmissão. Por razões que serão estudadas detalhadamente na seção dêste curso referente às antenas, a linha de transmissão entre a antena e o receptor deve ser terminada numa impedância igual à sua impedância característica, a fim de evitar ondas estacionárias ou reflexões na linha. Se estas aparecessem elas provocariam um deslocamento da imagem na tela, dependendo do grau de reflexão ou relação da onda estacionária. Esse deslocamento desfigura a imagem, que fica confusa, ou borrada, o que é, naturalmente, muitíssimo indesejável. Se a impedância de entrada do receptor mudasse

de canal para canal, é evidente que a linha de transmissão não poderia ficar convenientemente terminada para todos os canais, resultando daí a formação de ondas estacionárias e, conseqüentemente, imagens ruins em alguns canais.

A impedância de entrada de antena dos receptores de televisão G.E. de após guerra é de 300 ohms, e fica essencialmente constante para todos os canais. Para êsses receptores é recomendado o uso de antenas do tipo dipolo dobrado (folded dipole), tendo uma impedância central de 300 ohms, por razões que serão dadas posteriormente. A ligação da antena ao receptor, juntamente com as impedâncias nos diversos pontos dessa ligação, estão indicadas na Figura 5-3. Notar-se-á que a impedância da antena é

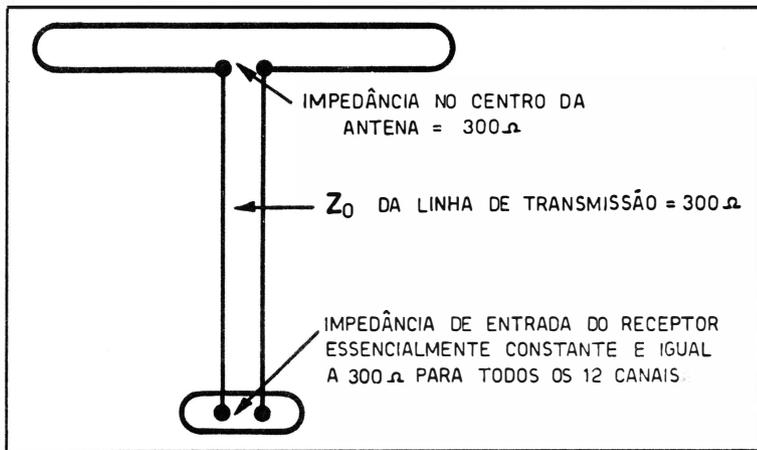


FIG. 5-3 — Ligação da antena.

igual à impedância de entrada do receptor, obtendo-se o máximo de transferência de energia quando é usada uma linha de transmissão de 300 ohms. Assim fazendo, a impedância característica de 300 ohms da linha de transmissão fica convenientemente terminada pelo receptor, cuja impedância de entrada fica essencialmente constante e igual a 300 ohms para todos os 12 canais.

4) Outro requisito é o de obter o máximo de ganho no amplificador de R.F., com o mínimo de ruído de válvula. Como se sabe, o ruído de válvula gerado num triodo é menor do que nos pentodos, de modo que se obtém uma relação sinal-ruído melhor com o uso de um triodo amplificador de R.F. Entretanto, quando é usado um triodo, o efeito da capacitância grade-placa da válvula deve ser eliminado, como será explicado mais tarde.

3 — CIRCUITOS DE ACOPLAMENTO DE ANTENA

Para deixar passar uma faixa larga de frequência (aproximadamente 5-6 MHz), os circuitos de acoplamento de antena devem ser especialmente projetados para assegurar uma largura constante de faixa, qualquer que seja a frequência de operação. Além disso, como já foi men-

cionado anteriormente, a impedância de entrada do circuito de acoplamento de antena deve reproduzir aproximadamente a impedância da linha de transmissão, para tôdas as frequências que devem passar, de modo a assegurar o máximo de transferência de sinal da antena para o receptor, e, também, para impedir o aparecimento, na linha de transmissão, de ondas refletidas que afetariam sêriamente a qualidade das imagens.

Um dos métodos de fazer o acoplamento de antena emprega um circuito acoplado do tipo passa-banda, sintonizado para deixar passar um só canal de cada vez. Isso é realizado usando uma chave de transferência para ligar os circuitos de acoplamento pré-sintonizados que correspondem a cada canal. A Figura 5-4 mostra em (A) um sistema típico de acoplamento de antena segundo este método, e que era empregado em um receptor de televisão G.E. de antes da guerra. Trata-se de um circuito de acoplamento cerrado de dupla sintonia, o qual transfere o sinal da linha de transmissão para a grade do amplificador de R.F. A tomada central no primário L_1 é ligada à terra, obtendo-se assim um circuito de entrada de antena equilibrado em relação à terra. A curva de resposta para êsse circuito de acoplamento está indicada em (B) da Figura 5-4, na qual F_0 representa a frequência central do canal que está sendo recebido, F_1 representa a frequência limite inferior do canal e F_2 a frequência limite superior do mesmo. A largura da faixa entre F_1 e F_2 deve

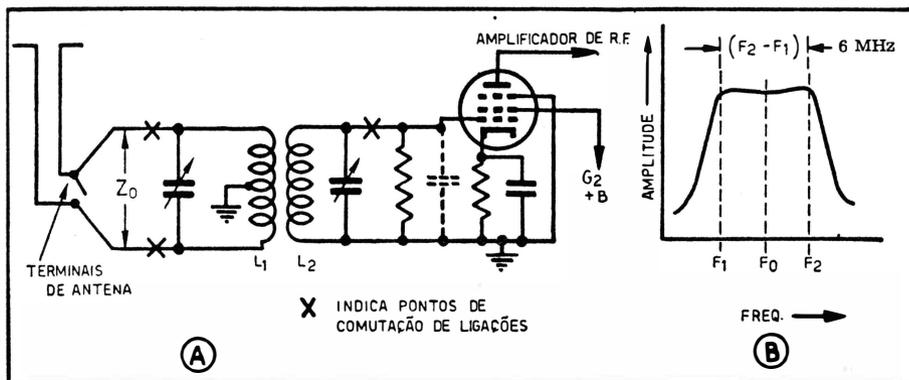


FIG. 5-4 — Amplificador de R.F.

ser de aproximadamente 6 MHz, para deixar passar satisfatoriamente as duas ondas portadoras com as respectivas faixas laterais. Tanto L_1 como L_2 são sintonizados para a mesma frequência, e são acoplados fortemente, com carga resistiva no circuito secundário, para se obter a largura de faixa desejada. A impedância de entrada de antena era ajustada para aproximadamente 100 ohms nos receptores dos modelos primitivos, pela escolha adequada dos valores de L e C dos circuitos acoplados, uma vez que existe uma relação bem definida entre a impedância de entrada de antena, a largura de faixa requerida e os valores de L_1 e C usados. Para sintonizar L_1 e L_2 são usados pequenos capacitores variáveis ("trimmers"), em detrimento da sensibilidade, que é um pouco sacrificada. O circuito, porém, fica mais estável quanto às variações da capacitância de entrada da válvula, de modo que a substituição de uma válvula não prejudica a

curva de resposta dos circuitos sintonizados tão gravemente quanto se L_1 e L_2 fossem sintonizados apenas pelas capacitâncias residuais da válvula e fiação. A chave de transferência faz as ligações nos pontos marcados X, e à medida que o circuito de entrada vai sendo mudado de canal para canal, são ligados ao circuito novos primários e secundários pré-sintonizados para os respectivos canais.

Para impedir que sinais de frequência abaixo da faixa coberta pelos canais de televisão possam passar através do circuito de acoplamento de antena, muitos dos primitivos receptores de televisão G.E. usavam um circuito de bloqueio equilibrado, formando um filtro passa-altas entre os terminais de antena e os circuitos acoplados, como está indicado na Figura 5-5. Esse circuito oferece uma alta impedância à passagem de frequências abaixo dos canais de televisão. Para essas frequências a reatân-

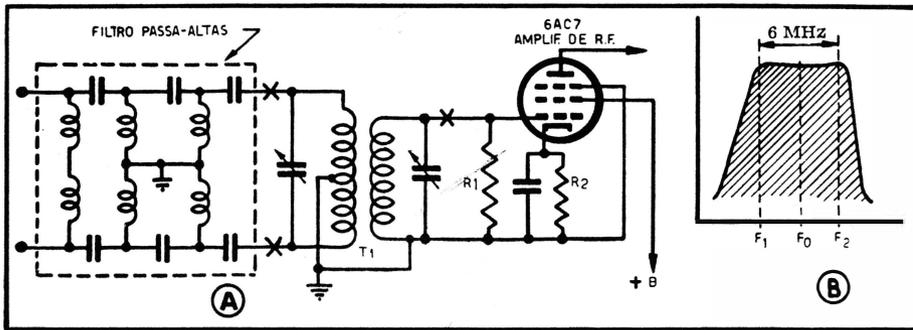


FIG. 5-5 — Filtro passa-banda de R.F.

cia dos capacitores é muito alta, enquanto que a das bobinas é baixa; portanto, pouco ou nenhum sinal aparece na saída do filtro para sinais de frequência abaixo dos canais normais de televisão. Entretanto, para frequências dentro da faixa coberta por esses canais, a reatância dos capacitores é baixa, enquanto que a das bobinas é muito alta, e, assim, os sinais dentro dessa faixa de frequências passam sem atenuação apreciável.

Deve-se notar que o circuito de acoplamento de antena acima descrito é um circuito acoplado passa-banda, sintonizado para deixar passar apenas um canal de cada vez, e para atenuar todos os sinais de frequência fora da faixa ou banda para a qual ele está sintonizado. Em alguns receptores de antes da guerra não se usava amplificador de R.F., e a saída do circuito passa-banda de acoplamento de antena era ligada diretamente ao circuito de grade do conversor; o circuito de acoplamento de antena era o único circuito sintonizado de R.F. usado no receptor.

Outro método de acoplamento de antena, que é o usado em todos os receptores de televisão G.E. de após-guerra, é o que está indicado na Figura 5-6. Com este método não se usa o circuito passa-banda. Em vez disso, o sinal é aplicado diretamente entre catodo e terra de um amplificador de R.F. do tipo de grade em terra, depois de passar por um filtro passa-altas L_1 , C_1 , C_2 . O sinal de entrada é aplicado entre catodo e terra, e a impedância dinâmica de catodo-para-terra da válvula de R.F. pode ser usada para produzir uma impedância de entrada de antena prática-

mente constante ao longo de uma larga escala de frequências. Esta impedância dinâmica Z_k de catodo-para-terra se manifesta apenas para o sinal aplicado, e não existe sob o ponto de vista do circuito de corrente contínua. O valor de Z_k depende de muitos fatores entre os quais estão:

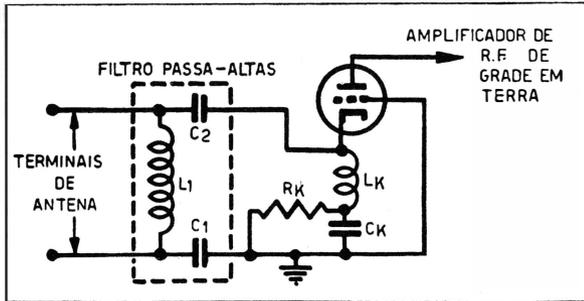


FIG. 5-6 — Filtro passa-altas de R.F.

terrompidas na Figura 5-7. Esta impedância dinâmica de catodo-para-terra da válvula de R.F. será examinada mais detalhadamente quando for estudado o amplificador de R.F. em si. A bobina L_k é trocada de três em três canais, do canal 2 ao 12; o canal 13 usa uma bobina exclusiva. Uma vez que o circuito catodo-terra fica em paralelo com a impedância de entrada de 300 ohms, a sua resposta de frequência é bastante larga para permitir que se use aproximadamente 3 canais com cada indutância de catodo.

O filtro passa-altas da Figura 5-6, que aparece ligado entre os terminais de antena e a válvula de R.F. de grade em terra, tem a mesma função que a do filtro indicado na Figura 5-5, isto é, a de atenuar os sinais indesejáveis de frequências abaixo da região coberta pelos canais de televisão. C_1 e C_2 são bastante pequenos e sua reatância para frequências de radiodifusão e ondas curtas é bastante alta para bloquear ou pelo menos atenuar consideravelmente os sinais dessas frequências antes que eles atinjam o amplificador de R.F. Além da ação de bloqueio obtida por meio

de C_1 e C_2 , esses sinais indesejáveis são ainda atenuados pela ação de L_1 , que põe praticamente em curto os terminais de entrada, pois tem uma impedância muito baixa para as frequências de radiodifusão e ondas curtas. Para as frequências de televisão, L_1 tem uma impedância alta, com pequeno ou nenhum efeito em paralelo com a entrada, enquanto que C_1

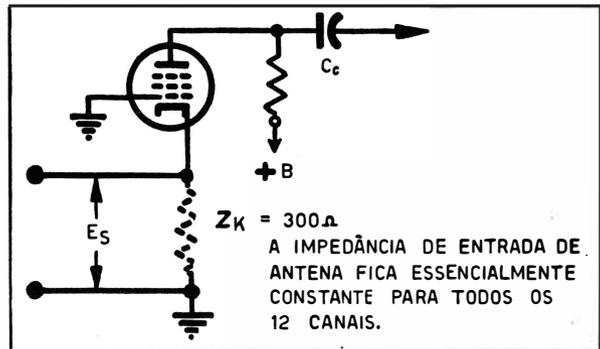


FIG. 5-7 — Impedância de entrada de antena

de C_1 e C_2 , esses sinais indesejáveis são ainda atenuados pela ação de L_1 , que põe praticamente em curto os terminais de entrada, pois tem uma impedância muito baixa para as frequências de radiodifusão e ondas curtas. Para as frequências de televisão, L_1 tem uma impedância alta, com pequeno ou nenhum efeito em paralelo com a entrada, enquanto que C_1

a resistência dinâmica de placa, a resistência de carga do circuito de placa e o fator de amplificação da válvula. As condições de operação da válvula são escolhidas de tal maneira que a impedância dinâmica de catodo-para-terra seja aproximadamente 300 ohms, como indicado pelo resistor Z_k , representado em linhas in-

e C_2 oferecem uma impedância muito baixa, de modo que os sinais de televisão aparecem entre catodo e terra do amplificador de R.F. sem atenuação apreciável.

Este tipo de circuito de acoplamento de antena é desequilibrado em relação à terra, de modo que o ruído captado pela linha de transmissão pode passar e ser amplificado. Isso pode ser prejudicial em certas condições de ruído. Para melhorar essa situação, o filtro passa-altas da Figura 5-6 é substituído, em alguns modelos, por um transformador de entrada especial, de faixa de frequências muito larga, que é ligado como indicado na Figura 5-8.

O primário desse transformador é ligado à terra pela sua tomada central, ficando assim equilibrado em relação à terra e apresentando uma entrada equilibrada para a linha de transmissão. Com a linha de transmissão terminada num circuito equilibrado, as tensões de ruído captadas na linha serão canceladas no primário do transformador, uma vez que os dois fios da linha ficam próximos um do outro, e o ruído induz tensões iguais nos mesmos. Essas tensões produzem correntes de intensidade e polaridade iguais nos dois fios, as quais circulam para terra através do primário do transformador, passando neste em sentidos opostos, produzindo assim o cancelamento das tensões de ruído. A polaridade das tensões do sinal desejado são opostas nos dois fios da linha de transmissão e, portanto, as mesmas não são canceladas, podendo passar para o receptor. Para impedir qualquer acoplamento capacitivo das tensões de ruído do primário com o secundário, coloca-se uma blindagem eletrostática entre os dois enrolamentos, como indicado na Figura 5-8.

Para se obter o acoplamento necessário entre o primário e o secundário do transformador, usa-se um núcleo de pó de ferro. O transformador tem uma resposta de frequência muito ampla, deixando passar igualmente bem todos os canais de televisão. A relação de espiras é de 1:1,

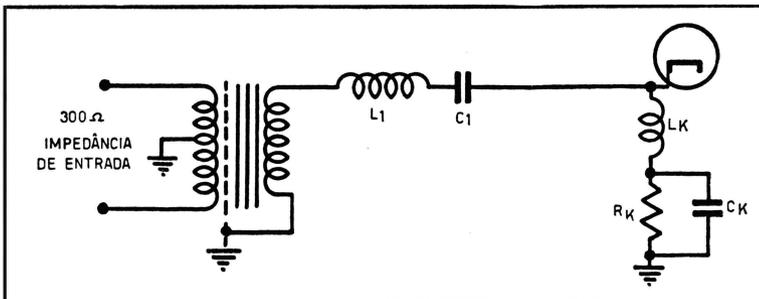


FIG. 5-8 — Transformador de entrada, de faixa larga

de modo que a impedância dinâmica de 300 ohms, de catodo-para-terra da válvula de R.F., aparece novamente como 300 ohms no primário. L_1 é um reator de compensação em série, o qual impede que o ganho caia para os canais de frequência mais alta.

Para frequências abaixo dos canais de televisão, a eficiência desse transformador cai bastante rapidamente, de modo que pouca ou nenhuma tensão aparece através do enrolamento secundário para essas fre-

quências. O capacitor C_1 também tende a bloquear qualquer sinal indesejável de frequência baixa, por causa da sua alta impedância para as frequências baixas. Sendo assim, o transformador também funciona como um filtro passa-altas, além de apresentar um circuito equilibrado de entrada para a linha de transmissão.

4 — CIRCUITOS DO AMPLIFICADOR DE R.F.

A maior parte do ganho num receptor de televisão é obtida nos estágios do amplificador de F.I. Entretanto, o uso de um estágio de amplificação de R.F. melhora consideravelmente a relação sinal-ruído, sendo que nas áreas da orla da região de serviço normal do transmissor, um amplificador de R.F. pode estabelecer a diferença entre uma imagem satisfatória e uma imagem cheia de "neve" e ruído. Além disso, o uso de um amplificador de R.F. bem projetado reduz consideravelmente a irradiação do sinal do oscilador local através da antena, a qual pode produzir uma interferência considerável em outros receptores de televisão nas vizinhanças.

Muitos dos primitivos receptores de televisão não tinham o amplificador de R.F., e a saída dos circuitos de acoplamento de antena era ligada à grade da válvula conversora, sendo que a característica passa-banda do circuito de acoplamento de antena estabelecia a necessária seletividade de R.F., para a rejeição do sinal imagem e para dar alguma atenuação nos canais adjacentes de televisão. Alguns dos receptores mais caros, entretanto, já usavam um estágio de amplificação de R.F. Os circuitos do acoplamento de antena e do amplificador de R.F. usados no receptor G.E. Modelo 90 estão representados na Figura 5-9. O acoplamento de antena

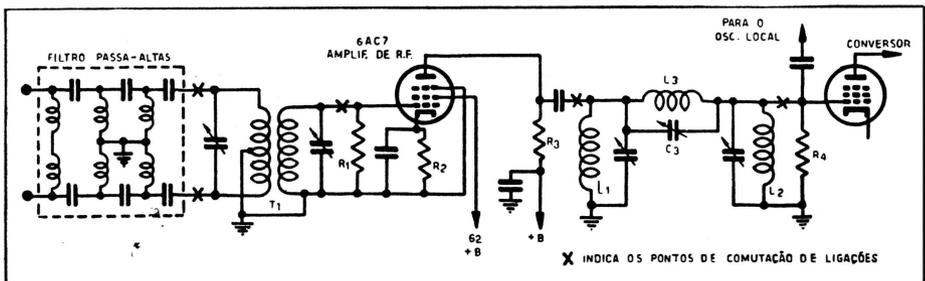


FIG. 5-9 — Amplificador de R.F.

consiste em um circuito T_1 de dupla sintonia, precedido por um filtro passa-altas. Para simplificar, estão indicados apenas os circuitos para um canal, se bem que esse receptor tivesse circuitos sintonizados para cobrir cinco canais de televisão, com uma chave de transferência para fazer as ligações nos pontos indicados com um X. São usados filtros passa-banda individuais para fazer o acoplamento da grade da válvula conversora com a placa da válvula 6AC7 amplificadora de R.F. L_1 e L_2 são sintonizados para a frequência central do canal que está sendo recebida, enquanto que a largura da faixa de passagem do filtro é ajustada pelo circuito de acoplamento L_3 , C_3 . A entrada do filtro passa-banda é ligada em paralelo com

o resistor de placa R_p através de um capacitor. A curva de resposta global, da antena até à grade da válvula conversora é semelhante à curva representada em (B) da Figura 5-4, na qual F_1 representa o limite inferior do canal e F_2 o seu limite superior. Como indicado, a faixa de frequências que podem passar pelos circuitos da antena e do amplificador de R.F. é de aproximadamente 6 MHz de largura, de modo a acomodar as ondas portadoras de imagem e de som com as respectivas faixas laterais.

Para obter o maior ganho possível, compatível com a largura da faixa empregada na seção de R.F., é necessário usar uma válvula de alta transcondutância (G_m) e baixas capacitâncias de grade e de placa. Para manter baixo o ruído gerado pela válvula, a corrente de placa do amplificador de R.F. deve ser a menor possível.

Se fôr usado um triodo como amplificador de R.F., o ruído de válvula gerado no estágio de R.F. pode ser o menor possível, resultando daí uma melhor relação sinal-ruído. Entretanto, o triodo não pode ser usado como amplificador de R.F. em frequências muito altas, se o sinal de entrada fôr aplicado à sua grade na maneira convencional, a não ser que seja empregada alguma forma de neutralização.

Para poder usar o triodo a fim de obter a melhor relação sinal-ruído possível, e ao mesmo tempo, eliminar a necessidade de neutralização, a grade de controle deve ser ligada à massa, sendo o sinal de entrada aplicado entre o catodo e massa (em vez de entre a grade de controle e massa, como na maneira convencional), e a válvula deve ser operada como um amplificador de grade à massa. Com esta disposição, a capacitância grade-placa, que é a causa da regeneração no amplificador convencional, fica ligada para massa de um dos lados, e não existe praticamente interação entre os circuitos de entrada e de saída resultante da capacitância grade-placa da válvula. Uma vez que a diferença de potencial, entre grade e catodo ainda varia de acôrdo com o sinal de entrada, a válvula funciona, do ponto de vista da tensão de saída, essencialmente como se ela estivesse ligada na maneira convencional.

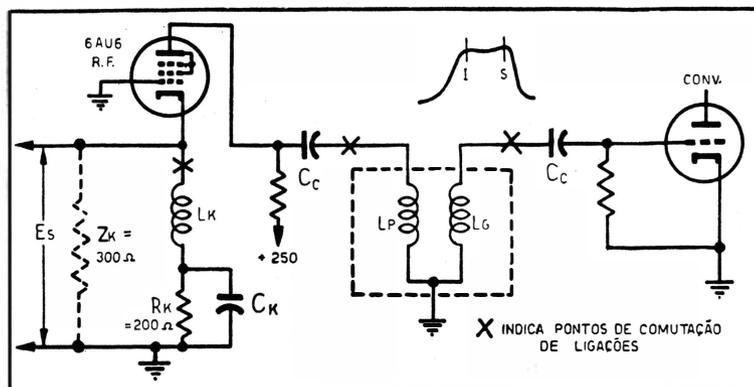


FIG. 5-10 — Circuito amplificador de grade à massa

O amplificador de R.F. usado em todos os receptores de televisão G.E. de após-guerra é do tipo de grade à massa, e o seu circuito básico está representado na Figura 5-10. Como indicado, é usada uma válvula

tipo 6AU6. Se bem que esta válvula seja um pentodo, ela está ligada como um triodo, com as grades supressora e de blindagem ligadas à placa, a qual é ligada a aproximadamente 220 volts através do resistor de placa.

A grade de controle é ligada diretamente à massa, e o catodo é ligado à massa através de um reator de R.F. (L_K) e do resistor de polarização (R_R). Entre os terminais de antena e o amplificador de R.F. é ligado um filtro passa-altas, pelas razões já mencionadas anteriormente, sendo a sua saída aplicada diretamente entre o catodo e massa. Em alguns receptores é usado um transformador equilibrado de antena em lugar do filtro passa-altas. Uma vez que o sinal de entrada é aplicado entre o catodo e massa, a impedância dinâmica de catodo-para-massa da válvula pode ser usada para dar uma impedância de entrada praticamente constante ao longo de uma larga escala de frequências. As condições de operação da válvula são escolhidas de modo que a sua impedância dinâmica de catodo-para-massa seja de aproximadamente 300 ohms, como indicado pelo resistor Z_K , representado em linhas interrompidas na Figura 5-11. A impedância dinâmica se manifesta somente para a frequência do sinal, sendo aproximadamente igual a

$$\frac{R_p + Z_o}{\mu - 1}$$

onde R_p é a resistência dinâmica (para corrente alternativa) de placa da válvula, Z_o é a resistência de carga de placa e μ é o fator de amplificação. Pelo ajuste adequado desses vários fatores, é possível fazer com que a impedância dinâmica de catodo-para-massa fique igual a 300 ohms.

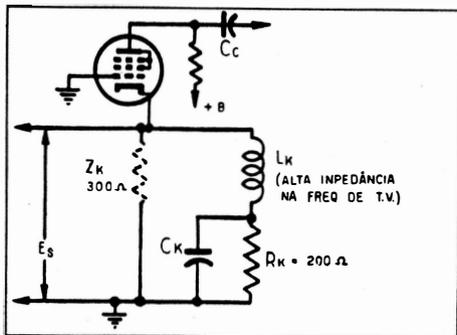


FIG. 5-11 — Circuito de catodo de um amplificador de grade à massa

impedância dinâmica Z_K de catodo-para-massa, fazendo com que a impedância de entrada ficasse um pouco menor do que 200 ohms, em vez dos 300 ohms desejados. Por isso o resistor de polarização é isolado do catodo, ligando-se em série entre os dois uma indutância de catodo. O capacitor em paralelo com o resistor de polarização é, essencialmente, um curto-circuito para a R.F., de modo que o resistor é eliminado do circuito do ponto de vista da R.F. A corrente contínua de placa circula através do resistor e aí desenvolve a tensão de polarização na maneira usual.

A indutância em série com o resistor de polarização de catodo é usada para compensar o efeito da capacitância grade-catodo C_{GK} da válvula, a qual fica em paralelo com a impedância dinâmica Z_K de catodo-para-

O amplificador de grade à massa necessita de uma polarização negativa de grade, da mesma maneira que no caso do amplificador convencional, de modo que um resistor de polarização da ordem de 200 ohms, em paralelo com um capacitor de valor adequado, é ligado em série com o catodo. Notar-se-á que esse resistor de polarização não é ligado diretamente entre o catodo e massa, porque então ele ficaria em paralelo com a impe-

massa. Como indicado na Figura 5-12, essa capacitância entre eletrodos da válvula provoca uma diminuição de Z_K para as frequências mais altas, uma vez que a sua reatância capacitiva diminui quando a frequência cresce. Para contrabalançar esse efeito indesejável e manter uma impedância de entrada substancialmente constante, o valor de L_K é escolhido de modo a formar com a capacitância C_{GK} um circuito ressonante paralelo pouco seletivo, apresentando uma impedância razoavelmente elevada em paralelo com Z_K , e que tem assim muito pequeno efeito para baixar o valor de Z_K . Essa condição de ressonância pouco seletiva é mantida mudando-

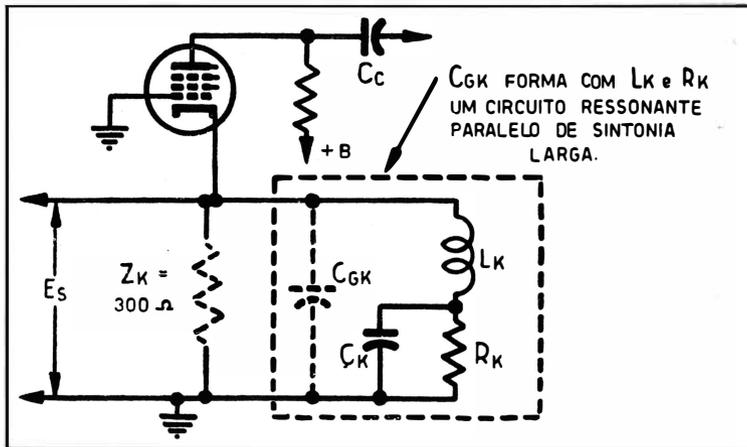


FIG. 5-12 — Efeito da capacitância inter-eletródica

se o valor da indutância em série com o catodo de acordo com o canal de televisão para o qual o receptor é ligado. Em um dos modelos de receptor, são usadas apenas cinco bobinas para cobrir os doze canais, e a indutância L_K vai sendo gradualmente reduzida, à medida que o receptor vai sendo sintonizado do canal n.º 2 até o canal n.º 13. Note-se que o capacitor ligado em paralelo com o resistor de polarização tem uma impedância muito baixa para a R.F., de modo que o efeito desta parte do circuito pode ser desprezado na análise do comportamento do circuito em R.F.

Se bem que a grade esteja ligada à massa e o sinal seja aplicado entre catodo e massa, a válvula age, quanto à tensão de saída, como se ela estivesse ligada na maneira convencional, uma vez que o circuito de saída é ligado como usualmente e o potencial entre catodo e grade de controle ainda varia de acordo com o sinal de entrada E_s . O sinal desenvolvido na placa da amplificadora de R.F. é transferido por meio de um pequeno capacitor para primário, ou bobina de placa, de um transformador de faixa larga de frequências. Entre a placa da amplificadora de R.F. e a grade da conversora é usado um transformador de dupla sintonia e acoplamento cerrado, como indicado na Figura 5-10. A faixa de passagem desse circuito sintonizado é de aproximadamente 6 MHz, como indicado pela curva representada acima do transformador. A única exceção para o uso do transformador de dupla sintonia é o caso do canal n.º 2, para o qual é usado um transformador de sintonia tripla, a fim de dar boa seletividade e rejeição satisfatória do sinal-imagem correspondente a esta-

ções fortes de FM operando na faixa de 88-108 MHz. O terceiro circuito sintonizado é colocado entre os enrolamentos de placa e de grade do transformador do canal n.º 2, e é acoplado indutivamente com os mesmos, como indicado na Figura 5-13. Não existe praticamente acoplamento direto entre as bobinas de placa e de grade. A resposta de frequência desse transformador está representada na Figura 5-14, na qual se poderá observar que os dois lados da curva de resposta são muito mais próximos da vertical do que no caso dos circuitos

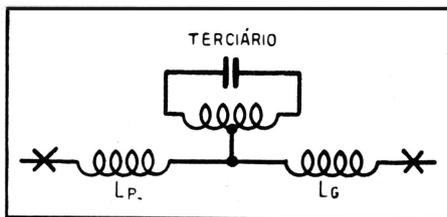


FIG. 5-13 — Transformador de R.F. de sintonia tripla

Os enrolamentos de placa e grade de cada transformador são sintonizados para a frequência central do canal para o qual ele vai ser usado. A largura de faixa necessária é, então, obtida aumentando o acoplamento e usando carga resistiva no secundário, se necessário, para evitar uma depressão excessiva no meio da curva de resposta. Quando dois circuitos sintonizados para a mesma frequência são gradualmente acoplados um ao outro, a faixa de passagem se amplia para cima e para baixo da frequência para a qual os dois circuitos estão sintonizados. Isso é indicado na Figura 5-16. Com um acoplamento mais cerrado, a curva de resposta se alarga para ambos os lados da frequência central, até que se obtém a largura de faixa desejada

A sintonia das bobinas e o ajuste da faixa de passagem são feitos em cada transformador, na fábrica, antes da estrutura de montagem da parte de R.F. ser colocada no chassi do receptor. Em alguns receptores de televisão G.E. de após-guerra, as únicas capacitâncias existentes em paralelo com os enrolamentos de placa e de grade são as capacitâncias residuais da fiação e da válvula, como indicado na Figura 5-16. Cada enrolamento é sintonizado com essas capacitâncias pela variação da indutância de cada bobina, o que é obtido pelo afastamento ou aproximação das respectivas espiras entre si. Em outros receptores, o Modelo 810 por exemplo, são usados pequenos capacitores variáveis ("trimmers"), cujas capacitâncias são acrescidas às capacitâncias residuais para facilitar o ajuste e compensar pequenas diferenças nas capacitâncias residuais de uma válvula para outra; quando for necessário substituir a válvula.

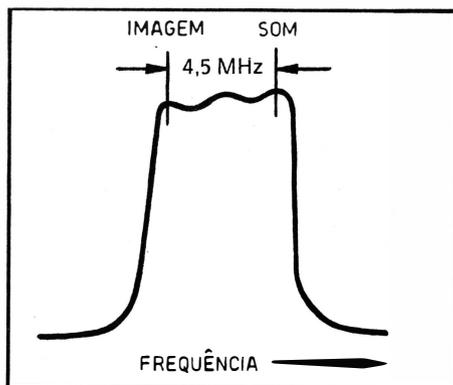


FIG. 5-14 — Curva de resposta de um transformador de sintonia tripla

Na maioria dos receptores de televisão G.E., feitos depois da guerra, são usados transformadores individuais, um para cada um dos doze canais de televisão. A transferência de conexões é feita nos pontos indicados com

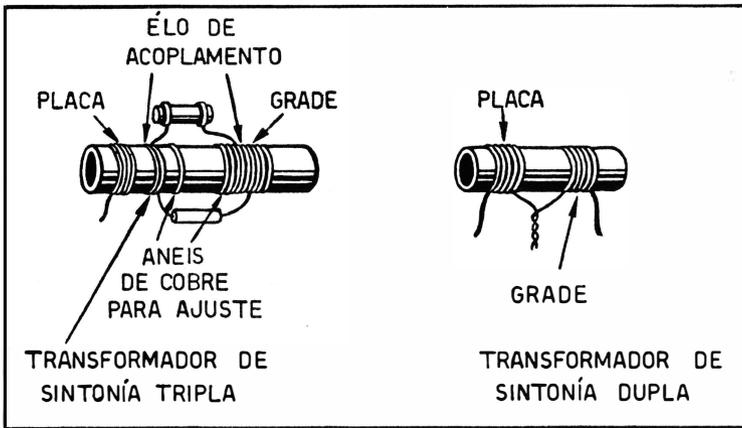


FIG. 5-15 — Como são construídos os transformadores de R.F.

um X na Figura 5-10. À medida que o receptor vai sendo comutado de canal para canal, um novo enrolamento primário e um novo enrolamento secundário, previamente sintonizados na fábrica e com o devido grau de acoplamento necessário para o canal correspondente, são ligados ao circuito nos pontos indicados. As ligações de massa de todos os transformadores ficam fixas.

Deve-se notar que esses transformadores, ligados entre a placa da amplificadora de R.F. e a grade da conversora, contribuem com grande parte da seletividade necessária para produzir uma boa rejeição do sinal imagem e uma atenuação suficiente dos canais adjacentes. Uma vez que os circuitos sintonizados de cada canal são ajustados previamente na fábrica, o operador não precisa fazer a sintonia dos circuitos de rádio-frequência; ele apenas coloca a chave seletora dos canais na posição necessária para ligar o transformador correspondente ao canal desejado. A única sintonia feita pelo operador é no circuito do oscilador local, o qual será estudado nos parágrafos seguintes.

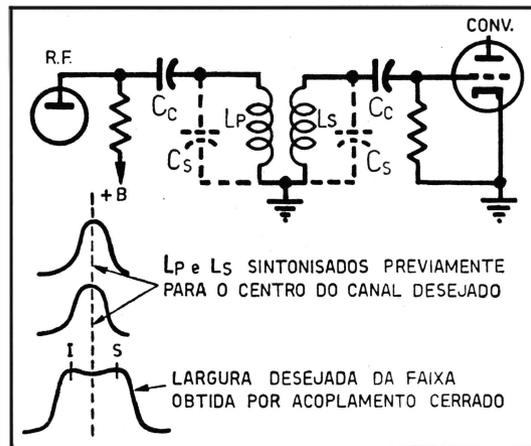


FIG. 5-16 — Acoplamento do transformador de R.F.

Os circuitos de R.F. de alguns dos receptores de televisão da G.E. feitos depois da guerra, são um pouco diferentes dos que acabamos de descrever, porém fundamentalmente eles são ainda a mesma coisa. As

diferenças poderão ser analisadas tomando como referência as informações técnicas de serviço de cada receptor, individualmente.

5 — ANÁLISE DO CONVERSOR E DO OSCILADOR

a) O circuito do Conversor

O conversor e o oscilador num receptor de televisão desempenham as mesmas funções que um receptor comum de rádio, isto é, convertem ou mudam as altas rádio-frequências (R.F.) em frequências intermediárias, mais baixas. São usados um único conversor e um único oscilador para mudar simultaneamente ambas as ondas portadoras de som e de imagem, com as respectivas faixas laterais, para as frequências intermediárias correspondentes, as quais aparecem na saída do estágio conversor. O oscilador opera em frequência superior às frequências de ambas as portadoras.

Os fatores mais importantes que governam a escolha de uma válvula conversora são: alta condutância de conversão, baixas capacitâncias de entrada e de saída e boa relação sinal/ruído. Esta última é obtida mantendo-se a corrente de placa da válvula conversora tão baixa quanto possível e ajustando-se convenientemente a parcela da tensão do oscilador que é utilizada no conversor. A fim de se obter o ganho de conversão maior possível, emprega-se usualmente um triodo oscilador separado.

A Figura 5-17 ilustra o circuito básico do conversor usado nos receptores de televisão G.E. de após-guerra. Para se obter a melhor relação sinal/ruído, é usado um triodo (usualmente uma metade de um duplo triodo como os de tipos 7F8 e 12AT7). O catodo é diretamente ligado à massa,

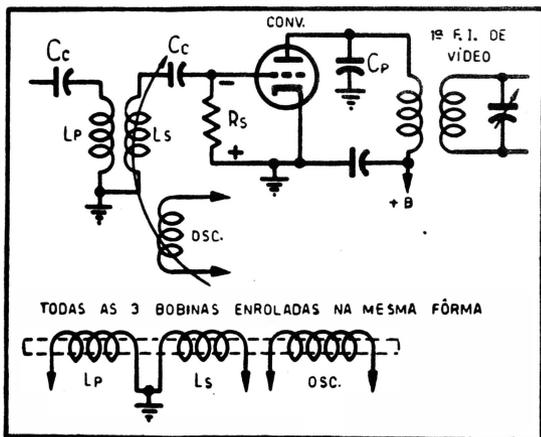


FIG. 5-17 — Circuito do conversor

como indicado, e no circuito de grade existe uma combinação de resistor-capacitor, $R_o - C_o$. O amplificador de R.F. é acoplado à grade da conversora por meio do transformador de R.F., o qual é ligado à mencionada grade da conversora através de um pequeno capacitor de acoplamento C_o . A polarização negativa de grade é obtida pela retificação do sinal no circuito de grade, a qual desenvolve uma queda de tensão negativa através de R_o .

O sinal do oscilador é aplicado à grade da conversora por meio de um acoplamento capacitivo ou indutivo. A Figura 5-17 mostra o acoplamento de tipo indutivo, o qual é usado em vários dos modelos de após-guerra. A bobina do oscilador é enrolada na mesma fôrma do transformador de R.F., próximo ao enrolamento secundário de grade da conversora. O acoplamento do sinal do oscilador é cuidadosamente ajustado na fábrica para dar a melhor relação sinal/ruído.

O primário do primeiro transformador de F.I. de vídeo é ligado à placa da conversora. Uma vez que é empregada uma válvula triodo para conversora, a indutância do fio que faz a ligação do transformador com a placa da conversora afeta a impedância de carga do circuito de grade da mesma. Essa condição indesejável é corrigida por um pequeno capacitor, C_F , da ordem de 8 pF , que é ligado diretamente da placa da conversora para a massa. Esse capacitor estabelece uma passagem de baixa impedância de R.F. para massa e reduz ao mínimo o efeito da indutância do fio de ligação sobre a impedância de carga do circuito de grade da conversora. C_F é bastante pequeno para não afetar excessivamente o sinal de F.I. e é também usado para sintonizar o primário do primeiro transformador de F.I. de vídeo. A sintonia é obtida pela variação da indutância do primário até que êle entre em ressonância com C_F .

b) O circuito do Oscilador

Como já foi dito anteriormente, é usado apenas um oscilador local, o qual opera com frequência mais alta que as de ambas as ondas portadoras. Os dois requisitos importantes para o oscilador local são:

1. A capacidade de fornecer ao conversor um sinal de tensão suficiente, ao longo de toda a escala de frequências dentro da qual êle vai ser usado, de modo a produzir um forte sinal de saída de F.I. Entretanto a tensão do sinal gerado pelo oscilador não deve ser tão grande que possa causar excessiva irradiação, com a resultante interferência em outros receptores.
2. O circuito do oscilador deve ter boa estabilidade quanto às variações de temperatura e às variações da tensão de alimentação. Ele não deve ter qualquer tendência para estabelecer uma condição de microfonia devida a vibrações mecânicas.

Foi constatado que os tipos mais convenientes de osciladores para receptores de televisão são um "ultra-áudion", um circuito Hartley modificado, ou um circuito Colpitts modificado. A

Figura 5-18 mostra um circuito típico de oscilador usado num dos primitivos receptores de televisão G.E. O dito circuito foi usado no Modelo 225, e é uma forma de oscilador do tipo ultra-áudion. Esse oscilador é sintonizado para os diversos canais de televisão pela ligação da indutância L_V de diferentes valores entre as

seções de grade e de placa da bobina L_T do circuito tanque, como indicado na Figura 5-18. A indutância de L_V diminui para os canais mais altos de

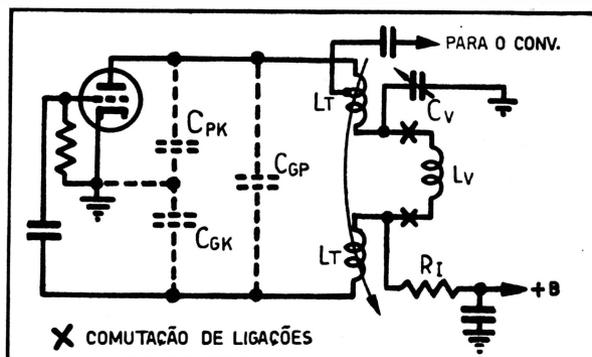


FIG. 5-18 — Circuito do oscilador (antes da guerra)

televisão. Para simplificar, foram indicadas apenas as ligações para um canal. O capacitor C_V serve para um controle de sintonia vernier e permite uma variação lenta de cerca de 3 MHz na frequência do oscilador.

O circuito básico do oscilador usado em todos os receptores de televisão G.E. de após-guerra está representado em A da Figura 5-19. A placa é ligada à massa através do capacitor C_P , o qual é bastante grande para manter o potencial de R.F. da placa igual ao de massa. O reator de catodo L_K mantém o potencial de R.F. do catodo acima de massa. Como indutância de sintonia é usada uma única bobina L_T (para cada canal).

Quando o receptor é ligado sucessivamente para os diversos canais, diferentes valores da indutância de sintonia são ligados no ponto X. Quando é usado o acoplamento indutivo do sinal do oscilador para a grade da

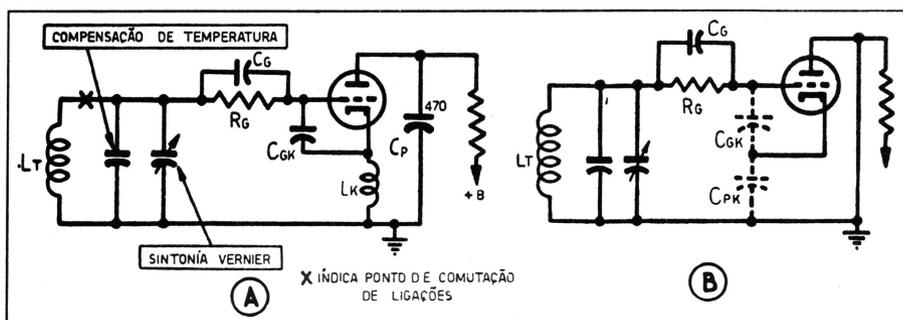


FIG. 5-19 — Circuito oscilador (após-guerra)

conversora, a indutância de sintonia L_T é acoplada à bobina da grade da conversora no transformador de R.F., caso indicado na Figura 5-17.

A sintonia vernier do oscilador é dada por um pequeno capacitor variável, o qual varia de uma pequena quantidade a capacitância total do circuito, dando uma variação de aproximadamente 3 MHz para os primeiros cinco canais (n.º 2 a n.º 6), e uma variação correspondentemente maior para os canais de frequências mais altas.

Em alguns receptores é ligado através do circuito tanque um capacitor de compensação de temperatura, para corrigir a deriva de frequência causada pelo aquecimento do oscilador. A deriva de frequência também pode ser reduzida fazendo as dimensões físicas do circuito oscilador as menores possível, pela disposição cuidadosa das peças, como, por exemplo, a montagem das bobinas diretamente na chave de mudança de onda. O uso de materiais de baixa perda no circuito oscilador também tende a tornar o oscilador mais estável, do ponto de vista das variações de temperatura e umidade. Em alguns receptores, a pastilha fixa da chave de mudança de onda é feita de micalex e a móvel de polistirene. São empregados somente capacitores de dielétrico de ar ou de cerâmica. O suporte da válvula é de polistirene e a válvula é construída de tal maneira que as conexões com os elementos internos são trazidas para fora diretamente através do vidro do bulbo.

O modo de operação desse circuito pode não estar muito aparente num simples exame de (A) da Figura 5-19. Trata-se de uma forma modificada de oscilador Colpitts, na qual a oscilação tem lugar devido à realimentação positiva obtida através das capacitâncias entre eletrodos da válvula.

O modo de operação torna-se muito mais claro, traçando-se um circuito equivalente no que diz respeito à R.F., e ignorando a corrente contínua, como em (B) da Figura 5-19. A capacitância dividida do circuito tanque, formada pelas capacitâncias grade-catodo C_{GK} e catodo-placa C_{PK} está representada em linhas interrompidas. Notar-se-á que o catodo é ligado ao centro da capacitância dividida do tanque, sendo a grade e a placa ligadas nos extremos opostos. Assim é obtida uma tensão de realimentação de fase adequada, como na forma convencional do circuito Colpitts. Verificou-se ser vantajoso o emprego de um capacitor adicional C_{GK} contribuindo para a produção de oscilações fortes. O capacitor de placa C_P é um curto-circuito para a R.F., e mantém efetivamente o

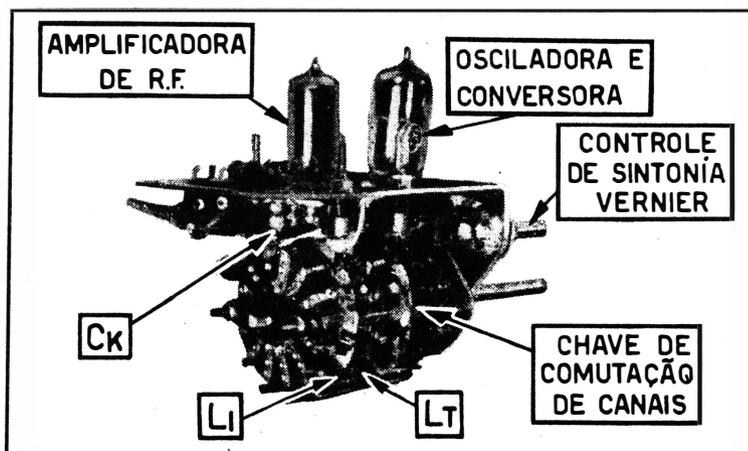


FIG. 5-20 — Unidade de entrada (modelo 810)

potencial de R.F. de placa à massa, como indicado no circuito equivalente. A finalidade do reator de catodo L_K é isolar o catodo de massa quanto à R.F., dando uma passagem de corrente contínua para a corrente de placa do oscilador para massa. Se o catodo fosse ligado diretamente à massa, a seção catodo-placa C_{PK} da capacitância dividida do circuito tanque ficaria em curto-circuito, e não haveria oscilações. A indutância do circuito tanque L_T é sintonizada pela capacitância total ligada através dela. Essa capacitância inclui as capacitâncias da válvula, o capacitor de sintonia vernier e o capacitor de compensação de temperatura. A polarização negativa de grade é obtida pela combinação resistor-capacitor de escape de grade, R_c e C_a .

Os circuitos básicos do oscilador e do conversor, discutidos com relação aos receptores de televisão G.E. de após-guerra, são fundamentalmente os mesmos em todos os modelos. Como já foi mencionado relativamente aos circuitos do acoplamento de antena e do amplificador de R.F.,

as informações de serviço referentes a cada receptor, individualmente, esclarecerão quaisquer pequenas diferenças.

As seções do acoplamento de antena, do amplificador de R.F., do oscilador e do conversor dos receptores de após-guerra, juntamente com o necessário dispositivo para mudança de canal e as bobinas para cobrir todos os 12 canais de televisão estão montados numa armação à parte, a qual pode ser removida do chassi principal para maior facilidade no caso de reparações.

A Figura 5-20 mostra uma vista de cima da unidade de R.F. de entrada usada em um dos receptores de televisão G.E. de após-guerra, o Modelo 810. Como indicado, duas válvulas miniatura são montadas em cima da unidade. Uma válvula do tipo 6AU6 é usada como amplificadora de R.F. ligada como triodo com a grade à massa, enquanto que um duplo triodo do tipo 12AT7 é usado para o oscilador e o conversor. Pode-se ver a colocação dos transformadores de R.F. e das bobinas do oscilador em torno da chave seletora do tipo rotativo. Notar-se-á que as bobinas são montadas diretamente sobre os terminais da chave, o que contribui para a maior eficiência e compacidade da unidade.

c) Funcionamento em Conjunto dos Circuitos da Unidade de Entrada

A Figura 5-21 mostra o circuito completo da antena até a saída do conversor de uma unidade típica de entrada. Para simplificar, estão representadas apenas as bobinas e as conexões para um canal.

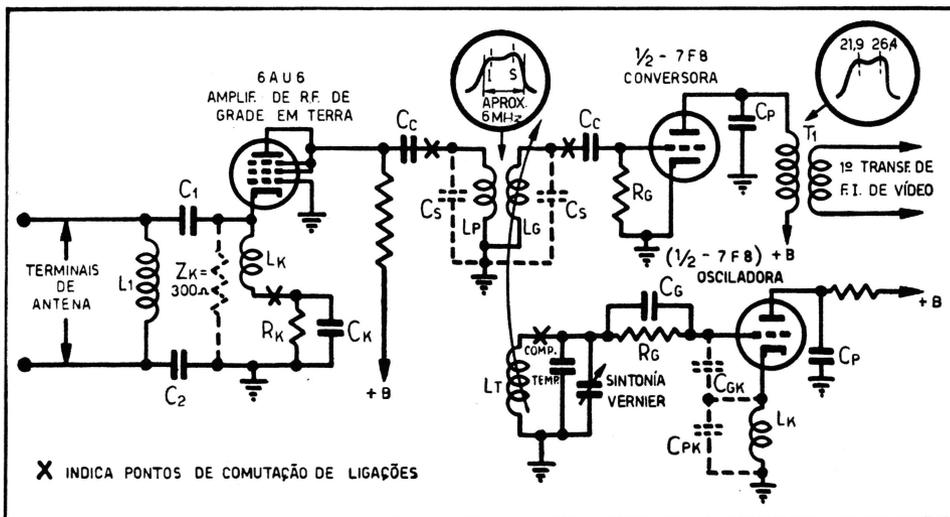


FIG. 5-21 — Circuito da unidade de entrada

A seguinte é uma descrição rápida do funcionamento em conjunto: A antena capta ambas as ondas portadoras, da imagem e do som, com as respectivas faixas laterais; depois de passar pelo filtro passa-altas (ou pelo

transformador equilibrado de entrada, conforme seja o caso), o sinal aparece entre catodo e massa no amplificador de R.F.; depois de amplificado por êsse amplificador, o qual dá um ganho de aproximadamente quatro vêzes, o sinal é transferido para a grade da válvula conversora por meio do transformador de R.F., o qual é sintonizado para o canal desejado e tem características de faixa larga, como já foi dito; o oscilador local, que é acoplado indutivamente à grade da conversora, opera numa frequência que é mais alta do que a portadora de som por uma diferença igual à F.I.; a entrada da conversora consta, assim, do sinal do oscilador local e das ondas portadoras da imagem e do som, com as respectivas faixas laterais; por meio do efeito de heterodinação do sinal do oscilador local com as duas ondas portadoras, produzem-se duas frequências intermediárias com as respectivas faixas laterais; a diferença entre a frequência da onda portadora da imagem e a do oscilador local é a F.I. de vídeo correspondente à portadora da imagem; a diferença entre a frequência da onda portadora do som e a do oscilador local produz a F.I. de áudio ou do som da televisão; a separação de frequência entre os dois sinais de F.I. é a mesma que entre as duas portadoras de R.F. (4,5 MHz), sendo que a F.I. da imagem é a mais alta, uma vez que é usado apenas um oscilador, o qual opera em frequência mais alta que ambas as portadoras; ambos os sinais de F.I. com as respectivas faixas laterais aparecem no primeiro transformador de F.I. de vídeo, uma vez que o seu primário está ligado à placa da conversora.

O ganho total da unidade de entrada (incluindo os ganhos de R.F. e do conversor) varia de aproximadamente 8,5 a 10 vêzes, para os canais de frequência baixa, e de aproximadamente 3,5 a 7,5 vêzes, para os canais de frequência alta.

CAPÍTULO VI

Circuitos de F.I. de Imagem e de Som

1 — INTRODUÇÃO

Êstes circuitos foram estudados de uma maneira geral no Capítulo IV. quando foram apresentadas rapidamente as diversas seções de um receptor de televisão. E' recomendável que o leitor faça uma revisão do assunto tratado naquele Capítulo antes de iniciar a análise mais detalhada dos circuitos de F.I., a qual será apresentada a seguir.

Uma vez que na saída do estágio misturador ou conversor aparecem dois sinais de frequência intermediária com as respectivas faixas laterais, o método convencional de separação dos mesmos consiste no emprêgo de dois canais separados de F.I.: um para a F.I. de som (ou de áudio) e o outro para a F.I. de imagem (ou de vídeo).

Os detalhes dos circuitos dêsses canais variam um pouco nos diferentes modelos de receptores; entretanto os mesmos princípios fundamentais se aplicam a todos os receptores que empregam o sistema convencional de amplificadores de F.I. Assim, os receptores mais caros podem empregar um canal de F.I. de vídeo tendo uma faixa de passagem de cerca de 4 MHz, usando quatro estágios de amplificação de F.I. de vídeo, enquanto que outros receptores podem empregar um canal de F.I. de vídeo com uma faixa de passagem de cerca de 3 MHz, ou menos, e sòmente três estágios de amplificação. Em alguns receptores, os transformadores de F.I. podem ser sintonizados capacitivamente, enquanto que em outros êles são sintonizados indutivamente, com núcleos de pó de ferro. Alguns receptores podem usar até cinco circuitos rejeitores ("trap circuits") no canal de F.I. de vídeo, enquanto que outros não empregam circuitos rejeitores nesse canal. O canal de F.I. de som é, em alguns receptores, exclusivamente usado para a amplificação do sinal de F.I. (modulado em frequência) do som da televisão, e tem um ou dois estágios de amplificação precedendo um estágio limitador, cuja saída é aplicada a um discriminador de detector. Em outros receptores, o canal de F.I. de som, não sòmente amplifica o sinal de F.I. do som da televisão, mas, também, é usado para outros serviços, como, por exemplo, a recepção de AM e de FM (graças ao emprêgo de transformadores de F.I. especiais). Como foi mencionado anteriormente, se bem que os detalhes dos canais de F.I. variem nos diferentes modelos de receptores, dependendo do preço dêstes, dos serviços que o receptor pode oferecer além da recepção de TV, etc... êsses canais de F.I. são básicamente semelhantes para todos os receptores.

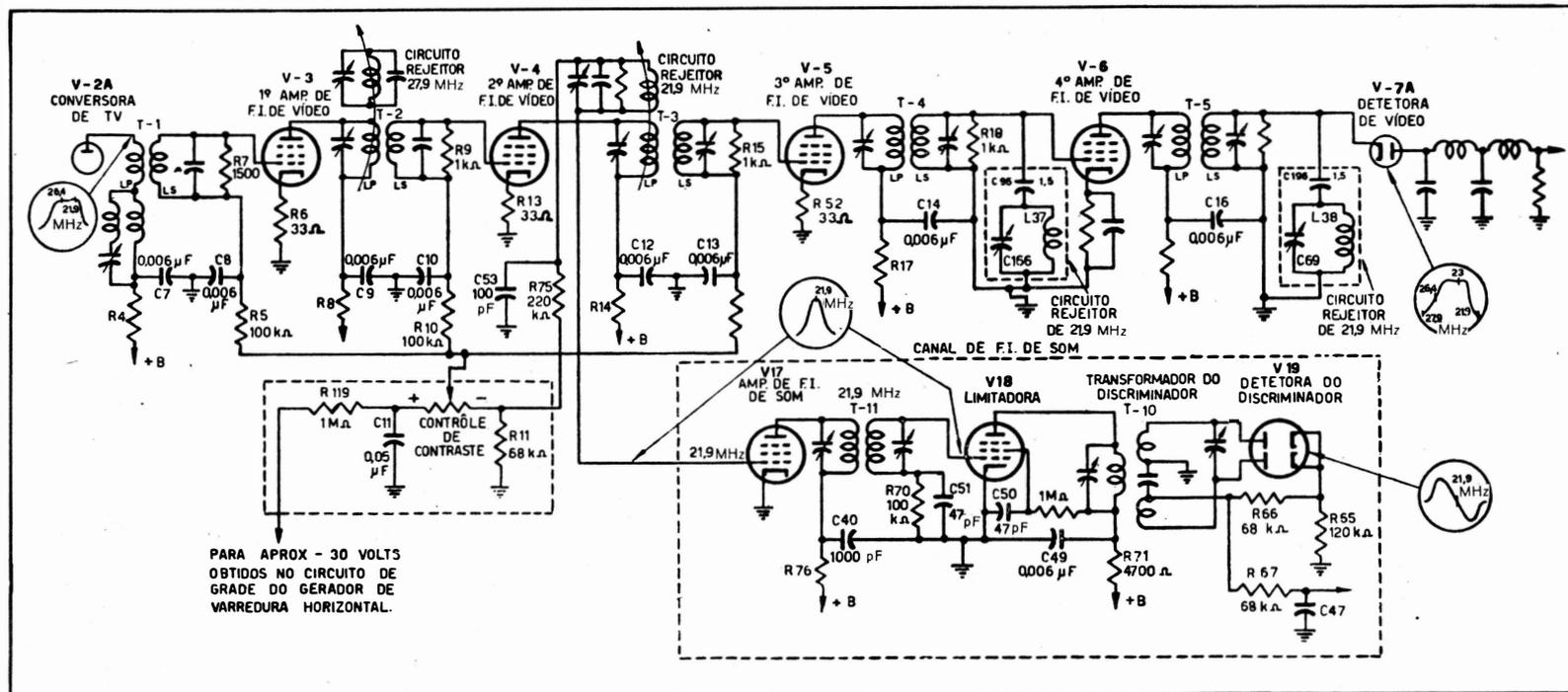


FIG. 6-1 — Diagrama dos canais de imagem e de som do receptor de televisão Modelo 901

Os canais de F.I. de vídeo e de áudio do receptor General Electric Modelo 901 serão tomados como base da análise dos circuitos, na maior parte deste capítulo, uma vez que eles são um exemplo de um projeto bem feito, especialmente o canal de F.I. de vídeo. Além disso, o canal de F.I. de som é simples, sem as complicações introduzidas por outros tipos de serviço, tais como a recepção de estações comuns de AM e FM, como, por exemplo, no receptor de televisão General Electric Modelo 802.

2 — DIAGRAMA DE ELEMENTOS DOS CANAIS DE F.I. DO MODELO 901

A Figura 6-1 mostra o circuito completo dos canais de F.I. de vídeo e de áudio do receptor Modelo 901. A fim de seguir mais facilmente os dois sinais de F.I. depois que eles saem do estágio misturador ou conversor, e para melhor pôr em destaque as considerações importantes em ambos os circuitos de F.I. de vídeo e de áudio, o diagrama de elementos da Figura 6-2 será usado juntamente com o diagrama real do circuito, Figura 6-1.

Partindo da saída da conversora de televisão V2, existem dois sinais de F.I. — a F.I. correspondente à portadora do som, e que é exatamente 21,9 MHz no Modelo 901 (alguns receptores da General Electric empregam uma F.I. de som de 21,8 MHz), e a F.I. correspondente à portadora da

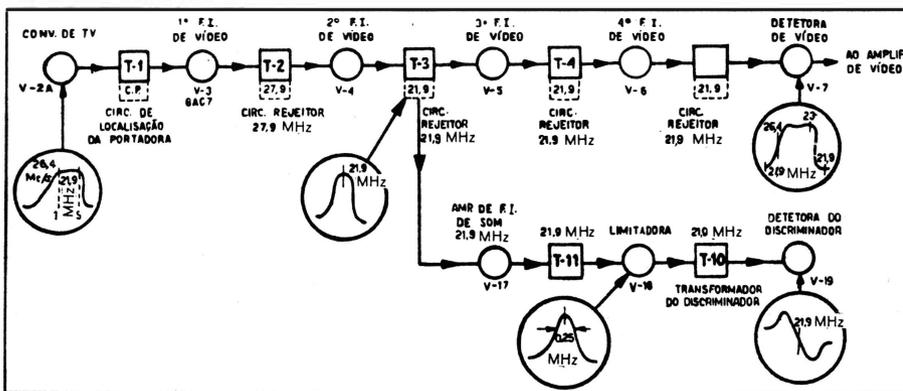


FIG. 6-2 — Diagrama de elementos dos canais de F.I. de vídeo e de áudio (Modelo 901)

imagem, e que é exatamente 26,4 MHz no Modelo 901 (alguns receptores G.E. empregam uma F.I. de imagem de 26,3 MHz). Esses sinais, com as respectivas faixas laterais, são transferidos da placa da conversora para a grade da primeira amplificadora de F.I. de vídeo, por meio do primeiro transformador de F.I. de vídeo, T1.

Ambos os sinais de F.I. são amplificados pela primeira válvula de F.I. de vídeo, V3, a qual é do tipo 6AC7. Essa válvula tem alta transcondutância e baixas capacitâncias de entrada e de saída, que a tornam satisfatória para o uso como amplificador de faixa larga.

A saída de V3 é acoplada à grade da segunda amplificadora de F.I. de vídeo, V4, por meio do segundo transformador de F.I. de vídeo, T2.

V4 é outra válvula do tipo 6AC7. Deve-se notar que o sinal de F.I. de áudio é amplificado por V3 e V4 juntamente com o próprio sinal de F.I. de vídeo. Se bem que V3 e V4 sejam designadas de primeira e segunda amplificadoras de F.I. de vídeo, elas também funcionam como primeira e segunda amplificadoras de F.I. de áudio.

Ambos os sinais de F.I. aparecem na saída de V4, e é neste ponto que os sinais de F.I. de vídeo e de áudio são separados por circuitos seletivos sintonizados. O sinal de F.I. de áudio é retirado de um circuito rejeitor sintonizado para 21,9 MHz e acoplado ao primário do terceiro transformador de F.I. de vídeo, T3, como se vê no diagrama do circuito, Figura 6-1. A F.I. de vídeo de 26,4 MHz com as suas faixas laterais associadas, é transferida para a grade de V5, a terceira amplificadora de F.I. de vídeo, por meio de T3, e, então, novamente amplificada. O ponto no qual ocorre a separação dos dois sinais de F.I. está representado na Figura 6-2 com setas que indicam os caminhos seguidos pelos dois sinais depois de separados.

Depois de separado do sinal de F.I. de vídeo pelo circuito rejeitor de 21,9 MHz. acoplado a T3, o sinal de F.I. de áudio é aplicado diretamente à grade de controle de V17, que é uma válvula do tipo 6SG7, a qual funciona como amplificadora de F.I. na frequência de 21,9 MHz.

O sinal de 21,9 MHz de saída de V17 é transferido para a grade de V18 por meio de T11, o qual é um transformador de dupla sintonia, tendo uma faixa de passagem de aproximadamente 250 kHz. V18 é uma válvula do tipo 6SV7, a qual age como limitadora para o sinal do som modulado em frequência. A saída de V18 é acoplada a uma válvula detetora do tipo 6H6, através do transformador do discriminador de FM, T6. Os componentes são dos mesmos tipos usados num receptor comum de FM.

Como já foi dito anteriormente, o sinal de F.I. de vídeo de 26,4 MHz, com as suas faixas laterais associadas, é amplificado por V5, a terceira amplificadora de F.I. de vídeo, depois da rejeição do sinal de F.I. de áudio pelo circuito rejeitor associado com T3. A saída de V5 é acoplada à grade de V6, a quarta amplificadora de F.I. de vídeo, através do quarto transformador de F.I. de vídeo, T4. O sinal de F.I. de vídeo, depois de amplificado por V6, é então transferido para o detetor de vídeo, V7, por meio do último transformador de F.I. de vídeo, T5. O detetor de vídeo usa um dos diodos de uma válvula 6H6 e extrai o sinal de imagem da modulação da portadora de F.I. São empregados assim, ao todo, quatro estágios de amplificação de F.I. de vídeo, tendo características de larga faixa de passagem, e que usam válvulas do tipo 6AC7. O ganho por estágio é de aproximadamente 10 a 12 vezes. Devido à largura da faixa de passagem do canal de F.I. de vídeo do Modêlo 901, o ganho obtido por estágio é comparativamente baixo, tornando-se necessários quatro estágios de amplificação em vez dos três usualmente empregados em receptores que têm a faixa de passagem mais estreita.

Notar-se-á que cada T.F.I. de vídeo possui um circuito rejeitor associado. Os circuitos rejeitores associados aos últimos três desses transformadores são sintonizados para a F.I. de áudio de 21,9 MHz. Esses três circuitos rejeitores são usados para atenuar a F.I. de áudio, de modo que somente muito pouco sinal dessa frequência possa aparecer na saída do

detetor de vídeo. O circuito rejeitor de 21,9 MHz associado a T3 também é usado como ponto de tomada do sinal de F.I. de áudio que é aplicado ao respectivo amplificador. A atenuação do sinal de F.I. de áudio no canal de F.I. de vídeo é necessária, uma vez que a F.I. de 21,9 MHz do sinal de som fica bastante perto do lado das frequências baixas da faixa de passagem do canal de F.I. de vídeo para causar uma forte interferência com a imagem, a menos que seja empregado algum meio de atenuar ou rejeitar o sinal de F.I. de áudio de modo que o seu nível seja muito baixo na saída do detetor de vídeo. Essa interferência pode tomar a forma de "barras de som", se a onda portadora de som em FM estiver com um nível suficientemente elevado no detetor de vídeo para produzir detecção pela inclinação da curva de resposta de frequência. Essa forma de interferência variará com a modulação. Ela pode também tomar a forma de interferência de 4,5 MHz (a diferença entre as ondas portadoras de imagem e de som), a qual aparece como uma granulação muito fina na imagem.

O circuito rejeitor de 27,9 MHz associado com o segundo transformador de F.I. de vídeo, T2, é usado para eliminar a possível interferência da portadora de som de uma estação de televisão que possa estar operando no canal adjacente inferior àquele para o qual o receptor estiver sintonizado. Se o sinal da portadora de som do canal adjacente inferior atingir a grade da conversora, ele baterá com o oscilador local produzindo um sinal de interferência que é 1,5 MHz mais alto que a F.I. de vídeo de 26,4 MHz. Esse sinal de interferência de 27,9 MHz fica bastante perto da faixa do canal de F.I. de vídeo para causar uma forte interferência na imagem se ele não for eliminado; daí a necessidade de um circuito rejeitor sintonizado em 27,9 MHz, para eliminar essa possível fonte de interferência.

O circuito rejeitor associado ao primeiro transformador de F.I. de vídeo, T1, é usado como um circuito de localização da portadora de vídeo. Esse circuito ajusta a inclinação do lado das altas frequências da curva de resposta global ou característica de passagem da F.I. de vídeo, de modo que a F.I. de 26,4 MHz, a qual corresponde à portadora da imagem, é colocada na posição conveniente sobre a característica de passagem, a fim de corrigir o efeito do método de transmissão do sinal da imagem com faixa lateral residual. Esse assunto será estudado detalhadamente em parágrafos subsequentes.

3 — EXIGÊNCIAS A QUE DEVE SATISFAZER O CANAL DE F.I. DE VÍDEO

Os circuitos de F.I. de vídeo devem satisfazer a certas exigências, da mesma maneira que no caso dos circuitos de R.F. Algumas dessas exigências são as seguintes:

a) Os circuitos de F.I. de vídeo devem ter características de faixa larga e ser capazes de dar resposta uniforme dentro de uma faixa de frequências de aproximadamente 4 MHz de largura.

b) Os circuitos de F.I. de vídeo devem atenuar a F.I. do som que acompanha a imagem, de modo que ela fique com um nível muito baixo na saída do detetor de vídeo.

c) Os circuitos de F.I. de vídeo devem dar uma seletividade satisfatória entre canais adjacentes, especialmente para o canal adjacente inferior em frequência.

d) A resposta global ou característica de passagem de F.I. de vídeo deve ser tal que corrija o efeito do método de transmissão com faixa lateral residual, de modo a dar uma saída uniforme no detetor de vídeo tanto para as componentes de modulação próximas da portadora de vídeo como para as afastadas da mesma.

Para satisfazer às exigências acima, a resposta de frequência do canal de F.I. de vídeo é ajustada para dar, da grade da conversora à saída da detetora de vídeo, uma curva de resposta semelhante à representada na Figura 6-3. Essa curva de resposta da F.I. de vídeo é a mesma que a

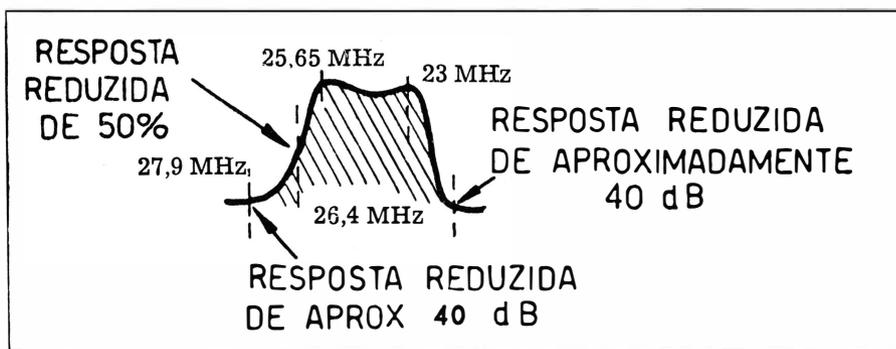


FIG. 6-3 — Curva de resposta de F.I.

representada junto ao detetor de vídeo nas Figuras 6-1 e 6-2; ela é obtida por meio dos cinco transformadores de F.I. de vídeo e dos circuitos rejeitores associados a êsses transformadores.

Observando a Figura 6-3, notar-se-á que a F.I. de 26,4 MHz, que corresponde à portadora da imagem, fica reduzida a 50%, ou 6 dB abaixo

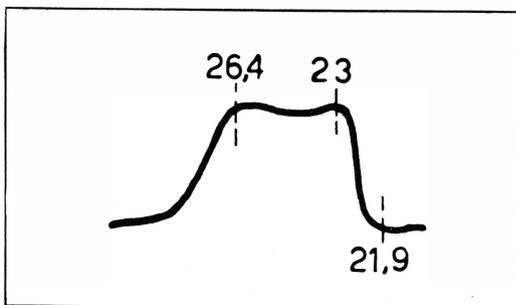


FIG. 6-4 — Curva de resposta máxima de F.I.

do máximo, em vez de ficar na parte mais alta da curva de resposta. Além disso, a resposta normal (máxima) de 100% é obtida na frequência de 25,65 MHz, a qual é 0,75 MHz mais baixa do que a portadora de F.I. de 26,4 MHz. Entre 25,65 MHz e 23 MHz a resposta de frequência é essencialmente constante, caindo, depois, bruscamente, de modo que a resposta para 21,9 MHz, que é a F.I. correspondente à portadora do som, é atenuada de cerca de 40 dB ou 1/100. A resposta para a frequência de 27,9 MHz, na qual poderia ocorrer a interferência causada pelo som do canal adjacente inferior, é atenuada de

cêrca de 40 dB ou 1/100, devido ao efeito do circuito eliminador de 27,9 MHz. A largura da faixa dentro da qual é obtida uma saída essencialmente constante do detetor de vídeo é de aproximadamente 4 MHz.

4 — CORREÇÃO NO RECEPTOR PARA A RECEPÇÃO COM FAIXA LATERAL RESIDUAL

Como já foi dito anteriormente, uma das exigências para o canal de F.I. de vídeo é que a sua resposta global ou faixa de passagem deve compensar o método de transmissão com faixa lateral residual. Isso é obtido colocando a F.I. de 26,4 MHz, que corresponde à portadora da imagem, cinquenta por cento abaixo do máximo na curva de resposta global, como indicado na Figura 6-3, em vez de colocá-la na parte superior da curva na posição de resposta máxima, como indicado na Figura 6-4.

O motivo pelo qual isso é feito se tornará evidente se analisarmos as curvas ideais representando a portadora de vídeo e respectivas faixas laterais na forma em que são transmitidas, a resposta de frequência dos circuitos de F.I. de vídeo em conjunto, e a saída do detetor de vídeo. A curva ideal que representa o sinal de vídeo transmitido está representada em (A) da Figura 6-5, a curva ideal de resposta dos circuitos de F.I. de vídeo em conjunto está representada em (B) da mesma figura, enquanto que (C) representa a curva ideal de saída do detetor de vídeo.

Pelo exame de (A) verifica-se que o método de transmissão com as duas faixas laterais é usado para tôdas as componentes de modulação de frequências baixas até 0,75 MHz, uma vez que até esta frequência as faixas laterais correspondentes são transmitidas igualmente abaixo e acima da portadora. Entretanto, para as componentes de modulação acima de 0,75 MHz e até aproximadamente 4 MHz, a faixa lateral inferior não é transmitida, sendo usado efetivamente o método de transmissão com uma só faixa lateral. Essa transição do tipo de transmissão com faixa lateral dupla nas frequências abaixo de 0,75 MHz para o tipo de faixa lateral singela nas frequências acima de 0,75 MHz, é que torna necessária a correção no canal de F.I. de vídeo para o método de transmissão com faixa lateral residual.

A curva ideal de resposta global de F.I. de vídeo necessária para realizar essa correção está representada em (B) da Figura 6-5, e é semelhante à curva da Figura 6-3, com a diferença que aqui ela foi representada em sua forma ideal para fins de ilustração. Como está indicado, a F.I. de 26,4 MHz correspondente à portadora da imagem está localizada num ponto em que a resposta é cinquenta por cento abaixo do valor mínimo. Deve-se notar, também, que as frequências imediatamente acima e abaixo de 26,4 MHz sofrem uma atenuação que varia linearmente com a frequência dentro da zona de frequências na qual é usada a transmissão com faixa lateral dupla, sendo que a resposta é de cem por cento na frequência de 25,65 MHz e praticamente zero na frequência de 27,15 MHz.

A fim de mostrar como uma curva de resposta de F.I. de vídeo desse tipo pode corrigir o efeito do método de transmissão com faixa lateral residual, de modo que a saída do detetor de vídeo seja essencialmente uniforme para tôdas as componentes de modulação, serão consideradas as componentes de modulação de 0,5 MHz e de 2 MHz.

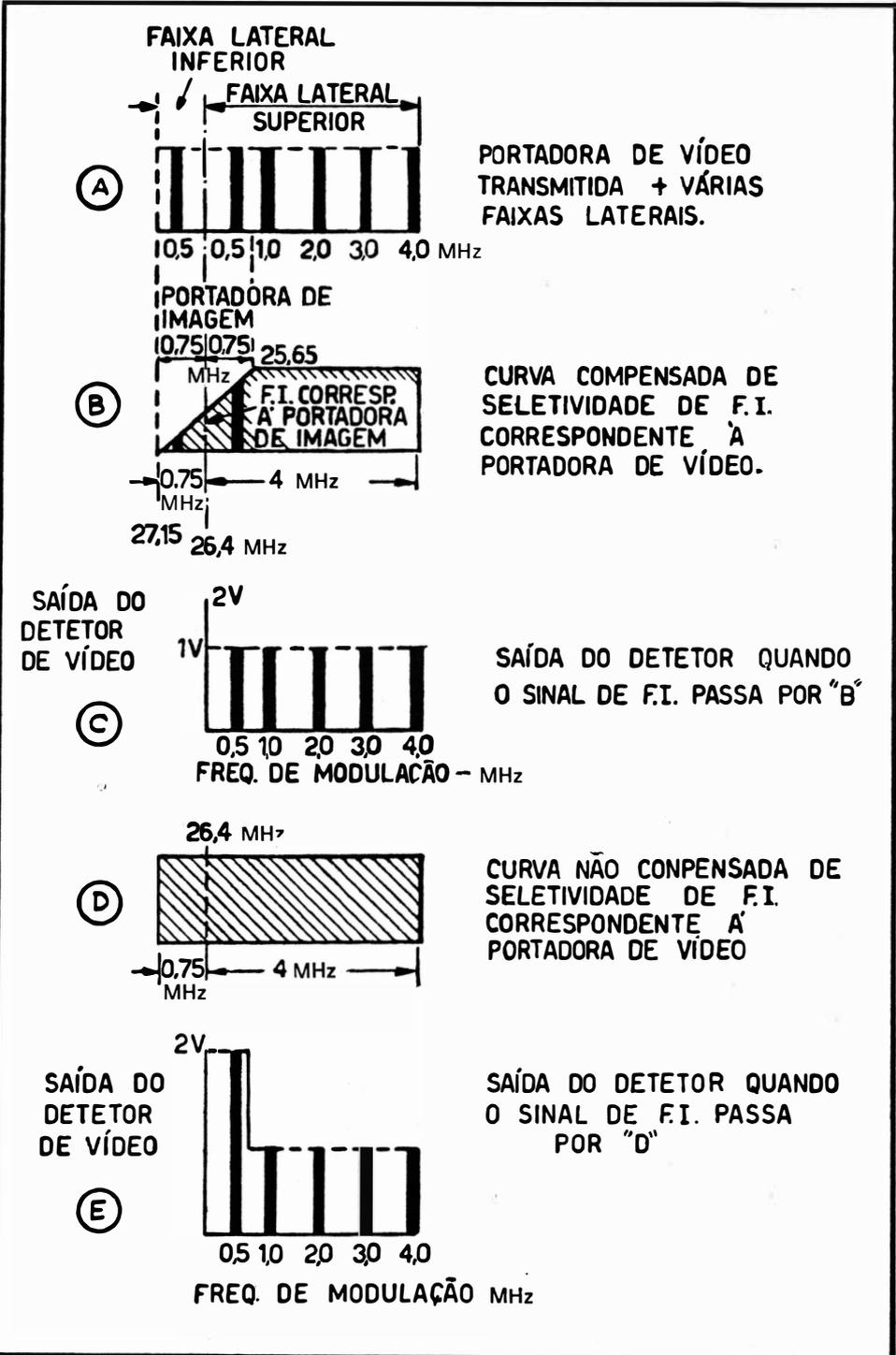


FIG. 6-5 — Efeito da curva de resposta de F.I. sobre a entrada do detector

Consideremos primeiramente a componente de modulação de 0,5 MHz; as duas faixas laterais de cada lado da portadora de vídeo serão transmitidas normalmente, uma vez que essa frequência está dentro da zona na qual é usada a transmissão com faixa lateral dupla, a qual é indicada pelas linhas interrompidas traçadas entre (A) e (B) da Figura 6-5. Uma vez que a resposta global de F.I. de vídeo é ajustada de modo a dar uma atenuação que varia linearmente com a frequência, para frequências dentro de 0,75 MHz acima e abaixo da portadora de F.I. de 26,4 MHz, então a faixa lateral superior de 0,5 MHz será reduzida de aproximadamente, 20%, enquanto que a faixa lateral inferior de 0,5 MHz será reduzida de, aproximadamente, 80%.

Sendo assim, se bem que o sinal transmitido contenha as faixas laterais superior e inferior de 0,5 MHz sem qualquer atenuação antes de atingir o receptor, as faixas laterais correspondentes de 0,5 MHz no sinal de F.I. que atinge a entrada do detetor de vídeo são atenuadas linearmente com a frequência.

A tensão de saída do detetor de vídeo para a componente de modulação de 0,5 MHz dependerá da energia contida nas correspondentes faixas laterais de 0,5 MHz que atingem a entrada do detetor de vídeo. Admitindo, agora, que seja de 1 volt a saída do detetor de vídeo devida à energia contida em apenas uma das faixas laterais que atinge o detetor sem estar atenuada, então a tensão de saída para a componente de modulação de 0,5 MHz que estávamos considerando, também será de 1 volt, porque, apesar de ser o detetor atingido pelas duas faixas laterais de 0,5 MHz, as mesmas são atenuadas linearmente com a frequência, como vimos acima. Uma das faixas laterais de 0,5 MHz passa através do canal de F.I. de vídeo com aproximadamente 80% do valor máximo, e contribui com aproximadamente 80% de um volt ou 0,8 volt, enquanto que a outra faixa lateral de 0,5 MHz passa através do mesmo canal com somente 20% do valor máximo, e contribui com 20% de um volt ou 0,2 volt, os quais, somados aos 80% produzidos pela outra faixa lateral, dão 1 volt na saída do detetor de vídeo, como resultado final da energia contida nas duas faixas laterais de 0,5 MHz. Isso é indicado em (C) da Figura 6-5. A mesma coisa se passa com todas as componentes de modulação de 0 a 0,75 MHz.

Suponhamos, agora, que a mesma portadora é modulada por uma componente de modulação de 2 MHz. Como indicado por (A) da Figura 6-5, não haverá a faixa lateral inferior de 2 MHz no sinal transmitido, uma vez que todas as faixas laterais inferiores afastadas de mais de 0,75 MHz da portadora são eliminadas pela própria característica do método de operação com faixa lateral residual. Sendo assim, no caso da componente de modulação de 2 MHz, a saída do detetor de vídeo será devida à energia contida numa única faixa lateral, uma vez que somente uma é transmitida. Observando (B) da Figura 6-5, pode-se ver que não há atenuação da faixa lateral superior de 2 MHz pelos circuitos de F.I. de vídeo, e que a saída do detetor de vídeo será, portanto, devida à energia contida em apenas uma faixa lateral, a qual atinge a entrada do detetor sem ter sido atenuada. O resultado é uma saída de 1 volt do detetor para a componente de modulação de 2 MHz, Essa saída é a mesma que para a componente de modulação de 0,5 MHz. como indicado em (C) da Figura 6-5,

resultando assim uma saída uniforme. A mesma coisa acontece para tôdas as componentes de modulação desde 0,75 MHz até aproximadamente 4 MHz, uma vez que nesse trecho somente as faixas laterais superiores são transmitidas e os circuitos de F.I. de vídeo não introduzem atenuação nessas faixas laterais.

Então, pelo emprêgo no canal de F.I. de vídeo de uma atenuação que varia linearmente com a frequência, ao longo da faixa de frequência dentro da qual são transmitidas as duas faixas laterais, e nenhuma atenuação ao longo da faixa de frequências dentro da qual é transmitida apenas uma faixa lateral, obtém-se uma saída uniforme do detetor de vídeo para tôdas as componentes de modulação, sem levar em conta se são transmitidas as duas faixas laterais, como no caso das frequências moduladoras abaixo de 0,75 MHz, ou se é transmitida apenas uma faixa lateral, como no caso das frequências moduladoras acima de 0,75 MHz.

Se não fôsse empregada qualquer atenuação no canal de F.I. de vídeo dentro da faixa em que são transmitidas as duas faixas laterais, como mostrado em (D) da Figura 6-5, então a saída do detetor de vídeo para as componentes de modulação junto da portadora, até 0,75 MHz, seria aproximadamente o dôbro da obtida para as componentes de modulação afastadas da portadora, de 0,75 MHz até 4 MHz, das quais é transmitida apenas uma faixa lateral. Isso é indicado em (E) da Figura 6-5. Essa saída não uniforme do detetor de vídeo é uma condição indesejável que resulta em uma imagem de muito má qualidade; daí a importância de fazer com que a curva de resposta do canal de F.I. de vídeo compense o efeito do método de transmissão com faixa lateral residual.

5 — A NECESSIDADE DO CIRCUITO REJEITOR DE 27,9 Mc/s

Foi mencionado anteriormente que é possível que a portadora de som de uma estação operando no canal adjacente inferior ao canal desejado, venha interferir seriamente com o sinal de imagem. Também foi dito que essa forma de interferência pode ser suprimida pelo emprêgo de um circuito rejeitor sintonizado para 27,9 MHz no canal de F.I. de vídeo.

Para ilustrar esse tipo de interferência, suporemos que o receptor está sintonizado para o Canal n.º 3 de 60-66 MHz, e que há uma outra estação de televisão operando nas vizinhanças no Canal n.º 2, de 54-60 MHz (o canal adjacente inferior ao n.º 3). Uma vez que o receptor está sintonizado para receber o Canal n.º 3, o seu oscilador local estará operando em 87,65 MHz (21,9 MHz acima da portadora de som do Canal n.º 3 desejado). A portadora de som do Canal n.º 2 está localizada em 59,75 MHz, e está afastada de apenas 1,5 MHz da portadora de vídeo do canal desejado. Se ela fôr suficientemente forte, provavelmente passará através do circuito de R.F. e atingirá a grade da conversora. Então, o sinal do oscilador local de 87,65 MHz baterá com a portadora de som de 59,75 MHz do canal adjacente inferior e produzirá um sinal na saída do conversor, sinal esse cuja frequência será de 87,65 MHz, menos 59,75 MHz, ou seja 27,9 MHz.

O sinal de F.I. de 27,9 MHz assim produzido, o qual corresponde à portadora de som do canal adjacente inferior, fica bastante perto do lado

das altas frequências da curva de resposta da F.I. de vídeo para causar interferência na imagem, a menos que êle seja atenuado ou eliminado do canal de F.I. de vídeo. Isso é feito da mesma maneira que para a rejeição da F.I. de som do próprio canal, pelo uso de um circuito rejeitor, com a diferença que neste caso é usado um circuito sintonizado para 27,9 MHz,

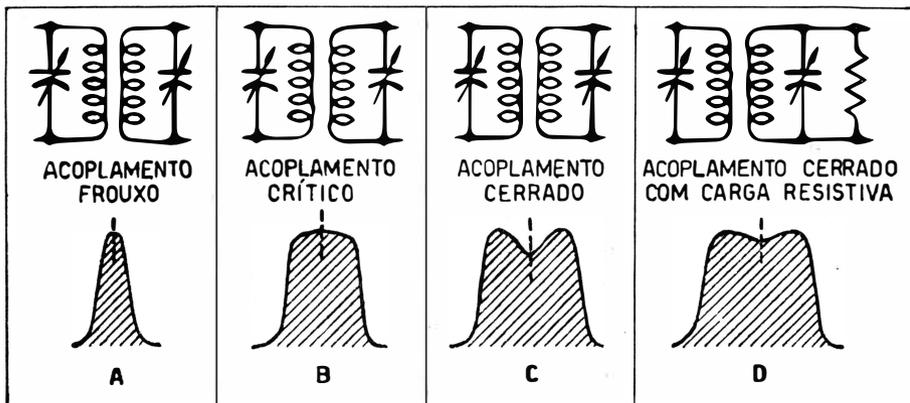


FIG. 6-6 — Efeito de acoplamento do transformador de F.I. na curva de resposta

em vez dos três circuitos sintonizados para 21,9 MHz usados para rejeitar a F.I. de som do próprio canal. É necessário apenas um circuito rejeitor de 27,9 MHz, uma vez que os circuitos de R.F. já dão alguma atenuação para a portadora de som do canal adjacente. Além disso, no receptor Modelo 901, o circuito de localização da portadora de vídeo, associado com o primeiro transformador de F.I. de vídeo, T1, ajuda a reduzir a interferência do som do canal adjacente. Esse circuito de localização da portadora de vídeo é usado principalmente para fazer com que a portadora de F.I. de 26,4 MHz fique com uma resposta reduzida de exatamente 50%, na curva de resposta de F.I., pelas razões já expostas anteriormente. Entretanto, ao mesmo tempo que êle ajuda a localizar convenientemente a portadora de F.I. de vídeo sobre a face lateral inclinada do lado das altas frequências da curva de passagem da F.I. de vídeo, êle também dá alguma atenuação para qualquer interferência proveniente do som do canal adjacente.

Em alguns modelos o circuito de localização da portadora de vídeo também dá a atenuação necessária do canal adjacente, não sendo usado o circuito rejeitor de 27,9 MHz. Isso é satisfatório na maioria dos casos, uma vez que a F.C.C. (Comissão Federal de Comunicações dos E.U.A.), tanto quanto possível, não está autorizando a operação de estações em canais adjacentes na mesma localidade, e assim não é muito grande a possibilidade de interferência forte do canal adjacente.

6 — OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE FAIXA LARGA PELO ACOPLAMENTO DOS TRANSFORMADORES

As características de faixa larga do canal de F.I. de vídeo no receptor Modelo 901, e em alguns outros receptores de televisão da G.E., são

obtidas pelo uso de transformadores de F.I. de dupla sintonia e acoplamento cerrado e, também, pelo uso de carga resistiva no secundário do transformador.

Com acoplamento frouxo entre o primário e o secundário, a curva de resposta seria bastante aguda, como indicado em (A) da Figura 6-6. Entretanto, à medida que o acoplamento vai sendo gradualmente aumentado, a curva de resposta se alarga, ficando achatada no tópo ao ser atingido o ponto de acoplamento crítico (B). Se o acoplamento continua a ser aumentado, a curva de resposta se alarga ainda mais, passando a apresentar uma depressão no centro da parte achatada, como indicado em (C). depressão essa que depende do Q dos circuitos sintonizados. Quanto maior for o Q do circuito, maior será a depressão no centro da curva. Para eliminar a depressão na curva de resposta e, ao mesmo tempo, acoplar os circuitos sintonizados acima do acoplamento crítico, até o ponto em que seja obtida uma largura de faixa suficiente, é necessário baixar o Q dos transformadores de F.I. pelo uso de carga resistiva no secundário, como em (D) da Figura 6-6.

7 — OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE FAIXA LARGA POR CIRCUITOS DE SINTONIA DESENCONTRADA

Alguns dos últimos modelos de receptores de TV da General Electric usam uma simples indutância sintonizada em cada seção do amplifica-

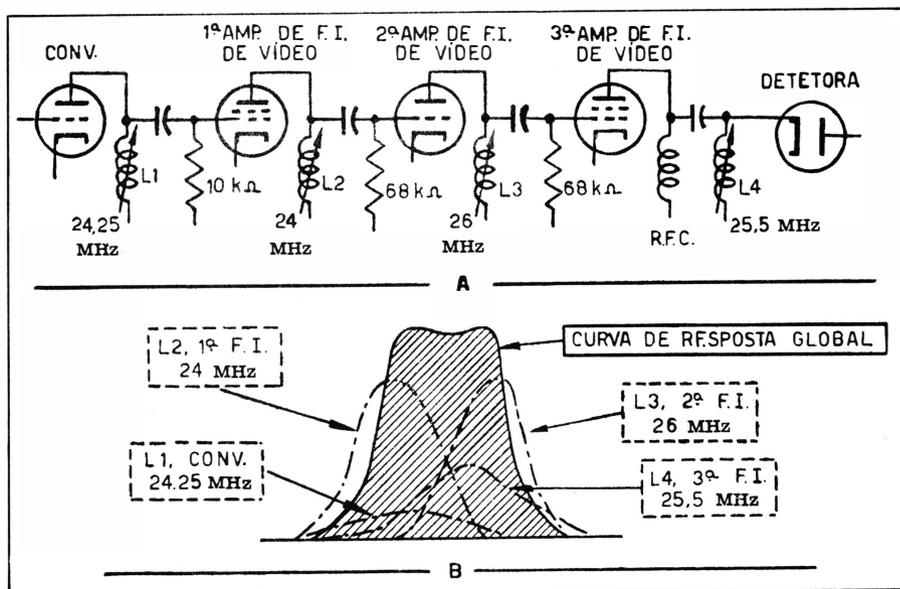


FIG. 6-7 — Circuito de sintonia desencontrada e curva de resposta

dor de F.I. e a necessária largura da faixa de passagem é obtida por meio de sintonia individual em várias frequências diferentes.

Quando êsse sistema de sintonia é empregado, usa-se apenas um circuito ressonante no acoplamento entre dois estágios sucessivos, como indicado em (A) da Figura 6-7. Cada circuito ressonante é sintonizado para uma frequência diferente na faixa de passagem de F.I. de vídeo, e cada um contribui com uma parte do ganho em cada frequência, a fim de que a curva global de resposta de frequência, ou curva de passagem de F.I. fique com as características desejadas.

Isso é ilustrado em (B) da Figura 6-7, onde as linhas interrompidas representam a resposta individual de cada um dos circuitos sintonizados, enquanto que a área sombreada dentro da linha cheia representa a resposta global obtida entre o conversor e o detetor de vídeo pela combinação adequada das curvas de resposta individual. Deve-se notar que a seletividade e o ganho dos circuitos de L2 e de L3 são essencialmente os mesmos, se bem que sintonizados para frequências diferentes. Note-se, também, que a seletividade de L1 e de L4 não é tão grande quanto a de L2 e L3, sendo que a curva de seletividade de L1 é consideravelmente mais larga do que a de L4. Essa diferença em seletividade é obtida pela variação do Q efetivo de cada circuito sintonizado, por meio do resistor de grade que fica em paralelo. Assim, por exemplo, fazendo o valor do resistor de grade que fica em paralelo com L1, consideravelmente menor do que o do resistor em paralelo com L2, torna-se o Q efetivo de L1 mais baixo do que o de L2, e, conseqüentemente, a resposta de L1 mais larga do que a de L2. Ainda com relação a êste assunto, deve-se notar, também, que os resistores de grade que ficam ligados em paralelo com L2 e com L3 têm o mesmo valor e, portanto, a seletividade é essencialmente a mesma para êsses circuitos.

8 — PROJETO DO TRANSFORMADOR DE F.I. DE VÍDEO

Como já foi mencionado anteriormente, são usados vários tipos de transformadores de F.I. Em alguns receptores êles são sintonizados capacitivamente por meio de pequenos capacitores variáveis, ao passo que, em outros, êles são sintonizados indutivamente, por meio de núcleos de pó de ferro. Cada tipo tem sua vantagem particular, como já foi discutido em capítulo precedente. Os transformadores de F.I. de vídeo usados no Modelo 901 são capacitivamente sintonizados e serão analisados em primeiro lugar.

Numa mesma fôrma são enrolados separadamente um primário e um secundário, os quais são acoplados fortemente entre si, com carga resistiva no secundário, para se obter a necessária largura do faixa. Cada enrolamento é sintonizado capacitivamente por meio de um pequeno compensador ("trimmer") do tipo de compressão, ligado em paralelo com o enrolamento, como indicado em (A) e (B) da Figura 6-8. (B) é a representação esquemática do quarto transformador de F.I. de vídeo, T4, no receptor Modelo 901. Note-se que o secundário está ligado em paralelo com um resistor de valor bastante baixo, apenas 1 000 ohms. O lado de baixo do secundário dêste transformador é ligado diretamente à terra. Entretanto, os secundários do 1.º, 2.º e 3.º transformadores de F.I. de vídeo não são ligados diretamente à terra, mas ficam efetivamente ligados à terra para o sinal de F.I., através de passagens de baixa impedância ofe-

recidas por capacitores de passagem adequados, como indicado na Figura 6-1. O lado de baixo dos primários é também efetivamente ligado à terra, para o sinal de F.I., por capacitores de passagem, sendo que o primário de T4 é efetivamente ligado à terra por meio do capacitor C14 de 0,006 μ F.

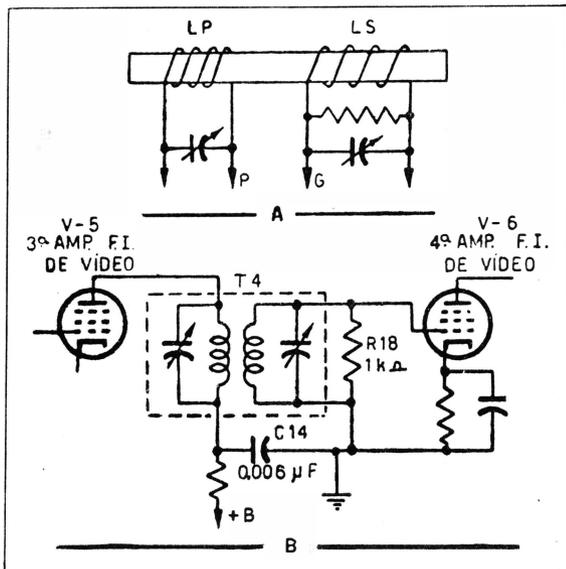


FIG. 6-8 — Transformador de F.I. de vídeo (Modêlo 901)

as extremidades vivas (as extremidades de placa e de grade) do transformador sejam adjacentes. Isso deve ser levado em conta quando fôr necessário substituir um transformador de F.I. deste tipo.

Devido ao pequeno número de espiras de fio necessárias para fazer a ressonância dos enrolamentos primário e secundário, na frequência relativamente alta usada para a F.I. de vídeo, o campo magnético não se estende tão longe que torne necessária uma blindagem entre estâgios.

Os transformadores de F.I. de vídeo usados em alguns dos outros modelos de receptores de TV da General Electric, no modelo 819 por exemplo, são do tipo sintonizado indutivamente. Em vez de dois enrolamentos separados para o primário e o secundário, como no caso dos transformadores que aca-

Além do acoplamento indutivo entre os enrolamentos primário e secundário, existe algum acoplamento capacitivo entre eles. O acoplamento capacitivo é devido à capacitância existente entre a extremidade de placa do primário e a extremidade de grade do secundário, como indicado na Figura 6-9. Os enrolamentos são ligados de tal maneira que as polaridades instantâneas nas extremidades de grade e de placa do transformador são as mesmas; dessa forma, o acoplamento capacitivo auxiliará o acoplamento indutivo. Para que exista qualquer acoplamento capacitivo, é necessário que

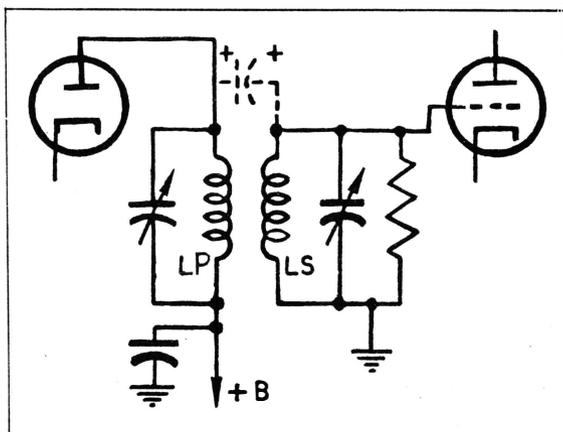


FIG. 6-9 — Acoplamento capacitivo entre primário e secundário

placado, os enrolamentos são ligados de tal maneira que as polaridades instantâneas nas extremidades de grade e de placa do transformador são as mesmas; dessa forma, o acoplamento capacitivo auxiliará o acoplamento indutivo. Para que exista qualquer acoplamento capacitivo, é necessário que

bamos de estudar, eles consistem em um solenoide contínuo enrolado numa fôrma ôca, na qual são inseridos os núcleos de ferro para a sintonia, como indicado em (A) da Figura 6-10. Apesar de ser usado um enrolamento contínuo em vez de primário e secundário separados, o efeito no circuito é o mesmo que se os dois enrolamentos fôsem usados.

O grau de acoplamento conveniente é determinado pelos diâmetros do fio e da fôrma da bobina. Assim como no caso do outro tipo de transformador, usa-se carga resistiva no secundário para obter a largura de faixa desejada.

A representação esquemática dêsse transformador está indicada em (B) da Figura 6-10, a qual representa o 4.º transformador de F.I. de vídeo usado no receptor Modelo 810.

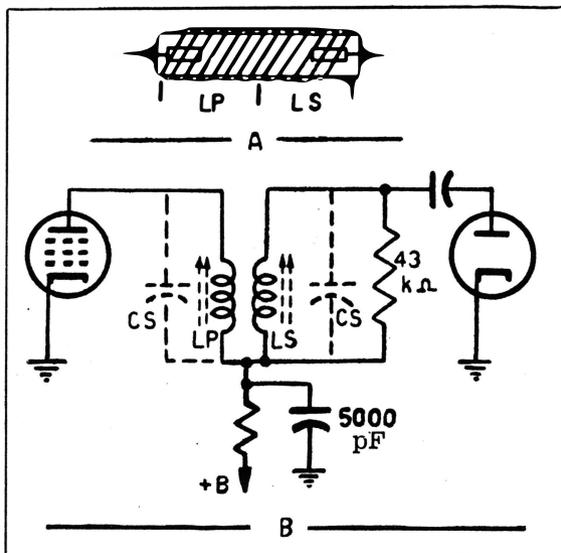


FIG. 6-10 — Amplificador de F.I. de vídeo (Modelo 810)

As indutâncias do primário e do secundário são variadas por meio de núcleos de ferro de modo a fazê-las ressonar com as capacitâncias residuais e das válvulas, que ficam em paralelo, como indicado por C_s , representado em linhas interrompidas.

Se bem que o +B seja aplicado no centro do transformador, colocando primário e secundário no potencial +B, esse ponto está com o potencial de terra para corrente alternativa, quanto ao sinal de F.I., uma vez que ele está ligado à terra por meio do capacitor de passagem de 5 000 pF. Uma vez que o secundário está com o potencial +B, um capacitor de bloqueio é usado entre ele e o estágio seguinte, o qual, neste caso, é o detetor de vídeo. O secundário é carregado resistivamente por meio do resistor de 43 kΩ.

9 — PROJETO DOS CIRCUITOS REJEITORES

Os circuitos rejeitores são circuitos ressonantes acoplados indutivamente ou capacitivamente aos transformadores de F.I. de vídeo, e que atenuam a resposta dêsse transformadores para as frequências para as quais os circuitos rejeitores estão sintonizados. A título de exemplo, suponhamos que (A) da Figura 6-11 é a curva de resposta sem um circuito rejeitor de 21,9 MHz. Observar-se-á que a resposta para 21,9 MHz é bastante alta na curva de resposta. Entretanto, se se acopla ao transformador, indutiva ou capacitivamente, um circuito rejeitor sintonizado para 21,9 MHz, ele atenuará a resposta do transformador para essa frequên-

cia, e a curva se aproximará da curva (B), na qual a resposta para 21,9 MHz está consideravelmente reduzida. Poderá também ser observado que a inclinação da curva é mais acentuada do lado das frequências baixas, adjacente a 21,9 MHz, devido ao emprêgo do circuito rejeitor.

Os circuitos rejeitores podem ser ressonantes em série ou em paralelo. O tipo ressonante em paralelo é acoplado indutivamente ao transformador e atenua a resposta por absorção. O tipo ressonante em série é acoplado capacitivamente e atenua a resposta do transformador, oferecendo uma passagem de baixa impedância para terra na frequência para a qual êle está sintonizado. Os circuitos rejeitores são de sintonia muito aguda a fim de atenuar a resposta dos transformadores numa frequência, sômente, e não numa banda de frequências, como aconteceria se os mencionados circuitos não fôsem altamente seletivos. Naturalmente para obter isso, o Q dos circuitos rejeitores deve ser bastante elevado.

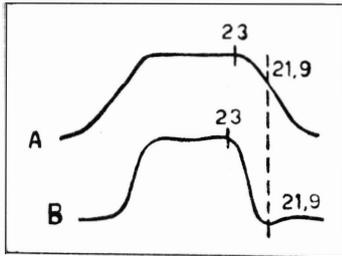


Fig. 6-11 — Efeito do circuito rejeitor na curva de resposta

rejeitores sintonizados para 21,9 MHz, para dar uma atenuação total suficiente da F.I. de som do próprio canal; êsses circuitos rejeitores são acoplados ao terceiro, quarto e quinto transformadores de F.I. de vídeo. O circuito rejeitor de 21,9 MHz associado com T3 é ressonante em paralelo e acoplado indutivamente, sendo o seu indutor enrolado na mesma fôrma e adjacente ao enrolamento de placa do transformador, como indicado fisicamente na Figura 6-12, e, elêtricamente, na Figura 6-1.

Esse primeiro circuito rejeitor de 21,9 MHz não sômente atenua a F.I. de som do próprio canal através do amplificador de F.I. de vídeo, mas também, é usado como ponto de tomada do sinal de som para o canal de F.I. de som de 21,9 MHz.

Os circuitos rejeitores de 21,9 MHz associados com T4 e T5 são sintonizados em série e acoplados capacitivamente aos secundários, como mostrado na Figura 6-1. A primeira vista poderia parecer que ês-

ses circuitos não são sintonizados em série, uma vez que a indutância e o pequeno capacitor variável formam um circuito ressonante em paralelo. Entretanto, o circuito eliminador completo consta dessa combinação em paralelo, disposta em série com o pequeno capacitor que faz a ligação com o secundário do transformador; a combinação em série assim formada é ressonante em 21,9 MHz, como indicado na Figura 6-13. A combinação em paralelo da indutância com o pequeno capacitor variável está, na realidade, sintonizada para uma frequência mais alta do que 21,9 MHz e, por-

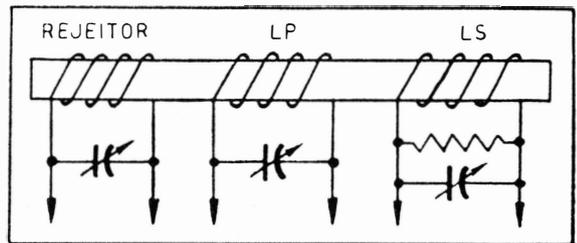


FIG. 6-12 — Transformador de F.I. de vídeo com circuito rejeitor

anto, essa combinação apresenta uma reatância indutiva para 21,9 MHz. O pequeno capacitor variável ligado em paralelo com o indutor serve simplesmente para variar a indutância efetiva deste, de modo que ela, em série com o pequeno capacitor de acoplamento C95, fique ressonante para frequência de 21,9 MHz.

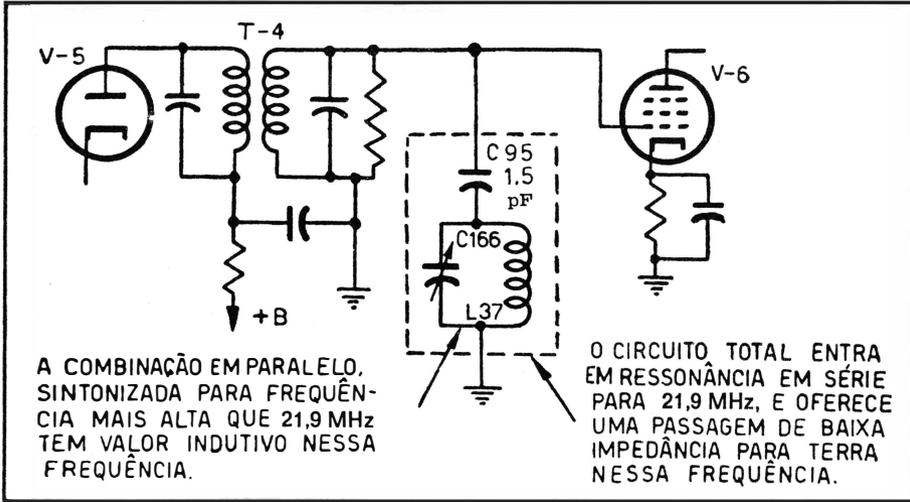


FIG. 6-13 — Circuito rejeitor do receptor Modelo 901

O circuito rejeitor para a atenuação do som do canal adjacente é ressonante em paralelo e acoplado indutivamente ao primário do segundo transformador de F.I. de vídeo, T2, como se vê na Figura 6-1. Ele é sintonizado para 27,9 MHz.

O circuito rejeitor usado para a localização correta da portadora de F.I. de vídeo, de 26,4 MHz, sobre a curva de passagem, é acoplado ao primeiro transformador de F.I. de vídeo, T1, por meio de um pequeno reator ("choke") ligado em série com o enrolamento primário, como indicado na Figura 6-1. A tensão desenvolvida através do referido reator é aplicada ao circuito rejeitor que é sintonizado em série. O circuito rejeitor absorve energia de T1 numa determinada frequência, dando à inclinação do lado das altas frequências da curva de passagem de F.I. a forma adequada para a localização correta da portadora de F.I. de vídeo.

10 — CIRCUITO DE CONTRÔLE MANUAL DE GANHO (CONTRASTE)

O contraste entre os elementos pretos e os elementos brancos da imagem é controlado, em muitos dos receptores de TV da G.E., por meio de um controle de sensibilidade incorporado ao canal de F.I. de vídeo. Em alguns receptores esse controle também inclui a válvula conversora. Pela variação do ganho do canal de F.I. de vídeo, a amplitude do sinal é variada na saída do detetor de vídeo, e, conseqüentemente, entre a grade e o catodo da válvula de imagem, dando, assim, um meio de controlar o grau de contraste entre luz e sombra na imagem reproduzida.

Como indicado na Figura 6-1, o controle de contraste, no receptor de TV Modelo 901, varia a polarização das grades das 1.^a, 2.^a e 3.^a válvulas do amplificador de F.I. de vídeo. Como se pode ver, uma baixa tensão negativa é aplicada através da combinação em série de R11 com o controle de contraste. Os circuitos de grade das válvulas controladas são ligados ao braço variável do controle de contraste através dos resistores R5, R10 e R16. O ajuste do cursor do controle de contraste para a extremidade mais negativa do mesmo faz aumentar a polarização negativa das grades das válvulas controladas e, conseqüentemente, reduz o ganho dos respectivos estágios. Reciprocamente, o movimento do cursor no sentido oposto diminui a polarização e aumenta o ganho dos estágios controlados.

Uma polarização negativa fixa é aplicada à grade da amplificadora de F.I. do som da televisão, V17, através do circuito rejeitor de 21,9 MHz, cujo lado de baixo potencial é ligado por meio de R75 ao ponto de junção do controle de contraste com R11.

A tensão negativa que é aplicada ao controle de contraste é derivada do circuito de grade da válvula, V14, do gerador de varredura horizontal. A tensão desenvolvida nesse ponto é de aproximadamente —30 volts e é aplicada ao circuito do controle de contraste através do resistor de 1 megohm. R19.

A obtenção da tensão negativa para o controle de contraste por este meio, em vez de um divisor de tensão na fonte de alimentação, reduz a possibilidade de regeneração devida a acoplamento comum através da fonte de alimentação.

11 — CAPACITÂNCIA DE ENTRADA DAS VÁLVULAS DE F.I. DE VÍDEO

Com referência à Figura 6-1, notar-se-á que os catodos das 1.^a, 2.^a e 3.^a válvulas de F.I. de vídeo são ligados à terra através de resistores de 33 ohms, sem capacitor de passagem em paralelo. Esses resistores de catodo de baixo valor mantêm as capacitâncias de entrada das três primeiras válvulas de F.I. de vídeo essencialmente constantes, ao ser variada a polarização negativa que lhes é aplicada pelo controle de contraste nas suas diferentes posições.

Quando são usadas válvulas de G_m elevado, tais como o tipo 6AC7, pode surgir uma variação indesejável da curva de resposta dos estágios de F.I. de vídeo causada pelo efeito de dessintonia da variação das capacitâncias de entrada, em consequência da variação da polarização negativa das grades. A capacitância de entrada pode variar de até 10% dentro da margem de variação da polarização negativa que pode ser obtida pelo controle de contraste, a menos que seja feita alguma coisa para corrigir essa situação.

Foi constatado que essa variação da capacitância de entrada pode ser controlada por um resistor de valor adequado no circuito de catodo da válvula. Um resistor de catodo de aproximadamente 30 ohms tende a manter constante a capacitância de entrada da válvula tipo 6AC7, en-

quanto que um resistor de aproximadamente 60 ohms faz com que a capacitância de entrada cresça com a polarização negativa de grade, e uma resistência nula de catodo faz com que a capacitância de entrada decresça quando a polarização negativa cresce. Esse efeito é ilustrado pela Figura 6-14. Para uma válvula tipo 6AU6 o valor mais adequado do resistor de catodo é 47 ohms.

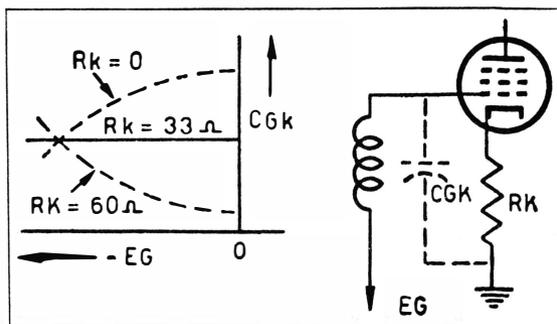


FIG. 6-14 — Efeito do resistor de catodo sobre a capacitância de entrada

12 — CIRCUITO COMPLETO DE F.I. DE VÍDEO

Com referência à seção F.I. de vídeo da Figura 6-1, pode-se fazer a seguinte descrição rápida do seu comportamento em conjunto:

Como indicado, a saída do conversor de televisão contém ambos os sinais de F.I. de imagem e de som; a resposta do primeiro transformador de F.I. de vídeo é bastante larga para que esses sinais, juntamente com as respectivas faixas laterais, sejam transferidos para a grade da primeira amplificadora de F.I. de vídeo, V3, onde eles são amplificados e transferidos para a grade da segunda amplificadora de F.I. de vídeo, V4, por meio do segundo transformador de F.I. de vídeo, T2. Até aqui não houve atenuação do sinal de F.I. do som que acompanha a imagem.

Depois de amplificados por V4, ambos os sinais aparecem no terceiro transformador de F.I. de vídeo, T3, e, neste ponto, o sinal de F.I. de som é separado do sinal de F.I. de imagem e transferido para o canal de F.I. de som por meio do primeiro circuito rejeitor de 21,9 MHz que é acoplado com T3. Uma atenuação complementar do sinal de F.I. correspondente ao som que acompanha a imagem é produzida pelos circuitos rejeitores acoplados aos transformadores T4 e T5 no canal de F.I. de vídeo. Uma amplificação adicional da portadora de F.I. de vídeo e respectivas faixas laterais é obtida por meio da terceira e quarta amplificadora de F.I. de vídeo, V5 e V6.

A rejeição de uma possível interferência causada pelo som do canal adjacente é obtida pelo circuito rejeitor de 27,9 MHz acoplado com o segundo transformador de F.I. de vídeo, T2.

A localização correta da portadora de F.I. de vídeo de 26,4 MHz é realizada por meio do circuito de localização da portadora, o qual está associado ao primeiro transformador de F.I. de vídeo, T1. A resposta ou faixa de passagem do canal de F.I. de vídeo em conjunto está representada pela curva relativa ao detector de vídeo e é conseguida pela sintonia correta dos cinco transformadores de sintonia dupla, acoplamento cerrado e carga resistiva, e dos circuitos rejeitores que lhes são associados no canal de F.I. de vídeo.

13 — CIRCUITO COMPLETO DE F.I. DO SOM DA TELEVISÃO

Com referência novamente à Figura 6-1, pode ser observado que o sinal de F.I. de som de 21,9 MHz é amplificado pela primeira e segunda amplificadoras de F.I. de vídeo, antes de ser separado do sinal de F.I.

A tensão desenvolvida através do circuito rejeitor acoplado com o terceiro transformador de F.I. de vídeo, na frequência de ressonância de 21,9 MHz, é aplicada diretamente à grade da amplificadora de F.I. de som de 21,9 MHz, V17. Uma polarização negativa fixa para a grade dessa válvula é obtida ligando o lado de baixo potencial de R.F. do circuito rejeitor de 21,9 MHz através de R75 a uma das extremidades do controle de contraste. O lado de baixo potencial do circuito rejeitor está efetivamente ligado à massa, no que concerne ao sinal de F.I. de som, através da passagem de baixa impedância oferecida por C53 para 21,9 MHz.

A amplificadora de F.I. de som de 21,9 MHz, V17, amplifica esse sinal, que é, então, transferido para a grade de V18 por meio do transformador de sintonia dupla, T11. V18 é usada como limitadora para o sinal de F.I. de som em FM. O efeito de limitação é obtido da maneira usual, pela tensão de polarização desenvolvida através da combinação resistor-capacitor, R70 e C51, no circuito de grade, e pelos valores relativamente baixos das tensões de placa e de grade de blindagem aplicadas a V18.

A saída do estágio limitador é acoplada ao discriminador detetor de FM por meio de T10. O discriminador detetor é do tipo convencional

usado em muitos receptores de FM. O sinal demodulado de saída do discriminador detetor é obtido através dos dois resistores de carga de igual valor, R6 e R65, dispostos em série, da maneira usual, e depois aplicado ao circuito do amplificador de áudio. A de-ênfase do sinal de áudio é realizada por R67 e C47.

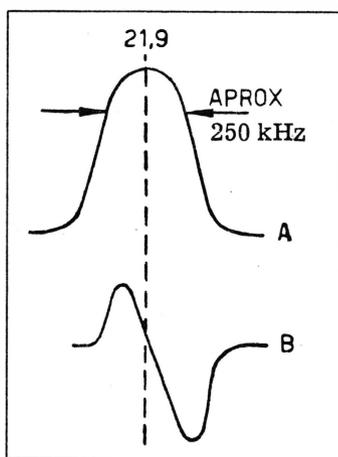


FIG. 6-15 — Curvas de resposta do canal de F.I. de som e do discriminador

de 21,9 MHz cai no centro do trecho retilíneo que fica no meio da curva de resposta do discriminador.

Quando o sinal recebido é forte, provavelmente será possível sintonizar o som em três pontos diferentes e muito próximos, devido às carac-

terísticas do discriminador, como indicado por (A), (B) e (C) da Figura 6-16. Entretanto, somente um desses pontos, o que fica no centro da curva de resposta do discriminador, ponto (B), produzirá o som mais claro e mais forte. O som de saída nos dois pontos laterais será mais fraco e distorcido. Quando o sinal de som está corretamente sintonizado, a F.I. de som de 21,9 MHz cai exatamente no centro da faixa de passagem do circuito rejeitor onde começa o canal de

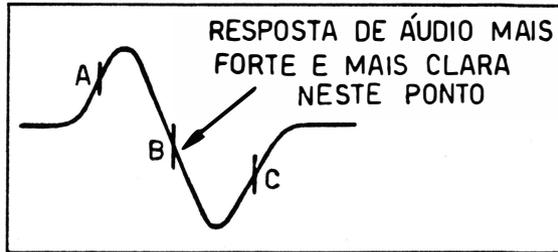


FIG. 6-16 — Curva de resposta do discriminador e sintonia em três pontos diferentes

F.I. de som, no centro da faixa de passagem do transformador de F.I. de som, T11, e, também, no centro da parte média retilínea da curva de resposta do discriminador, como indicado por (A) e (B) da Figura 6-15.

14 — CORRELAÇÃO ENTRE O SOM E A IMAGEM

A correlação existente entre a resposta global do canal de F.I. de vídeo e a resposta global do canal de F.I. de som, quando os mesmos estão corretamente ajustados, está indicada na Figura 6-17. Nela se vê que, quando o oscilador local do receptor é ajustado para produzir o máximo de saída de som com boa qualidade, também será obtida a melhor imagem possível, uma vez que, ao mesmo tempo em que o oscilador bate com a portadora de som para produzir a F.I. de som de 21,9 MHz, ele também

bate com a portadora de imagem para produzir a F.I. de vídeo de 26,4 MHz com as respectivas faixas laterais. Sendo assim, com a correlação mostrada na Figura 6-17, a F.I. de 26,4 MHz correspondente à portadora de imagem cairá na posição correta na faixa de passagem de F.I. de vídeo, posição essa que é necessária para a reprodução satisfatória de uma imagem de boa qualidade, conforme foi discutido anteriormente.

Se essa correlação entre os circuitos de F.I. de vídeo e de som não existir, devido a ajuste incorreto, então a imagem e o som

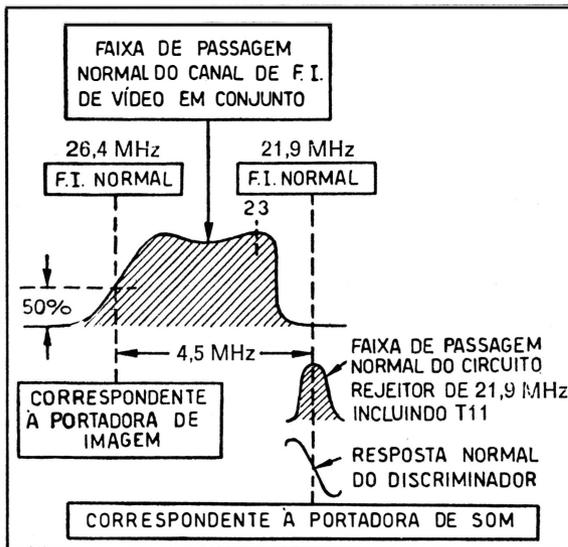


FIG. 6-17 — Correlação entre as portadoras de imagem e de som

não ficarão em correspondência entre si, isto é, quando o receptor fôr sintonizado para o melhor som, a imagem resultante será muito ruim ou até poderá não aparecer imagem alguma.

Em locais distantes do transmissor, onde o sinal recebido é muito fraco, pode existir uma condição cujo sintoma se assemelha com o de ajuste incorreto, uma vez que nessas circunstâncias é possível obter-se uma imagem com maior contraste aparente e menor interferência quando o som está fora de sintonia do que quando o receptor é sintonizado para o melhor som. Se bem que a imagem assim obtida possa ser menos afetada pelo ruído e ter maior contraste aparente, ela terá forçosamente falta de detalhes e somente parecerá melhor devido às condições de sinal fraco e maior ruído.

Entretanto, essa condição particular não é devida a ajuste incorreto, apesar dos sintomas serem semelhantes. Ela é devida ao fato de que é usado o método de transmissão com faixa lateral residual (cujos detalhes já foram descritos anteriormente), e que a resposta global de F.I. de vídeo deve ser tal que permita a correção do efeito desse método de transmissão.

Em condições normais, o receptor é sintonizado para o melhor som e existe a correlação mostrada na Figura 6-17, de modo que quando a F.I. de som de 21,9 MHz cai no centro da faixa de passagem do canal de F.I. de som, a F.I. de 26,4 MHz correspondente à portadora de imagem fica reduzida de cinquenta por cento na curva de resposta do canal de F.I. de vídeo, de modo a corrigir o efeito do método de transmissão com faixa lateral residual. Essa é a condição em que é obtida a imagem com o melhor detalhe simultaneamente com o melhor som.

Se, porém, a F.I. correspondente à portadora de imagem é deslocada para cima na curva de resposta do canal de F.I. de vídeo, reduzindo-se ligeiramente a frequência do oscilador local, de modo que quando êle bate

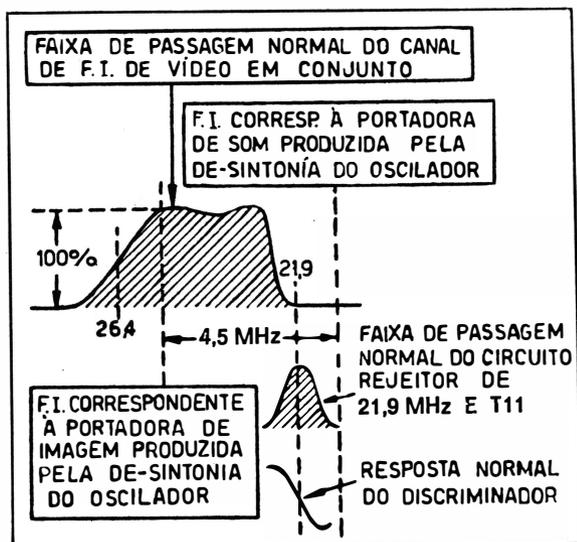


FIG. 6-18-A — Ajuste incorreto das portadoras de som e de imagem

com a portadora de imagem seja produzida uma F.I. um pouco mais baixa em frequência do que os 26,4 MHz normais, então nas áreas de sinal fraco, isso pode resultar no que parece ser uma imagem melhor, porém com pouco ou nenhum som.

Para ilustração, suponhamos que a F.I. correspondente à portadora de imagem produzida dessa maneira seja 25,6 MHz, em vez da frequência normal de 26,4 MHz. Essa F.I. fica, assim, no alto da curva de resposta do canal de F.I. de vídeo, como mostrado na Figura 6-18-A. Nestas condições, a saída do detetor de vídeo não será uniforme

para tôdas as componentes de modulação, como seria se fôsse produzida uma F.I. de 26,4 MHz; devido ao método de transmissão com faixa lateral residual, a saída do detetor de vídeo será maior para as componentes de modulação de frequência baixa do que para as de frequências mais altas, como indicado pela saída do detetor de vídeo mostrada na Figura 6-18-B. A linha interrompida representa o aumento de saída obtido pela colocação da F.I. de vídeo correspondente à portadora de imagem no alto da curva de resposta. A linha cheia representa a saída normal, uniforme, obtida quando a F.I. correspondente à portadora está colocada na posição correta. Essa saída não uniforme resulta numa imagem que tem detalhe muito inferior comparada com a imagem obtida quando é produzida a F.I. normal de 26,4 MHz. Entretanto, devido ao aumento de saída do detetor de vídeo para as componentes de modulação de frequência baixa, as quais determinam o contraste e nas

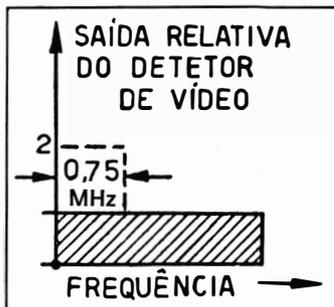


FIG. 6-18-B — Saída do detetor para uma frequência do oscilador local mais baixa que a correta

quais estão incluídos os sinais de sincronismo, a imagem será provavelmente mais firme e apresentará um contraste aparente maior, nas chamadas "orlas de sinal", isto é, geralmente nas regiões em que o receptor fica a uma distância muito grande do transmissor. Deve ser observado, entretanto, que a imagem assim obtida não é mais desejável, uma vez que ela terá certamente falta de clareza e detalhe, se bem que seja provavelmente menos afetada pelo ruído. Além disso, haverá pouco ou nenhum som acompanhando a imagem, porque quando a frequência do oscilador local é reduzida, de modo a deslocar a F.I. de som correspondente à portadora de imagem para a parte

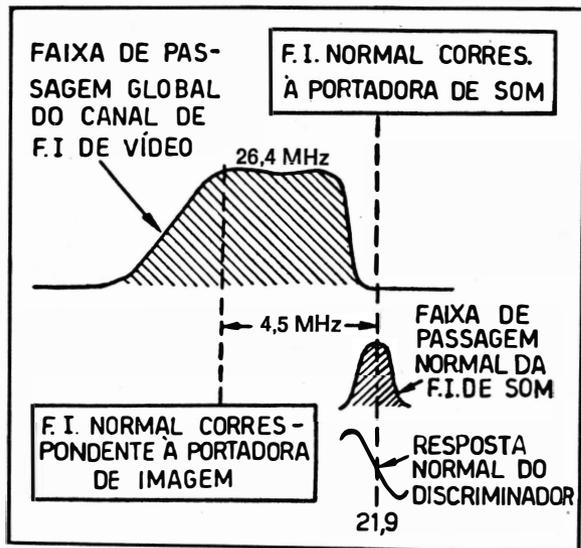


FIG. 6-19 — Reajuste da F.I. para sinais fracos

de cima da curva, a F.I. de som produzida pelo batimento de frequência do oscilador local com a portadora de som não será mais 21,9 MHz; ela será menor em frequência por uma diferença igual à quantidade de que foi reduzida a F.I. de imagem, como indicado na Figura 6-18-A. A F.I. de

som assim produzida fica fora da faixa de passagem do canal de F.I. de som e conseqüentemente, pouco ou nenhum som será ouvido.

Em áreas onde a intensidade do sinal recebido é muito fraca e onde uma imagem qualquer, mesmo com falta de detalhe, é melhor do que nenhuma, pode haver alguma justificativa no deslocamento da F.I. correspondente à portadora de imagem para a parte superior da curva de resposta. Em vez de fazer isso pelo abaixamento da frequência da F.I. de vídeo correspondente à portadora de imagem, e dessintonizando, em conseqüência o som, deve-se reajustar ligeiramente o canal de F.I. de vídeo, de modo que a F.I. normal de 26,4 MHz caia na parte superior da curva de resposta, como indicado na Figura 6-19. Quando a F.I. de 26,4 MHz é deslocada dessa maneira para a parte de cima da curva de resposta, o som fica em correspondência com a imagem. O ligeiro reajuste necessário para conseguir isso pode ser feito por meio do circuito rejeitor de localização da portadora.

Esse ajuste reduzirá certamente a qualidade e a quantidade de detalhes da imagem, porém isso pode ser melhor do que nenhuma imagem, ou uma imagem muito instável. Esse procedimento não é recomendável a não ser em casos extremos, quando não seja possível aumentar suficientemente o sinal captado pela antena ao ponto em que possa ser obtida uma imagem satisfatória com o ajuste normal do canal de F.I. de vídeo.

15 — SOM ENTRE PORTADORAS

Um método diferente para a obtenção do som da televisão, o qual apresenta certas vantagens de operação e de simplicidade de circuito sobre o sistema convencional descrito nos parágrafos precedentes, é o chamado "sistema de som entre portadoras". Esse sistema difere do convencional pelo fato de que a própria portadora de F.I. de vídeo é usada em lugar do oscilador local de batimento, para produzir no detetor de vídeo uma F.I. de som de 4,5 MHz. Esse sinal de F.I. cuja frequência é a di-

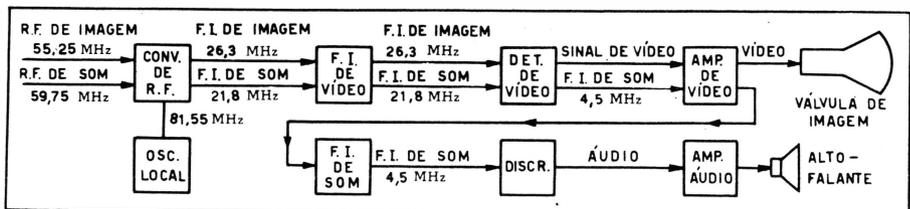


FIG. 6-20 — Sistema de som entre portadoras

ferença entre as duas portadoras é amplificado e limitado em amplitude, sendo depois demodulado por um discriminador-detetor de sintonia fixa para produzir o sinal de áudio do canal de som. A Figura 6-20 mostra um diagrama de elementos do sistema mencionado, no qual estão indicadas as várias rádio-frequências e frequências intermediárias quando o sistema está operando no Canal n.º 2.

O receptor é construído segundo os métodos convencionais, com a exceção que o sinal de F.I. de som não é separado do sinal de F.I. de vídeo e introduzido num amplificador exclusivo para o canal de F.I. de vídeo e introduzido num amplificador exclusivo para o canal de F.I. de vídeo de 21,8 MHz como no método anterior. Em vez disso, a portadora de F.I. de som pode passar através do amplificador de F.I. de vídeo e atingir o detetor de vídeo. A amplitude da portadora de som através do canal de F.I. de vídeo é mantida num nível baixo mas não é tão atenuada quanto no sistema convencional de F.I. A fim de garantir que o sinal de entrada no segundo detetor seja predominantemente constituído pela portadora de F.I. de imagem, é necessário dar à curva de resposta do canal de F.I. de vídeo uma forma tal que, quando a portadora de F.I. de vídeo, de 26,3 MHz, está sobre um lado da curva, com a resposta reduzida a 50 por cento do valor máximo, a F.I. de som de 21,8 MHz, é atenuada de noventa por cento do valor máximo. A Figura 6-21 mostra uma curva adequada de seletividade e a localização relativa das frequências das portadoras de F.I. de som e de imagem.

Quando essas frequências são aplicadas ao detetor de vídeo, a portadora de F.I. de vídeo de 26,3 MHz, que é modulada em amplitude, age da mesma maneira que o sinal gerado por um oscilador local no receptor, batendo com a portadora de som modulada em frequência de 21,8 MHz para produzir uma frequência de batimento resultante de 4,5 MHz. Em outras palavras, a portadora de som aparecerá em relação à portadora de imagem, apenas como mais uma componente da faixa lateral, de modo que, na saída do detetor, será encontrado um sinal de 4,5 MHz modulado em frequência pelo som, além das componentes normais do sinal de vídeo.

O sinal de 4,5 MHz ficará ligeiramente modulado em amplitude pela modulação de amplitude do sinal de imagem. Essa modulação é controlada mantendo-se a portadora de F.I. de imagem a um nível tal que a sua amplitude mínima (correspondente às partes brancas da imagem) fique sempre maior ou, no mínimo, igual à amplitude da portadora de F.I. de som na entrada do detetor de vídeo. As pe-

quenas variações de amplitude do sinal de 4,5 MHz são eliminadas pela incorporação de um dispositivo limitador de amplitude em ponto mais avançado do circuito. A Figura 6-22 mostra o sinal de F.I. de batimento de 4,5 MHz logo depois de sua formação no detetor de vídeo.

A saída de 4,5 MHz. do detetor de vídeo pode ser amplificada pelo amplificador de vídeo usual, o qual torna-se, assim, um canal comum para a imagem e para o som. A separação entre o som e a imagem, é feita

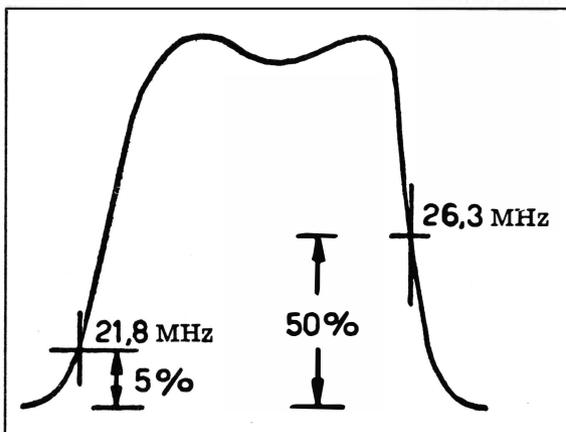


FIG. 6-21 — Curva de seletividade para o sistema de som entre portadoras

na placa da última amplificadora de vídeo, como indicado na Figura 6-23. O indutor variável L1 entra em ressonância em série com C1 para formar um circuito rejeitor de alto Q para 4,5 MHz. Esse circuito reduz o nível da componente de 4,5 MHz aplicada à válvula de imagem a um valor tal que ele não possa causar interferência visível na imagem. Ao mesmo tempo, a tensão desenvolvida através de uma parte de L1 é aplicada à válvula V2 que funciona como amplificadora-limitadora para alimentar uma detetora de relação (V3). Essas válvulas amplificam e detetam a modulação de frequência, presente no sinal de 4,5 MHz, e a saída de áudio resultante é aplicada ao amplificador de saída convencional e ao alto-falante.

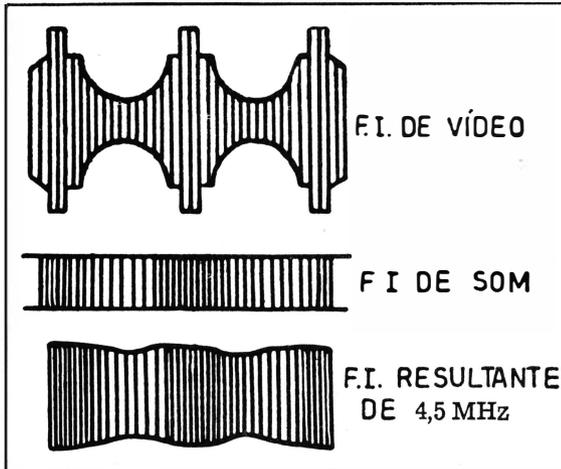


FIG. 6-22 — Ação do detetor de vídeo no sistema de som entre portadoras

Uma vez que este sistema utiliza frequências dos osciladores controlados a cristal do transmissor para produzir a F.I. de 4,5 MHz, o desvio de frequência do oscilador local do receptor não afeta o som. Assim,

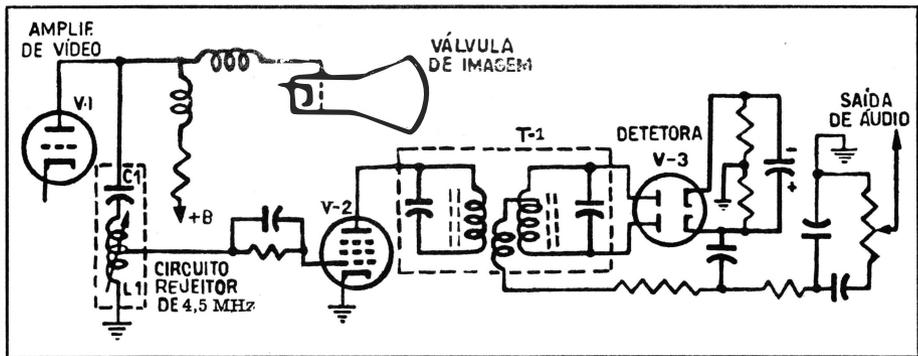


FIG. 6-23 — Amplificador de F.I. de som no sistema de som entre portadoras

também, a modulação de zumbido ("hum") ou o microfonia no oscilador local não podem afetar o sinal de som, porque qualquer mudança na F.I. de som é acompanhada por uma mudança igual na F.I. de vídeo, de modo que a diferença de frequência continua sempre a mesma.

Ao sintonizar um receptor dotado do sistema de som entre portadoras, uma vez que a sintonia do canal de som se apresenta muito larga, deve-se procurar obter o máximo de detalhe na imagem; essa condição é melhor determinada fazendo-se o ajuste durante a transmissão da figura

de prova. Nas orlas de sinal fraco, este sistema também permite que seja desprezado o detalhe, sendo o receptor sintonizado para o máximo de sinal de imagem, e dá, assim, uma operação ligeiramente melhor, mantendo ainda um som satisfatório. Essa operação não pode ser feita sem um reajuste dos canais de F.I. num receptor que use o sistema convencional de F.I. de som, como já foi explicado em detalhe anteriormente.

16 — CIRCUITO DO CONTRÔLE AUTOMÁTICO DE GANHO (C.A.G.)

Uma vez que não existe o problema de "fading" na recepção dos sinais de televisão, um controle automático de ganho não tem a mesma utilidade que o circuito de controle semelhante (controle automático de sensibilidade) tem num receptor comum de radiodifusão em AM. A primeira utilidade aplicável à televisão é a de reduzir a necessidade de reajustar o controle de contraste sempre que a chave seletora de canal é mudada para uma estação mais forte ou mais fraca. Uma função secundária é a de reduzir a perturbação causada por aviões. Por outro lado, conforme ficou demonstrado pelas primeiras tentativas de incorporar o sistema de C.A.G. nos receptores de televisão, o efeito do ruído em afetar a imagem pode ser aumentado, a não ser que sejam tomadas precauções especiais.

Num receptor normal de radiodifusão, pode-se obter uma tensão de polarização suficiente para o C.A.G. do próprio detetor, fazendo-se uso da componente de corrente contínua que representa o nível médio da portadora. Assim, quando o sinal enfraquece, ou muda de valor ao mudar de sintonia de uma estação para outra, a polarização negativa resultante, desenvolvida no detetor, controla o ganho dos estágios de F.I. ou de R.F. para compensar essa variação. Entretanto, a tensão desenvolvida no detetor de vídeo do receptor de televisão não é suficiente para o controle total de sinais de nível forte, de modo que deve ser procurado um ponto de nível mais alto para a tomada da tensão para o C.A.G.

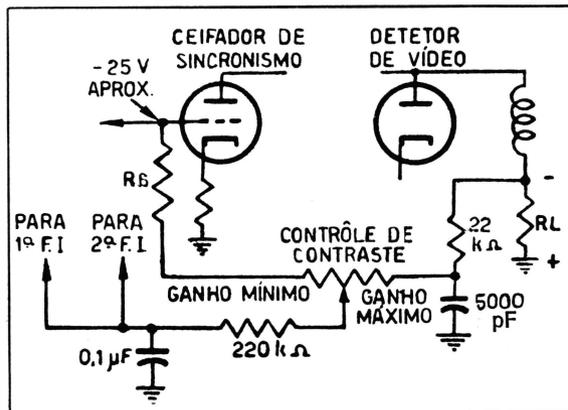


FIG. 6-24 — Circuito do controle automático de ganho

A Figura 6-24 mostra um método muito simples, mas efetivo, de incorporar o C.A.G., como encontrado em alguns dos receptores de televisão da G.E. Pela incorporação do controle de contraste no retôrno de grande do circuito do ceifador dos sinais de sincronismo, é obtida uma fonte

de alta tensão de polarização negativa que varia diretamente com a amplitude da portadora de vídeo. A outra extremidade do controle de contraste é ligada ao resistor de carga do detetor de vídeo, para dar uma tensão de polarização inferior, com as mesmas características, de modo a fornecer uma tensão mínima de C.A.G. quando o receptor estiver operando com sinais fracos. Pela ligação do braço móvel do potenciômetro às 1.^a e 2.^a válvulas amplificadoras de F.I. de vídeo, obtem-se que a polarização de grade para essas válvulas seja reduzida quando a amplitude do sinal de entrada diminui, como ao sintonizar para uma estação mais fraca, aumentando, desse modo, o ganho no amplificador, para compensar o enfraquecimento do sinal.

CAPÍTULO VII

Detetor e Amplificador de Vídeo

1 — CONSIDERAÇÕES BÁSICAS PARA O PROJETO

A função do detetor e do amplificador de vídeo é a de preparar o sinal que sai do amplificador de F.I. de vídeo, de modo que ele possa reproduzir uma imagem com bom detalhe e contraste, quando aplicado à válvula de imagem. Tomando o detetor e o amplificador como uma unidade composta, ela deve ser capaz de:

- 1) Demodular a portadora de F.I. de imagem de modo a extrair dela os sinais de vídeo e de sincronismo.
- 2) Amplificar em tensão o sinal demodulado de modo a dar o contraste adequado entre os elementos pretos e os brancos na válvula de imagem.
- 3) Fornecer à válvula de imagem um sinal com a polaridade adequada.
- 4) Apresentar uma faixa de passagem linear para frequências desde quase zero Hz até aproximadamente 3 ou 4 megahertz.
- 5) Manter mínima a distorção de fase.

Dos requisitos acima, a resposta linear de frequência é o mais importante e o mais difícil de ser obtido. Na realidade, é a resposta de frequência, principalmente, que distingue um amplificador de vídeo de um amplificador comum de áudio. Entretanto, se qualquer dos outros requisitos não for satisfeito convenientemente, resultará uma perda de detalhe na imagem, ou uma imagem ininteligível.

2 — DETETOR DE VÍDEO

No detetor de vídeo a portadora de F.I. de imagem é demodulada ou detetada, e o sinal de vídeo e os impulsos de sincronismo são transferidos para o amplificador, enquanto que a F.I. é rejeitada. A Figura 7-1 mostra um detetor típico de diodo, como o usado em muitos receptores de televisão. Este detetor é chamado do tipo em série e é semelhante ao detetor encontrado no receptor comum de radiodifusão, exceto que a resistência de carga do diodo e o capacitor de filtragem são de valores mui-

to menores do que os que seriam usados para a detecção de áudio. Os valores baixos da resistência e da capacitância são necessários para manter boa a resposta de frequência até 4 MHz, como será explicado mais tarde.

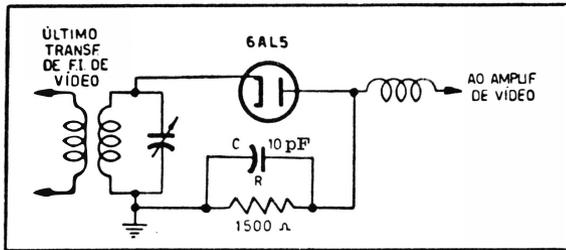


FIG. 7-1 — Detetor de diodo

visto algum meio para impedir que o sinal de F.I. atinja o amplificador de vídeo. Isso é realizado muito simplesmente pelo uso de um reator (bobina de choke) colocado em série entre a saída do detetor de diodo e a entrada do amplificador de vídeo, como mostrado na Figura 7-1. Essa mesma bobina, sendo escolhida convenientemente, poderá servir para a compensação de vídeo, além de impedir que o sinal de F.I. penetre no amplificador de vídeo. Os circuitos de compensação serão discutidos em detalhe quando estudarmos o amplificador de vídeo.

No circuito do detetor de vídeo da Figura 7-1, C deve ser bastante pequeno para que a sua reatância não baixe apreciavelmente o valor efetivo da impedância de carga do diodo para a frequência mais alta de modulação e, ao mesmo tempo, deve ser suficientemente grande comparado com R, de modo a manter a carga produzida pelo valor instantâneo máximo de um ciclo de F.I. até que o próximo ciclo ocorra. O valor de C é usualmente de cerca de 10 pF. O valor de R é bastante baixo, de modo a reduzir o efeito da capacitância em paralelo nas frequências altas e dar uma resposta aproximadamente uniforme para todas as frequências de modulação. Um valor típico seria de cerca de 1 500 ohms. As válvulas dos tipos 6AL5 e 6H6 são amplamente usadas como detetoras de vídeo.

3 — IMPORTÂNCIA DA POLARIDADE DE VÍDEO

Como indicado na Figura 7-2, são possíveis dois métodos de ligação do resistor de carga do diodo. Em A, onde a placa do diodo está afastada de terra (o catodo está ligado à terra através do transformador de F.I.), a saída de vídeo aumenta no sentido negativo quando aumenta a amplitude da portadora. Em B, onde a placa está ligada à terra através do transformador de F.I., e o catodo está afastado de terra, dá-se o contrário — a saída de vídeo aumenta no sentido positivo quando aumenta a amplitude da portadora.

Lembremo-nos agora que no Sinal Padrão de Televisão da RMA, o preto numa cena é representado por alta amplitude da portadora, enquanto que o branco é representado por baixa amplitude. Com a resistência de carga do diodo ligada como em A, a tensão de saída desenvolvida através do resistor de carga do diodo tornar-se-á mais negativa ao diminuir a luminosidade na cena. Se o resistor de carga fôr ligado como em B,

Uma vez que a frequência de 26,3 MHz do sinal de F.I. de vídeo é apenas cerca de cinco vezes mais alta que as frequências de modulação de vídeo, não existe suficiente filtragem na resistência de carga e no capacitor em si, para discriminar contra o sinal de F.I. Deve então ser pre-

então a tensão de saída desenvolvida através de R tornar-se-á mais positiva ao diminuir a luminosidade na cena. Conforme foi explicado anteriormente, a polaridade do sinal de vídeo aplicado entre a grade e o catodo da válvula de imagem deve ser tal que um aumento na amplitude da portadora deve fazer com que a tela da válvula de imagem se torne mais escura, enquanto que uma redução na amplitude da portadora deve fazer com que a tela se torne mais luminosa. Se fôr usada a polaridade errada, produzir-se-á uma imagem negativa. Portanto, se a grade de controle da válvula de imagem fôr ligada do lado de placa do resistor de carga da última

amplificadora de vídeo, a tensão nesta extremidade do resistor deve se tornar menos positiva com relação à terra quando ocorre um aumento na amplitude do sinal, e mais positiva com relação à terra quando ocorre uma diminuição na amplitude do sinal. Por outro lado, se fôr ligado o catodo da válvula de imagem ao lado de placa do resistor de carga, como no caso de alguns modelos de receptores G.E., então a tensão nesta mesma extremidade do resistor deve se tornar mais positiva quando o sinal aumenta, e vice-versa.

Se portanto, o catodo da válvula de imagem fôr ligado ao resistor de carga do amplificador de vídeo, e se fôr usado apenas um estágio de amplificador de vídeo, como no receptor G.E. Modelo 801, então o detetor de vídeo deverá ser ligado com a placa do diodo afastada de terra, como indicado em (A) da Figura 7-2, a fim de produzir uma polaridade adequada do sinal de vídeo para a válvula de imagem.

Se, ao contrário, o sinal fôr aplicado à grade da válvula de imagem e o catodo fôr mantido num potencial de terra para corrente alternativa, e se fôr usado apenas um estágio amplificador de vídeo como anteriormente, o detetor de vídeo deverá ser ligado com o catodo afastado de terra, como em (B) da Figura 7-2, a fim de produzir a polaridade adequada.

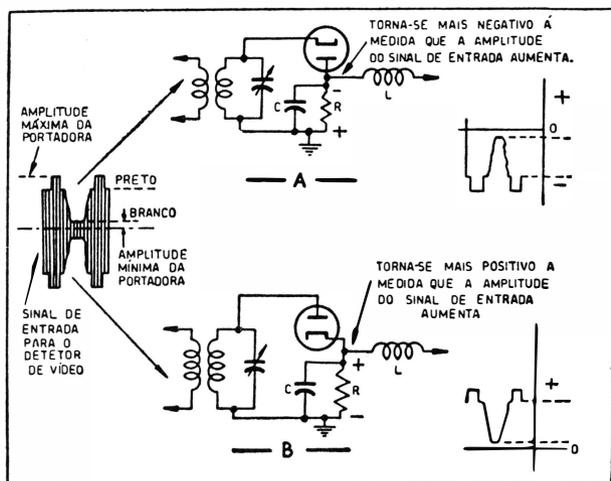


FIG. 7-2 — Ligação da carga do diodo

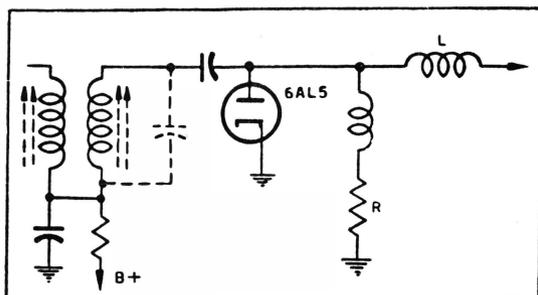


FIG. 7-3 — Circuito de diodo em paralelo

4 — DETETOR EM PARALELO

Em alguns receptores G.E., o último transformador de F.I. é projetado de modo que o primário e o secundário são formados por um enrolamento contínuo de acoplamento cerrado. Isso coloca o enrolamento secundário no potencial +B, sendo necessário então um acoplamento capacitivo do secundário do transformador de F.I. para o diodo. Uma vez que o circuito de corrente contínua não pode ser fechado através do secundário do transformador de F.I. como no caso da Figura 7-2, a carga do diodo é colocada em paralelo com o diodo como indicado na Figura 7-3, e o circuito é chamado de detetor de diodo em paralelo. Como mostrado na figura, ele produz um sinal que varia no sentido negativo através do resistor de carga R, e é acoplado ao amplificador de vídeo através do reator L de filtragem de F.I. e correção de resposta de frequência. Nesse circuito de diodo em paralelo, a capacitância entre eletrodos da válvula é suficiente para o efeito de filtragem de F.I.

5 — REQUISITOS DO AMPLIFICADOR DE VÍDEO

Para dar o ganho, a resposta linear de frequência e a boa característica de deslocamento de fase necessários para elevar o sinal detetado a uma amplitude suficiente para a operação da válvula de imagem, é empregado um amplificador compensado de um ou dois estágios acoplados a resistência e capacitância. Esse amplificador consiste, geralmente, em um só estágio de pentodo amplificador de tensão, ou de dois estágios de triodos. Deve ser observado que o amplificador de vídeo é, em geral, semelhante ao amplificador normal de áudio, salvo quanto ao uso de baixas resistências de carga de placa e reatores de compensação para elevar a resposta nas frequências altas. Outros pontos importantes são o uso de válvulas de alta transcondutância e baixas capacitâncias de entrada e de saída; também deve ser preservada ou restaurada a componente de corrente contínua que é perdida através dos dispositivos normais de acoplamento. Esses problemas serão discutidos individualmente, sob títulos separados, nas páginas que seguem.

6 — ESCOLHA DO RESISTOR DE PLACA

Um fator importante para reduzir o efeito das capacitâncias de entrada e de saída nas frequências mais altas, é o uso de resistores de placa de baixo valor. Isso é ilustrado na Figura 7-4. Em (A) está representado um só estágio de um amplificador com acoplamento RC entre estágios; estão também indicadas em linhas interrompidas a capacitância C_o de saída do estágio, a capacitância C_i de entrada do estágio seguinte, e a capacitância distribuída C_d do dispositivo de acoplamento para massa. Em (B) está representado o circuito equivalente para as frequências altas. Nas frequências altas, a reatância do capacitor de acoplamento C_c é muito pequena, e pode ser considerada como um curto-circuito para o sinal desejado, não sendo portanto representada em (B). As capacitâncias C_i , C_o e C_d ficam em paralelo e podem ser combinadas numa só capacitância resultante representada por C_s . Uma vez que normalmente R_g é uma re-

sistência de valor muito maior que R_1 , o seu efeito em paralelo é tão pequeno que pode ser desprezado a fim de simplificar a explicação que damos a seguir. Dessa maneira, o circuito a ser examinado nos parágrafos seguintes se reduz ao circuito representado em (C) na Figura 7-4. A im-

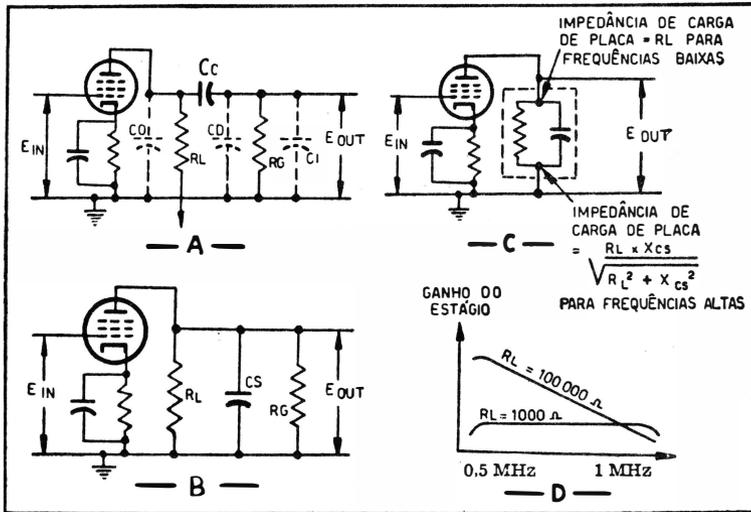


FIG. 7-4 — Amplificador com acoplamento R-C

pedância de carga de placa Z_o é então, igual à impedância de R_1 e C_s em paralelo; se a reatância capacitiva de C_o for baixa comparada com R_1 , então Z_o será consideravelmente menor do que o seria se não existisse esse efeito em paralelo da reatância capacitiva X_{cs} . Em outras palavras, para as frequências altas

$$Z_o = \frac{R_1 \times X_{cs}}{\sqrt{R_1^2 + X_{cs}^2}}$$

Para as frequências baixas, X_{cs} será muito maior do que o valor de R_1 . Ora, quando se liga em paralelo uma alta impedância com uma baixa impedância, a impedância da combinação é praticamente igual ao valor da impedância mais baixa. Sendo assim, para as frequências baixas o efeito de C_s em paralelo pode ser desprezado, e a impedância de carga Z_o fica então igual a R_1 . Se R_1 for grande comparada com o valor de X_{cs} para a frequência mais alta a ser amplificada, então o efeito de C_s em paralelo fará com que o valor de Z_o seja mais baixo para essa frequência.

O ganho de um estágio de pentodo é igual à impedância de carga, existente em seu circuito de placa, multiplicada por G_m (transcondutância ou condutância mútua) da válvula; então A (ganho do estágio) = $G_m \times Z_o$. É claro, então, que, para uma amplificação uniforme para todas as frequências, é necessário que a impedância de carga de placa Z_o se mantenha praticamente constante para essas frequências. Para realizar isso, escolhem-se usualmente válvulas que têm baixas capacitâncias entre eletrodos, a fim de manter alta a reatância em paralelo X_{cs} em comparação com R_1 . Além disso, faz-se com que o valor de R_1 seja tão pe-

queno que a sua impedância ainda fique consideravelmente menor que a impedância em paralelo X_{cs} para a frequência mais alta a ser amplificada.

Para esclarecer melhor a explicação anterior, suponhamos que a válvula da Figura 7-4 tenha um $G_m = 0,009$ ohms, que o resistor de carga seja $R_1 = 100\,000$ ohms, e que a capacitância em paralelo seja $C_s = 30$ pF. O ganho do amplificador é igual a $G_m \times Z_o$. A 100 Hz, Z_o será igual a R_1 , uma vez que a reatância do capacitor C_s de 30 pF a 100 Hz é de aproximadamente 50 megohms e pode ser desprezada. Portanto, o ganho do amplificador a 100 Hz será $G_m \times Z_o = 0,009 \times 100\,000 = 900$. A 1 MHz a reatância de C_s é de aproximadamente 5 000 ohms, e deve ser considerada na determinação do valor de Z_o . Portanto, Z_o será igual a

$$\frac{R_1 \times R_{cs}}{\sqrt{R_1^2 \times X_{cs}^2}} = \frac{100\,000 \times 5\,000}{100\,000^2 + 5\,000^2}$$

que é aproximadamente igual a 5 000 ohms. O ganho a 1 MHz será então $G_m \times Z_o = 0,009 \times 5\,000 = 45$.

No exemplo precedente, o ganho do amplificador a 100 Hz é vinte vezes maior do que 1 MHz, e, portanto, o ganho está longe de ser uniforme para todas as frequências quando é usado um valor alto de R_1 . A curva de resposta teria o aspecto da curva marcada $R_1 = 100\,000 \Omega$, na Figura 7-4-D.

Suponhamos, agora, que o valor de R_1 no exemplo precedente seja reduzido para 1 000 ohms, por exemplo. O ganho do amplificador a 100 Hz será então $G_m \times Z_o = 0,009 \times 1\,000 = 9$. O ganho do amplificador a 1 MHz será $G_m \times Z$, onde

$$Z = \frac{R_1 \times X_{cs}}{\sqrt{R_1^2 + X_{cs}^2}} = \frac{1\,000 \times 5\,000}{\sqrt{1\,000^2 + 5\,000^2}} = 980 \text{ ohms}$$

e portanto o ganho do estágio a 1 Mc/s será $= 0,009 \times 980 = 8,8$.

Pelo uso de uma resistência de carga de placa, R_1 , de baixo valor, o ganho do amplificador fica grandemente reduzido, mas a resposta de frequência de 100 Hz a 1 MHz é praticamente uniforme, como mostrado pela curva marcada $R_1 = 1\,000 \Omega$, em D da Figura 7-4, uma vez que o ganho a 100 Hz é 9, e a 1 MHz é 8,8

7 — COMPENSAÇÃO DAS FREQUÊNCIAS ALTAS

Em complemento ao uso de um resistor de carga de placa de baixo valor, a faixa dentro da qual é obtida uma resposta uniforme e o ganho do amplificador para as frequências altas podem ser consideravelmente melhorados pelo uso de compensação para as frequências altas.

Existem vários métodos usados para realizar essa compensação, um dos quais é mostrado em (A) da Figura 7-5. Neste circuito C_o é a capacitância de saída da primeira válvula, incluindo também as capacitâncias residuais para massa dos elementos do lado de placa do circuito; C_1 é a capacitância de entrada da segunda válvula incluindo também as capacitâncias residuais para massa dos elementos do lado de grade do circuito;

R_g é o resistor de estabilização do potencial de grade, devendo ser de valor muito mais alto que R_i ; R_1 é o resistor de carga de placa, e L é uma indutância usada para a compensação. Este método é conhecido pelo nome de "método de compensação das frequências altas por ressonância em paralelo", e consiste em uma pequena indutância L em série com o resistor de carga de placa R_1 . Para as frequências altas, essa indutância forma um circuito ressonante de sintonia larga (pouco seletivo) com a capacitância em paralelo C_s (daí o nome de compensação por ressonância em paralelo), como no circuito equivalente para as frequências altas mostrado em (B) da Figura 7-5; esse circuito ressonante serve para man-

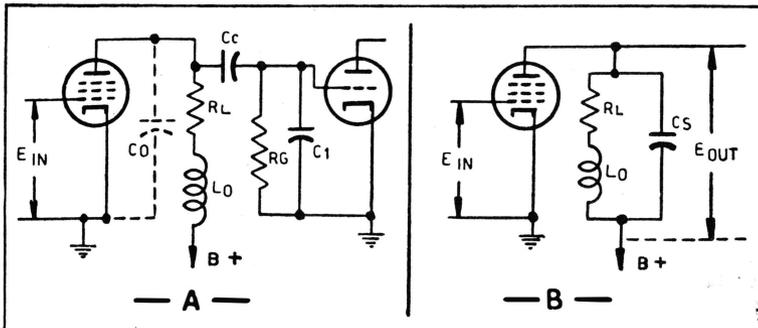


FIG. 7-5 — Compensação em paralelo

ter a impedância de carga essencialmente constante até à frequência mais alta que deve passar pelo amplificador. O valor de L é escolhido de modo que a frequência de ressonância da combinação seja um pouco mais alta do que a frequência mais alta a ser amplificada. Este método de compensação não tem, praticamente, efeito algum sobre as frequências médias e baixas, e o circuito equivalente para as frequências baixas é o mesmo que o mostrado em (B) da Figura 7-4.

O valor máximo permissível de R_1 para uma compensação uniforme depende da capacitância total em paralelo e da frequência limite superior do amplificador. Na prática, o resistor de carga de placa R_1 é usualmente de valor igual à reatância da capacitância total C_s , em paralelo, para a frequência mais alta a ser amplificada. A reatância da bobina de compensação L é usualmente de valor igual à metade dessa mesma reatância de C_s .

O ganho relativo desse tipo de acoplamento para a frequência mais alta a ser amplificada é o mesmo que para as frequências do meio da faixa, para as quais o ganho é $= G_m \times R_1$.

A Figura 7-6 representa um outro método de compensação, conhecido como compensação em série. Neste método, a indutância de compensação L_c é ligada em série com o capacitor de acoplamento C_c . Esse método dá aproximadamente 50% mais de ganho do que o método de compensação em paralelo. O ganho adicional é devido ao fato que a capacitância de saída C_o é isolada da capacitância de entrada C_i pela indutância em série L_c , com o resultado que o resistor de carga R_1 fica ligado em paralelo apenas com a capacitância C_o , e o valor de R_1 pode ser, portanto,

aumentado na proporção da redução da capacitância, aumentando assim o ganho do amplificador sem prejudicar a sua resposta para as frequências altas.

Além disso, a indutância L_c forma um circuito de sintonia larga ressonante em série com a capacitância C_i para as frequências altas, e a ten-

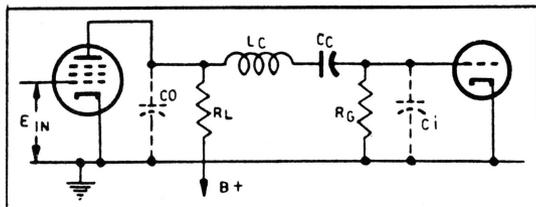


FIG. 7-6 — Compensação em série

são desenvolvida através de C_i tende a aumentar quando a frequência se aproxima do ponto de ressonância de L_c com C_i , mantendo assim o ganho constante até as frequências altas. O ponto no qual L_c e C_i entram em ressonância é um pouco mais alto em frequência do que a frequência mais alta que deve passar pelo amplificador. Para se obter o máximo de ganho com esse método, é necessário que se tenha uma relação efetiva C_i/C_0 igual a 2. O valor do resistor de carga de placa R_1 é, usualmente, 1,5 vezes maior que o valor da reatância da capacitância total em paralelo $C_i + C_0$, para a frequência mais alta que deve passar pelo amplificador.

A Figura 7-7 representa um circuito que dá aproximadamente 80% mais de ganho do que o método de compensação em paralelo; neste circuito é empregado o método de compensação por combinação série-paralelo, o qual apresenta as vantagens dos dois métodos anteriormente examinados. O resistor de carga de placa R_1 pode ser um pouco maior do que em qualquer um dos dois métodos isolados, permitindo assim um ganho maior.

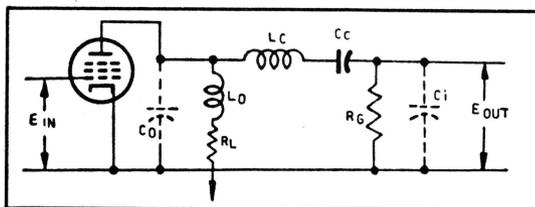


FIG. 7-7 — Compensação em série-paralelo

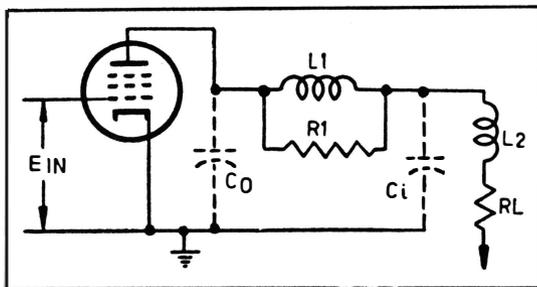


FIG. 7-8 — Circuito de compensação para as altas frequências (G.E. Modelo 802)

O sinal de vídeo que é aplicado à válvula de imagem, é tirado do ponto de ligação entre L_1 e L_2 . Dêsse modo, o efeito de carga da capacitância de entrada é menor do que se o sinal fôsse tirado da ex-

A Figura 7-8 mostra um circuito de compensação de vídeo de alto ganho, empregando uma combinação dos métodos de compensação em série e paralelo, do tipo usado no receptor de televisão G.E. Modelo 802. Neste circuito, C_i e L_2 formam um circuito ressonante em paralelo, enquanto que C_0 e L_1 formam um circuito ressonante em série. R_1 alarga a sintonia do

remidade da bobina de compensação em série, como na Figura 7-7. Os valores de L , C e R empregados num circuito típico são os seguintes:

$$C_o = 9,5 \text{ pF} = \text{capacitância de saída da válvula} + \text{capacitâncias residuais.}$$

$$C_i = 19 \text{ pF} = \text{capacitância de entrada da válvula de imagem ou válvula seguinte} + \text{capacitâncias residuais.}$$

$$L_1 = 270 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_2 = 165 \text{ } \mu\text{H}$$

$$R_1 = 20\,000 \text{ ohms}$$

$$R = 3\,500 \text{ ohms}$$

8 — RESPOSTA PARA AS FREQUÊNCIAS BAIXAS

Para manter a iluminação de fundo com os valores reais de luz e sombra por um período apreciável de tempo, é necessário que o amplificador tenha uma boa resposta para as frequências baixas e, também, que restaure a componente de corrente contínua do sinal de vídeo antes de sua aplicação à válvula de imagem. Estudaremos aqui apenas os problemas relativos à obtenção de uma boa resposta para frequências baixas, deixando o estudo da componente de corrente contínua para mais tarde.

A resposta para as frequências baixas do amplificador de vídeo se estende a frequências muito mais baixas do que as normalmente exigidas para o projeto de um amplificador de áudio, a frequência limite inferior sendo de aproximadamente 6 hertz. Uma vez que é usado o acoplamento capacitivo na maioria dos amplificadores de vídeo, a escolha dos valores do capacitor de acoplamento e do resistor de grade determinarão a qualidade da resposta de frequências baixas.

Nas frequências baixas, a reatância do capacitor de acoplamento é apreciável comparada com o valor do resistor de grade, de modo que parte do sinal de vídeo é perdida no capacitor, produzindo uma redução na resposta para as frequências baixas.

Como indicado na Figura 7-9, o capacitor de acoplamento C_c e o resistor de grade R_g formam um divisor de tensão; à medida que a frequência diminui, a reatância de C_c aumenta, com o resultado que uma parte menor da tensão de sinal desenvolvida através do resistor de carga de placa R_c vai aparecer através de R_g , isto é, entre

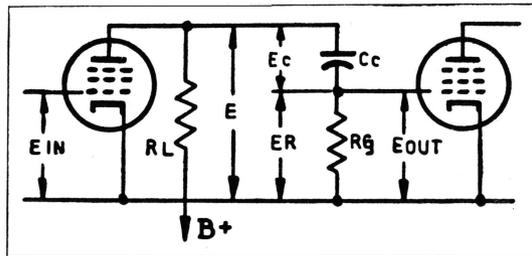


FIG. 7-9 — Capacitor de acoplamento num amplificador RC

entre a grade e o catodo da válvula seguinte. A reatância do capacitor de acoplamento pode ser reduzida aumentando o capacitor e reduzindo, assim, a perda da tensão de sinal através do capacitor de acoplamento; entretanto, o aumento do capacitor de acoplamento é limitado na prática a

um valor de cerca de $0,1 \mu\text{F}$, porque o aumento do tamanho físico do capacitor aumenta a sua capacitância residual para terra, afetando, assim, a resposta para as frequências altas. O valor do resistor de grade R_g pode ser aumentado de modo que ele se torne muito grande comparado com a reatância do capacitor para as frequências baixas, a fim de que apareça através de R_g uma porcentagem maior da tensão de sinal aplicada à combinação em série $C_c R_g$. Entretanto, R_g é limitado em valor resistivo pelo máximo estabelecido pelo fabricante da válvula (cuja grade está ligada a R_g), do contrário poderá resultar um funcionamento instável da mesma.

Além do emprêgo dos maiores valores possíveis, na prática, para o capacitor de acoplamento e para o resistor de grade, devem ser tomadas outras precauções a fim de que a resposta para as frequências baixas não seja prejudicada. Uma das causas de má resposta para as frequências baixas pode ser o emprêgo de autopolarização por resistor de catodo num dos estágios do amplificador de vídeo.

As tensões de sinal que aparecem através desse resistor de catodo devem ser eliminadas a fim de não produzirem uma redução no ganho devida à degeneração (realimentação negativa). A fim de estabelecer uma passagem satisfatória para as correntes de sinal do catodo para a terra, a reatância do capacitor de passagem deverá ser muito baixa, comparada com o valor do resistor de catodo que lhe fica em paralelo. O valor desse capacitor deverá, portanto, ser muito grande para evitar que haja degeneração para as frequências mais baixas. Uma vez que o capacitor de passagem é usualmente feito de valor tão grande que sua reatância seja menor do que um décimo do valor do resistor de catodo para a frequência mais baixa que deve passar pelo amplificador, resulta que, na prática, o seu valor pode se tornar bem maior do que mil microfarads. Mesmo quando é usado um capacitor de valor muito elevado, existe uma certa parcela de degeneração para as frequências baixas. Esse efeito pode ser eliminado pela obtenção da polarização de grade por outros processos, como por exemplo pela retificação de grade.

A redução no ganho para as frequências baixas pode, também, ser causada pela impedância no circuito da grade de blindagem (*screen-grid*). Usualmente, a tensão dessa grade é obtida através de um resistor em série, para provocar uma queda de tensão; a grade de blindagem é ligada ao catodo por um capacitor de passagem. Para as frequências baixas, a reatância do capacitor de passagem aumenta de modo que ele não funciona mais como uma passagem franca para as correntes de sinal, permitindo assim que apareçam tensões de sinal entre a grade de blindagem e o catodo, as quais reduzem o ganho do amplificador. Entretanto, isso pode ser compensado pela escolha adequada do capacitor de passagem com relação à resistência dinâmica entre a grade de blindagem e o catodo da válvula.

9 — DISTORÇÃO DE FASE

Um ponto importante no caso dos amplificadores de vídeo, que não tem praticamente importância nos amplificadores comuns de som, é o deslocamento de fase. Nas frequências baixas, o deslocamento de fase é produzido pelo capacitor de acoplamento C_c em conjunto com o resistor

e grade R_g , pela impedância de catodo, quando é usada autopolarização e catodo, e pela impedância de catodo da grade de blindagem. Nas frequências altas, o deslocamento de fase é introduzido pelas capacitâncias esiduais do circuito.

Quando um amplificador não tem distorção de fase, ou retardamento, os sinais de tôdas as frequências passam através dêle com a mesma velocidade. Sendo assim, se duas componentes de modulação, uma de 1 000 hertz e outra de 1,0 megahertz, forem transmitidas numa posição relativa tal que, num dado momento, os seus máximos de amplitude estejam separados por um decimo de microssegundo, por exemplo, então, depois de passar através do amplificador de vídeo do receptor, elas manterão ainda a mesma posição relativa, atingindo os seus máximos de amplitude com a mesma separação de um décimo de microssegundo, ao serem aplicadas à grade de contrôle da válvula de imagem, desde que não haja distorção de fase no amplificador de vídeo do receptor. Essa condição é muito importante. Entretanto, se existir distorção de fase no amplificador, então, apesar das componentes atingirem seus máximos de amplitude com uma separação de um décimo de microssegundo ao serem transmitidas, elas não estarão mais nessa posição relativa ao serem aplicadas à grade da válvula de imagem, porque uma das componentes levará mais tempo do que a outra para passar através do amplificador de vídeo.

Havendo distorção de fase no amplificador de vídeo, a imagem na tela não poderá ficar nítida, aparecendo borrada, uma vez que as separações entre os máximos de amplitude das diversas componentes de modulação não serão mais as mesmas que as transmitidas, pois as suas posições relativas terão sido deslocadas de quantidades diferentes, correspondentes aos diferentes retardos ou deslocamentos de fase introduzidos pelo amplificador. Além da distorção introduzida na imagem, os deslocamentos de fase no amplificador de vídeo alteram a forma de onda dos impulsos de sincronismo que têm a forma retangular e consistem em uma frequência fundamental mais um grande número de harmônicos dessa frequência. A fim de amplificar satisfatoriamente uma forma de onda quadrada ou retangular, as amplitudes máximas da fundamental e de todos os harmônicos, devem ocorrer simultaneamente na saída do amplificador. Entretanto, se houver distorção de fase, haverá um retardo entre a fundamental e seus harmônicos de ordem mais elevada, e eles não atingirão as suas amplitudes máximas no mesmo instante. Isso faz com que os bordos laterais dos impulsos retangulares se tornem arredondados, e pode resultar em má sincronização dos geradores de varredura.

Como já foi mencionado anteriormente, o deslocamento de fase nas frequências baixas é introduzido pelo capacitor de acoplamento em conjunto com o resistor de grade, fazendo com que as frequências altas fiquem atrasadas em relação às frequências baixas. Voltando à Figura 7-9, vemos que o capacitor de acoplamento C_c e o resistor de grade R_g formam um divisor de tensão através do qual é aplicada a tensão de sinal. Nas frequências altas a reatância de C_c é tão pequena que pode ser desprezada e o circuito de C_c e R_g em série, se torna predominantemente resistivo. Nestas condições, a corrente através desse circuito estará em fase com a tensão de sinal que lhe é aplicada e, portanto, a tensão desenvolvida na grade pela queda de tensão RI através de R_g estará em fase com

a tensão de sinal aplicada através de C_c e R_c em série. Entretanto, nas frequências baixas a reatância do capacitor de acoplamento se torna apreciável comparada com o resistor de grade, e o circuito dos dois em série se torna reativo. Devido à reatância capacitiva do circuito, a corrente através da combinação C_c , R_g ficará avançada em relação à tensão de sinal que lhe é aplicada. Sendo assim, a tensão desenvolvida na grade pela queda de tensão RI através de R_g ficará avançada em relação à tensão aplicada através de C_c e R_g em série. Portanto as frequências altas ficarão atrasadas em relação às frequências baixas devido à distorção de fase introduzida pela combinação do capacitor de acoplamento C_c com o resistor de grade R_g . Vemos, assim, que novamente, a escolha do capacitor de acoplamento é importante para a perfeição do funcionamento do receptor.

Um amplificador ideal deveria ter um deslocamento de fase ou retardo nulo, porém isso não é possível na prática. Se o retardo for uniforme para todas as frequências, então o efeito do deslocamento de fase não será prejudicial. Por exemplo, se um sinal de 1 MHz for deslocado em fase de 90° , o retardo será de um quarto de microssegundo. Da mesma forma resultaria um retardo de um quarto de microssegundo se um sinal de 100 kHz fosse deslocado em fase de 9° . Se o deslocamento de fase for proporcional à frequência, resultará um retardo uniforme para todas as componentes do sinal de imagem e a reprodução da imagem será perfeita.

Afortunadamente, quando os circuitos de vídeo são compensados para uma resposta de frequência uniforme, o retardo resultante é essencialmente uniforme dentro de toda a faixa de frequência de vídeo.

10 — COMPONENTE DE CORRENTE CONTÍNUA

O sinal de imagem aplicado entre a grade e o catodo da válvula de imagem deve conter a componente de corrente contínua do sinal primitivo. Devemos lembrar-nos que o sinal de imagem composto que modula a onda portadora é uma tensão pulsativa que varia numa só direção a partir de um nível de referência de corrente contínua, o qual estabelece o nível máximo ou tensão dos impulsos de sincronismo e, independentemente do caráter da informação correspondente à imagem que está sendo transmitida (seja ela toda branca, toda preta, ou qualquer outra combinação), os impulsos de sincronismo voltam sempre a esse nível de referência de corrente contínua. Esse nível é estabelecido no transmissor e é mantido constante durante a transmissão.

As variações de tensão entre máximo e mínimo, que podem ser representadas por uma forma de onda de corrente alternativa de vídeo, contêm apenas as variações instantâneas da iluminação da tela e não contêm o valor médio da iluminação média ou iluminação de fundo. A fim de obter a condição em que os impulsos de sincronismo e os elementos pretos da imagem atingem sempre os mesmos níveis de tensão, independentemente da informação correspondente à imagem, é necessário que seja removido o efeito do eixo de inversão do sinal de corrente alternativa, e que o sinal seja deslocado de uma determinada quantidade abaixo de um nível de referência denominado "nível de corrente contínua", estabelecido no transmissor. Por exemplo, na Figura 7-10, (A) representa as

variações do sinal de imagem para uma linha de uma cena que apresenta um campo branco cortado por uma barra vertical preta, ao passo que (B) representa a condição inversa de uma cena que apresenta um campo preto cortado por uma barra vertical branca. Notar-se-á que em ambos os casos os topos dos impulsos de sincronismo coincidem com o nível de corrente contínua estabelecido no transmissor. Tomando-se (A) e (B) e colocando-se-os sobre o mesmo eixo de corrente alternativa, como indicado em (C), notar-se-á que a altura dos impulsos de sincronismo, bem assim como o nível de preto acima do eixo de corrente alternativa, não são os mesmos para os dois casos, mas variam de acordo com a quantidade média de branco contida na cena que está sendo televisada. Essa variação dos níveis de referência para os sinais de sincronismo e para o nível de preto, pode ser produzida pela passagem do sinal de vídeo através de um dispositivo de acoplamento capacitivo, do tipo comumente usado nos amplificadores de vídeo, quando não é usado qualquer dispositivo para restaurar o nível de corrente contínua. Tal condição daria causa a uma reprodução falsa da imagem, na qual os valores verdadeiros da iluminação de fundo não poderiam ser reproduzidos. Isso pode ser ilustrado pela Figura 7-11, a qual mostra a relação entre a luz emitida pela tela e a amplitude do sinal de vídeo quando o mesmo é aplicado à válvula de imagem através de um capacitor de acoplamento, de modo a causar a perda da componente de corrente contínua.

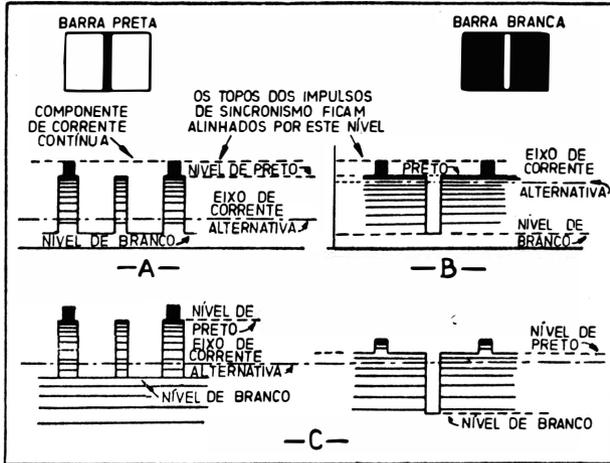


FIG. 7-10 — Componente de corrente contínua

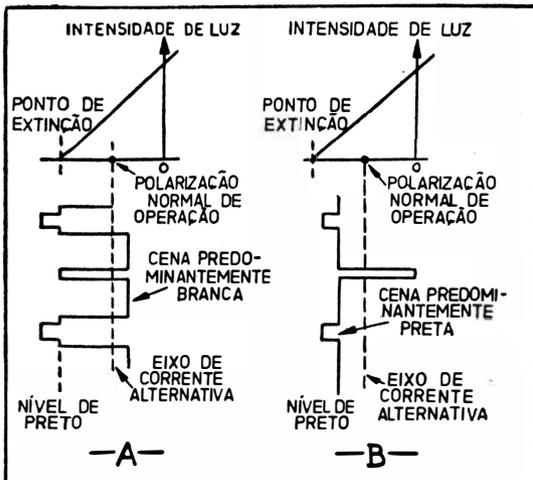


FIG. 7-11 — Componente de corrente contínua e intensidade de luz

te branca, e para a qual o Contrôles de Luminosidade do receptor foi ajustado para dar uma graduação adequada entre o preto e o branco. Quando

a cena é súbitamente mudada para outra que é predominantemente preta, o deslocamento do eixo de corrente alternativa faz com que o sinal de vídeo mude a iluminação da válvula de imagem, como mostrado em (B). Essa condição não permite que o nível de preto atinja o ponto de extinção da válvula de imagem com o resultado que o preto será reproduzido como cinza. De modo semelhante, se o receptor fôr ajustado quando a cena fôr predominantemente preta, então os cinzas serão reproduzidos como pretos quando a cena passar a ser predominantemente branca. Fica assim estabelecida a necessidade de "amarrar" o nível de preto a uma base comum independentemente do caráter do sinal de imagem.

Uma vez que as seções de R.F. e F.I. do receptor não alteram a envolvente de modulação, a componente de corrente contínua obtida após a detecção corresponde exatamente à que foi enviada pelo transmissor. Entretanto, os dispositivos de acoplamento introduzidos no circuito depois da detecção causam a perda da componente de corrente contínua. Parece, assim, que não se pode usar o amplificador comum de acoplamento para corrente alternativa. Felizmente, porém, existe um processo por meio do qual a componente de corrente contínua pode ser efetivamente restaurada pelo emprêgo de um retificador detetor de máximos de amplitude, se o mesmo fôr ligado no circuito depois do último capacitor de acoplamento.

A restauração da componente de corrente contínua pode ser exemplificada pelo uso de uma onda senoidal simples, como indicado na Figura 7-12. Em (A) está indicada uma onda senoidal com um valor má-

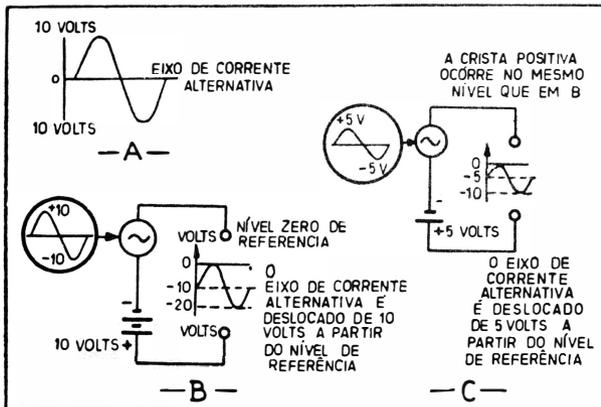


FIG. 7-12 — Restauração de corrente contínua com onda senoidal

ximo de tensão de 10 volts para cada lado do eixo, a qual pode representar o sinal aplicado à grade de uma válvula acoplada capacitivamente ao detetor que a precede. No detetor, essa onda senoidal estaria inteiramente de um dos lados do eixo de tensões nulas. Suponhamos, agora, que se introduza um potencial de corrente contínua de 10 volts e com a polaridade indicada, em série com a onda senoidal, como mos-

trado em (B) da Figura 7-12. A onda senoidal variará, agora, somente na região negativa, abaixo de um nível de referência de zero volts, com a crista positiva da onda senoidal atingindo esse nível de referência, como mostrado pela curva da direita de (B). A tensão contínua aplicada em série com a onda senoidal é denominada a sua componente de corrente contínua e é igual ao valor máximo da onda senoidal acima do seu eixo de corrente alternativa. Consideremos, agora, outra onda senoidal que tem apenas 5 volts de valor máximo acima e abaixo do seu eixo de corrente contínua, e com a qual nós desejamos fazer com que as cristas positivas atinjam o mesmo nível de referência já usado no caso da onda

senoidal de 10 volts máximos. Isso pode ser obtido pela inserção de um novo potencial de corrente contínua em série com a onda senoidal de 55 volts, como mostrado em (C) da Figura 7-12. Neste caso, a componente de corrente contínua é de apenas 5 volts e desloca o eixo da onda senoidal apenas o suficiente para permitir que as cristas positivas atinjam o zero de referência. Dessa maneira, pela combinação da componente de corrente alternativa de um sinal com uma componente de corrente contínua de valor adequado, as cristas positivas podem ser ajustadas num certo nível de referência independentemente da amplitude da componente de corrente contínua. O nível de referência para o qual as cristas positivas são ajustadas não precisa ser necessariamente zero volt, como nos exemplos anteriores, mas pode ser qualquer valor (positivo ou negativo). Isso é exatamente o que deve ser feito com a forma de onda do sinal de vídeo de modo a fazer com que os topos dos impulsos de sincronismo fiquem todos alinhados pelo mesmo eixo de referência.

Em vez de empregar uma bateria para restaurar a componente de corrente contínua, como indicado na Figura 7-12, usa-se, no receptor de televisão, um diodo ligado como retificador detetor de máximos de amplitude em lugar da bateria. Com referência novamente à Figura 7-12, pode-se ver que quando se acrescenta ao sinal de corrente alternativa uma componente de corrente contínua, cujo valor é exatamente igual à amplitude das cristas dos sinais de sincronismo com relação ao eixo de corrente alternativa, o efeito da componente de corrente contínua primitiva é restaurado e os topos de todos os impulsos de sincronismo atingirão o mesmo nível de tensão. Em consequência, uma vez que as cristas dos impulsos de sincronismo guardam uma relação fixa com a amplitude do nível de preto (nível do impulso apagador), independentemente da posição em que fica o eixo de corrente alternativa, é evidente que se os topos dos impulsos de sincronismo ficarem alinhados num nível comum para todos, então os níveis de preto de cada linha também ficarão automaticamente alinhados num nível comum de preto.

A Figura 7-13 mostra o estágio de saída de um amplificador de vídeo no qual a restauração da componente de corrente contínua se processa no circuito de grade da válvula de saída. Este é um processo popular de conseguir a restauração de corrente contínua, uma vez que não é necessário um diodo especialmente para esse fim. Os requisitos para a operação normal deste circuito são que as cristas dos impulsos de sincronismo estejam voltadas para o sentido positivo das tensões na grade onde se processa a restauração, e que a placa da última amplificadora de vídeo seja diretamente ligada ao eletrodo correspondente da válvula de imagem, não sendo usado capacitor de acoplamento. Este último requisito torna necessária a operação do catodo e da grade de controle da válvula de imagem com potencial positivo elevado com relação à terra.

O estágio de saída está representado funcionando sem qualquer polarização negativa além da que é fornecida pela retificação do sinal na grade. Com a aplicação da forma de onda representada na Figura 7-13(A), a grade da válvula de saída torna-se condutora e deixa passar corrente quando o valor instantâneo da mencionada onda da tensão aplicada está acima do eixo de corrente alternativa. Isso faz com que o lado de grade do capacitor de acoplamento fique carregado negativamente com um va-

lor igual à amplitude máxima da tensão do tópo do impulso de sincronismo em relação ao eixo de corrente alternativa. A tensão alternativa, ao ser superposta a essa polarização negativa assim formada, fica com o seu eixo de corrente alternativa deslocado para baixo do nível de referência de corrente contínua, como mostrado em (B) da Figura 7-13. Independentemente da forma do sinal de imagem, a retificação do sinal do circuito de

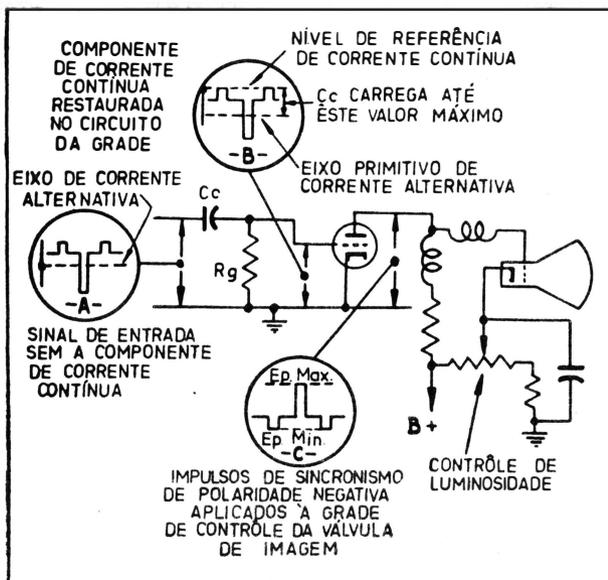


FIG. 7-13 — Estágio de saída do amplificador de vídeo

C_c se descarregue demasiadamente quando o sinal está no seu valor mais negativo. Em geral, a constante de tempo deve ser suficientemente longa para manter substancialmente constante a polarização negativa durante os intervalos correspondentes ao sinal de imagem entre os impulsos de sincronismo de linha, mas, ao mesmo tempo, deve ser suficientemente curta para permitir que a polarização negativa acompanhe as variações da luminosidade média da imagem.

A grade da válvula de imagem é ligada diretamente à placa da válvula amplificadora de vídeo, a fim de que a componente de corrente contínua que foi restaurada no circuito de grade da mencionada amplificadora de vídeo não seja perdida novamente; a polarização negativa para a grade da válvula de imagem é obtida pela ligação do catodo da mesma a um ponto de potencial mais elevado do que o da grade, como indicado na Figura 7-13.

Notar-se-á na descrição precedente que a corrente de grade circula durante as cristas dos impulsos de sincronismo, mantendo-os assim aproximadamente no ponto de polarização nula de grade, independentemente da posição do eixo de corrente alternativa. Em consequência disso, o nível de preto, o qual fica sempre abaixo do tópo dos impulsos de sincronismo e distante destes de uma quantidade constante, ocorre novamente no mesmo nível relativo que no detetor de vídeo, antes de ser perdida a

grade faz com que todos os sinais aplicados à mesma fiquem corretamente alinhados de modo que os seus valores máximos representados pelos topos dos impulsos de sincronismo atinjam sempre o mesmo nível comum. Esta era a condição existente ao ser detetado o sinal, isto é, antes de ser removida a componente de corrente contínua.

Os valores do capacitor de acoplamento C_c e do resistor de grade R_g , na Figura 7-13, são um tanto críticos no fato de que a combinação de R e C não deve ser tal que permita que o capacitor

componente de corrente contínua. O sinal que aparece no circuito de placa será invertido em fase, sendo as cristas dos impulsos de sincronismo a parte mais negativa do sinal, como indicado na Figura 7-13 (C). O controle de luminosidade é ajustado de modo que a polarização negativa da válvula de imagem seja tal que o nível de preto do sinal produza exatamente a extinção do ponto luminoso. O efeito sobre a intensidade da luz emitida pela válvula de imagem está representado na Figura 7-14. Com os níveis de preto fixados a um eixo comum, cada cena terá as correspondentes gradações de luminosidade fielmente reproduzidas.

Outro método comumente usado para restaurar a componente de corrente contínua, consiste em ligar um diodo como detetor de máximos de amplitude no circuito de grade ou no de catodo da válvula de imagem, dependendo do elemento ao qual o sinal de vídeo é aplicado. Na Figura 7-15 está representado um amplificador de vídeo de um só estágio, que dá um sinal de saída no sentido positivo. Com essa polaridade é necessário aplicar o sinal de vídeo ao catodo. Uma vez que é usado um capacitor de acoplamento

C_c entre o estágio de saída de vídeo e a válvula de imagem, a componente de corrente contínua é perdida e precisa ser restaurada. Pela ligação de um diodo como indicado, de modo que ele funcione como um detetor de máximos de amplitude para todos os sinais acima do eixo de corrente alternativa, como representado na Figura 7-15 (A), os topos dos impulsos de sincronismo ficam todos nivelados pelo mesmo eixo comum, reproduzindo-se assim a situação existente na saída do detetor de vídeo.

O ponto de operação da válvula de imagem é estabelecido pelo ajuste do controle de luminosidade. Qualquer valor da tensão de sinal que esteja acima do eixo de corrente alternativa, como mostrado na Figura 7-15 (A), fará com que o diodo se torne condutor (a placa ficando mais positiva do que o catodo) estabelecendo assim uma tensão através de R_g , a qual é equivalente à diferença de tensões entre o eixo de corrente alternativa e as cristas dos impulsos de sincronismo, como indicado na Figura 7-15 (B). Essa tensão através de R_g é de tal sentido que deve ser subtraída da tensão originalmente aplicada a extremidade do lado do catodo desse resistor, a fim de se obter a tensão que realmente aparece no catodo da válvula de imagem e que será como indicada na Figura 7-15 (B), em vez da indicada na Figura 7-15(A), a qual corresponde ao caso em que não existe a restauração de corrente contínua. Se se tomasse como outro exemplo um sinal de vídeo que fosse predominantemente branco, o diodo retificaria o sinal e carregaria C_c até o valor máximo representado

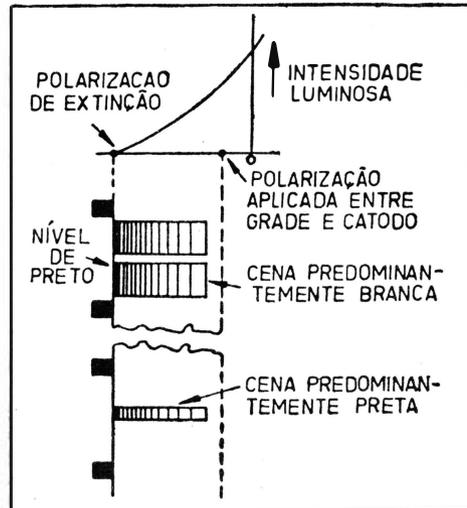


FIG. 7-14 — Intensidade luminosa e nível de preto

por "X" na Figura 7-15 (C), fazendo com que o sinal de vídeo descesse para ficar com os topos dos impulsos de sincronismo no mesmo nível que em (B), como na Figura 7-15 (D). Em comparação, nas Figuras 7-15 (A) e (C), as quais representam os mesmos sinais de vídeo sem a restauração de corrente contínua, poder-se-á observar que os topos dos impulsos de sincronismo não estão no mesmo nível nas duas figuras.

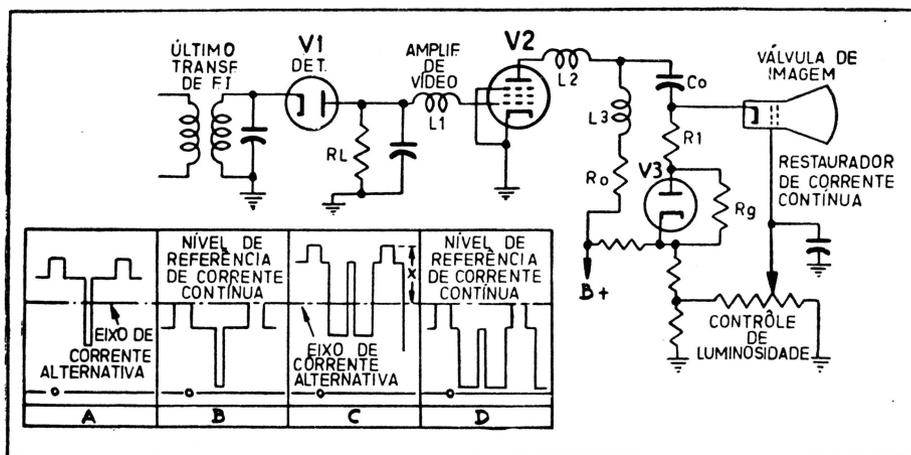


FIG. 7-15 — Estágio de saída do amplificador de vídeo e impulsos de sincronismo

Se o sinal de vídeo fôsse aplicado à grade da válvula de imagem, em vez de o ser ao seu cátodo, o sinal deveria ter a polaridade inversa. Nesse caso, as ligações do diodo também teriam de ser invertidas.

O resistor R_1 não toma parte na operação própria dita do restaurador de corrente contínua; ele é usado para isolar o diodo do circuito do cátodo da válvula de imagem, a fim de que a capacitância própria do diodo não venha a prejudicar a resposta de alta frequência do circuito de saída de vídeo.

11 — CIRCUITOS TÍPICOS

A Figura 7-15 mostra um circuito típico de um detector de vídeo seguido por um amplificador de vídeo de um só estágio. Uma vez que é usado um capacitor de acoplamento C_c no circuito de placa da válvula amplificadora V_2 , é necessária a ligação de um diodo V_3 no circuito do cátodo da válvula de imagem a fim de restaurar a componente de corrente contínua. O funcionamento do restaurador foi descrito nos parágrafos precedentes.

Pelo uso de uma válvula pentodo de G_m elevado, torna-se necessário apenas um único estágio de amplificação de vídeo para dar o ganho desejado para o sinal de vídeo.

O detector de vídeo é constituído por um diodo ligado em série, com a placa ligada acima de massa. O sinal demodulado que aparece através da resistência de carga R_1 do diodo, é de polaridade negativa (impulsos de sincronismo negativos). Esse sinal é transferido diretamente para a

grade do amplificador de vídeo V_3 , passando através de L_1 , que serve para impedir que o sinal de F.I. de vídeo atinja o amplificador de vídeo e, também, age como uma bobina de compensação em série para melhorar a resposta nas frequências altas.

Uma vez que o sinal de vídeo resultante na placa da válvula amplificadora de vídeo é de polaridade positiva, como mostrado na Figura 7-15 (A), essa válvula de saída é acoplada ao catodo da válvula de imagem através do capacitor C_c . O efeito é o mesmo que o de um sinal de vídeo de polaridade oposta aplicado ao circuito de grade da válvula de imagem. A compensação de alta frequência no circuito de placa de V_2 é obtida pelo emprêgo de reatores em série e em paralelo. O reator L_3 , combinado com a capacitância entre grade e catodo da válvula de imagem, funciona como uma compensação em paralelo, enquanto que L_2 e a capacitância residual de saída de V_2 dão uma compensação em série.

O controle de luminosidade simplesmente muda o potencial positivo aplicado à grade. Enquanto esse potencial for menor do que a tensão positiva aplicada ao circuito de catodo através das componentes do circuito restaurador de corrente contínua, a válvula de imagem estará operando com a conveniente polarização negativa.

Na Figura 7-16 está representado um amplificador de vídeo de dois estágios de triodos em cascata, o qual amplifica o sinal detetado por um

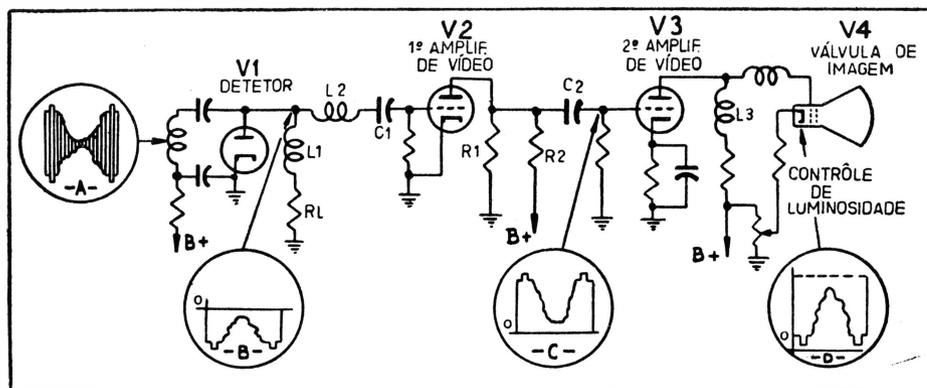


FIG. 7-16 — Detetor e amplificador de vídeo

diodo ligado em paralelo com o sinal para terra. Na figura estão indicadas formas de onda em vários pontos do circuito. O sinal que aparece através da resistência de carga R_1 do detetor é de polaridade negativa, como indicado em (B). L_1 é um reator de compensação em paralelo, usado para compensar o efeito da capacitância do diodo e respectivo circuito. L_2 é um reator de compensação em série usado para acoplar V_1 com V_2 e, também, para impedir que a componente de F.I. de vídeo possa passar através do circuito de acoplamento e penetrar no amplificador de vídeo. V_2 é um estágio amplificador e limitador. O potencial de placa de V_2 é reduzido a um valor relativamente baixo pela ligação de seu resistor de carga R_1 para terra, e aplicando a tensão de placa $+B$ através de R_2 . O circuito de grade de V_3 , no qual a polaridade do sinal é positiva, é usado

para restaurar a componente de corrente contínua perdida pela passagem do sinal através dos capacitores de acoplamento C_1 e C_2 . A operação desse circuito restaurador já foi descrita anteriormente na seção 10.

Em consequência da restauração da componente de corrente contínua no circuito de grade de V_3 , a placa dessa válvula é ligada diretamente à grade da válvula de imagem, através do reator de compensação em série L_1 . Com a aplicação da tensão positiva de placa de V_3 no circuito de grade da válvula de imagem V_4 , o catodo desta última também tem que ser elevado a uma tensão positiva, a fim de garantir uma polarização negativa de grade adequada para V_4 . A tensão positiva de catodo, que estabelece a polarização negativa de grade, é controlada pelo Contrôlo de Luminosidade, o qual está ligado no circuito de catodo V_4 .

Na prática, um triodo tem normalmente uma capacitância de entrada maior do que a de um pentodo. Entretanto, usando-se as válvulas duplo-triodo miniatura dos tipos 6AU6 ou 12AU6, as suas capacitâncias de entrada e de saída são muito menores do que as dos atuais pentodos do tipo de alto G_m , como o tipo 6AC7, o qual é usado na Figura 7-15. Sendo assim, a compensação necessária para as frequências altas não é tão grande como no caso do pentodo.

CAPÍTULO VIII

Geradores de Varredura

1 — INTRODUÇÃO

Para que seja reproduzida a cena original televisada pelo transmissor é imprescindível que o ponto luminoso na válvula de televisão reproduza exatamente o mesmo percurso seguido pelo ponto luminoso utilizado para explorar o mosaico da válvula da câmara. Conforme foi explicado, o movimento do ponto luminoso da válvula da câmara é produzido pela resultante de duas ondas de dente de serra que atuam simultaneamente sobre o feixe de elétrons; uma, que faz o ponto se mover através da cena com a velocidade uniforme de 15 750 vezes por segundo e a outra, que o faz se mover para baixo com a velocidade uniforme de 60 vezes por segundo. No receptor, é necessário que sejam geradas ondas de dente de serra que tenham exatamente a mesma regulação e a mesma frequência de repetição que as utilizadas na válvula da câmara.

2 — OSCILADORES DE DENTE DE SERRA

A maioria dos osciladores de dente de serra ou geradores de varredura, para produzir a onda, depende fundamentalmente da carga e da descarga de um capacitor, havendo inúmeras variações de circuitos para carregar e descarregar o capacitor. Quando um capacitor e um resistor são ligados em série com uma fonte de potencial, como está mostrado na Figura 8-1, a tensão no capacitor varia com o tempo, conforme está indicado. Observar-se-á que o ciclo de carga ou do crescimento da tensão no capacitor não é linear, crescendo de um valor zero até um valor máximo segundo uma curva exponencial. O tempo necessário para o capacitor se carregar até o valor máximo depende da constante de tempo da combinação resistor-capacitor. Quanto maior for o valor do resistor em série, maior será o tempo requerido para o capacitor se carregar totalmente, pois que o resistor está em série com o capacitor e, por conseguinte, limita a intensidade da corrente. Semelhantemente, quanto maior o capacitor, maior será o tempo requerido para que fique inteiramente carregado. Mas, se S_1 for aberta e S_2 , fechada, o capacitor se descarregará em tempo muito menor que o requerido para a carga, como está indicado pela parte da curva b-c, porque o resistor em série não está mais no circuito para limitar a intensidade da corrente. Observar-se-á que o trecho da curva de carga correspondente aos primeiros 10% é bastante linear, sendo apropriado para a utilização como parte de uma onda de dente de serra.

O crescimento gradual da tensão, do ponto "a" ao ponto "b", representa a parte da onda de dente de serra correspondente ao traço, enquanto que a queda brusca do ponto "b" ao "c" representa a parte de retorno do traço. Para que a reprodução da figura seja boa é necessário que a parte do traço da onda de dente de serra seja linear, do contrário a imagem

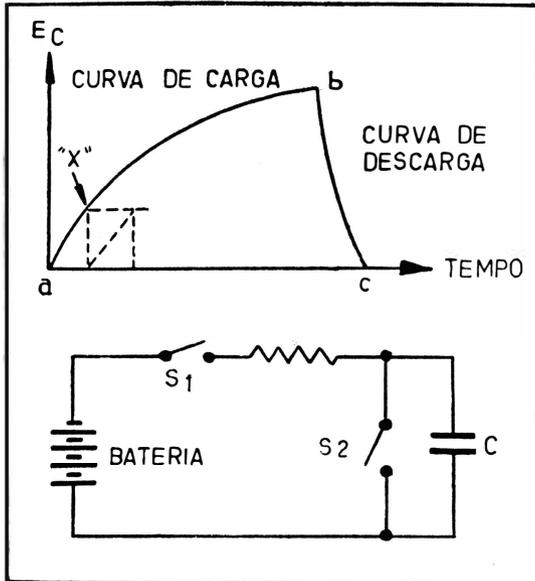


FIG. 8-1 — Carga e descarga de um capacitor

ficará comprimida num ponto, esticada em outro e, em geral, aparecerá muito distorcida. Entretanto, mediante um dispositivo de comutação adequado, que descarregue bruscamente o capacitor no ponto "x", antes que tenha tempo de se carregar completamente, podemos utilizar a porção linear do ciclo de carga do capacitor e produzir uma forma de onda de dente de serra, cuja frequência depende do número de vezes por segundo que o capacitor é carregado até o ponto "x" e, em seguida, descarregado. Como o capacitor é carregado apenas a cerca de 10% da carga máxima, a fim de poder ser utilizada a porção linear da curva de carga, a amplitude da onda de dente de serra assim produzida será pequena, sendo portanto amplificada, antes de ser aplicada aos circuitos de deflexão da válvula de televisão, como será explicado no capítulo seguinte.

Um oscilador de dente de serra ou gerador de varredura é simplesmente um circuito que permite a carga do capacitor durante um breve intervalo de tempo ao longo da porção linear da curva, descarregando-o bruscamente em seguida. Esse ciclo é constantemente repetido de modo a produzir ondas de dente de serra sucessivas na frequência correta. Como não seria praticável o emprego de chaves comuns para carregar e descarregar o capacitor, nas realizações práticas dos osciladores de dente de serra a comutação é efetuada eletronicamente por uma válvula a gás ou a vácuo.

Há três tipos gerais de osciladores de dente de serra:

- a) O oscilador de válvula a gás;
- b) O multivibrador;
- c) O oscilador de bloqueio.

Os geradores de varredura empregados nos receptores de televisão são de funcionamento contínuo ou livre, isto é, não necessitam da aplicação de um impulso externo para mantê-los em funcionamento. É necessário, porém, aplicar um impulso de sincronização externo para controlar com precisão a frequência do funcionamento contínuo do oscilador.

3 — OSCILADOR DE VÁLVULA A GÁS

Um dos mais simples tipos de osciladores de dente de serra emprega triodo a gás, tal como a válvula 884 ou 885, como está mostrado em (A), na Figura 8-2. Conquanto o tipo de válvula a gás raramente seja empregado como gerador de dente de serra nos receptores de televisão, tem grande emprego como gerador de dente de serra nos osciloscópios, sendo esse o tipo com que a maioria dos radiotécnicos está mais familiarizada. Em vista disso, será aproveitado como ponto de partida, antes de serem considerados os geradores de dente de serra um pouco mais complicados que são utilizados usualmente nos receptores de televisão.

A queda de tensão interna nas válvulas desse tipo é muito baixa quando o gás está ionizado, sendo, porém, muito alta quando o gás não estiver ionizado. Dito de outro modo, quando o gás não está ionizado a resistência interna da

válvula é muito grande e, quando o gás se ioniza, a resistência interna da válvula torna-se muito pequena, provendo, dessa maneira um percurso de resistência pequena em paralelo com o capacitor C que está sendo carregado. Isso retira rapidamente a carga que se acumulou no capacitor durante o intervalo de tempo em que o gás não estava ionizado e a resistência interna da válvula era muito grande. A válvula, portanto, funciona como uma chave, permitindo que o capacitor seja carregado através de R durante o período em que o gás não esteja ionizado, descarregando em seguida o capacitor sobre a válvula quando o gás na válvula ficar ionizado. A ionização é produzida na região entre a grade e a placa pelos elétrons que colidem com as moléculas de gás com energia suficiente para transformar algumas das moléculas de gás em íons positivos. Quando isso acontece, a resistência interna da válvula torna-se muito pequena e a queda de

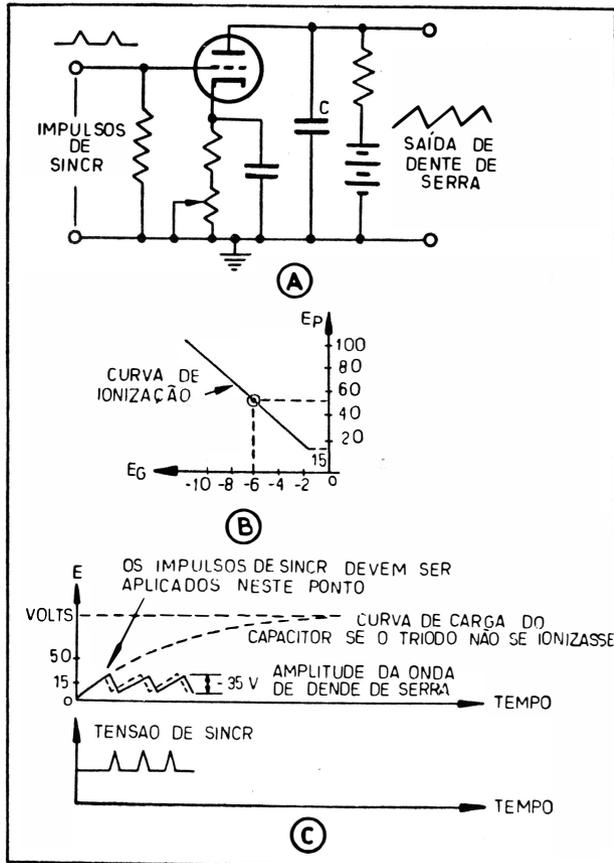


FIG. 8-2 — Oscilador de válvula a gás

algumas das moléculas de gás em íons positivos. Quando isso acontece, a resistência interna da válvula torna-se muito pequena e a queda de

tensão na válvula passa a ser da ordem de 15 volts. Que os elétrons tenham ou não velocidade suficiente para ionizar o gás, isso naturalmente, está na dependência das tensões de grade e de placa. A Figura 8-2(B) mostra uma característica de controle típica de um triodo a gás ou válvula tiratron; o exame dessa característica mostra que, se o potencial da grade for -6 volts, a válvula não se ionizará até que a tensão entre a placa e o catodo atinja 50 volts, como está indicado pelo círculo na curva de ionização. Como o capacitor C está ligado entre placa e terra com -6 volts de polarização na grade, o potencial no capacitor C, quando a tensão de placa for aplicada inicialmente, crescerá gradualmente até 50 volts, como está indicado pela curva em (C), Figura 8-2, instante em que o gás na válvula se ionizará e descarregará rapidamente o capacitor C até 15 volts. Quando o potencial entre placa e catodo atingir 15 volts, em consequência da descarga do capacitor sobre a válvula, cessará a ionização, conforme indica a curva de ionização em (B).

Como o gás não está mais ionizado, a válvula apresenta um percurso de resistência muito grande em paralelo com o capacitor e o capacitor é carregado novamente até 50 volts, ocasião em que, mais uma vez, o gás se ioniza. A válvula apresenta, pois, uma resistência muito pequena em paralelo com o capacitor, descarregando-o até 15 volts, repetindo, assim, o ciclo conforme está indicado pela onda de saída em (A); obtemos, assim, oscilações mantidas. A forma de onda de saída é uma onda de dente de serra com 35 volts de crista a crista, desde que os valores de R, C e da alimentação de placa E_p , sejam tais que seja utilizada somente a porção retilínea ou praticamente retilínea da curva de carga do capacitor. A curva tracejada em (C), Figura 8-2, é a curva de carga do capacitor no caso de ter a válvula polarização suficiente para impedir a ionização, mesmo com todo o potencial de alimentação de placa aplicado. Como não é conveniente trabalhar na parte não-linear da curva de carga do capacitor, a polarização é ajustada num valor que faça com que o gás na válvula se ionize e descarregue o capacitor antes de ser atingida a região não-linear da curva de carga do capacitor.

A frequência do oscilador de dente de serra da Figura 8-2 é determinada pelos valores de R, C e da tensão de alimentação de placa, uma vez que todos esses valores influem no tempo necessário para que C se carregue de 15 a 50 volts. O valor ou amplitude da onda dente de serra, bem como a sua frequência, também são afetados pela polarização, visto que, quanto maior a polarização, maior será o potencial requerido entre placa e catodo para que se inicie a ionização e maior será o tempo requerido para que o capacitor se carregue até o potencial de ionização. Por conseguinte, se a polarização for aumentada, a amplitude da onda dente de serra ficará maior e a frequência diminuirá. Se, pelo contrário, for reduzida a polarização, o potencial de ionização ficará menor, diminuindo, assim, a amplitude da onda dente de serra e aumentando a frequência, pois que é menor o tempo requerido pelo capacitor para se carregar até esse menor potencial de ionização.

É evidente, pois, que, mantendo constantes os valores de R, C e da tensão de alimentação de placa E_p , e, variando dentro de certos limites a polarização da válvula a gás por meio de um resistor variável ligado no circuito de catodo, como indica a Figura 8-2, esse resistor funcionará

como controle de velocidade ou de frequência e conservará a frequência natural do oscilador dentro de determinados limites. A frequência de oscilação também pode ser controlada dentro de pequenos limites, fazendo variável o resistor R, através do qual C recebe sua carga. Aumentando o valor de R, aumenta o tempo necessário para que o capacitor se carregue até determinado potencial de ionização, diminuindo, portanto, o número de vezes por segundo que o capacitor pode se carregar e descarregar e, assim, reduzindo a frequência de oscilação. Semelhantemente, diminuindo o valor de R, o capacitor se carrega mais rapidamente até determinado potencial de ionização, desse modo aumentando a frequência de oscilação.

O oscilador da Figura 8-2, sem injeção de impulsos de sincronismo, normalmente trabalhará dentro de uma faixa de frequências que são determinadas pelos fatores acima mencionados e diz-se que é um oscilador livre ou contínuo. Não requer a injeção de um sinal ou impulso externo para produzir uma onda dente de serra. Mas, é absolutamente imprescindível que, num receptor de televisão, a frequência dos osciladores de varredura esteja amarrada ou sincronizada exatamente na mesma frequência que a dos osciladores da estação transmissora. Isso é efetuado, provendo em cada ciclo impulsos de sincronismo no sinal transmitido que, quando convenientemente aplicados ao gerador de dente de serra, controlam com precisão sua frequência de modo que não fica sujeito a variações de frequência decorrentes de pequenas variações de temperatura ou de tensão.

Os geradores de varredura num receptor de televisão, qualquer que seja o tipo, são projetados de maneira que a frequência natural do gerador de dente de serra vertical possa ser ligeiramente variada acima e abaixo de 60 Hz, ao mesmo tempo que a frequência natural do gerador de dente de serra horizontal possa ser variada ligeiramente acima e abaixo de 15 750 Hz. Quando são aplicados os impulsos de sincronismo, o gerador de varredura vertical trabalha exatamente em 60 Hz ao passo que o gerador de varredura horizontal trabalha exatamente em 15 750 Hz e não sofrerão flutuações causadas por pequenas variações da temperatura ou da tensão.

4 — SINCRONIZAÇÃO DO OSCILADOR DE VÁLVULA A GÁS

A sincronização pode ser efetuada, aplicando um impulso de sincronismo positivo à grade da válvula a gás, o qual fará com que a válvula se ionize e descarregue o capacitor antes do tempo em que isso normalmente se daria se a polarização fosse fixa. Por exemplo, suponha-se que com uma polarização fixa de -6 volts a ionização se inicie quando o potencial entre catodo e placa atinja 50 volts, e que quando a carga do condensador vai crescendo gradualmente e se aproxima desse nível de ionização de 50 volts, é aplicada à grade da válvula de descarga a gás uma tensão positiva. Essa tensão positiva aplicada à grade da válvula tornará a grade menos negativa do que normalmente seria, reduzindo, por conseguinte, a tensão de ionização requerida entre placa e catodo, a por exemplo 48 volts; assim, o capacitor se descarregará um pouco mais cedo do que aconteceria se não tivesse sido aplicada uma tensão de sincronismo à grade da válvula. Assim, mediante a aplicação a intervalos regulares

de impulsos de sincronismo à grade da válvula a gás, o capacitor será descarregado exatamente no mesmo nível em todos os ciclos e a frequência da onda de dente de serra ficará sincronizada com a frequência em que esses impulsos de sincronismo iniciam a descarga do capacitor. Se a frequência natural do oscilador fôr tal que a válvula já esteja ionizada quando fôr aplicado o impulso de sincronismo, o impulso de sincronismo não terá ação, pois que o capacitor já estará se descarregando sobre a válvula. Para que o impulso de sincronismo tenha efeito, precisa ser aplicado durante o ciclo de carga do capacitor e num ponto da curva de carga que esteja logo abaixo do nível de ionização normal da válvula quando o oscilador fôr livre. Essa condição está representada pela onda de dente de serra tracejada de (C) na Figura 8-2. Em outras palavras, para que a sincronização seja adequada, a frequência natural do oscilador deve ser um pouco menor que a frequência dos impulsos de sincronismo. Portanto, o controle de frequência do oscilador normalmente deve ser ajustado de modo que a frequência natural seja um pouco inferior a 60 Hz. para o oscilador vertical e um pouco inferior a 15 750 Hz para o oscilador horizontal.

5 — VÁLVULAS A VÁCUO UTILIZADAS COMO GERADORES DE VARREDURA

Conforme foi mencionado, o oscilador de válvula a gás é raramente empregado nos modernos receptores de TV porque não possui a estabilidade suficiente exigida pela grande precisão dos circuitos de varredura de televisão. Para desempenhar a função de carregar e descarregar o capacitor em seu lugar é empregado em geral o tipo de válvula a vácuo. Como acabou de ser descrito, uma válvula a gás utiliza um circuito muito simples, visto ser necessário apenas iniciar a ionização da válvula para que ela permaneça ionizada até que o capacitor seja descarregado até o nível de 15 volts. Comparado com esse, o circuito requerido quando se emprega uma válvula a vácuo é bem mais complexo. Em comparação, a maior estabilidade obtida com o emprego de válvulas a vácuo torna essas válvulas mais convenientes para serem empregadas como geradores de varredura nos receptores de TV.

6 — GERADOR DE DENTE DE SERRA MULTIVIBRADOR

Um tipo comum de oscilador de válvulas a vácuo que pode ser empregado para produzir uma onda dente de serra é o multivibrador ou oscilador de relaxação. Há muitas variantes desse circuito, que é fundamentalmente um amplificador de dois estágios acoplados a resistência, tendo um acoplamento comum ou de reação entre os dois estágios. Tal disposição oscilará porque o desvio de fase de 180° produzido entre a grade e a placa de uma válvula a vácuo faz com que a saída da segunda válvula alimente na primeira uma tensão de entrada de fase apropriada para manter as oscilações. Com a ligação de um capacitor de carga adequado entre a placa e terra, na saída do multivibrador, este fornecerá uma onda dente de serra. A utilidade do multivibrador resulta do fato de poder a forma de onda da saída ser feita muito linear e, também, de ser a frequência de oscilação facilmente controlada pela injeção de um impulso

de tensão. Os multivibradores utilizados nos receptores de TV são contínuos e não necessitam a injeção de um impulso para produzir ondas de dente de serra sucessivas. São empregados impulsos, contudo, para controlar com precisão a frequência, por meio de uma fonte externa.

7 — MULTIVIBRADOR ACOPLADO PELO CATODO

Na Figura 8-3 está representado um multivibrador que emprega um resistor de catodo comum R_c para prover a reação entre duas válvulas. Fundamentalmente, as duas válvulas trabalham defasadas de 180° uma da outra; isto é, a válvula T_1 conduz quando T_2 está no corte e, reciprocamente. As constantes do circuito são escolhidas de maneira que a seção T_2 fique no corte durante muito mais tempo que T_1 .

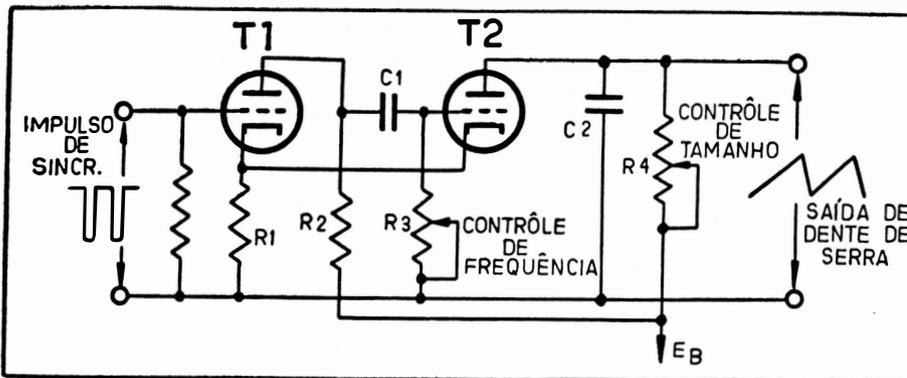


FIG. 8-3 — Multivibrador acoplado pelo catodo

A seção T_2 funcionará como uma chave eletrônica, desempenhando a mesma função que a desempenhada por S_1 e S_2 na Figura 8-1. Quando a válvula T_2 está no corte, desempenha a função de S_1 fechada e S_2 aberta; quando está conduzindo, trabalha de maneira semelhante à das chaves S_1 e S_2 nas posições opostas, isto é, S_1 aberta e S_2 fechada. Por conseguinte, o capacitor de carga, C_2 , onde é gerada a tensão dente de serra fica ligado no circuito de placa de T_2 . Com referência à forma de onda da corrente de placa (E) e à forma de onda da tensão de dente de serra (F) na Figura 8-4, observar-se-á que durante o período em que T_2 não estiver conduzindo, o capacitor de carga C_2 se carregará gradualmente através de R_c para formar a porção do traço da tensão dente de serra. Quando a carga de C_2 tiver atingido determinado valor, T_2 começará a conduzir e descarregará rapidamente C_2 sobre a relativamente baixa resistência interna de placa da válvula, formando assim a parte de retôrno do traço da onda dente de serra. Isso resulta na forma de onda dente de serra mostrada em (F) da Figura 8-4. Como a constante de tempo do ciclo de descarga é muito curta, o ciclo de condução de T_2 é muito pequeno. As seções de duas válvulas mostradas na Figura 8-3 em geral são as seções triodo de uma válvula duplo-triodo, tal como a 6SN7. Para melhor compreensão do papel de T_1 em conjunto com T_2 , será dada a seguir uma explicação mais detalhada do funcionamento.

Como início do ciclo de funcionamento, admitir-se-á que T_1 esteja conduzindo e T_2 , no corte. Durante o tempo em que T_2 está no corte, o capacitor de carga vai se carregando gradualmente através de R_1 a fim de formar a parte do traço da onda dente de serra. A medida que a carga de C_2 se eleva gradualmente, a tensão de placa de T_2 e a tensão E_c crescem correspondentemente, como está indicado em (F) da Figura 8-4.

Ao mesmo tempo que a tensão de placa de T_2 vai crescendo gradualmente, a polarização de grade de T_2 vai gradualmente diminuindo, conforme indicado em (D). No fim de um curto intervalo de tempo a com-

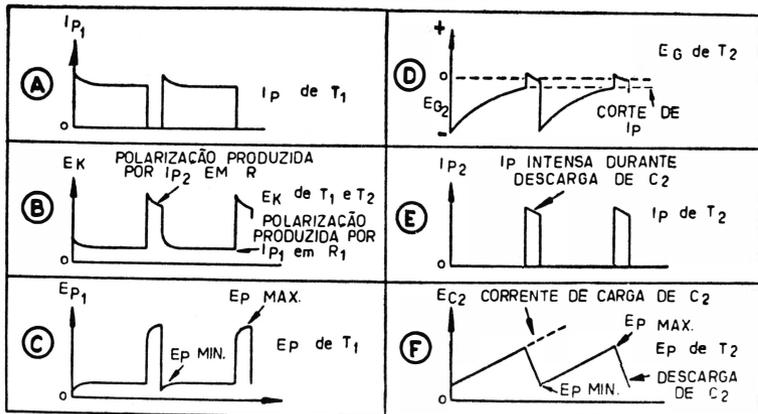


FIG. 8-4 — Formas de ondas num multivibrador acoplado pelo catodo

inação de menor polarização de grade e maior tensão de placa de T_2 fará com que se inicie a condução de T_2 . Esse é o ponto em que a polarização de grade atinge a linha tracejada que indica o nível de corte de I_p . As tensões de grade acima desse nível farão com que T_2 conduza, ao passo que as tensões abaixo desse nível produzirão o corte da corrente de placa.

No instante em que T_2 começa a conduzir, a corrente de placa de T_1 começa a decrescer por causa do aumento da tensão de polarização desenvolvida no resistor de catodo comum R_1 , pela corrente de placa de T_2 que passa por êle. A diminuição da corrente de placa de T_1 faz com que o lado de placa de R_2 fique mais positivo e esse potencial positivo é aplicado à grade de T_2 através do capacitor de acoplamento C_1 , aumentando ainda mais a corrente de placa de T_2 . Essa ação é cumulativa e quase instantânea e produz uma corrente de placa de grande intensidade que descarrega rapidamente C_2 sobre T_2 , formando a parte de retorno do traço de onda de dente de serra, como está indicado em (F). A grande intensidade da corrente de placa de T_2 que passa pelo resistor de catodo comum R_1 polariza T_1 efetivamente no corte durante esse período, conforme está indicado em (A) e (B). Como a tensão positiva acoplada à grade de T_2 é muito maior que a tensão de polarização desenvolvida no resistor de catodo R_1 (por causa da amplificação produzida por T_1), ela é mais do que suficiente para sobrepujar o efeito dessa tensão de polarização no que se refere a T_2 .

Durante o período em que T_2 estiver conduzindo fortemente, a tensão de polarização desenvolvida em R_1 manterá T_1 no corte até que seja completado o retôrno do traço. Como T_1 está no corte, a placa fica altamente positiva, fazendo com que a grade de T_2 drene corrente, o que aplica uma carga negativa grande ao capacitor de acoplamento C_1 . Essa carga se acumula em C_1 durante o tempo em que a tensão de grade de T_1 estiver positiva, como está indicado pela parte da tensão de grade acima da linha de polarização zero de (D). O capacitor de grade C_1 se carrega através de R_1 , do circuito grade-catodo de T_2 e do resistor de placa R_2 . Os elétrons se dirigem do catodo para a grade e se acumulam no lado de grade de C_1 , aplicando assim uma carga negativa no lado de grade de C_1 .

Assim que termina o retôrno do traço (capacitor C_2 descarregado) a corrente de placa de T_2 cai rapidamente (Fig. 8-4, E); isso retira a alta polarização de T_1 (B) e permite que T_1 volte a consumir corrente anódica (A), assim retirando o potencial positivo aplicado à grade de T_2 (Fig. 8-4, C). A grade de T_2 ficará então polarizada além do corte pela carga negativa acumulada no lado da grade de C_1 durante o período de passagem de corrente de grade. Isso está indicado em (D) na Figura 8-4. O ciclo fica assim completado, iniciando-se outro ciclo, com C_2 mais uma vez se carregando gradualmente através de R_1 enquanto T_2 estiver no corte.

8 — CONTROLE DA FREQUÊNCIA

A carga negativa que se desenvolve em C_1 durante o período de retôrno do traço precisa se descarregar ou se escoar para que T_2 possa conduzir novamente. O percurso de descarga é feito através do resistor de grade R_1 . É evidente, pois, que o tempo necessário para que a carga negativa de C_1 se escôe através de R_1 até o ponto em que T_2 conduza novamente determinará a frequência de oscilação ou número de ondas dente de serra produzidas por segundo. Quanto menor fôr o tempo requerido (menor constante de tempo), mais frequentemente T_2 conduzirá e maior será a frequência de oscilação. Quanto maior fôr o tempo requerido (produto de R_1 e C_1 maior), menos frequentemente T_2 conduzirá e menor será a frequência de oscilação. Fazendo variável o resistor, obtém-se um método cômodo de ajustar a frequência natural desse multivibrador.

9 — MULTIVIBRADOR ACOPLADO PELA PLACA

Outra versão do multivibrador que é muito popular é o circuito mostrado na Figura 8-5. O circuito fundamentalmente é o mesmo que o descrito acima, exceto que a reação é obtida por meio de capacitores de acoplamento de placa em vez de um resistor comum de catodo como no circuito anterior.

Básicamente, a ação que se desenrola é a seguinte:

A reação que se efetua através dos capacitores de acoplamento comuns C_1 e C_2 faz com que T_1 conduza enquanto T_2 estiver no corte e, em seguida, faz com que T_2 conduza, cortando T_1 . T_1 conduz durante a maior parte do tempo, enquanto que T_2 conduz somente durante o breve período

de retôrno do traço. Em consequência da passagem de corrente de grade que ocorre quando T_2 é levada à condução, acumula-se uma carga negativa grande no lado de grade de C_1 , e que precisa escoar através de R_3 para que T_2 possa conduzir novamente.

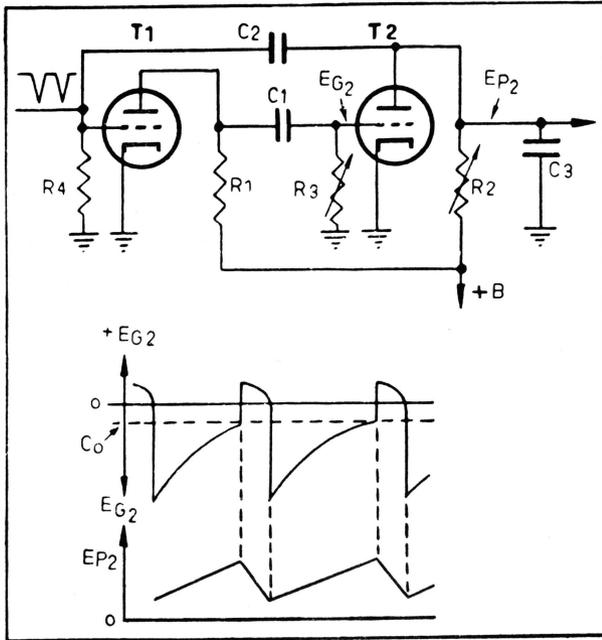


FIG. 8-5 — Multivibrador acoplado pela placa

T_2 . Da mesma forma que no caso do multivibrador acoplado pelo cátodo, o aumento dessa constante de tempo importa na diminuição da frequência de oscilação e vice-versa.

10 — CONTRÔLE DE TAMANHO (ALTURA OU LARGURA)

Por meio da variação da resistência em série com o capacitor de carga, entre cujos terminais aparece a onda dente de serra, a quantidade de carga nêle acumulada durante o período do traço pode ser variada e, portanto, pode ser variada a amplitude da onda dente de serra. O aumento dessa resistência faz com que um número menor de elétrons se dirija para o capacitor de carga num dado intervalo de tempo (período do traço), diminuindo a quantidade de carga e, por conseguinte, reduzindo o tamanho da onda dente de serra. A diminuição dessa resistência tem naturalmente efeito oposto, aumentando o tamanho.

Se a resistência em série fôr mantida constante e o valor do capacitor de carga fôr variado, a amplitude da onda dente de serra será variada também. O aumento do valor dêsse capacitor de carga reduz o tamanho, uma vez que são necessários mais elétrons para elevar o nível de carga até determinado valor. Análogamente, a diminuição do valor dêsse capacitor de carga aumenta o tamanho da onda dente de serra porque o nível de carga se elevará segundo uma razão mais rápida. Embora

Durante o tempo em que T_2 está no corte, o capacitor de carga C_1 carrega-se gradualmente através de R_2 para formar a parte do traço da onda dente de serra. Quando a carga de C_1 tiver atingido cêrca de 10% de seu valor máximo, a tensão negativa em C_1 terá diminuído suficientemente de modo a permitir que T_2 conduza, o que faz C_1 se descarregar rapidamente sôbre T_2 .

Essa ação se repete continuamente na frequência determinada pela constante de tempo do circuito de grade de

a amplitude ou o tamanho da onda dente de serra possa ser variado por meio da variação de R ou de C , em geral essa amplitude é controlada fazendo-se parte da resistência de carga variável, dentro de certos limites. Isto é chamado de contrôle de largura ou de altura conforme o caso, já que ocasiona uma mudança na altura ou largura da imagem.

11 — SINCRONIZAÇÃO DO MULTIVIBRADOR

A frequência dos circuitos multivibradores mostrados nas Figuras 8-3 e 8-5 pode ser amarrada ou sincronizada com um sinal externo, injetando-se impulsos de sincronismo na grade da primeira ou da segunda válvula. Se forem injetados na grade de T_1 , precisam ser negativos; se forem injetados na grade de T_2 , positivos. Em geral é injetado um impulso negativo na grade de T_1 . A injeção de um impulso negativo na grade de T_1 , como está mostrado nas Figuras 8-3 ou 8-5, fará com que no circuito de placa de T_1 apareça um grande impulso positivo que, por sua vez, acoplado à grade de T_2 , fará com que esta comece a drenar corrente de placa. Isso fará com que o ciclo de descarga se inicie um pouco antes do que aconteceria normalmente se não houvesse impulso de sincronismo aplicado à grade de T_1 .

Para que a sincronização seja correta, o impulso negativo aplicado à grade de T_1 deve se dar imediatamente, antes que a tensão de grade de T_2 atinja o ponto de condução, de maneira que o impulso positivo correspondente que aparece no circuito de placa de T_1 leve T_2 a conduzir um pouco mais cedo que doutro modo aconteceria. Essa condição está representada na Figura 8-6 — a linha cheia em (B) mostra como a tensão de grade de T_2 é tornada positiva um pouco antes do tempo. A relação entre o impulso de sincronismo e o início da parte de retôrno do traço da onda de dente de serra está indicada em (A) e (C) da Figura 8-6. A linha tracejada representa vários ciclos da onda dente de serra sem a aplicação de impulsos de sincronismo (funcionando livre) e a linha cheia representa a onda dente de serra quando são aplicados os impulsos de sincronismo. Deve-se observar que os impulsos de sincronismo fazem com que o retôrno do traço se realize um pouco antes do que o instante de seu funcionamento normal livre; portanto, a velocidade ou

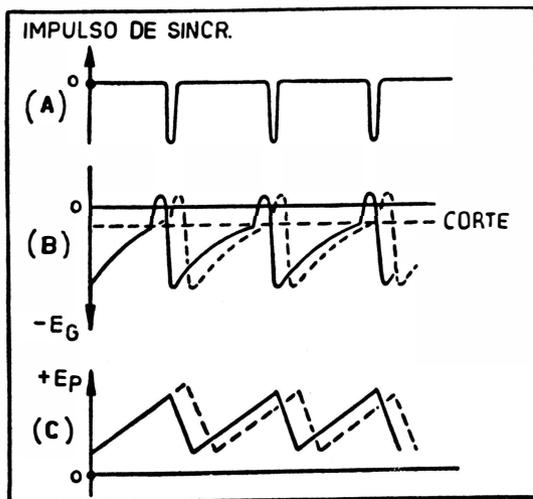


FIG. 8-6 — Sincronização do multivibrador

frequência sincronizada será ligeiramente maior que a frequência natural. Conforme foi dito anteriormente a respeito do gerador de varredura do tipo de válvula a gás, a frequência natural de um oscilador de dente

de serra ou gerador de varredura deve ser ligeiramente mais baixa que a frequência dos impulsos de sincronismo para que a sincronização seja correta. Como, pela aplicação de impulsos de sincronismo à grade de T₁, o retôrno do traço é iniciado exatamente no mesmo instante de cada ciclo, a frequência do multivibrador ficará amarrada ou sincronizada com o transmissor.

Até aqui, só foi considerada a sincronização direta, em que os impulsos de sincronismo são aplicados diretamente ao circuito de grade do oscilador de dente de serra. Esse é o método empregado para os receptores de TV General Electric e para a sincronização do gerador de varredura horizontal (15 750 Hz) nos receptores de antes da guerra. Esse método, porém, conforme foi mencionado em capítulo anterior, não é empregado para a sincronização do gerador de varredura horizontal nos receptores General Electric de após-guerra. Em vez disso, a frequência do gerador de varredura horizontal é controlada indiretamente pelos impulsos de sincronismo transmitidos por meio de um circuito de controle automático de frequência (CAF). Como esse tipo de circuito é bastante complexo e existem muitas variantes, esse método de sincronização será explicado detalhadamente num capítulo separado.

12 — OSCILADOR DE BLOQUEIO

Outro tipo de oscilador de dente de serra, provavelmente o mais simples circuito que empregue uma só válvula a vácuo, é o oscilador de bloqueio, sendo empregado em alguns receptores General Electric. Na Figura 8-7 estão mostrados o circuito básico e as formas de ondas associadas.

O transformador serve de acoplamento entre os circuitos de grade e de placa, sendo ligado de modo tal que um aumento da corrente de placa faz com que a grade fique positiva, o que aumenta ainda mais a corrente de placa até que, finalmente, a corrente de placa não possa mais crescer por causa da saturação da corrente de placa.

A saturação da corrente de placa faz com que o fluxo magnético na bobina de placa comece a desaparecer, o que inverte a polaridade da grade, tornando-a negativa e reduzindo a corrente de placa. A medida que diminui a corrente de placa, a grade é cada vez mais excitada negativamente, até que seja cortada a corrente de placa.

Pela descrição feita até agora, é evidente que o circuito se comporta de maneira muito semelhante a um oscilador convencional com acoplamento entre as bobinas de placa e de grade. Há, porém, a notar algumas diferenças importantes.

Em primeiro lugar, a válvula permanece no corte durante um tempo consideravelmente maior que o de condução e durante esse período de corte, o capacitor de carga C₂ é gradualmente carregado através de R₂ para formar a parte do traço da onda dente de serra. A válvula drena corrente de placa durante um período de tempo muito curto, durante o qual C₂ é descarregado para formar a parte de retôrno do traço da onda dente de serra.

No oscilador de bloqueio, a duração do período de carga ou intervalo durante o qual a válvula fica no corte depende da constante de tempo R_1 e C_1 do circuito de grade. Por isso, a frequência de oscilação não depende dos valores de

L e C do transformador, como acontece no oscilador convencional, e, sim, dos valores do resistor de escape de grade R_1 e do capacitor C_1 . Entretanto, a frequência de ressonância natural do circuito determinada pelos valores de L_1 e C (indutância e capacitância distribuída do transformador) tem uma relação importante com a saída de dente de serra que precisa ser levada em conta no projeto do circuito.

Na primeira parte do ciclo acima descrito, a grade é positivamente excitada, drenando corrente de grade. Isso aplica uma carga negativa ao lado de grade de C_1 , carregando-se o capacitor através do circuito grade-catodo da válvula, do secundário do transformador e de R_3 .

A tensão negativa assim desenvolvida polariza a válvula muito além do corte, como está indicado em (A) da Figura 8-7, e essa carga do capacitor precisa se escoar através de R_1 para que a válvula possa conduzir novamente. Conforme foi mencionado, o capacitor de carga C_2 , entre cujos terminais se desenvolve a onda dente de serra, se carrega através de R_2 durante o período de corte da válvula.

Quando a carga do capacitor de grade C_1 tiver se escoado o suficiente para permitir que a válvula conduza, dá-se um impulso de corrente de placa durante o tempo em que C_2 se descarrega rapidamente sobre a válvula.

Esse impulso de corrente de placa ocorre durante um período de tempo muito curto, menos de $\frac{1}{2}$ ciclo da frequência de ressonância natural do circuito, determinada pelos valores de L e C do circuito.

O oscilador de bloqueio oscilaria numa frequência muito mais alta (sua frequência de ressonância natural) do que a frequência da saída de dente de serra se no fim de $\frac{1}{2}$ ciclo a tensão de placa não se tornasse muito baixa e a tensão de grade muito negativa por causa da carga de C_1 . Isso interrompe ou bloqueia qualquer oscilação posterior até que a carga negativa de C_1 tenha se escoado suficientemente para permitir no-

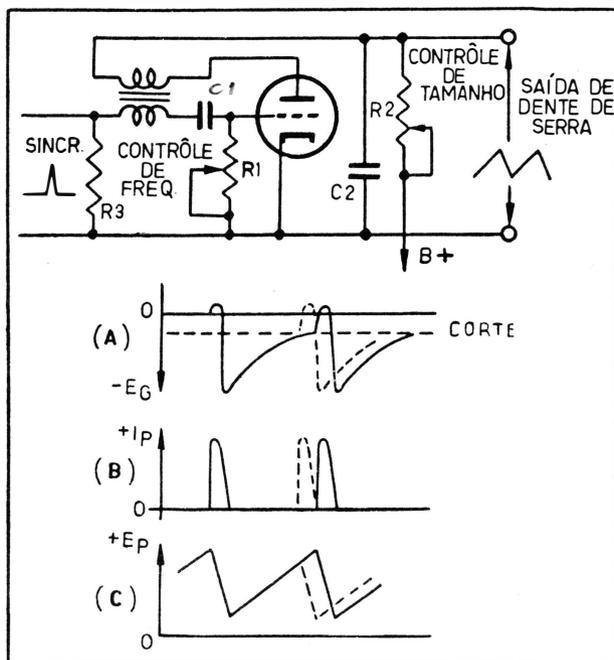


FIG. 8-7 — Oscilador de bloqueio

vamente a condução. As ondas senoidais em linhas tracejadas sôbre a forma de onda da tensão de grade, mostradas na Figura 8-8 indicam como a tensão de grade variaria senoidalmente na frequência de ressonância natural do circuito, se não fôsse a ação de bloqueio do circuito de grade, proveniente da carga acumulada em C_1 durante o periodo de retôrno do traço.

Foi mencionado anteriormente que a frequência de ressonância natural do oscilador de bloqueio tem uma relação importante com a forma de onda de dente de serra produzida. Isso porque o tempo requerido para

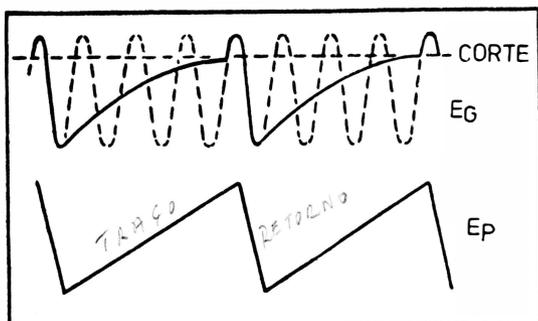


FIG. 8-8 — Formas de ondas no oscilador de bloqueio

descarregar C_2 é equivalente, aproximadamente, a um semi-ciclo da frequência de ressonância natural do circuito. Por conseguinte, o tempo de retôrno do traço é controlado pelos valores de L e C do circuito. Se a frequência de ressonância natural fôr muito baixa, o periodo de retôrno do traço será muito longo e não será completamente suprimido pelo sinal de supressão.

Suponha-se por exemplo, que o oscilador de bloqueio esteja produzindo a onda dente de serra para a deflexão horizontal. A frequência da saída de dente de serra, quando sincronizada, será de 15 750 Hz. A porção visível do traço horizontal dura aproximadamente 53 microssegundos, enquanto que o periodo de supressão horizontal tem aproximadamente 10 microssegundos de duração. Durante os 10 microssegundos do periodo de supressão, o feixe eletrônico da válvula de televisão precisa ter retornado para a extremidade esquerda da tela e ter começado a se deslocar linearmente para a extremidade direita. Para que isso seja efetuado durante o periodo de supressão horizontal o tempo admissível para o periodo efetivo de retôrno do traço da onda de dente de serra é somente de 7 microssegundos, aproximadamente.

Como é preciso que decorra aproximadamente $\frac{1}{2}$ ciclo da frequência de ressonância natural do oscilador de bloqueio antes de se completar o retôrno do traço (descarga de C_2), é necessário que o valor da frequência de ressonância natural seja tal que a duração de um semi-ciclo seja um pouco menor que 7 microssegundos. Em outras palavras, para que o retôrno do traço horizontal se realize dentro do limite de 7 microssegundos, o periodo da frequência de ressonância natural precisa ser menor que 14 microssegundos. Esse periodo corresponde a uma frequência de 82 quilohertz aproximadamente. Assim, a indutância e a capacitância distribuídas do transformador precisam entrar em ressonância no mínimo em 82 kHz para que o retôrno do traço se faça corretamente (no caso do gerador de varredura horizontal).

Da mesma forma que nos outros geradores de varredura, a amplitude da onda dente de serra pode ser variada, fazendo variável parte do resistor de carga em série. Esse resistor é R_2 na Figura 8-7.

Também, como no caso do circuito multivibrador, a frequência natural pode ser controlada, fazendo variável parte do resistor do circuito de grade da válvula, que descarrega o capacitor de carga a fim de produzir o retorno do traço. Na Figura 8-7 esse resistor está indicado por R₁.

13 — SINCRONIZAÇÃO DO OSCILADOR DE BLOQUEIO

A sincronização pode ser obtida, injetando-se no circuito de grade um impulso positivo de sincronismo, conforme mostra a Figura 8-7.

Se o impulso tiver amplitude suficiente, ele levará a válvula à condução mais cedo do que aconteceria se o início da condução dependesse apenas do escoamento da carga negativa de C₁ através de R₁. Ainda neste caso, a frequência natural do oscilador deve ser um pouco mais baixa que a frequência dos impulsos de sincronismo, como está indicado pelas formas de ondas da Figura 8-9.

14 — CIRCUITOS GERADORES DE VARREDURA TÍPICOS

Tanto os multivibradores como os osciladores de bloqueio podem ser empregados para produzir ondas dente de serra para a varredura horizontal (15 750 Hz) ou para a varredura vertical (60 Hz).

Na Figura 8-9 está representado um multivibrador empregado como gerador de varredura, estando indicados valores típicos do circuito. Esse é o circuito empregado no receptor General Electric Modelo 810, sendo o tipo de acoplamento pela placa. Basicamente, esse circuito é o mesmo

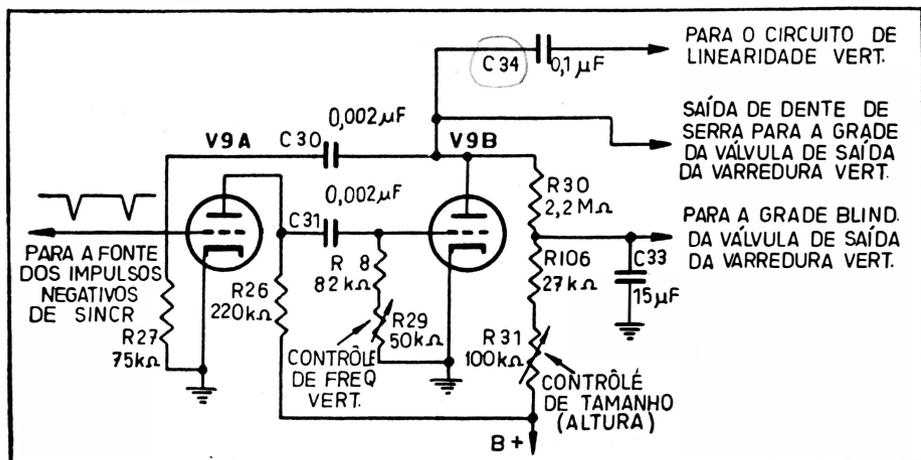


FIG. 8-9 — Multivibrador como gerador de varredura vertical (G.E. - Modelo 810)

que o multivibrador acoplado pela placa explicado anteriormente, excetuadas várias diferenças pequenas. Uma dessas é que o capacitor de carga C34, entre cujos terminais se desenvolve a onda dente de serra, não faz retorno diretamente para a terra; o retorno para a terra é feito através de um controle de linearidade. Também, o controle de amplitude varia a tensão da grade de blindagem da válvula de saída da varredura, além de

variar a carga de C34. A grade de blindagem da válvula de saída da varredura é derivada por C33. O controle de linearidade e os circuitos de saída da varredura serão tratados no capítulo seguinte.

A Figura 8-10 apresenta um multivibrador com valores típicos de circuitos, utilizado como gerador de varredura horizontal. É este circuito usado no receptor General Electric Modelo 801, sendo do tipo de acoplamento pelo catodo.

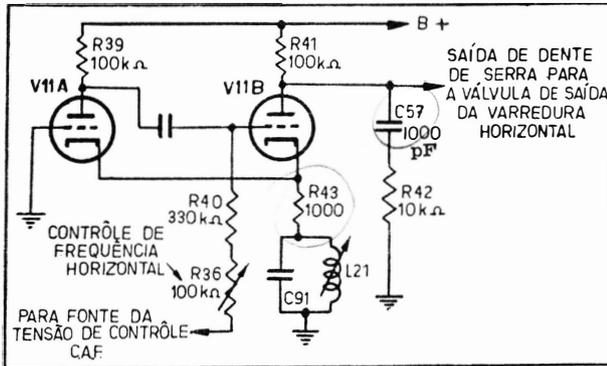


FIG. 8-10 — Multivibrador como gerador de varredura horizontal (G.E. - Modelo 801)

que se refere à produção da onda dente de serra, esse circuito é basicamente o mesmo que o circuito de acoplamento pelo catodo explicado anteriormente. Apresenta, porém, algumas diferenças. Nesse circuito não é usada sincronização direta e por essa razão o controle de frequência horizontal é ligado a uma fonte de tensão de controle de C.C., que prevê o controle automático da frequência da varredura horizontal. O controle CAF da varredura horizontal será tratado em capítulo subsequente. O resistor R43 prevê o acoplamento comum. O circuito sintonizado constituído por L21 e C91, no circuito de catodo, é sintonizado em 15 750 Hz, tendo por finalidade, juntamente com o circuito de CAF, melhorar a estabilidade. O capacitor de carga C57 faz retorno para a massa através de um resistor de 10 kΩ, R42, por motivos que serão explicados no capítulo seguinte. Observar-se-á que o resistor de carga em série R41 não é variável, pois que o controle de tamanho horizontal (por motivos que também serão explicados no capítulo seguinte) fica no circuito de saída da varredura.

A Figura 8-11 mostra um oscilador de bloqueio com valores de circuito típicos, empregado como gerador de varredura vertical no receptor General Electric Modelo 901. Ainda neste caso, há umas tantas diferenças mas, basicamente, o funcionamento do circuito é igual ao do oscilador de bloqueio que foi explicado anteriormente. O ca-

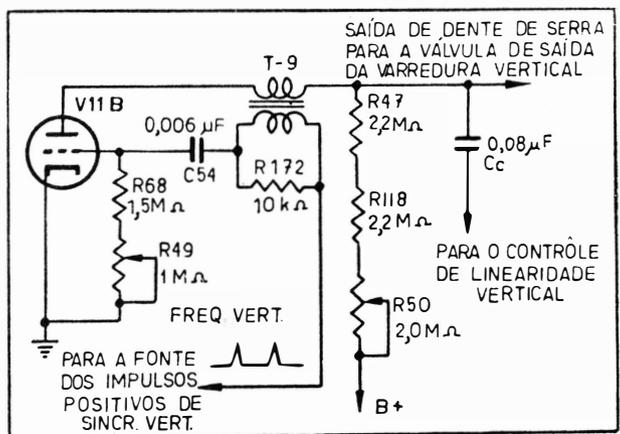


FIG. 8-11 — Oscilador de bloqueio como gerador de varredura vertical (G.E. - Modelo 901)

o controle automático da frequência da varredura horizontal. O controle CAF da varredura horizontal será tratado em capítulo subsequente. O resistor R43 prevê o acoplamento comum. O circuito sintonizado constituído por L21 e C91, no circuito de catodo, é sintonizado em 15 750 Hz, tendo por finalidade, juntamente com o circuito de CAF, melhorar a estabilidade. O capacitor de carga C57 faz retorno para a massa através de um resistor de 10 kΩ, R42, por motivos que serão explicados no capítulo seguinte. Observar-se-á que o resistor de carga em série R41 não é variável, pois que o controle de tamanho horizontal (por motivos que também serão explicados no capítulo seguinte) fica no circuito de saída da varredura.

pacitor C_c faz retôrno para a massa através do contrôre de linearidade vertical. O contrôre de tamanho varia simplesmente a quantidade de carga de C_c . São aplicados à grade impulsos positivos de sincronismo através do secundário do transformador. A frequência natural é controlada por $R49$ no circuito de grade. O resistor em paralelo com o secundário do transformador serve para amortecer as oscilações transitórias.

A Figura 8-12 mostra um oscilador de bloqueio utilizado como gerador de varredura horizontal que é empregado no receptor General Electric Modelo 810. O capacitor de carga é $C50$; o resistor de carga $R44$ não é variável porque o contrôre de tamanho fica no circuito de saída da varredura. O retôrno de grade é ligado a uma fonte de tensão de CAF. Neste caso, o contrôre de frequência usual não fica no circuito de grade, fazendo parte do circuito de CAF que será explicado

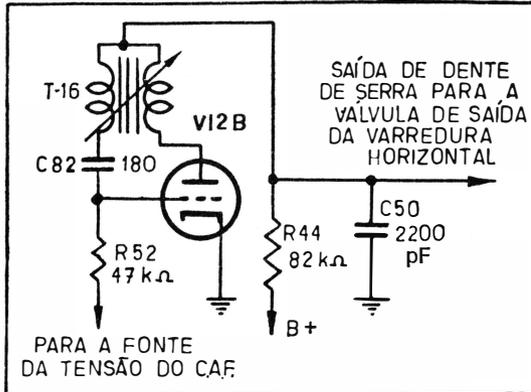


FIG. 8-12 — Oscilador de bloqueio como gerador de varredura horizontal (G.E. - Modelo 810)

detalhadamente em capítulo posterior. O transformador T16 é de enrolamento contínuo, sendo sintonizado por meio de um núcleo de ferro para o funcionamento ótimo do circuito.

CAPÍTULO IX

Circuitos de Deflexão

1 — INTRODUÇÃO

Os circuitos de deflexão, num receptor de televisão, têm por fim fornecer a força que se exerce sobre o feixe de elétrons da válvula de televisão de modo que mova o ponto luminoso da mesma maneira que o movimento do feixe de elétrons da válvula da câmara e em sincronismo com esse movimento.

Conforme foi visto, a força que produz o movimento do feixe eletrônico tem uma forma de onda dente de serra, de crescimento linear lento e de queda rápida. Foi visto, também, que as forças que produzem as deflexões horizontal e vertical estão dispostas de modo tal que as deflexões do feixe são mutuamente perpendiculares, de maneira que, quando a varredura horizontal deslocar rapidamente o ponto luminoso através da tela, a força exercida pela varredura vertical moverá lentamente o ponto para a parte inferior da tela, produzindo uma trama.

A força que causa a deflexão pode ser um campo eletrostático ou um campo eletromagnético. Todos os receptores de televisão General Electric de após-guerra empregam deflexão eletromagnética. Muitos modelos de antes da guerra, porém, utilizam deflexão eletrostática e, como este tipo de deflexão é um tanto menos complicado que a deflexão eletromagnética, seu estudo será abordado em primeiro lugar.

2 — DEFLEXÃO ELETROSTÁTICA

A deflexão eletrostática é utilizada nos osciloscópios, sendo familiar à maioria dos radiotécnicos. Para este tipo de deflexão, no interior do invólucro de vidro da válvula de raios catódicos, são montados dois pares de placas, um pouco além da extremidade do canhão eletrônico. Conforme foi mencionado em capítulo anterior, para a deflexão na direção vertical é colocada uma placa acima do feixe, sendo a outra colocada por baixo, a igual distância. Semelhantemente, para a deflexão horizontal,

uma placa é colocada de um lado do feixe e a outra, igualmente espaçada, é colocada do outro lado. Não havendo diferença de potencial entre as placas, o feixe eletrônico não sofrerá deflexão: sua trajetória será uma linha reta entre as placas e o ponto luminoso ficará colocado no meio da tela. Mas, se for aplicada uma diferença de potencial, por exemplo, entre as placas verticais, o feixe eletrônico será desviado para cima ou para baixo, em direção à placa que estiver mais positiva, dependendo a grandeza da deflexão da diferença de potencial existente entre as duas placas.

A válvula de raios catódicos do tipo eletrostático, seus circuitos de tensão e deflexão do feixe por um campo eletrostático, foram explicados com certa minúcia no capítulo II e será conveniente recordar essa parte antes de considerar as realizações práticas desses circuitos.

3 — AMPLIFICADOR DE VARREDURA

Quando é empregada a deflexão eletrostática, uma onda de tensão dente de serra é aplicada a cada par de placas defletoras.

Para que seja adequada a deflexão do feixe eletrônico, a amplitude da tensão dente de serra aplicada às placas defletoras precisa ser bem maior do que a obtida na saída dos geradores de dente de serra. Para isso, é necessário o emprêgo de um amplificador entre os geradores de dente de serra e as placas defletoras. São empregados dois amplificadores, um para a tensão dente de serra vertical e o outro, para a tensão dente de serra horizontal, sendo esses amplificadores chamados de amplificadores de varredura.

A fim de conservar a focalização do feixe eletrônico quando ele é deslocado ao longo da tela, o potencial médio das placas defletoras é mantido no mesmo potencial que o último anodo ou anodo acelerador. Como a saída dos amplificadores de varredura é acoplada capacitivamente às placas defletoras, os capacitores de acoplamento precisam ser capazes de suportar essa tensão elevada. Em geral são empregados amplificadores de varredura simétricos, a fim de melhor manter a focalização.

4 — LINEARIDADE DA ONDA DENTE DE SERRA

Para que a cena reproduzida seja bem proporcionada (linearidade boa) é preciso que as forças de deflexão movam o feixe com velocidade uniforme. Isto é, para que a linearidade seja boa, a parte do traçado da tensão dente de serra aplicada às placas defletoras precisa crescer do mínimo para o máximo com velocidade uniforme.

Se, por exemplo, a parte do traçado da tensão dente de serra que desvia o feixe no sentido horizontal não cresce com velocidade uniforme, como está indicado em A, na Figura 9-1 e sim, varia da maneira indicada em B, a figura reproduzida aparecerá dilatada à esquerda e comprimida à direita, como se vê em C da Figura 9-1. Isso porque o feixe eletrônico será desviado no início do traçado (lado esquerdo da figura), com maior velocidade do que no fim do traçado (lado direito da figura), onde a

onda dente de serra começa a se tornar horizontal ou a diminuir de velocidade. O mesmo se aplica, evidentemente, à onda dente de serra que desvia o feixe verticalmente, com a diferença que, neste caso, a figura ficaria dilatada na parte superior e comprimida na parte de baixo.

Já foi visto que nos circuitos geradores de varredura só é aproveitada a parte linear da curva de carga do capacitor, mediante a escolha adequada do capacitor de carga, do resistor de carga, e da tensão de trabalho, mas, apesar dessas precauções, há, em geral, uma pequena curvatura na forma de onda da varredura.

Existem muitos métodos para corrigir qualquer curvatura ligeira da onda dente de serra que apareça na saída do gerador de varredura, fazendo-se em geral essa correção nos circuitos amplificadores da varredura. Em geral, esses circuitos corrigem a não-linearidade, alterando as características da válvula amplificadora de varredura ou introduzindo discriminação de frequência.

A Figura 9-2 mostra uma aplicação simples desse último tipo de circuito — o circuito corretor da linearidade horizontal empregado no receptor de TV General Electric Modelo 185 (anterior à guerra). Os capacitores de $0,001 \mu\text{F}$, C_1 e C_2 , com o resistor R_1 formam uma rede discriminadora de frequência que é ligada em paralelo

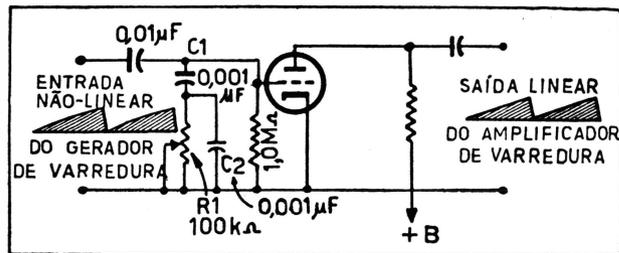


FIG. 9-2 — Circuito de correção da linearidade horizontal (G.E. - Modelo 185, de antes da guerra)

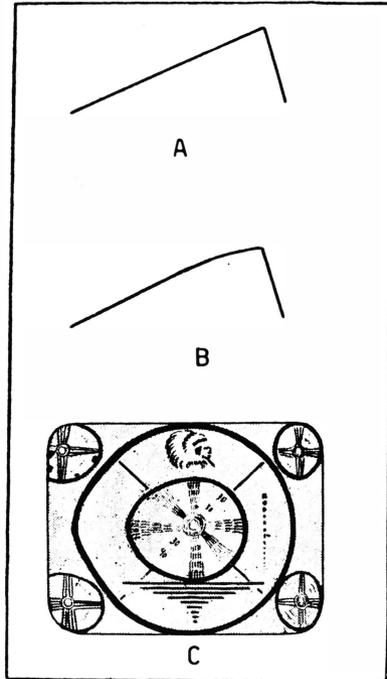


FIG. 9-1 — Distorção produzida por onda dente de serra não-linear

com a entrada do amplificador de varredura horizontal, variando a resposta de frequência do amplificador de varredura de maneira que corrija qualquer pequena não-linearidade da saída dente de serra do gerador de varredura.

5 — CIRCUITO TÍPICO DE DEFLEXÃO ELETROSTÁTICA

Na Figura 9-3 está representado o circuito completo dos geradores de varredura, amplificadores de varredura e da válvula de televisão do receptor General Electric Modelo 185. Partindo da válvula de televisão

observar-se-á que cada placa defletora está ligada a um resistor de 5,6 megohms, que faz retôrno num ponto do mesmo potencial que o último anodo ou anodo acelerador. Os resistores de 5,6 megohms ligados a uma das placas verticais e a uma das placas horizontais estão ligados aos braços de R_2 e R_1 , potenciômetros de 2 megohms, ao passo que os resistores ligados às outras duas placas estão ligados na junção de R_1 e R_2 . Mas, o potencial no centro dos potenciômetros de 2 megohms será o mesmo que o da junção de R_1 e R_2 , de maneira que o potencial médio de tôdas as quatro placas será igual ao potencial do último anodo. A finalidade dos dois potenciômetros é centrar na tela o feixe eletrônico e sômente aplicam a cada par de placas uma pequena tensão contínua ajustável a fim de contrabalançar quaisquer campos parasitas, eletrostáticos ou eletromagnéticos, que sejam captados pelo feixe eletrônico, e corrigir quaisquer irregularidades na estrutura do canhão eletrônico que possam fazer com que o feixe fique fora do centro. Por exemplo, quando o braço do potenciômetro R_2 estiver exatamente no meio da resistência, não haverá diferença de potencial contínuo entre as duas placas verticais. Mas, nesse caso, o ponto luminoso poderia estar na parte de baixo da tela, em vez de estar no centro e para corrigir essa situação basta apenas tornar a placa vertical superior ligeiramente mais positiva do que a inferior, o que terá como resultado deslocar para cima o feixe eletrônico negativo. Isso é feito fâcilmente, movendo-se o braço do potenciômetro R_2 para a direita, que corresponde a um potencial positivo mais baixo, como está indicado na Figura 9-3 e, uma vez que a placa superior continuou no mesmo potencial existente no centro de R_1 e R_2 , a placa de cima ficará ligeiramente mais positiva que a de baixo, ligada ao braço de R_1 . O mesmo se aplica para R_1 que centra o feixe na direção horizontal.

As placas de deflexão vertical e horizontal estão ligadas às saídas dos respectivos amplificadores simétricos de varredura por meio dos capacitores de acoplamento C_1 e C_2 , no circuito de deflexão vertical. Êsses capacitores precisam ser capazes de suportar a alta tensão existente nas placas defletoras. Embora a entrada dos amplificadores de varredura seja simples, as ondas de tensão dente de serra que aparecem na saída de cada seção triodo são de amplitudes iguais mas de fases opostas, como está indicado pelas formas de ondas nas placas de deflexão, aplicando assim uma tensão simétrica a cada par de placas. Isso é obtido, aplicando a tensão dente de serra de cada gerador de varredura à grade do respectivo amplificador de varredura e escolhendo os valores das peças componentes do amplificador de modo que o valor da saída da primeira seção triodo aplicada à grade da segunda seção triodo seja tal que produza tensões iguais e opostas nos resistores de carga de placa de cada seção triodo. Como a carga de placa do amplificador de varredura é resistiva, uma tensão dente de serra linear na grade produzirá uma tensão dente de serra linear na saída, desde que a válvula trabalhe em classe A.

Note-se que no circuito de grade de cada amplificador de varredura existe uma rêde de contrôle de linearidade que corrige qualquer pequena não-linearidade de saída do gerador de varredura. Os circuitos geradores de varredura são muito semelhantes aos já explicados e, como é fácil de ver, o gerador de varredura vertical é do tipo oscilador de bloqueio e o de varredura horizontal, do tipo multivibrador.

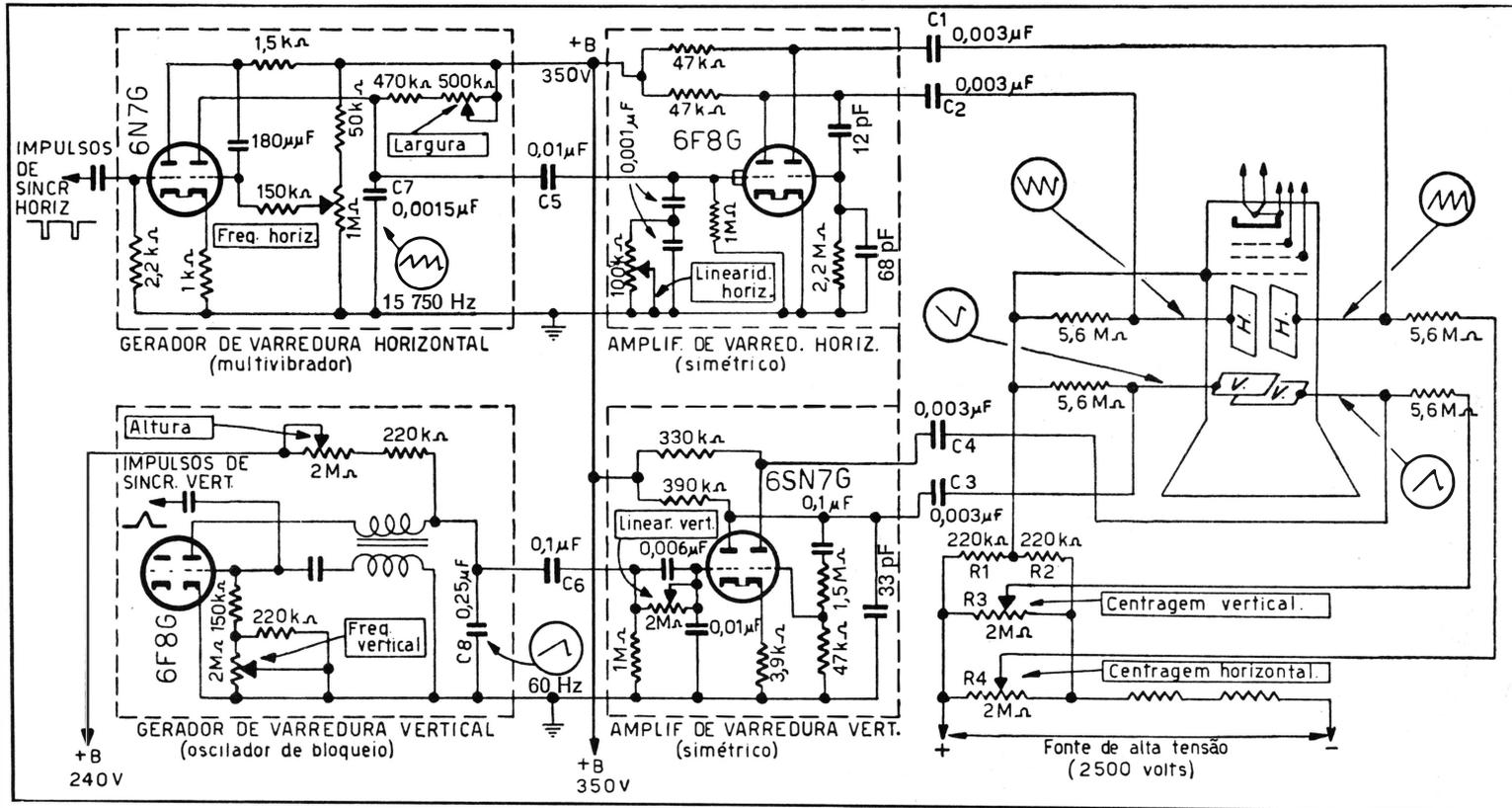


FIG. 9-3 — Circuito típico de deflexão eletrostática (G.E. - Modelo 185)

A tensão dente de serra desenvolvida em C_7 , capacitor de carga do gerador de varredura horizontal, é acoplada à grade do amplificador de varredura horizontal por meio de C_5 . O controle de tamanho horizontal determina a amplitude da tensão dente de serra que se desenvolve no capacitor de carga C_7 da maneira que já foi explicada e, por conseguinte, varia a largura da imagem.

Ambos os geradores de varredura são contínuos, isto é, desenvolvem tensões dente de serra, sejam ou não aplicados impulsos de sincronismo. Contudo, conforme foi explicado, os impulsos de sincronismo são injetados no circuito de grade de cada gerador de varredura para amarrar ou sincronizar sua frequência com a do transmissor. Note-se que a polaridade dos impulsos de sincronismo horizontal é negativa, que é a polaridade correta para sincronizar o multivibrador, ao passo que a polaridade dos impulsos de sincronismo vertical é positiva, que é a polaridade correta para a sincronização do oscilador de bloqueio. O controle de frequência em cada circuito gerador de varredura varia a constante de tempo do circuito de grade e assim ajusta a frequência natural do oscilador de maneira que seja ligeiramente inferior à dos impulsos de sincronismo, permitindo que o oscilador fique amarrado na frequência exata dos impulsos de sincronismo.

6 — DEFLEXÃO ELETROMAGNÉTICA

Quando é empregada a deflexão eletromagnética, são usadas bobinas em lugar das placas para desviar o feixe, sendo montadas na parte externa da válvula em redor do pescoço; os pormenores das bobinas defletoras foram descritos no capítulo II.

Conforme foi mostrado em capítulo anterior, quando é empregada deflexão eletrostática, é aplicada uma tensão dente de serra para desviar o feixe eletrônico. No caso da deflexão magnética, porém, a onda dente de serra utilizada é de corrente e não de tensão. A corrente dente de serra, ao passar pelas bobinas defletoras faz com que o fluxo magnético varie uniformemente. Como a deflexão do feixe eletrônico é proporcional à densidade do fluxo magnético que corta o pescoço da válvula, e, portanto, o feixe de elétrons, o feixe será desviado segundo uma razão uniforme ou linear.

São usadas duas bobinas para cada circuito de deflexão (da mesma forma que se empregam duas placas para cada circuito de deflexão, no caso da deflexão eletrostática), perfazendo um total de quatro bobinas para as deflexões horizontal e vertical do feixe. As duas bobinas de um par são colocadas em lados opostos do pescoço da válvula de televisão, de maneira que o fluxo resultante seja perpendicular ao pescoço (corte perpendicularmente o pescoço da válvula). O outro par de bobinas defletoras, semelhantemente, é disposto em lados opostos do pescoço da válvula mas de modo tal que o fluxo seja perpendicular, não só ao pescoço da válvula, como, também, ao fluxo do primeiro par de bobinas.

É conveniente que o acoplamento mútuo entre as bobinas horizontais e verticais seja pequeno, para evitar reações entre elas. Isso pode ser conseguido, colocando-se uma blindagem eletrostática entre os dois jogos

de bobinas ou fazendo um dos pares, ou ambos, de baixa impedância, de modo que nos enrolamentos não se desenvolvam tensões excessivas. É costume adotar o último procedimento (os dois pares de bobinas de baixa impedância) e empregar transformadores abaixadores entre a válvula amplificadora de varredura e as bobinas de deflexão de baixa impedância, conforme indica a Figura 9-4, que mostra um par de bobinas defletoras acopladas a uma válvula amplificadora de varredura. O circuito de saída da varredura da Figura 9-4 é básico, podendo ser empregado para a deflexão horizontal ou vertical, desde

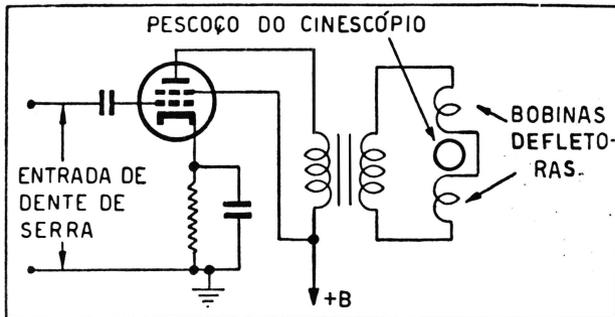


FIG. 9-4 — Circuito de saída da varredura

que sofra leves modificações, que serão explicadas nos parágrafos que se seguem. Isso se aplica em particular ao caso da deflexão horizontal.

7 — PRODUÇÃO DE UMA CORRENTE DENTE DE SERRA

Para que a deflexão seja linear, é evidente que a corrente nas bobinas defletoras precisa variar segundo uma razão linear durante a porção do traçado da varredura. A diferença entre as correntes máxima e mínima é uma medida da grandeza da varredura, grandeza que é determinada pelas características de trabalho da válvula de raios catódicos. Quanto maior for a tensão do segundo anodo da válvula de raios catódicos, maior terá que ser essa diferença e, conseqüentemente, maior será a tensão de deflexão requerida. Semelhantemente, quanto maior for o ângulo de que o feixe tiver que ser desviado, maior será a força requerida para produzir a deflexão máxima. Essas considerações se fazem sentir de modo especial nos receptores de televisão para projeção, onde são empregadas tensões anódicas muito elevadas (para que o ponto seja brilhante e suas dimensões, pequenas) e grande deflexão (tela de grande tamanho para menor comprimento da válvula).

O problema da produção de varredura dente de serra num circuito de deflexão magnética não é tão simples quanto no caso dos receptores que empreguem deflexão eletrostática. Nesses últimos, uma tensão dente de serra aplicada à grade da válvula de saída de varredura produz deflexão linear. Isso porque a carga de placa é sensivelmente resistiva, o que faz com que a corrente de placa tenha a mesma forma (dente de serra) que a onda da tensão de grade. Como a onda de corrente de placa é um dente de serra, a onda de tensão amplificada que se desenvolve na carga resistiva será também dente de serra, que é a condição desejada para a deflexão eletrostática.

No caso, porém, da deflexão magnética, uma tensão dente de serra aplicada à grade da válvula de saída de varredura, em geral não produzirá no circuito de placa uma corrente dente de serra. Se a forma de

onda da corrente na carga da placa (bobinas defletoras) não fôr uma onda dente de serra linear, não será obtida deflexão linear do feixe. Por conseguinte, a onda de tensão aplicada à grade da válvula de saída de varredura ou as características de trabalho da válvula de saída terão de ser um tanto modificadas a fim de produzir uma onda de corrente dente de serra linear nas bobinas de deflexão.

A razão disso pode não ser aparente à primeira vista de modo que, para explicar os princípios que regem a produção de uma corrente dente de serra nas bobinas de deflexão, serão considerados diversos circuitos elementares por meio dos quais será desenvolvido um sistema prático. O primeiro circuito é A na Figura 9-5, no qual será baseada a explicação. Esse circuito é o equivalente elétrico, em sua forma mais simples, da válvula de saída de varredura, do transformador de saída e das bobinas defletoras. Admitir-se-á que a válvula esteja trabalhando na porção linear de sua característica. Os elementos L e R representam a reatância indutiva e a resistência à C.C. do circuito, características que aparecem ambas no circuito real de saída de varredura para a deflexão magnética. A tensão observada no circuito de placa, μe_g , equivale à tensão aplicada à grade da válvula (supondo que a válvula esteja trabalhando na porção linear de sua característica). A intensidade da corrente irá depender da resistência interna da fonte de tensão (R_p da válvula), da resistência R e da reatância indutiva L das bobinas de deflexão e do transformador.

A maneira pela qual a resistência da fonte de tensão e a componente resistiva da indutância do circuito limitam a intensidade da corrente é facilmente compreendida pela aplicação da teoria elementar do circuito de C.C. Se o circuito fôsse puramente resistivo, a forma requerida da onda de tensão na grade seria a mesma (dente de serra) que a forma da onda de corrente desejada, de modo que seria uma onda dente de serra, conforme está indicado à esquerda de B na Figura 9-5, onde foi desprezada a indutância do circuito. Como nesse caso a impedância de placa é puramente resistiva, a corrente de placa terá a mesma forma de onda que a onda de tensão correspondente aplicada à grade, porque a corrente de placa (com carga resistiva) é sempre diretamente proporcional à tensão aplicada ($I = E/R$), como indicado à direita de B, Figura 9-5.

Considerando, agora, o outro caso extremo, se o circuito de saída fôsse uma indutância pura (desprezando-se neste caso a resistência de placa R_p) e se à grade da válvula de saída fôsse aplicada uma tensão dente de serra, como em C, Figura 9-5, a corrente nas bobinas não seria uma onda dente de serra. Isso por causa da reatância das bobinas e do fato de que, para forçar a passagem de uma corrente que varie linearmente com o tempo, a tensão na indutância precisa crescer quase instantaneamente até um certo valor (que depende da indutância do circuito e da razão de variação da corrente) e permanecer nesse valor durante o período em que a corrente tiver que variar linearmente. Como uma tensão dente de serra começa com um valor baixo e cresce gradualmente até um valor mais alto, é claro que numa indutância pura não produzirá uma corrente dente de serra. Para produzir uma onda dente de serra, a tensão terá que ser retangular, como está indicado em D na Figura 9-5.

A primeira vista poderá parecer impossível que uma onda de tensão retangular aplicada a uma indutância produza uma corrente dente de

serra. Mas, analisando a teoria básica que rege o comportamento de uma indutância no circuito, verificar-se-á que, sempre que uma corrente variável passar numa indutância, nela se desenvolverá uma força contra-eletromotriz em consequência de serem as espiras da bobina cortadas pelo fluxo magnético variável. Essa força contra-eletromotriz ou tensão de oposição que se estabelece é proporcional à rapidez com que a corrente esteja variando no circuito e ao valor da indutância do circuito. A polaridade dessa força contra-eletromotriz é tal que sempre se opõe à tensão que ocasiona a variação da corrente. Como, no ciclo da corrente dente de serra, há um intervalo de tempo em que a corrente está crescendo linearmente (período do traçado) e outro intervalo em que a corrente decresce, também linearmente, mas segundo uma razão muito mais rápida (período de retôrno), a tensão nas bobinas correspondentes a esses dois períodos terá que ser constante mas, de valores diferentes para cada período (traçado e retôrno), basta, apenas, aplicar à indutância uma onda retangular de tensão para que se obtenha nas bobinas uma corrente dente de serra. A relação entre a corrente dente de serra e a onda de tensão retangular está indicada em E, Figura 9-5. No início da corrente dente de serra, a tensão cresce quase instantaneamente de *a* para *b*, permanecendo num valor constante de *b* até *c*, enquanto a corrente cresce linearmente de modo que forma a porção do traçado da corrente. Ao terminar a parte do traçado, a corrente varia bruscamente e diminui de seu valor máximo até o valor mínimo, formando a parte de retôrno da corrente. Durante esse período, a tensão na bobina cai rapidamente de seu nível *c*, acima do eixo zero, até o ponto *d*, que fica bem abaixo do eixo zero, permanecendo nesse valor de *d* até *e*, durante o período de retôrno da corrente. Depois de terminado o período de retôrno, a tensão cresce rapidamente até o ponto *f*, permanecendo nesse valor durante o período do traçado da onda de

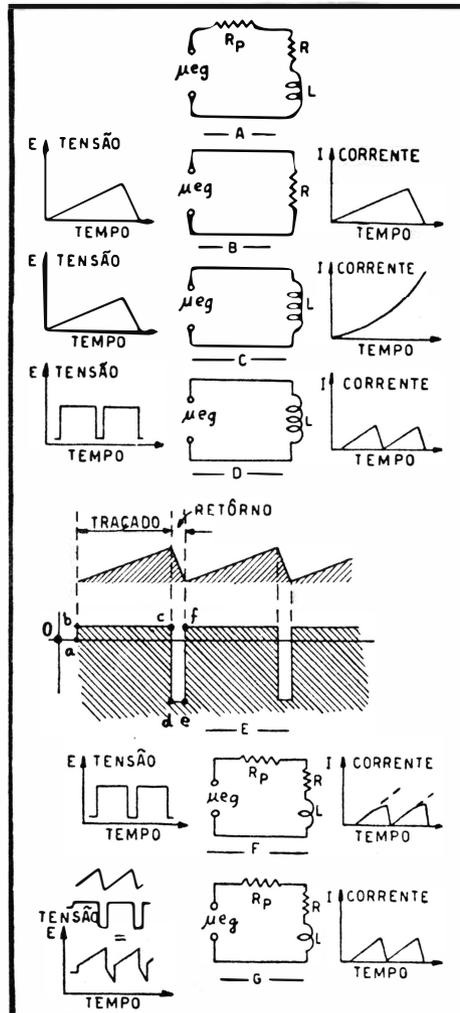


FIG. 9-5 — Produção de uma corrente dente de serra

de tensão retangular de tensão para que se obtenha nas bobinas uma corrente dente de serra. A relação entre a corrente dente de serra e a onda de tensão retangular está indicada em E, Figura 9-5. No início da corrente dente de serra, a tensão cresce quase instantaneamente de *a* para *b*, permanecendo num valor constante de *b* até *c*, enquanto a corrente cresce linearmente de modo que forma a porção do traçado da corrente. Ao terminar a parte do traçado, a corrente varia bruscamente e diminui de seu valor máximo até o valor mínimo, formando a parte de retôrno da corrente. Durante esse período, a tensão na bobina cai rapidamente de seu nível *c*, acima do eixo zero, até o ponto *d*, que fica bem abaixo do eixo zero, permanecendo nesse valor de *d* até *e*, durante o período de retôrno da corrente. Depois de terminado o período de retôrno, a tensão cresce rapidamente até o ponto *f*, permanecendo nesse valor durante o período do traçado da onda de

corrente seguinte e, assim, sucessivamente. Deve-se notar que o nível da tensão acima do eixo zero na direção positiva, *a* para *b*, durante o período do traçado, é consideravelmente menor do que o da tensão abaixo do eixo zero na direção negativa, durante o período de retorno. Isso porque a amplitude da tensão nas bobinas é diretamente proporcional à razão de variação da corrente e ao valor da indutância das bobinas. Como, nas bobinas, durante o período de retorno a corrente está variando com muito maior rapidez do que durante o período do traçado, a tensão correspondente nas bobinas durante o retorno será muito maior, conforme está indicado em E, Figura 9-5, pelo grande impulso da tensão que ocorre durante o período de retorno.

Pelo que foi dito acima, é evidente que, a fim de ser produzida uma corrente dente de serra linear num circuito puramente resistivo, é preciso que seja aplicada uma tensão dente de serra; num circuito puramente indutivo, é, também, evidente que é preciso empregar uma onda retangular de tensão. Nos circuitos práticos, porém, existem sempre indutância e resistência, de modo que nem uma tensão dente de serra (exceto em casos especiais em que predomina resistência), nem uma tensão retangular, isoladamente, conseguirão produzir uma corrente dente de serra linear. Por exemplo, se uma tensão retangular fosse aplicada a um circuito que contivesse resistência e indutância, como o de F, Figura 9-5, a corrente seria, antes, exponencial que dente de serra. No caso real, portanto, em que existem indutância e resistência é necessário que a forma de onda da tensão seja uma combinação em proporções adequadas de uma onda dente de serra e de uma onda retangular, para que seja produzida uma corrente dente de serra linear.

A disposição utilizada está mostrada em G, Figura 9-5. A tensão de entrada consiste em uma onda dente de serra modificada: uma onda dente de serra superposta a uma onda retangular. A área retangular da onda da tensão força a passagem de uma corrente dente de serra pela parte indutiva do circuito, ao passo que a área dente de serra força a passagem de uma corrente dente de serra pela parte resistiva. Se o circuito fôr predominantemente indutivo, a maior parte da onda de tensão será retangular. Se, pelo contrário, o circuito fôr predominantemente resistivo, a onda de tensão terá que ser preponderantemente dente de serra. De fato, quando é empregado um pentodo como válvula de saída da varredura vertical, a impedância da placa da válvula é tão elevada que o efeito da indutância do circuito torna-se praticamente desprezível (em 60 ciclos) em face da impedância de placa, e a tensão de grade é praticamente uma onda dente de serra simples.

8 — PRODUÇÃO DE UMA TENSÃO DENTE DE SERRA MODIFICADO

A tensão nas bobinas de deflexão necessária para nelas produzir uma corrente dente de serra linear pode ser obtida de diversas maneiras.

Um método de larga aplicação consiste em modificar a saída dente de serra do gerador de varredura antes que ela seja aplicada à grade da válvula de saída de varredura. Isso pode ser conseguido, colocando-se um resistor em série com o capacitor de carga, conforme se vê na Figu-

ra 9-6, de maneira que a corrente de descarga, assim como a de carga, passem por ele. Em vez de ir o capacitor de carga diretamente para a massa, seu retôrno para a massa ou —B é feito através dêsse resistor cujo valor é muito menor do que o do resistor em série através do qual o capacitor recebe sua carga. A tensão desenvolvida no capacitor é de dente de serra, ao passo que a tensão no resistor tem a forma de uma onda quadrada, como indicado na Figura 9-6. Tal acontece porque, durante o

período de carga, quando a carga no capacitor estiver crescendo segundo uma razão lenta, mas constante, a corrente no resistor será pequena, sendo, porém, sensivelmente constante. Como a corrente no resistor é constante, a tensão nêle desenvolvida terá a forma de uma onda quadrada, crescendo bruscamente de um valor *a* até *b* determinado pela equação $V = IR$ e aí permanecendo durante o período de carga do capacitor. Mas, quando o capacitor se descarregar súbitamente sôbre a válvula, passará pelo resistor uma corrente intensa de sentido oposto,

que faz com que a tensão no resistor fique fortemente negativa, de *c* para *d*, permanecendo nesse valor durante o rápido período de descarga. Assim que terminar o período de descarga e o capacitor começar novamente a se carregar, a tensão no resistor crescerá repentinamente de *e* para *f*, completando assim o ciclo e produzindo no resistor uma onda quadrada de tensão, enquanto a tensão no capacitor estiver crescendo e decrescendo segundo uma onda dente de serra. Por conseguinte, a tensão desenvolvida nessa combinação em série de capacitância e resistência não será uma onda dente de serra pura ou uma onda retangular pura, sendo a soma dessas duas tensões, cujo aspecto está representado à direita na Figura 9-6. Essa é a forma de onda modificada que pode ser aplicada à grade da válvula de saída de varredura, a fim de produzir nas bobinas de deflexão uma corrente dente de serra. Quando este método é utilizado, em geral a válvula amplificadora de varredura trabalha na região linear de sua curva característica, de maneira que a tensão nas bobinas defletoras seja uma réplica amplificada da tensão modificada aplicada ao circuito de grade.

Outro método de se obter nas bobinas defletoras a tensão de forma de onda correta consiste em se aplicar diretamente à grade da válvula amplificadora de varredura, sem modificação, a saída dente de serra do gerador de varredura e polarizar a válvula de maneira que trabalhe quase em classe B. Isso faz com que a válvula de saída de varredura seja cortada durante as oscilações mais negativas da tensão dente de serra na grade e produza a desejada tensão de forma de onda modificada no circuito de placa.

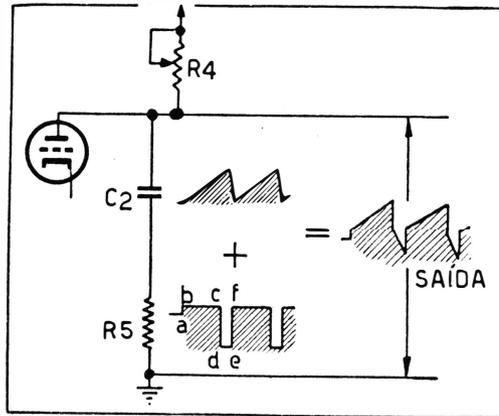


FIG. 9-6 — Produção de uma tensão dente de serra modificado

9 — OSCILAÇÕES TRANSITÓRIAS E CIRCUITOS DE AMORTECIMENTO

Conforme foi visto, a corrente nas bobinas defletoras varia muito rapidamente durante o período de retôrno e nessa ocasião a tensão nas bobinas é muito alta — muito mais alta do que durante o período do traçado, ocasião em que a corrente nas bobinas varia segundo uma razão mais lenta. A relação entre a tensão e a corrente nas bobinas já foi explicada e também foi mostrado que, quando uma corrente variável passa por uma indutância, estabelece-se uma força contra-eletromotriz, resultado do corte das espiras da bobina pelo fluxo magnético variável. Essa tensão é proporcional à rapidez de variação da corrente nas bobinas e à indutância das bobinas. Como a amplitude dessa tensão é igual ao produto da razão de variação da corrente pelo valor da indutância das bobinas, a tensão correspondente ao período de retôrno será consideravelmente maior do que a correspondente ao período do traçado, porque a corrente nas bobinas varia muito mais rapidamente durante o período do retôrno.

Esse grande impulso de tensão desenvolvido nas bobinas durante o período de retôrno, quando é transformado pelo transformador de saída, aparece sob a forma de tensão muito alta na válvula de saída da varredura, como está indicado na Figura 9-7. Como será demonstrado mais

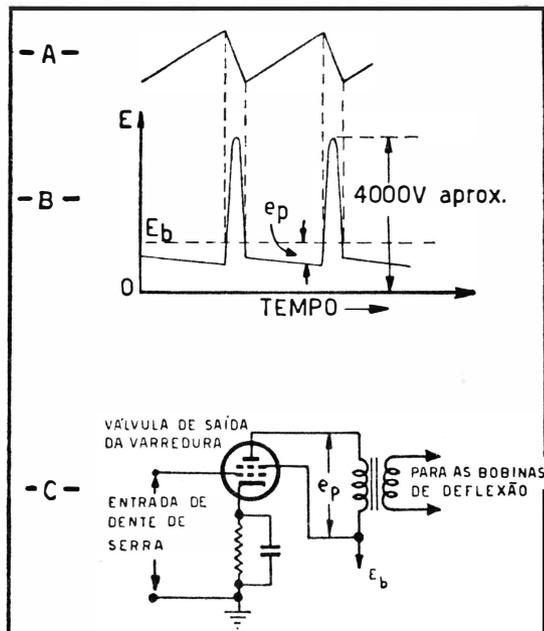


FIG. 9-7 — Impulso de tensão no circuito de saída da varredura

adiante, esse grande impulso de tensão pode ser utilizado para fornecer a alta tensão para o segundo anodo da válvula de televisão. Essa condição é muito mais pronunciada no caso do circuito de varredura horizontal por causa da maior frequência das ondas dente de serra horizontais (15 750 Hz). A corrente nas bobinas de deflexão horizontal varia do máximo até o mínimo, durante o período de retôrno, em 6 microssegundos, aproximadamente, ao passo que a corrente nas bobinas de deflexão vertical varia do máximo até o mínimo, durante o retôrno vertical, segundo uma razão muito mais lenta, levando aproximadamente 833 microssegundos.

Como o circuito de saída da varredura possui uma certa capacitância distribuída que, junto com a indutância, forma um circuito ressonante de frequência relativamente alta, o choque repentino

dêsse forte impulso de tensão, desenvolvido na indutância da bobina durante o retorno, fará com que o circuito ressonante entre em oscilação e estabeleça oscilações transitórias como as mostradas em A, Figura 9-8. Essas oscilações afetarão a onda de corrente dente de serra, como se vê em B. A frequência dessas oscilações depende da frequência natural de ressonância da indutância do transformador de saída e das bobinas combinada com as capacitâncias distribuídas e parasitas do circuito. Como essas oscilações distorcem a forma de onda dente de serra no início da parte do traçado da varredura, é preciso impedir que persistam (é preciso amortecê-las) para que a linearidade no início da varredura seja adequada. Em C, Figura 9-8, está mostrado o amortecimento dessas oscilações enquanto que D mostra o efeito produzido por amortecimento excessivo. Se o início da parte do traçado da onda não fôr linear, quando fôr retirada a supressão horizontal, a figura ficará distorcida na extremidade esquerda. A falta de amortecimento ou o amortecimento excessivo se revelam sob a forma de uma barra vertical brilhante na extremidade esquerda da tela.

CIRCUITO DE AMORTECIMENTO R-C

Há vários métodos para amortecer essas oscilações transitórias. Um dos meios mais simples de impedi-las que continuem, é ligar em derivação com o secundário do transformador de saída da varredura uma rede de R-C. Esse é o método utilizado no receptor General Electric Modelo 90 (de antes da guerra), estando representado na Figura 9-9. Essa rede em derivação aplica uma carga em paralelo

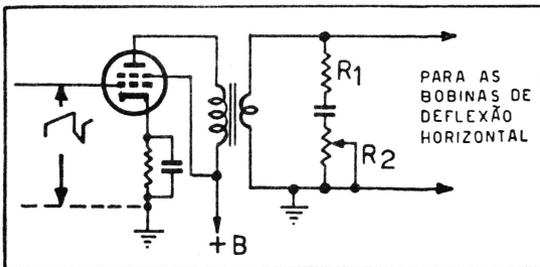


FIG. 9-9 — Circuito de amortecimento R-C

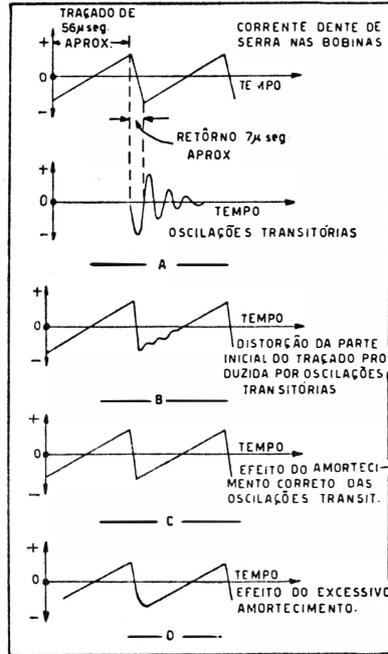


FIG. 9-8 — Oscilações transitórias no circuito de varredura

com a indutância, rapidamente amortecendo ou dissipando as oscilações transitórias estabelecidas quando a corrente na bobina varia subitamente, durante o período de retorno da varredura, impedindo assim que essas oscilações transitórias afetem a linearidade da corrente dente de serra nas bobinas. Os valores de resistência e capacitância são escolhidos de modo tal que essa rede em derivação carregue fortemente o circuito nas frequências relativamente altas das oscilações e não tenha efeito de carga

apreciável durante a parte de retôrno da varredura. O resistor variável R12 na Figura 9-9 varia o efeito de derivação dessa rêde, sendo empregado para controlar o grau de amortecimento.

CIRCUITO DE VÁLVULA DE AMORTECIMENTO

Conquanto as oscilações transitórias produzidas durante o retôrno possam ser amortecidas convenientemente pelo método R-C que acabou de ser descrito, é êsse método pouco eficaz no que se refere aos circuitos de deflexão horizontal. Em vez de dissipar numa resistência a energia representada por essas oscilações transitórias, parte dessa energia pode ser aproveitada para aumentar o rendimento do sistema de deflexão, mediante o emprêgo adequado de um circuito de amortecimento do tipo de válvula a vácuo.

Além de amortecer as oscilações transitórias que ocorrem durante o retôrno, o circuito de válvula de amortecimento desempenha diversas outras funções. Uma dessas é permitir a utilização da energia magnética armazenada nas bobinas de deflexão horizontal para fornecer alta tensão para a válvula de televisão. Outra função é a recuperação de parte dessa energia magnética a fim de aumentar o rendimento do circuito de saída da varredura. Utilizando a energia magnética armazenada para desempenhar as funções acima, a energia magnética é dissipada rapidamente, sendo eliminadas as oscilações transitórias indesejáveis.

No Figura 9-10 está representado um circuito típico de válvula de amortecimento, sendo êsse circuito empregado em diversos receptores General Electric. A ação dêsse circuito, basicamente, é a seguinte: Quando

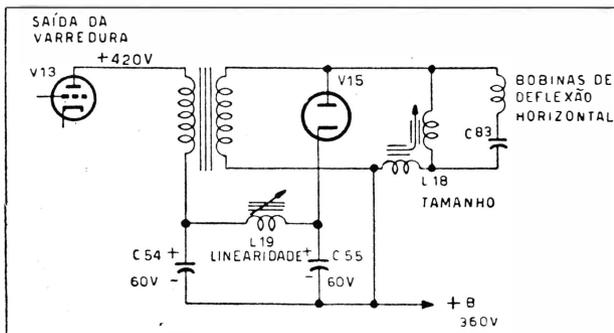


FIG. 9-10 — Circuito de válvula de amortecimento

a corrente de saída da varredura V13 é cortada repentinamente no início do retôrno horizontal, o campo magnético produzido pelo crescimento gradual da corrente nas bobinas defletoras, durante o período do traçado, começa a desaparecer. A válvula de amortecimento V15 e o transformador de saída da varredura estão liga-

dos de tal modo que, quando o campo magnético nas bobinas defletoras começa a desaparecer, o grande impulso de tensão desenvolvido por êsse campo que está desaparecendo é negativo na placa da válvula de amortecimento; a válvula de amortecimento não conduz no instante em que o circuito entra em oscilação, excitado por choques pelo desaparecimento do campo magnético. Sendo aproximadamente de 1 000 volts o impulso negativo da tensão desenvolvida nesse instante, um diodo comum não pode ser utilizado como válvula de amortecimento. E' necessário utilizar uma válvula retificadora cuja característica de tensão inversa de crista seja

suficientemente alta. A válvula retificadora também precisa poder suportar a corrente de crista de grande intensidade que ocorre quando a placa fica positiva. A válvula de amortecimento permanece no corte, só conduzindo depois de terminada a parte de retôrno da corrente que passa pelas bobinas defletoras. Isso está indicado pela Figura 9-11, que mostra a relação entre a corrente nas bobinas defletoras e a tensão oscilatória na placa da válvula de amortecimento. Observar-se-á que a tensão oscilatória na placa da válvula de amortecimento é negativa durante o período de retôrno, só atravessando o eixo, tornando-se positiva, depois de ter a corrente nas bobinas atingido o valor máximo negativo, indicado pelo ponto A. E' necessário êsse primeiro semiciclo de oscilação livre, para que permita o retôrno adequado, permitindo, também, que parte da energia magnética seja utilizada para a alimentação de alta tensão. (A alimentação de alta tensão será explicada mais adiante neste capítulo).

Quando a corrente nas bobinas defletoras tiver atingido seu valor máximo negativo, ponto A, estará terminado o retôrno do

traço e a corrente nas bobinas inverterá de sentido e iniciará a parte do traço da corrente dente de serra, de A para B. Mas, durante o período de retôrno, a quantidade de energia magnética dissipada foi muito pequena porque a válvula não estava conduzindo e não estava aplicada nenhuma carga ao circuito oscilatório. Por conseguinte, quando a corrente nas bobinas se inverte para iniciar o período do traço seguinte, haverá na bobina defletora um campo magnético intenso que também inverterá de sentido e fará com que a tensão oscilatória fique positiva. Se não houvesse válvula de amortecimento em paralelo com as bobinas defletoras, o circuito continuaria a oscilar em sua frequência natural, como está indicado na Figura 9-12, até que a energia armazenada, finalmente, se dissipasse na resistência do circuito. Isso, evidentemente, é muito indesejável porque destrói a linearidade do início do traço, como mostra a Figura 9-12.

Com a válvula de amortecimento no circuito, porém, quando a tensão oscilatória começa a ficar positiva, como no ponto C da Figura 9-11, a válvula começa a conduzir fortemente, dêsse modo aplicando uma carga em paralelo com a bobina defletora, de modo que ela não pode continuar a oscilar. A energia armazenada no campo magnético é dissipada pela carga constituída pela válvula de amortecimento numa razão apropriada para que o traço seja linear.

A válvula de saída da varredura trabalha de maneira que fique no corte, não só durante o período de retôrno como, também, durante o início da parte do traço da onda dente de serra. Permanece no corte du-

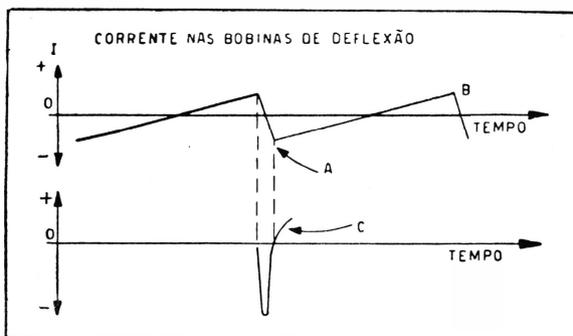


FIG. 9-11 — Tensão transitória nas bobinas defletoras.

rante 30% da parte inicial do traçado, aproximadamente e, durante esse período, a corrente dente de serra nas bobinas de deflexão é resultado da energia magnética armazenada. Isso está indicado na parte da onda dente de serra marcada *A* na Figura 9-13. Conforme anteriormente mencionado, a energia armazenada no campo magnético é dissipada pela carga apresentada pela válvula de amortecimento numa razão que permita a linearidade do traçado. Quando a razão de queda começar a se apro-

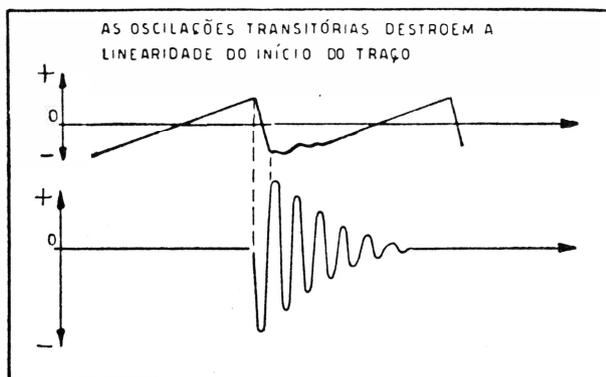


FIG. 9-12 — Oscilação no circuito de varredura sem válvula de amortecimento

xima de uma condição não-linear, como no ponto *B*, Figura 9-13, a válvula de saída da varredura começará a conduzir, como indicado no ponto *C*, chamando a si novamente a tarefa de manter corrente na bobina defletora, um pouco antes que a energia magnética armazenada na bobina esteja completamente dissipada, ponto *D*. A válvula de saída da varredura fornece para a bobina defletora corrente de amplitude quase constantemente crescente, do ponto *E* ao ponto *F*, Figura 9-13. Quando for atingido o ponto *F*, a válvula de saída da varredura ficará novamente no corte, será iniciado o retôrno do traço e todo o ciclo será repetido. As correntes na bobina defletora, resultantes da condução, tanto da válvula de amortecimento, quanto da válvula de saída da varredura, se encurvam no ponto de cruzamento *G*. Entretanto a combinação dessas duas correntes produz na bobina uma corrente que é linear nesse ponto, como mostra a linha tracejada da Figura 9-13.

Durante o período de retôrno, a válvula de amortecimento não está conduzindo. Mas, imediatamente depois do período de retôrno, o diodo conduz fortemente e a energia magnética armazenada é convertida em energia de corrente contínua, carregando os capacitores *C54* e *C55*, da Figura 9-10. A carga estabelecida nesses capacitores provenientes da energia magnética armazenada é da ordem de 60 volts e age como se uma bateria de 60 volts estivesse ligada em série com a fonte de tensão normal. O circuito equivalente está representado na Figura 9-14, que mostra a carga nos capacitores proveniente da tensão

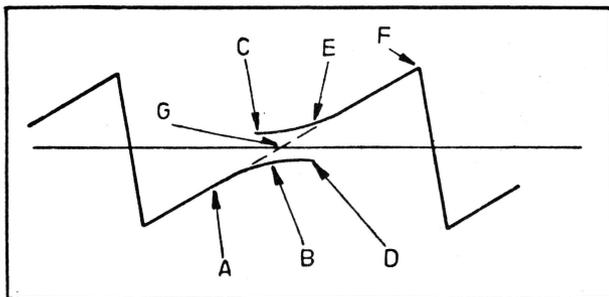


FIG. 9-13 — Efeito da condução da válvula de amortecimento

normal. O circuito equivalente está representado na Figura 9-14, que mostra a carga nos capacitores proveniente da tensão

de retorno suprida pela bobina defletora em relação à tensão normal do +B. Observar-se-á que a carga no capacitor está em série aditiva com a fonte de alimentação normal de +B e eleva de 60 volts aproximadamente, a tensão efetiva de placa da válvula de saída da varredura 6BG6G. Isso permite que a válvula de saída da varredura trabalhe aproximadamente com 420 volts, embora a fonte normal de +B seja apenas de 360 volts, aumentando assim o rendimento do sistema com a recuperação de parte da energia do campo magnético que, de outro modo, ficaria perdida. A corrente de placa da válvula de saída da varredura, ao contrário do que se poderia supor à primeira vista, não passa pela válvula de amortecimento depois de C54 e C55 ficarem carregados (o que acontece quase imediatamente depois de ser o receptor pôsto em funcionamento); a corrente de placa é fornecida pela carga aplicada em C54 e C55, a qual se descarrega em série com a fonte normal de +B (Figura 9-10).

A tensão nos capacitores C54 e C55 proveniente da tensão de retorno da bobina é uma tensão pulsativa, empregando-se uma rede de filtro passa-baixas, constituída de C54, L19 e C55 (Figura 9-10) para alisar parcialmente essas pulsações. Ainda permanece, entretanto, alguma tensão de ondulação na saída desse filtro e, mediante o desvio da fase dessa ondulação em relação à corrente de placa da válvula de saída da varredura, é possível a correção de qualquer pequena não-linearidade da varredura. Esse efeito é obtido fazendo-se variável o ramo indutivo L19 do filtro passa-baixas, como está indicado na Figura 9-10.

O tamanho horizontal é variado por meio de um indutor variável L18. Figura 9-10 parte do qual fica em série com as bobinas de deflexão horizontal e, a outra parte, em derivação com as mesmas. É empregado um núcleo de ferro comum às duas seções do indutor. Quando o núcleo de ferro estiver na seção que fica em paralelo com as bobinas defletoras, a largura da figura será máxima, porque nessa situação a parte do controle de tamanho que fica em paralelo com as bobinas terá indutância máxima (efeito de derivação mínimo), ao passo que a seção do controle de tamanho, em série com as bobinas, terá indutância mínima (impedância mínima em série com a bobina defletora). Quando o núcleo de ferro estiver na seção ligada em série com as bobinas defletoras, a largura da figura será mínima, porque, então, o controle de tamanho terá o máximo de efeito de derivação (indutância mínima da parte em paralelo) sobre as bobinas e apresentará máxima impedância (indutância máxima da se-

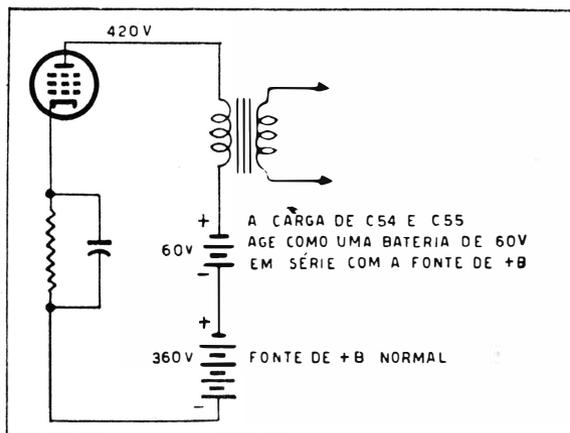


FIG. 9-14 — Distribuição equivalente de tensão no circuito de saída da varredura

ção em série) em série com as bobinas defletoras. Evidentemente, pode-se conseguir qualquer variação, conforme as diferentes posições do núcleo de ferro. Esse tipo de controle provê uma impedância uniforme para o transformador de saída dentro de grandes limites de ajuste. O controle de tamanho, comumente, ficaria associado com o gerador de varredura, variando a amplitude de sua saída que, por sua vez, variaria a grandeza da deflexão do feixe; entretanto, quando a tensão induzida de retorno, desenvolvida durante o período de retorno do traço horizontal, é empregada na fonte de alta tensão, é necessário que a amplitude do sinal na grade do amplificador de varredura horizontal seja mantida constante, exigindo, assim, que o controle de tamanho horizontal fique colocado na saída do amplificador de varredura.

10 — FONTE DE ALTA TENSÃO DO TIPO DE RETORNO

Conforme foi dito acima, além de parte da energia magnética ser utilizada para aumentar o rendimento do estágio de saída da varredura horizontal, parte dessa energia também é empregada para desenvolver a alta tensão necessária para o segundo anodo da válvula de televisão.

Durante o período de retorno, quando o campo magnético armazenado na bobina começa a desaparecer, na bobina defletora desenvolve-se um impulso de tensão de 1 000 volts, aproximadamente. Esse impulso de tensão é negativo na placa da válvula de amortecimento, mas, em virtude

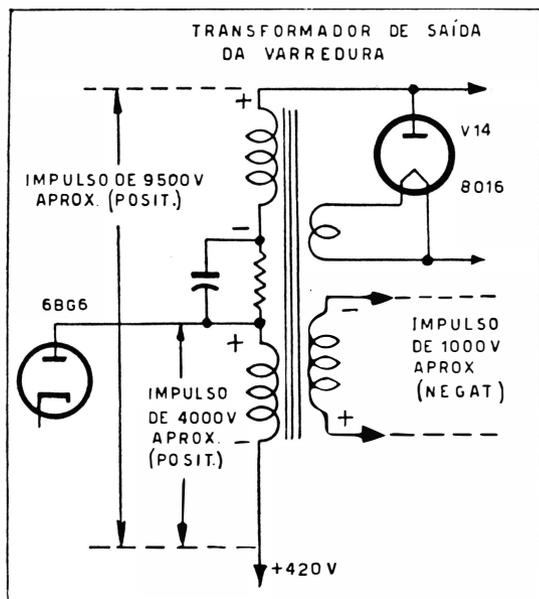


FIG. 9-15 — Fonte de alta tensão do tipo de retorno

da ação do transformador, aparece no terminal de placa do primário como um impulso positivo de amplitude muito maior. Esse impulso de tensão induzida que aparece no primário do transformador de saída de varredura é da ordem de 4 000 volts, sendo ainda aumentado por meio de um enrolamento adicional ligado em série com o enrolamento primário normal, como mostra a Figura 9-15. Esse enrolamento adicional, pela ação de autotransformador provê uma elevação de tensão de pouco mais que 2:1, aparecendo um impulso de 9 500 volts, aproximadamente, na placa da válvula retificadora de alta tensão, V-14, que é uma válvula 8 016, em circuito de meia onda.

A relação entre a corrente e a tensão está indicada na Figura 9-16, onde *A* representa a onda de corrente dente de serra e *B* representa a tensão no primário de T-17 durante os períodos do traçado do retorno da

onda dente de serra. Note-se que, durante o período do traçado, a tensão no primário de T-17 permanece sensivelmente constante em um valor um pouco inferior ao da fonte de +B e que, durante o período de retorno, a tensão apresenta uma forte crista positiva de cerca de 4 000 volts. Esse impulso de tensão é reforçado do modo acima exposto, e, em geral, aplicado ao retificador de

alta tensão, cuja saída retificada é filtrada por meio de um filtro RC, formado por C53 e R63 (Figura 9-20) antes de ser aplicada ao anodo de alta tensão da válvula da imagem. Graças à frequência relativamente alta dos impulsos (15 750 Hz) a filtragem requerida é muito pequena e um capacitor de 500 pF é mais do que satisfatório para esse fim. Também, como o capacitor do filtro é tão

pequeno, não pode armazenar uma carga perigosa, tornando a fonte de alta tensão relativamente segura. Quando a corrente de saída do retificador de alta tensão ultrapassar de 200 microampères, aproximadamente, a tensão cairá muito rapidamente para um valor baixo, por causa da má regulagem do circuito, contribuindo, assim, para a segurança da fonte de alta tensão. Contudo, a regulagem é mais do que satisfatória para a alimentação do cinescópio.

Uma característica notável dessa fonte de alta tensão é o fato de ser a tensão de filamento para a válvula 8016 obtida do transformador de saída da varredura T-17, por meio de uma única espira enrolada em torno do seu núcleo. Com isso, elimina-se a necessidade de um transformador de filamento convencional de 60 hertz, cujo isolamento teria que ser, pelo menos, para 15 kV.

O resistor de 470 k Ω , RE2, (Figura 9-20) fica ligado em série com os dois enrolamentos primários para impedir a passagem de corrente excessiva no transformador, no caso de se dar um curto-circuito acidental na seção de alta tensão do enrolamento primário. C92 provê passagem às componentes de alta frequência presentes nos extremos de R62.

11 — CIRCUITO TÍPICO DE DEFLEXÃO ELETROMAGNÉTICA

CIRCUITOS VERTICAL E HORIZONTAL DE ANTES DA GUERRA

Os geradores de varredura vertical e horizontal, junto com os circuitos associados para a deflexão eletromagnética no receptor de televisão G.E. Modelo 90, que é típico do projeto de um receptor de antes da

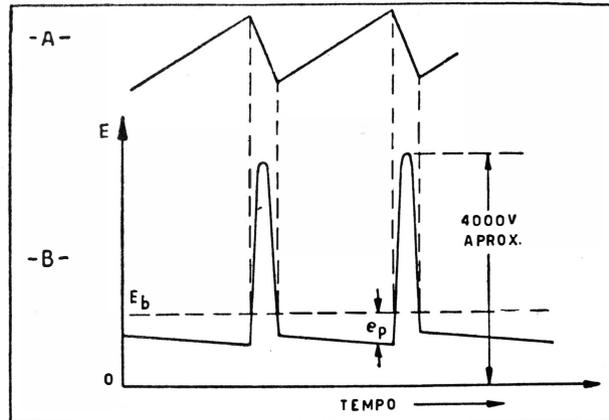


FIG. 9-16 — Ondas de corrente e tensão no circuito de saída da varredura

guerra, estão representados na Figura 9-17. As bobinas defletoras estão representadas sobre o pescoço da válvula da imagem, sendo L_1 e L_2 o par de bobinas verticais e L_3 e L_4 , o par de bobinas horizontais. A saída da amplificadora de varredura horizontal 6L6 está ligada às bobinas de deflexão horizontal por meio do transformador de saída horizontal T2.

O gerador de varredura horizontal é do tipo multivibrador. A tensão dente de serra modificado que aparece entre C_5 e R_{14} é acoplada à grade da amplificadora de varredura horizontal 6L6 por meio de C_6 . A frequência natural do oscilador horizontal é controlada por R_8 . Os impulsos

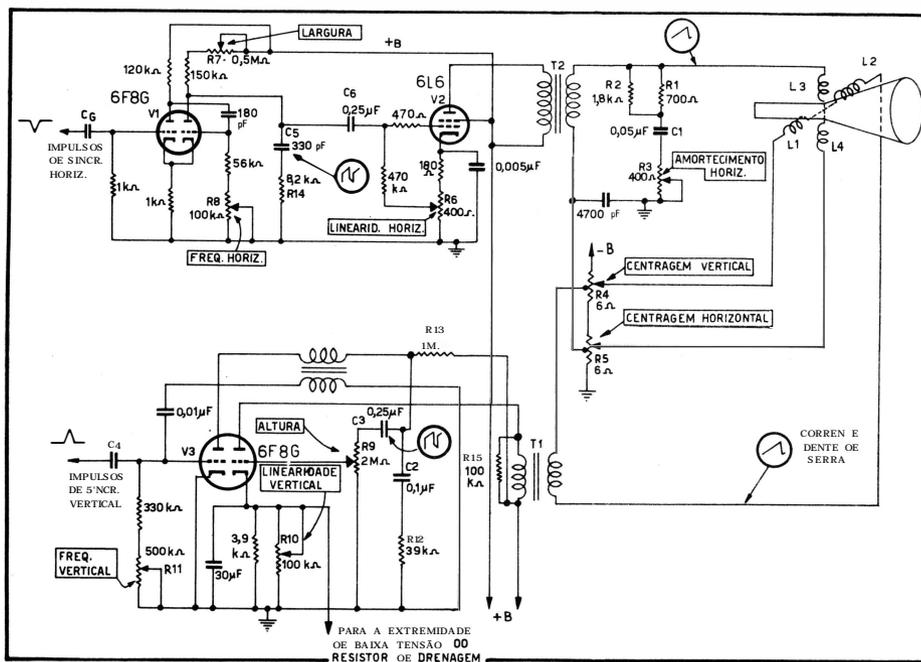


FIG. 9-17 — Geradores de varredura vertical e horizontal (G.E. - Modelo 90)

os negativos de sincronismo são acoplados à seção esquerda do multivibrador por meio do capacitor C_6 . A amplitude da varredura horizontal é controlada em C_5 durante a parte do traçado do ciclo. A linearidade horizontal é controlada pelo potenciômetro R_6 , que varia a polarização da amplificadora de varredura, mudando suas características de maneira que nas bobinas seja obtida uma corrente dente de serra linear.

O amortecimento na saída da varredura horizontal é efetuado pela rede de resistência-capacitância R_1 , R_2 , C_1 e R_3 , que fica em paralelo com as bobinas de deflexão horizontal, sendo exatamente igual ao circuito R-C que foi descrito a propósito do amortecimento das oscilações transitórias. Como esse tipo de circuito de amortecimento não utiliza para outros fins a energia magnética armazenada, como no caso do circuito de amortecimento do tipo de válvula a vácuo, a alta tensão para esse receptor é obtida da fonte de alimentação normal de 60 hertz, com todas as suas desvan-

tagens. Como no circuito de deflexão vertical o amortecimento requerido é muito pequeno, por causa da baixa frequência empregada, basta apenas derivar por R15 o primário do transformador de saída da varredura vertical para que o amortecimento do circuito seja satisfatório.

A centragem do feixe de elétrons é realizada pelos potenciômetros R4 e R5, que regulam a intensidade da corrente contínua que passa pelas bobinas defletoras. O potenciômetro R4 centra o feixe verticalmente, enquanto que R5 centra horizontalmente. Os controles estão ligados de tal modo que, quando o braço do controle estiver a meio, não passará corrente contínua pelas bobinas. O movimento do braço do controle para qualquer lado de sua posição central faz passar corrente pelas bobinas, dependendo o sentido da corrente do lado para o qual tiver sido movido o braço. Essa corrente contínua funciona como um feixe, em torno do qual varia a onda de C.A. de dente de serra, provendo desse modo um meio de deslocar vertical ou horizontalmente toda a trama.

A seção direita de V3 é utilizada como amplificadora de varredura vertical, sendo ligada às bobinas de deflexão vertical por meio do transformador de saída vertical T1. A linearidade da varredura vertical é controlada por R10, que varia a polarização da amplificadora de varredura vertical da mesma forma que no caso do amplificador de varredura horizontal. A amplitude da varredura vertical é controlada por R9, cujo ajuste determina o valor da tensão dente de serra modificado que é aplicada ao amplificador de varredura. O gerador de varredura vertical é um oscilador de bloqueio do tipo que já foi explicado, o qual utiliza a seção esquerda de V3. A tensão dente de serra modificado é produzida entre C2 e R12, quando C2 é carregado gradualmente através de R13 e, em seguida, descarregado rapidamente em série com R12 e a válvula. A tensão é acoplada à grade do amplificador de varredura por meio de C3, que é ligado à extremidade superior do controle de tamanho vertical. A frequência natural do oscilador de bloqueio é controlada pelo resistor variável R11. Os impulsos positivos de sincronismo são aplicados à grade do oscilador de bloqueio por meio de C4.

CIRCUITOS DE VARREDURA VERTICAL DE APÓS-GUERRA

Na Figura 9-18 estão representados um gerador de varredura vertical e o circuito de saída utilizados em diversos modelos de após-guerra.

Conforme indica a figura, as bobinas de deflexão vertical são acopladas à válvula de saída da varredura vertical, V10, por meio do transformador de saída da varredura vertical, T15. Como a amplitude das oscilações transitórias que se estabelecem durante o retorno do traço vertical é muito pequena, elas são amortecidas facilmente, derivando-se o primário e o secundário do transformador de saída da varredura por R114 e R115, respectivamente.

A tensão dente de serra é produzida por uma válvula 6SN7, V9, que é um duplo triodo ligado no circuito de um multivibrador acoplado pela placa. A tensão dente de serra desenvolvida no capacitor de carga C34 é acoplada diretamente à grade da válvula de saída da varredura vertical V10. A frequência vertical é controlada pela mudança da constante de tempo no circuito de grade do multivibrador (como foi minuciosamente

explicado no capítulo VIII) por meio de um potenciômetro, R-29. O sincronismo é mantido pela injeção de impulsos negativos de sincronismo na grade de uma das seções do multivibrador, como mostra a Figura 9-18.

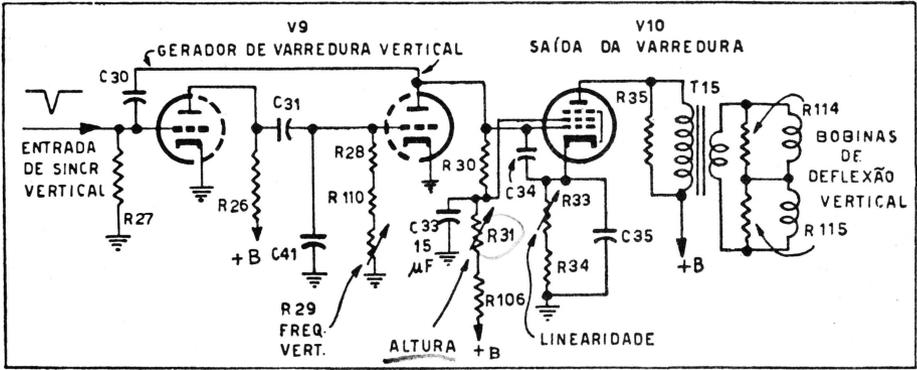


FIG. 9-18 — Circuito de saída de varredura vertical

A amplitude da tensão dente de serra desenvolvida entre C34, que determina o tamanho vertical ou a altura da figura, é variada pelo potenciômetro R31, que varia a tensão de +B aplicada ao circuito de carga. O controle de tamanho R31 comanda também o tamanho vertical ou altura, variando simultaneamente a tensão da grade de blindagem da válvula de saída da varredura V10. Assim, o controle de tamanho varia a amplitude da tensão dente de serra na grade de V10, ao mesmo tempo que varia a tensão da grade de blindagem de V10. Quando a amplitude da onda dente de serra é aumentada, a tensão da grade de blindagem também é aumentada, e reciprocamente. A grade de blindagem de V10 é fortemente derivada por C33, para impedir que seu potencial varie segundo a frequência da tensão dente de serra.

Para produzir nas bobinas uma corrente dente de serra, não é necessário modificar a saída de dente de serra do gerador de varredura da maneira que foi explicada anteriormente, porque o circuito de saída é predominantemente resistivo, por causa da grande resistência de placa (R_p) do pentodo 6V6, e da pequena reatância das bobinas de deflexão vertical. Emprega-se, porém, um controle de linearidade para assegurar que a corrente dente de serra nas bobinas defletoras seja linear.

O controle de linearidade é feito realimentando-se no circuito de grade de V10 numa tensão de correção desenvolvida no circuito do catodo da válvula de saída da varredura V10, por meio do capacitor de carga C34. A tensão de catodo de V10, que é realimentada através de C34, tem curvatura oposta correspondente à parte não-linear da saída de dente de serra de V9 de maneira que, mediante a combinação dessas tensões na grade de V10, qualquer não-linearidade pequena pode ser corrigida. Isso está indicado pela Figura 9-19. A grandeza dessa tensão de correção é controlada pelo potenciômetro de linearidade vertical R33, no catodo de V10. Pode não parecer evidente à primeira vista que uma componente alternativa de tensão possa ser desenvolvida no resistor de catodo de V10,

pois que é derivado por um capacitor bastante grande, C35, mas, como a frequência da varredura vertical é de 60 hertz apenas, a reatância do capacitor não é suficientemente baixa para derivar toda a componente alternativa. Na verdade,

o capacitor de catodo teria que ser várias vezes maior do que o mostrado, a fim de manter uma tensão absolutamente constante no resistor de catodo. O valor da tensão de correção realimentada na grade de V10 por meio de C34 é determinado pelo resistor variável do catodo R33. Além da tensão de correção realimentada, a linearidade também é controlada, em certo grau, pela mudança nas características da válvula de saída da varredura, que ocorre quando a polarização é variada por meio do controle de linearidade.

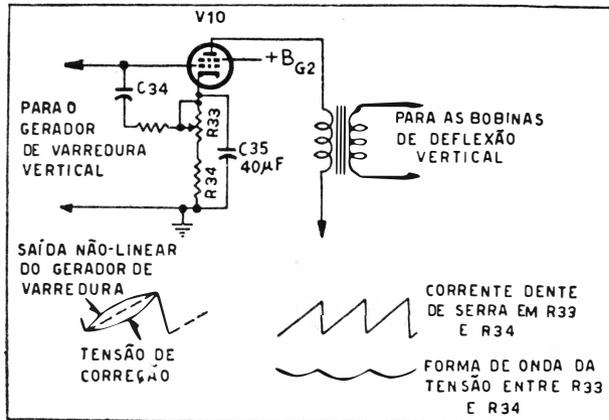


FIG. 9-19 — Circuito de linearidade da varredura vertical

CIRCUITOS DE VARREDURA HORIZONTAL DE APÓS-GUERRA

Os circuitos de saída da varredura horizontal utilizados nos receptores atuais são muito mais complexos do que os utilizados para a saída da varredura vertical porque, além de fornecerem corrente suficiente de forma de onda apropriada para as bobinas defletoras, esses circuitos desempenham também as funções de suprir alta tensão para o cinescópio, amortecer as oscilações transitórias que ocorre durante o retorno do traço e recuperar parte da energia de retorno, o que contribui para aumentar a tensão de saída da varredura, como foi explicado anteriormente.

A Figura 9-20 apresenta o gerador de varredura e circuitos típicos de saída, dos que são empregados em muitos de nossos modelos de após-guerra. Por questão de simplicidade, foram omitidas certas partes do circuito do gerador de varredura horizontal, pois que ele é controlado por um controle automático de frequência que será explicado minuciosamente em capítulo subsequente. Esse circuito praticamente é o mesmo que o explicado anteriormente, quando tratamos dos circuitos da válvula de amortecimento e da alta tensão; entretanto, há alguns pontos que convém repetir. Principiando pelo gerador de varredura horizontal, que é um oscilador de bloqueio, a tensão dente de serra, desenvolvida entre os terminais do capacitor de carga C50, é acoplado à grade da válvula de saída da varredura. A saída dessa válvula é acoplada às bobinas de deflexão horizontal por meio de um transformador de casamento de impedâncias, T17. O capacitor C83 permite que a corrente alternativa de dente de serra passe pelas bobinas defletoras, mas impede que a tensão contínua existente no circuito da válvula de amortecimento apareça nas bobinas, o que afetaria a centragem correta da figura.

O diodo de amortecimento, que é uma válvula retificadora 5V4, é empregado, primordialmente, para eliminar a oscilação transitória criada pela rápida variação da corrente nas bobinas durante o retôrno e para reter no enrolamento primário o impulso positivo de tensão, a fim de ser utilizado na fonte de alta tensão. E' empregado, também, para assegurar um traçado linear e para recuperar parte da energia de retôrno, utilizando-a para auxiliar a suprir os requisitos de +B da válvula de saída. Durante a condução da válvula de amortecimento, os capacitores C54 e C55 são carregados e, como essa carga fica em série aditiva com a fonte de alimentação normal de +B, contribui aproximadamente com 60 volts para a tensão total na placa da 6BG6G.

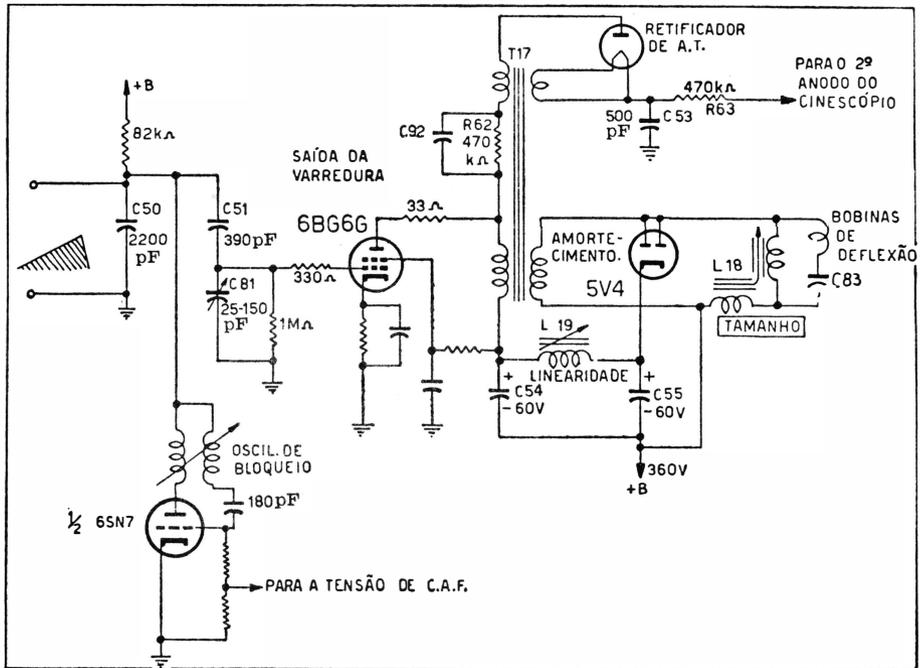


FIG. 9-20 — Gerador de varredura e circuito de saída

O indutor variável, L19, e os capacitores C54 e C55 constituem uma rede de desvio de fase que muda a fase da tensão de ondulação desenvolvida em C54 e C55. Esse meio de variar a tensão de ondulação que fornece parte do +B para a válvula de saída, permite controlar a linearidade. Como a válvula de saída da varredura trabalha quase em classe B, não é preciso modificar a tensão dente de serra, antes de aplicá-la à válvula de saída da varredura, a fim de produzir uma corrente dente de serra nas bobinas defletores.

Um contrôlo de excitação horizontal, C81, na saída do gerador de varredura, forma um divisor de tensão capacitivo em conjunto com C51, de maneira que controle o valor da tensão dente de serra aplicada à grade da válvula de saída da varredura.

O controle de largura horizontal, L18, forma um circuito série-paralelo com as bobinas de deflexão horizontal. A indutância é variada simultaneamente nas duas seções desse controle, sendo máxima a indutância do indutor em série quando a do indutor em paralelo for mínima, e vice-versa. O circuito paralelo deriva a corrente em torno das bobinas defletoras em grau maior, ou menor, conforme o valor de sua indutância, enquanto que, a seção em série atenua a corrente, mudando a impedância do circuito em série. Esse tipo de controle prevê impedância uniforme para o transformador de saída, dentro de grandes limites de ajuste.

Embora haja inúmeras variantes dos circuitos de deflexão explicados neste capítulo, em todos são utilizados os mesmos princípios básicos. As diferenças importantes nesses circuitos, de um para outro modelo, são tratadas nas notas de serviço dos diversos televisores.

CAPÍTULO X

Sincronização

1 — SINAL DE SINCRONISMO — RECAPITULAÇÃO

Para que seja fiel a reprodução da imagem na tela da válvula de televisão, é preciso que o ponto luminoso que faz a varredura no receptor reproduza exatamente o traçado efetuado pelo ponto luminoso que faz a exploração na válvula da câmara. Conforme explicado em capítulos anteriores, a sincronização da varredura no receptor com a exploração no transmissor é obtida por meio de impulsos característicos, transmitidos no fim de cada campo. A esta altura, seria conveniente que o leitor, antes de prosseguir no estudo da sincronização, fizesse uma revisão do capítulo terceiro, que trata muito pormenorizadamente do sinal de televisão.

2 — ALTURA E LARGURA DOS IMPULSOS DE SINCRONISMO

Conforme o estabelecido no Sinal Padrão de Televisão da RMA (Associação dos Fabricantes de Rádio), Figura 10-1, esses impulsos de sincronismo ocupam uma região em que as tensões do sinal são maiores do que a amplitude correspondente ao negro, ou mais precisamente, ocupam a região cuja amplitude esteja compreendida entre 75 e 100 por cento da amplitude máxima da portadora. Note-se que os impulsos de sincronismo que sincronizam a linha e o campo têm alturas iguais, e, também, que são de formas praticamente retangulares. Há, porém, uma diferença muito importante entre eles: a duração dos impulsos. A duração dos impulsos verticais largos que constituem o sinal do impulso vertical é de 27,3 microssegundos, ao passo que a duração dos impulsos de sincronismo horizontal é de 5,08 microssegundos, apenas.

Antes de ser adotado o sinal de televisão da Figura 10-1 foi considerada a possibilidade do emprêgo de impulsos de sincronismo com alturas diferentes para a sincronização do campo e da linha e, de modo especial, foi estudada a possibilidade de se fazerem os impulsos de sincronismo do campo com altura maior do que a dos impulsos de sincronismo da linha. Mas, tal disposição apresenta as seguintes características indesejáveis: (1) atribui a uma parte da gama de potência do transmissor a função única de sincronizar o campo; e, (2) aumenta o risco de desaparecer essa diferença de amplitude num receptor sobrecarregado. Como é possível al-

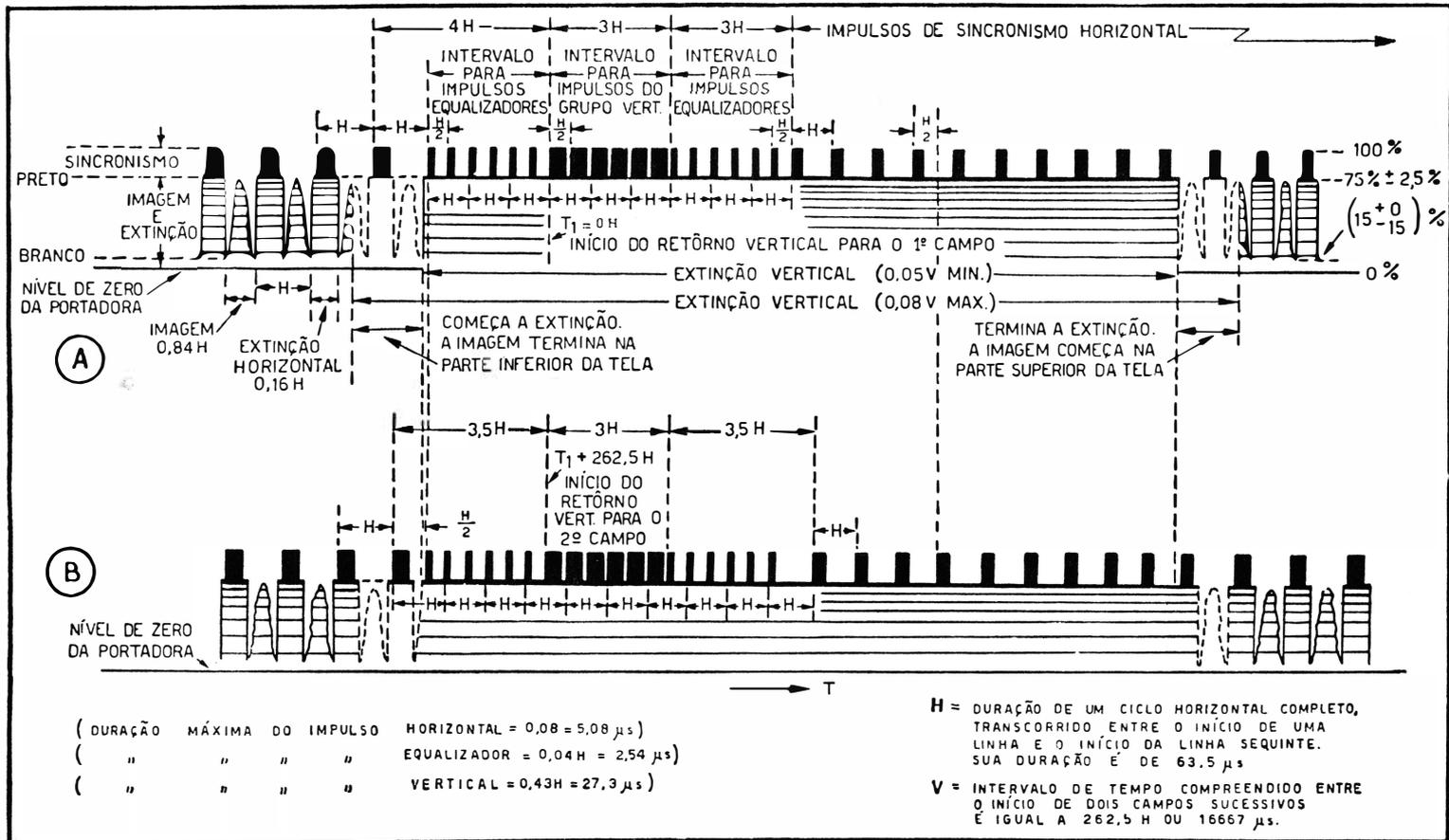


FIG. 10-1 — Sinal padrão de televisão da RMA

cançar resultados satisfatórios sem essas características indesejáveis, foram escolhidas a mesma altura e larguras diferentes para os dois tipos de impulsos.

3 — REGULAÇÃO UNIFORME DA LINHA DURANTE O INTERVALO DE SUPRESSÃO DO CAMPO

Já foi mostrado que os circuitos de deflexão de um receptor de televisão são projetados de maneira que a varredura normal da linha seja mantida durante o período de retôrno vertical, ou do campo. Isto quer dizer que as bobinas ou placas de deflexão horizontal da válvula de televisão precisam estar continuamente em ação, mesmo que o feixe luminoso fique suprimido durante um tempo relativamente grande, (aproximadamente 1 270 μ s) durante o período de extinção vertical. Isto é feito para que o gerador de varredura horizontal não saia de sincronismo durante o período de retôrno do campo, o que produziria mau intercalamento.

Para que a sincronização da linha seja mantida durante o retôrno do campo, especialmente quando fôr empregada sincronização direta do gerador de varredura horizontal, são fornecidos impulsos apropriados, que se sucedem a intervalos de 1 H durante todo o período de extinção do campo, como está mostrado pela parte do sinal destinado ao sincronismo e à extinção verticais na Figura 10-1.

Antes de entrar em pormenores sôbre êsses impulsos, precisam ser observados dois fatores importantes:

(1) a excursão do sinal completo de vídeo, desde o nível do negro até o nível de sincronismo contém a operação importante da regulação da linha, que sincroniza o oscilador da linha (horizontal) no receptor.

(2) O oscilador da linha não obedece a impulsos que ocorram com certa antecedência, como, por exemplo, a impulsos que ocorram no meio de uma linha horizontal.

Na Figura 10-1 estão representadas, na extremidade superior esquerda da onda do sinal de vídeo, as últimas linhas da varredura normal, que correspondem à parte inferior da imagem que estiver sendo transmitida. Observe-se que, entre os bordos dianteiros (Lados esquerdos) de cada dois impulsos consecutivos decorre um intervalo de tempo designado por H, igual ao período da varredura horizontal de 1/15 750 segundos ou 63,5 microssegundos. Essa regulação continua a mesma durante a inserção dos impulsos equalizadores porque êsses contêm um certo número de impulsos cujos bordos dianteiros se sucedem a intervalos de 1 H ou 63,5 microssegundos. Os impulsos equalizadores foram tornados mais estreitos do que os impulsos normais da linha, avançando-se seus bordos posteriores, enquanto que os bordos dianteiros são conservados nas mesmas posições. Além dos impulsos equalizadores, cujos bordos dianteiros se sucedem a intervalos de 1 H, também existem impulsos equalizadores intercalados entre cada dois impulsos separados de 1 H. Êsses impulsos equalizadores adicionais não introduzem, porém, nenhuma dificuldade na regulação da linha, porque o oscilador horizontal não obedece a impulsos que tenham o dôbro

de sua frequência. A função exata desses impulsos equalizadores adicionais será descrita em parágrafos posteriores.

Em A da Figura 10-1, o oscilador da linha será sincronizado pelos 1.º, 3.º e 5.º impulsos do grupo de impulsos equalizadores que precedem os impulsos verticais serrilhados. No fim do primeiro grupo de impulsos equalizadores, espaçado de $\frac{1}{2} H$, aparece o bordo dianteiro do primeiro impulso serrilhado largo do grupo de impulsos verticais. Cada impulso vertical largo termina de maneira que no intervalo de $\frac{1}{2} H$ seguinte possa ser iniciado o bordo dianteiro de outro impulso largo de sincronismo. No grupo de impulsos verticais há seis impulsos largos. Esses impulsos são serrilhados, de maneira que, de dois em dois impulsos, os bordos dianteiros se sucedam a intervalos de $1 H$, mantendo desse modo a sincronização da linha. Por conseguinte, em A da Figura 10-1, o oscilador horizontal será comandado pelos bordos dianteiros dos 1.º, 3.º e 5.º impulsos largos do grupo de impulsos verticais. Se não fôsse a necessidade de conservar a sincronização horizontal durante esse intervalo, o impulso vertical não precisaria ser dividido (serrilhado) em seis impulsos separados, podendo ser transmitido como um único impulso largo com aproximadamente 190 microssegundos de duração.

Ao terminar o grupo de impulsos verticais há um segundo grupo de seis impulsos equalizadores, espaçados a intervalos de $\frac{1}{2} H$, que servem para sincronizar o oscilador horizontal da mesma maneira que os impulsos equalizadores que precedem o grupo de impulsos verticais, sendo o oscilador horizontal sincronizado pelos 1.º, 3.º e 5.º impulsos equalizadores do segundo grupo.

Para o outro campo do quadro, B da Figura 10-1, aplicam-se as mesmas observações que as feitas acima, a respeito da sincronização do oscilador horizontal pelos impulsos equalizadores e de sincronismo vertical durante o período de extinção (vertical) do campo. Nesse caso, porém, o oscilador da linha é comandado pelos 2.º, 4.º e 6.º impulsos do grupo de impulsos verticais.

Esta discussão sobre a regulação uniforme da linha durante o intervalo de extinção do campo pode ser concluída pela observação fundamental de que os bordos dianteiros de cada impulso equalizador e vertical se sucedem regularmente no dobro da frequência da linha, mantendo assim a sincronização correta do oscilador horizontal para os dois campos durante os intervalos de apagamento dos campos.

4 — IMPULSOS EQUALIZADORES

Conforme foi mencionado acima, os impulsos equalizadores desempenham o papel importante de manter a sincronização da linha durante o intervalo de extinção do campo, mas, além disso, preenchem outra função importante, que é assegurar igualdade de condições nas vizinhanças do intervalo do impulso vertical para os dois campos de cada quadro.

Os seis impulsos equalizadores que antecedem os impulsos de sincronismo vertical são idênticos para os dois campos de cada quadro, como se

vê em A e B da Figura 10-1. Se não houvesse êsses impulsos equalizadores, o bordo dianteiro do primeiro impulso largo de sincronismo vertical seria precedido por condições diferentes para campos sucessivos. Deve-se notar que em A na Figura 10-1 existe um intervalo de $4H$ entre o bordo dianteiro do último impulso de sincronismo horizontal normal e o bordo dianteiro do primeiro impulso largo de sincronismo vertical, ao passo que em B há apenas uma diferença de $3\frac{1}{2}H$ entre o último impulso horizontal normal e o bordo dianteiro do primeiro impulso largo de sincronismo vertical. Nessas circunstâncias, se não fôsse o emprêgo dos impulsos equalizadores, os circuitos de sincronismo do campo do tipo integrador funcionariam de maneiras diferentes para campos sucessivos e iniciariam os retornos do traço vertical em intervalos diferentes. Isto iria produzir duplicação do intercalamento na imagem e as linhas de um campo não ficariam equidistantes das linhas do campo seguinte, ficando dispostas aos pares. Isso é indesejável, pois que reduz a definição da imagem. O primeiro conjunto de impulsos equalizadores age como um separador entre o último impulso de sincronismo horizontal e o primeiro impulso de sincronismo vertical de cada campo, impedindo que a diferença de intervalos de tempo, de $4H$ para A e de $3\frac{1}{2}H$ para B, afete o circuito integrador empregado para a sincronização do campo. Para a sincronização do campo é muito empregado o circuito integrador, que será minuciosamente explicado mais adiante neste capítulo. Nessa ocasião, será mostrado exatamente de que maneira o primeiro conjunto de impulsos equalizadores age como separador entre os impulsos de sincronismo horizontal e o bordo dianteiro do primeiro impulso de sincronismo vertical.

Se ao intervalo do impulso de sincronismo vertical, em A da Figura 10-1, só seguissem os impulsos normais na frequência da linha, haveria uma diferença de $\frac{1}{2}H$ entre o bordo dianteiro do último impulso vertical e o bordo dianteiro do primeiro impulso horizontal que se seguisse ao intervalo do impulso vertical, ao passo que em B a diferença seria de $1H$. Com o circuito de sincronismo do campo do tipo integrador, essa diferença poderia fazer com que as durações dos retornos verticais de campos sucessivos fôsem diferentes, o que produziria duplicação do intercalamento. Para evitar essa situação, seis impulsos equalizadores se seguem ao intervalo do impulso vertical e agem como um separador entre o último impulso de sincronismo vertical e os impulsos normais de sincronismo horizontal, fazendo com que os períodos de retôrno vertical dos campos sucessivos tenham a mesma duração.

Como está mostrado na Figura 10-1, o segundo conjunto de impulsos equalizadores termina antes do fim do período de extinção do campo e o oscilador da linha é comandado por um certo número de impulsos normais de sincronismo horizontal antes de terminar a extinção do campo.

5 — SEPARAÇÃO DOS SINAIS DE SINCRONISMO

Depois de ser o sinal de F.I. de vídeo demodulado pelo detetor de vídeo, o sinal composto de vídeo, correspondente a várias linhas horizontais, aparecerá como na Figura 10-2. Êsse sinal composto pode ser dividido em duas seções: a parte que fica abaixo do nível de extinção, que contém os

impulsos da imagem, e a parte acima do nível de extinção, que contém os sinais de sincronismo. Antes que os sinais de sincronismo possam ser utilizados para comandar o gerador de varredura, precisam ser separados da informação que contém a imagem, a qual fica toda abaixo do nível de extinção. Isso feito, os impulsos de sincronismo horizontal e vertical precisam ainda ser separados uns dos outros, antes que possam ser utilizados para comandar os geradores de varredura correspondente.

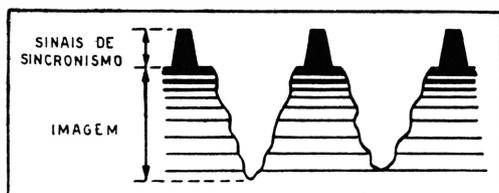


FIG. 10-2 — Sinal composto de vídeo

A disposição geralmente empregada para isso está mostrada sob a forma de diagrama de elementos na Figura 10-3. Note-se que a saída do detetor de vídeo, depois de amplificada pelo amplificador de vídeo, é aplicada a dois pontos diferentes. Um canal vai ter à válvula da imagem, e o outro, a um estágio ceifador, que separa os impulsos de sincronismo da informação que contém a imagem, que fica abaixo do nível de extinção. Depois de separado da informação com a imagem, o sinal com o impulso composto de sincronismo é aplicado a circuitos separadores do sincronismo, onde são separados os impulsos de sincronismo vertical e horizontal, a fim de serem aplicados nos respectivos circuitos geradores de varredura. Na Figura 10-3 os impulsos que sincronizam o gerador de varredura horizontal vão ter ao elemento marcado CAF. Se no gerador de varredura horizontal fôsse empregada sincronização direta, (o que não acontece em nenhum receptor G.E. de após-guerra) o elemento marcado CAF seria omitido e os impulsos de sincronismo seriam aplicados diretamente ao gerador de varredura horizontal.

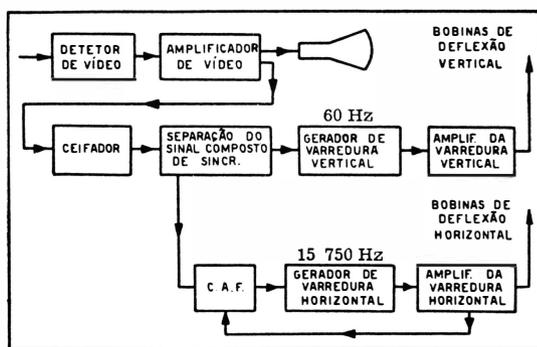


FIG. 10-3 — Separação do sinal de sincronismo

O ponto em que o sinal composto de vídeo é retirado para ser aplicado no estágio ceifador é, em geral, a saída do amplificador de vídeo. Esse sinal poderia ser retirado do detetor de vídeo, mas estaria, então, num nível muito mais baixo. Graças à passagem do sinal composto de vídeo pelo amplificador de vídeo, antes de ser aplicado no estágio ceifador, a amplificação adicional que será requerida tornar-se-á menor. Também, se no amplificador de vídeo fôr empregado limitador de ruído, como acontece em muitos receptores, o sinal aplicado ao ceifador será mais limpo, o que terá como resultado maior estabilidade do sincronismo sob condições de ruído. Essa amplificação adicional pode preceder o estágio ceifador ou se seguir a êle, como será pormenorizadamente explicado mais adiante neste capítulo.

6 — CIRCUITOS DE CEIFAMENTO

Para que a informação que contém a imagem não interfira com os circuitos de sincronismo, é necessário que os impulsos de sincronismo sejam separados da informação de imagem. Isso em geral é realizado por uma ou outra forma de circuito limitador, que deixe passar somente os 25% superiores do sinal composto de vídeo em que estão contidos os impulsos de sincronismo. Essa ação de ceifamento, no caso ideal, poderia ser feita exatamente no nível de extinção, mas, na prática, é aconselhável efetuar-la em nível um pouco mais alto, para evitar qualquer possibilidade de interferência por parte do sinal de imagem. Se fôsse possível aos sinais de imagem afetar a sincronização, o oscilador da linha poderia ser disparado prematuramente por uma parte do sinal composto correspondente ao negro. Na Figura 10-4 estão mostrados sinais de sincronismo correta e incorretamente separados da informação de imagem. No diagrama inferior pode-se ver que uma barra negra na informação de imagem poderia, por causa de separação incorreta, ter o mesmo efeito sobre a regularização do oscilador da linha que um impulso de sincronismo horizontal.

Há muitos métodos de separar ou ceifar o sinal de sincronismo do sinal de imagem. Fundamentalmente, o ceifamento é obtido mediante a aplicação do sinal composto de vídeo numa válvula, que pode ser diodo, triodo ou pentodo, polarizada de maneira que não haja passagem de corrente por ela, exceto quando a amplitude do sinal composto de vídeo estiver acima do nível de extinção. Em geral, uma válvula ceifadora trabalha com uma polarização negativa de valor tal que, quando o sinal composto de vídeo for aplicado em seus terminais de entrada, com polaridade tal que as cristas dos impulsos de sincronismo representem a parte mais positiva do sinal, (impulsos de sincronismo para cima) a corrente só passe durante o tempo em que o sinal estiver acima do nível de extinção. Por conseguinte, como a informação de imagem está sempre abaixo do nível de extinção, a corrente de placa consistirá apenas de impulsos de sincronismo, isentos da informação de imagem.

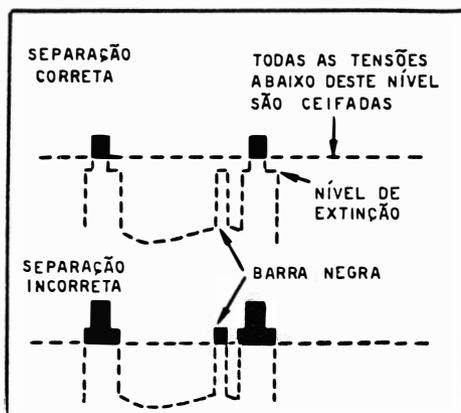


FIG. 10-4 — Separações correta e incorreta dos sinais de sincronismo

O método de separar o sincronismo por um diodo polarizado, indicado na Figura 10-5, é provavelmente o mais simples. Nesse circuito, o diodo conduzirá quando o sinal de entrada for positivo e se a constante de tempo de R e C for suficientemente grande, a corrente do diodo carregará o capacitor ao valor máximo do sinal de entrada e estabelecerá uma

polarização no capacitor C suficiente para impedir que o diodo conduza, exceto durante as cristas positivas do sinal composto de vídeo aplicado na entrada, conforme indicado na Figura 10-5. Mas, quando o diodo conduz durante as cristas do sinal de sincronismo, entre R2 desenvolve-se

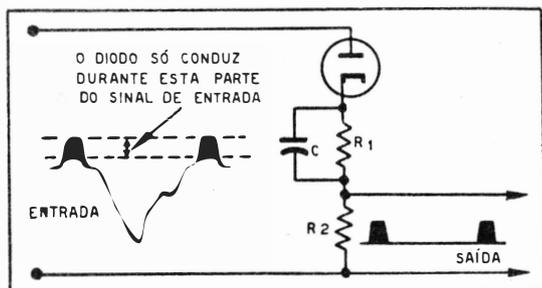


FIG. 10-5 — Ceifador de diodo polarizado

uma tensão proporcional aos impulsos de sincronismo. Os valores de R1 e C precisam ser tais que impeçam a passagem de corrente pelo diodo, exceto durante os intervalos em que o sinal estiver acima do nível de extinção. Esse sistema é satisfatório, excetuados a saída, que é relativamente pequena, e o fato de parte do sinal de vídeo ser acoplada ao circuito

de saída por meio da capacitância placa-catodo do diodo. Deve-se notar que, como o diodo conduz durante as cristas dos impulsos de sincronismo, o circuito age como um restaurador de C.C., de maneira que as cristas dos diversos impulsos de sincronismo ficam tôdas no mesmo nível.

Um segundo tipo de ceifador que também utiliza diodo, está mostrado na Figura 10-6. Neste circuito, a constante de tempo de C1 e R1 é de tal ordem que mantém uma polarização média elevada entre a placa e o catodo. O capacitor C1 é carregado até o valor de crista do sinal de entrada durante as cristas positivas do sinal de entrada e, se a constante de tempo for de valor correto, entre a placa e o catodo da válvula será mantida uma polarização média elevada e a única ocasião em que haverá passagem de corrente em R2 será durante o tempo em que o sinal de entrada estiver acima do nível do negro.

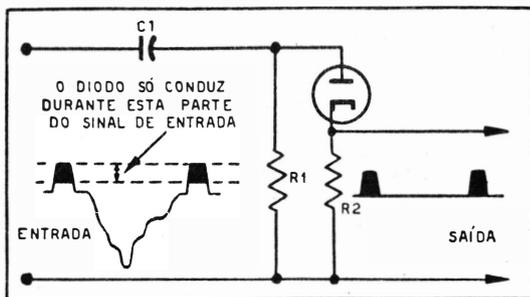


FIG. 10-6 — Ceifador do tipo diodo

Um terceiro tipo de separador ou ceifador, e que tem grande utilização, é o mostrado na Figura 10-7. Esse tipo de ceifador utiliza um triodo que trabalha com baixo potencial de placa, de maneira que sua polarização de corte seja bastante baixa, como mostra a curva característica da Figura 10-7. Nesse circuito, quando a grade fica positiva em relação ao catodo ela conduz e carrega rapidamente o capacitor C_g à crista do potencial do sinal de entrada. No intervalo entre as cristas de sincronismo, se a constante de tempo do resistor de grade R_g e do capacitor de acoplamento C_g for suficientemente longa, o capacitor se descarregará segundo uma razão relativamente lenta sobre R_g , cuja resistência, quando a grade estiver positiva, é muito maior do que a resistência interna do catodo para

a grade, mantendo assim uma polarização na válvula que é apenas igual ao potencial de crista do sinal de entrada. A pequena quantidade de carga que se escoar (entre as cristas do sincronismo) será substituída uma vez

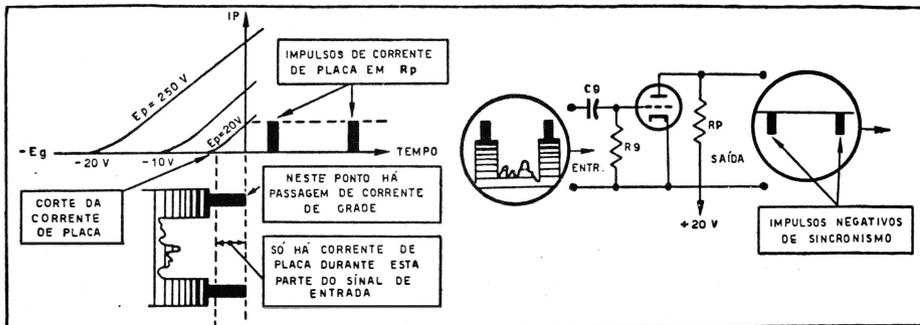


FIG. 10-7 — Circuito ceifador do tipo triodo

em cada ciclo, quando as cristas dos impulsos drenarem corrente de grade. Como o potencial de placa da válvula é muito baixo, a corrente de placa será cortada logo depois que o sinal de entrada cair a um valor menor do que as cristas do impulso de sincronismo e, nenhuma parte do sinal, que fique abaixo do nível de extinção do sinal composto de vídeo da entrada, aparecerá no circuito de placa. O circuito de placa, portanto, reage somente à parte do sinal de entrada que fique acima do nível de extinção, como está indicado na Figura 10-7. As cristas de sincronismo são restauradas ou ajustadas num mesmo nível pela reinserção de C.C. que é efetuada pela corrente de grade ao carregar o capacitor C_g a um potencial de maneira que somente as cristas dos impulsos de sincronismo drenem corrente de grade. Deve-se observar que nos circuitos ceifadores explicados, o sinal composto de vídeo é aplicado no terminal de entrada, com polaridade tal que as cristas dos impulsos de sincronismo representem a parte mais positiva do sinal (impulsos de sincronismo para cima).

O circuito triodo tem a vantagem de prover saída bem maior do que a do ceifador simples do tipo diodo. No caso de se desejar saída maior do que a fornecida por um triodo, em lugar deste pode ser utilizado um pentodo. Isso tem ainda a vantagem adicional de ser menor a capacitância grade-placa, o que significa que a informação de imagem acoplada ao circuito de saída pela capacitância da válvula será muito pequena.

7 — DIVISÃO DO SINAL COMPOSTO DE SINCRONISMO

Depois que a parte do sinal que fica na região de sincronismo tiver sido separada da informação de imagem, os impulsos de sincronismo horizontal e vertical precisam ser separados e aplicados nos respectivos geradores de varredura. Como já foi mencionado, para isso é empregado o método de separação por formas de ondas. O sinal composto de sincronismo depois de sair do ceifador, passa por dois caminhos: um, através de um filtro de passagem de baixa ou circuito integrador, que separa os impulsos verticais de longa duração, ou baixa frequência, dos impulsos horizontais

de curta duração, ou alta frequência; e o outro, através de um filtro de passagem de alta, ou circuito diferenciador, que converte os bordos dianteiros de todos os impulsos de sincronismo, sejam eles impulsos horizontais, equalizadores ou verticais, em impulsos de tensão que irão regular convenientemente o oscilador horizontal.

8 — CIRCUITOS DIFERENCIADORES

O filtro de passagem de alta ou circuito diferenciador, que faz com que o bordo dianteiro de qualquer impulso de sincronismo regule corretamente o oscilador horizontal, será analisado em primeiro lugar. Um circuito diferenciador é um circuito cuja saída depende da razão de variação ou seja, da rapidez de variação da tensão de entrada, não importando a duração da tensão aplicada na entrada do circuito. Um tipo simples de circuito diferenciador, que é muito usado, consiste em um capacitor e resistor, como os que estão indicados na Figura 10-8. O sinal composto de sincronismo, designado "onda de entrada", é aplicado na combinação resistor-capacitor; a saída, designada "onda de saída diferenciada", é desenvolvida no resistor. A tensão de saída do circuito diferenciador é proporcional à corrente que passa pelo resistor do circuito. A corrente que passa pelo ramo resistivo é a corrente de carga do capacitor. Se o capacitor for feito de valor relativamente pequeno, a corrente de carga acompanhará muito aproximadamente a razão de variação do potencial aplicado na entrada e por conseguinte, a corrente só passará pelo resistor quando a forma de onda de entrada estiver crescendo do zero até o valor máximo (bordo dianteiro) e quando estiver decrescendo do valor máximo até zero (bordo posterior). Entre esses dois pontos não haverá passagem de corrente pelo resistor e a duração da tensão de entrada não terá efeito sobre a forma de onda da saída. Os impulsos da onda da saída que se vêem acima da linha horizontal na Figura 10-8 são produzidos pelos bordos dianteiros da onda de entrada, quando o capacitor estiver se carregando rapidamente; os impulsos que se vêem abaixo da linha são produzidos pelos bordos posteriores da onda de entrada, quando o capacitor estiver se descarregando e o sentido da corrente no resistor tiver sido invertido.

Observe-se na Figura 10-8 que os bordos dianteiros de todos os impulsos da onda composta de entrada, sejam impulsos horizontais, equalizadores ou verticais, produzem sempre na saída impulsos correspondentes dirigidos para cima e que o intervalo entre esses impulsos da saída é igual ao existente entre os bordos dianteiros dos impulsos da entrada. Observe-se, também, que a amplitude e a forma de cada impulso na saída são sempre iguais, qualquer que seja o impulso correspondente da entrada: horizontal, vertical ou equalizador. Quando esses impulsos forem convenientemente aplicados ao gerador horizontal, os impulsos da saída diferenciada que corresponderem aos bordos dianteiros dos impulsos aplicados na entrada serão os únicos que afetarão o gerador de varredura. No caso da Figura 10-8, esses impulsos são os que ficam por cima da linha horizontal. Os impulsos que aparecem abaixo da linha horizontal (produzidos pelos bordos posteriores dos impulsos aplicados na entrada) podem ser desprezados porque o retôrno horizontal já terá sido iniciado pelos impulsos

dianteiros e o gerador de varredura não sofrerá a ação de impulsos que ocorram durante esse período.

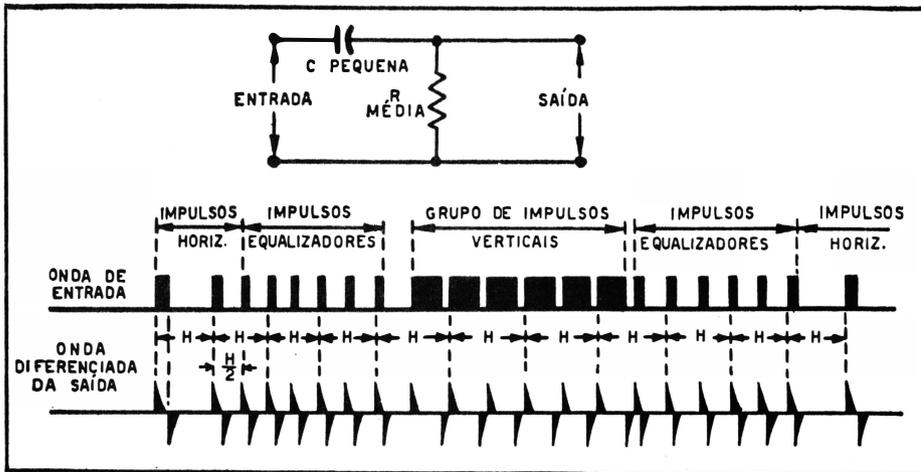


FIG. 10-8 — Circuito diferenciador

Conforme foi mostrado anteriormente, o gerador de varredura não reage a impulsos de sincronismo que ocorram no meio do ciclo de varredura e, nessas condições, o gerador de varredura será sincronizado somente de dois em dois impulsos verticais e equalizadores espaçados de $1H$, como indica a letra H entre os impulsos da saída diferenciada.

Os impulsos compostos de sincronismo saídos do ceifador também podem ser diferenciados indutivamente, como está indicado na Figura 10-9.

Na entrada da válvula, que funciona como amplificadora, é aplicado o sinal composto de sincronismo. A corrente no enrolamento primário L_1 terá uma forma de onda constituída por impulsos muito agudos correspondentes a rápidas variações da corrente. A tensão desenvolvida em L_2 será proporcional à razão de variação da corrente em L_1 e os bordos dianteiro e posterior de cada impulso de sincronismo da onda de entrada aplicada na grade da válvula, produzirão em L_2 impulsos correspondentes de tensão, conforme mostra a Figura 10-9. A saída desse tipo de circuito diferenciador é essencialmente igual à que é obtida com o circuito diferenciador de RC mostrado na Figura 10-8.

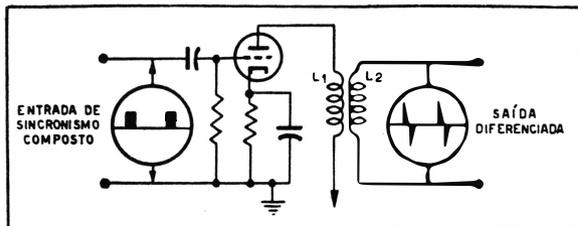


FIG. 10-9 — Circuito diferenciador indutivo

9 — CIRCUITOS INTEGRADORES

O sinal composto de sincronismo obtido no ceifador também é aplicado a um filtro de passagem de baixa ou circuito integrador, a fim de serem conseguidos os necessários impulsos de regulação para o gerador de varredura vertical. Esse tipo de circuito está mostrado na Figura 10-10(A),

sendo exatamente o oposto do circuito diferenciador que acabou de ser explicado. Reage muito pouco a impulsos de curta duração, como os impulsos horizontais e equalizadores. Quando impulsos de curta duração são aplicados na entrada de circuitos desse tipo, a forma de onda da tensão de saída é de dente de serra, com amplitude muito menor do que a da onda de entrada. Mas, quando são aplicados os impulsos de sincronismo vertical, mais largos, a saída do integrador cresce rapidamente. A resistência em série com o capacitor é suficientemente grande para impedir que o

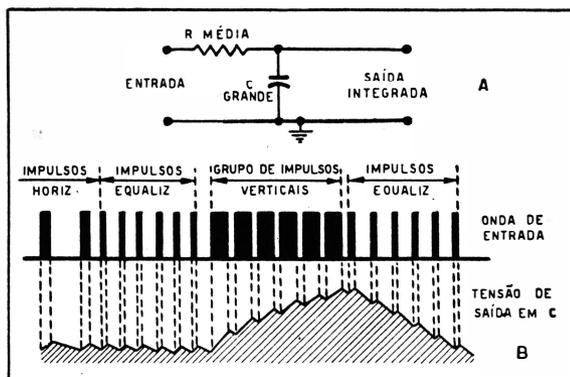


FIG. 10-10 — Circuito integrador

capacitor (que tem valor relativamente grande) seja carregado até o potencial máximo de qualquer dos impulsos aplicados na entrada. Portanto, a carga do capacitor continuará a crescer durante todo o tempo em que estiver aplicado o impulso de entrada. A tensão de saída, que é desenvolvida no capacitor, é proporcional à grandeza da carga do capacitor. A saída do integrador só continuará a crescer se a duração do impulso aplicado for maior do que o intervalo entre os impulsos. Se a duração do impulso for pequena em relação ao intervalo entre os impulsos, como acontece no caso dos impulsos horizontais e equalizadores, a saída tenderá a crescer momentaneamente (durante a duração do impulso) mas cairá rapidamente ao valor inicial no intervalo entre os impulsos, como está indicado em B da Figura 10-10. Mas, se a duração dos impulsos for maior do que os intervalos entre os impulsos, como acontece com os seis impulsos verticais, a carga do capacitor continuará a crescer, como está indicado na Figura 10-10. Embora a carga caia um pouco entre os impulsos verticais, essa queda é mais do que compensada pela carga adicional produzida pelo impulso vertical seguinte. Depois de terminados os impulsos verticais largos, a saída do integrador cairá novamente a um valor muito pequeno comparado com a amplitude do sinal de entrada e permanecerá nesse valor até que apareça o grupo de impulsos verticais seguinte.

A onda de saída de um circuito integrador, que na realidade é um filtro de passagem de baixas, é aproximadamente igual à área formada pela onda de entrada. Ou, dizendo de outro modo, a saída de um circuito integrador depende da duração da tensão de entrada, e não de sua rapidez de variação. Em geral, são ligados em cascata vários circuitos integradores, a fim de que seja obtido um impulso mais agudo para sincronizar o gerador de varredura vertical.

10 — FUNÇÃO DOS IMPULSOS EQUALIZADORES

Como já foi mencionado, a saída do circuito integrador precisa ser idêntica para cada campo, a fim de que seja mantido o intercalamento

correto. Para isso, as inclinações dos bordos dianteiros e posteriores dos impulsos obtidos na saída do circuito integrador, correspondentes aos diversos campos sucessivos, são tornadas idênticas por meio da inserção de impulsos equalizadores, antes e depois de cada grupo de impulsos verticais. Esses impulsos equalizadores fazem com que as cargas produzidas no capacitor, na saída do integrador, sejam iguais durante os diversos campos consecutivos.

Para exemplificar, suponha-se que não tivessem sido intercalados impulsos equalizadores entre os impulsos horizontais normais e o início do grupo de impulsos verticais, e que os impulsos horizontais normais se sucedessem até principiar o primeiro impulso vertical. Nesse caso, ao ser iniciado um campo, o primeiro impulso vertical estaria separado do último impulso horizontal normal por um intervalo de um H ou uma linha, como está indicado em A da Figura 10-11. No início do campo seguinte, $262\frac{1}{2}$ linhas mais tarde, o primeiro impulso vertical estaria separado do último impulso horizontal normal por uma distância igual apenas a meia linha ou $\frac{1}{2} H$, como indicado em B da Figura 10-11. Observe-se que em A, a carga do capacitor na saída do integrador, ao ser iniciado o primeiro impulso vertical, está no nível marcado X. Observe-se, também, que, ao ser iniciado o primeiro impulso vertical do campo seguinte, a carga do capacitor é um pouco maior, conforme indica o nível assinalado por X+, em B da Figura 10-11. Essa situação decorre do fato de que a carga do capacitor produzida pelo impulso horizontal que imediatamente precede o primeiro impulso vertical em A tem mais tempo para se escoar até um nível mais baixo do que em B, por causa do intervalo de tempo maior ($1 H$ no primeiro caso e $\frac{1}{2} H$ no segundo) decorrido entre o último impulso horizontal e o primeiro impulso vertical em A. Por conseguinte, como no início do primeiro impulso vertical no campo associado com B, o nível da carga do capacitor é maior do que no campo associado com A, o bordo dianteiro do impulso da saída integrada atingirá o nível de sincronismo do gerador de varredura vertical mais cedo para o campo B do que para o campo A, como mostra a Figura 10-11. Se fôsse permitido que essa condição se realizasse, haveria duplicação do intercalamento, o que resultaria em má qualidade da imagem.

Condição análoga se daria quanto ao bordo posterior do impulso da saída integrada, se não fôsem intercalados impulsos equalizadores entre o fim do grupo de impulsos verticais e os impulsos horizontais normais, como mostram A e B da Figura 10-11.

Para corrigir essa situação indesejável, antes do grupo de impulsos verticais são introduzidos seis impulsos (mais estreitos que os impulsos horizontais) que se sucedem no dôbro da frequência dos impulsos horizontais normais e, depois do grupo de impulsos verticais, são introduzidos outros seis impulsos nas mesmas condições.

O espaçamento relativo desses impulsos equalizadores está indicado em A e B da Figura 10-11 pelos impulsos desenhados em linhas tracejadas. Observe-se que o espaçamento entre os bordos dianteiros desses impulsos é apenas de $\frac{1}{2} H$ ou metade de uma linha, comparado com o espaça-

mento de $1H$ ou uma linha entre os bordos dianteiros dos impulsos horizontais normais.

Tais impulsos são chamados de impulsos equalizadores porque agem como um separador entre os impulsos normais de sincronismo horizontal

e o grupo de impulsos verticais, dêsse modo igualando ou reduzindo grandemente o efeito da diferença de $\frac{1}{2}H$ existente entre os sucessivos campos.

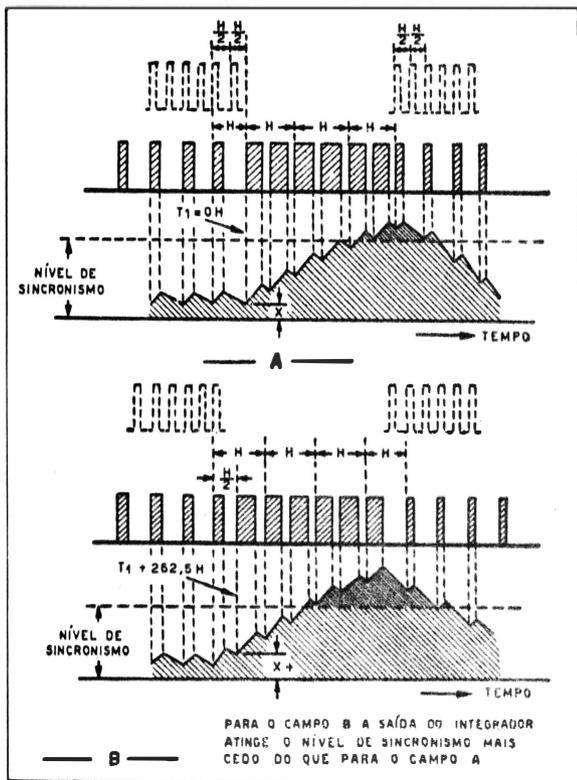


FIG. 10-11 — Saída de um circuito integrador na ausência de impulsos equalizadores

impulsos verticais adequados que se sucedem a intervalos de $1H$ — de dois em dois impulsos, portanto.

Há muitas variantes dos circuitos utilizados para separar os impulsos horizontais dos verticais mas, como a única diferença entre os diversos impulsos de sincronismo é a duração ou largura do impulso, em geral os circuitos podem ser analisados pela consideração da constante de tempo em jogo. Deve-se ter em mente que a duração de cada impulso vertical largo é de 27,3 microssegundos, ao passo que as durações dos impulsos equalizadores são respectivamente de 5,08 e 2,54 microssegundos.

11 — CIRCUITOS TÍPICOS

Na Figura 10-12 está representado um circuito que utiliza um pentodo como ceifador, seguindo-se ao ceifador, amplificação dos impulsos de sincronismo.

O sinal composto de vídeo é retirado da saída do amplificador de vídeo com polaridade tal que os impulsos de sincronismo sejam positivos (impulsos de sincronismo por cima). O resistor de $10\text{ k}\Omega$, R_1 , ligado entre a saída do amplificador de vídeo e a entrada do ceifador é empregado

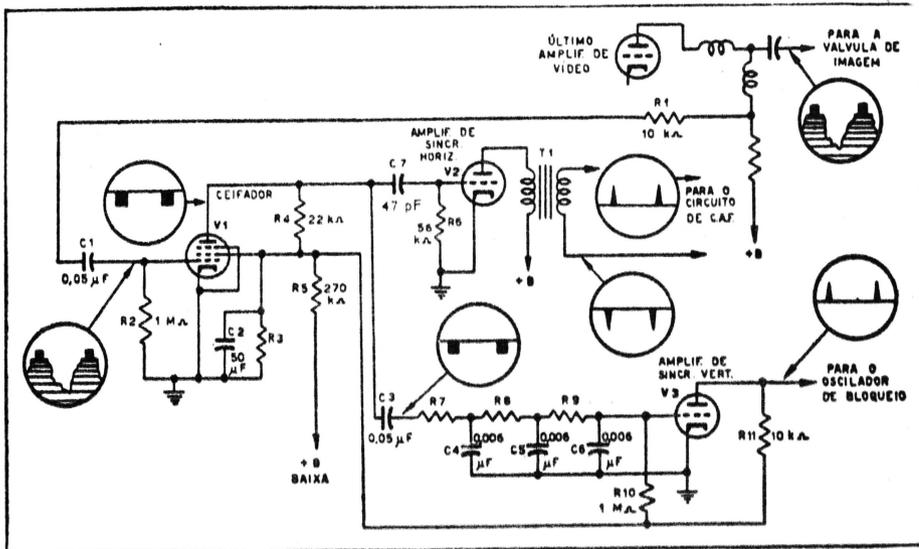


FIG 10-12 — Ceifador de pentodo e circuito separador dos impulsos de sincronismo

para impedir que o circuito ceifador carregue o amplificador de vídeo, afetando sua resposta de frequência.

A válvula ceifadora pentodo, V_1 , trabalha com potenciais muito baixos para a placa e a grade de blindagem, sendo a polarização para a válvula obtida pela retificação de grade do sinal positivo no circuito de grade, como foi explicado anteriormente. Conseqüentemente, a válvula ceifadora só conduzirá durante o intervalo do impulso de sincronismo que corresponder à parte mais positiva do sinal composto de vídeo, ficando portanto na saída os impulsos compostos de sincronismo.

Os impulsos compostos de sincronismo, que são negativos na saída do ceifador, são aplicados a dois circuitos diferentes. Um dos percursos consiste em um circuito integrador de três seções, alimentado pelo impulso da saída do ceifador através de C_3 , que aceita os impulsos verticais largos e rejeita os impulsos horizontais estreitos. Esse circuito integrador consiste em $R_7 - C_4$, $R_8 - C_5$ e $R_9 - C_6$; produz, para ser aplicado no gerador de varredura vertical, um impulso muito mais limpo e nítido do que o possível de ser obtido com um circuito integrador de uma única seção. A saída do circuito integrador é aplicada à grade de um triodo, V_4 , onde é amplificada antes de ser utilizada para sincronizar o gerador de varredura vertical. O impulso de sincronismo que aparece na saída do amplificador de impulso vertical é positivo, que é a polaridade correta para comandar o oscilador de bloqueio utilizado neste receptor como gerador de varredura vertical.

O outro percurso seguido pelo sinal composto de sincronismo é feito, através de C_7 , para a grade de um triodo, V_2 , utilizado como amplificador de sincronismo horizontal. O sinal composto de sincronismo é diferenciado uma primeira vez por meio do pequeno capacitor C_7 e do resistor R_6 no circuito de grade. Os impulsos de sincronismo são ainda diferenciados indutivamente no circuito de placa de V_2 , aparecendo os bordos dianteiro e posterior de cada impulso de sincronismo no secundário do transformador T_1 , como indicado na Figura 10-12. No receptor em questão, os impulsos de sincronismo diferenciados não são aplicados diretamente ao gerador de varredura horizontal; eles sincronizam o gerador de varredura indiretamente, por meio de um circuito de controle automático de frequência, que será explicado no capítulo seguinte.

Na Figura 10-13 estão mostrados um ceifador e um circuito separador de sincronismo um tanto diferentes dos descritos acima. Esses circuitos são utilizados num receptor de antes da guerra, no modelo 226. Um triodo, V_1 , é utilizado como ceifador, sendo o sinal composto da imagem

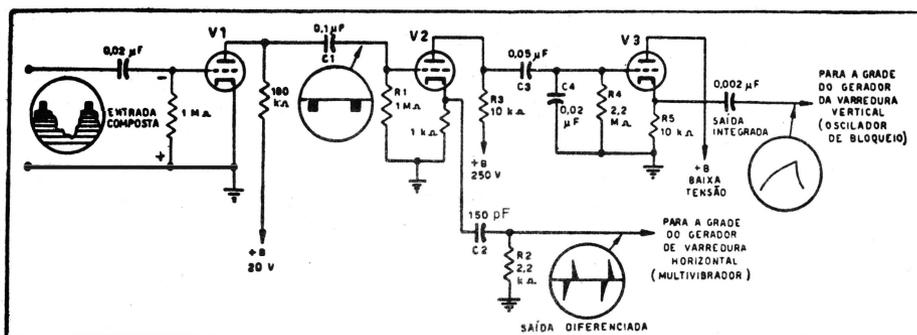


FIG. 10-13 — Ceifador de triodo e circuitos separadores do sincronismo

aplicado à grade com os impulsos de sincronismo para cima (positivos). Os impulsos de sincronismo são separados da informação com a imagem por causa da polarização que se desenvolve no circuito de grade e da baixa tensão de placa que faz com que a válvula fique no corte para tôdas as tensões inferiores ao nível de extinção. O sinal composto de sincronismo que aparece no circuito de placa da válvula ceifadora é acoplado à grade da amplificadora do sinal de sincronismo V_2 através de C_1 . Note-se que a polaridade do sinal foi invertida e que os impulsos compostos de sincronismo aplicados à grade de V_2 são negativos.

Os impulsos compostos de sincronismo que aparecem no circuito do cátodo de V_2 são aplicados a um circuito diferenciador constituído por C_2 e R_2 . A pequena constante de tempo de C_2 e R_2 diferencia o sinal composto de sincronismo e permite que somente os bordos dianteiros e posteriores dos impulsos de sincronismo apareçam em R_2 — Figura 10-13. Neste caso, os impulsos na saída (desenvolvidos em R_2) que correspondem aos bordos dianteiros dos impulsos de sincronismo na entrada são todos negativos (abaixo do eixo), pois que a polaridade dos impulsos compostos de sincronismo aplicados à entrada do circuito diferenciador é negativa. A

saida diferenciada que aparece em R_2 é aplicada ao gerador de varredura horizontal com a polaridade indicada, o que faz com que o gerador seja sincronizado pelos impulsos negativos, que correspondem aos bordos dianteiros dos impulsos de sincronismo.

O sinal composto de sincronismo desenvolvido na placa de V_2 é acoplado através de C_2 à grade de um estágio catodino, V_3 . O capacitor C_4 e R_5 no circuito de grade de V_3 formam um circuito integrador e, por causa da grande constante de tempo desse circuito, é feita a integração dos impulsos compostos de sincronismo. A constante de tempo de C_4 e R_4 é escolhida de maneira que, durante o intervalo do impulso vertical, permita a C_4 desenvolver uma carga cumulativa suficiente para produzir um impulso de corrente no resistor de catodo de V_3 . Mas, durante os impulsos horizontais e equalizadores, a constante de tempo de C_4 e R_4 impede que C_4 acumule carga suficiente para produzir um impulso de corrente no resistor de catodo de V_3 . A tensão de placa de V_3 é muito baixa, o que também contribui para a integração dos impulsos de sincronismo. Os impulsos de sincronismo vertical desenvolvidos no resistor de catodo, R_5 , são injetados no circuito de grade do gerador de varredura vertical, que é um oscilador de bloqueio. Observe-se que os impulsos de sincronismo retirados de R_5 são positivos — polaridade correta para ser injetada no circuito de grade de um oscilador de bloqueio.

Outra variante de circuito ceifador e separador de sincronismo é a mostrada na Figura 10-14. O sinal composto de vídeo é obtido na saída do amplificador de vídeo, sendo um sinal negativo de nível bastante elevado na entrada da válvula V_1 . A válvula V_1 desempenha duas funções e é usada para amplificar e inverter o sinal composto de vídeo aplicado em sua grade, e também, para limitar os ruídos transitórios que porventura se misturem com o sinal composto de vídeo. A limitação do ruído é efetuada pela polarização bastante alta que se desenvolve na grade de V_1 pela ação da corrente de grade durante as cristas positivas do sinal da imagem e pelo fato de serem negativos os impulsos de sincronismo aplicados à grade. Isto faz com que a corrente de placa seja cortada quando o sinal na grade de V_1 ficar ligeiramente mais negativo que as cristas dos impulsos de sincronismo, limitando, assim, o ruído transitório, da maneira mostrada na Figura 10-14. O sinal amplificado na placa de V_1 é positivo, isto é, os impulsos de sincronismo constituem a parte mais positiva do sinal composto de vídeo. Esse sinal positivo, quando aplicado ao diodo, V_2 , faz com que o diodo conduza e carregue C_2 proporcionalmente à amplitude dos impulsos de sincronismo. Os elétrons passam do catodo do diodo para a placa e para C_2 , tornando negativo o lado de C_2 ligado ao diodo. Essa carga negativa de C_2 , juntamente com R_1 , estabelece uma polarização na válvula ceifadora, V_3 . O diodo, além de carregar C_2 durante a condução, também sujeita a parte mais positiva do sinal composto a ficar no potencial do catodo do diodo (potencial de terra), de maneira que as cristas dos impulsos fiquem todas no mesmo nível de tensão, como está indicado na figura.

Graças à polarização desenvolvida na grade da válvula ceifadora V_3 e sua tensão de placa relativamente baixa, o sinal composto de vídeo restaurado, no circuito de grade, só permitirá a passagem de corrente de placa na válvula ceifadora durante a parte do sinal composto que ficar

acima do nível de extinção. Por conseguinte, somente os impulsos compostos de sincronismo aparecerão na saída do ceifador, ficando eliminada a informação com a imagem.

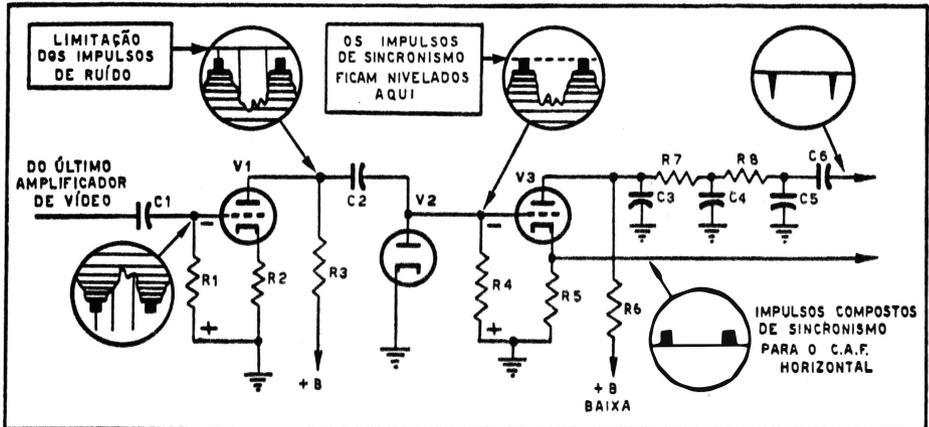


FIG. 10-14 — Circuitos ceifador e separador do sincronismo, com limitador de ruído

O sinal composto de sincronismo que aparece no resistor de placa, R_7 , da válvula ceifadora é aplicado a uma rede integradora constituída por C_3 , R_7 , C_4 e C_5 . A saída negativa da rede integradora é, então, aplicada no ponto adequado do gerador de varredura vertical.

O sinal composto de sincronismo positivo, que aparece no resistor de catodo, R_6 , da ceifadora vai ter ao circuito do C.A.F. horizontal. Neste caso não é usado circuito diferenciador, porque o tipo de C.A.F. horizontal utilizado no receptor não requer sinal de sincronismo diferenciado.

CAPÍTULO XI

Contrôle Automático dos Geradores de Varredura Horizontal

1 — INTRODUÇÃO

Foi o controle automático da frequência do gerador de varredura horizontal um dos grandes melhoramentos introduzidos na maioria dos receptores de televisão de após-guerra. Nos receptores de antes da guerra, o gerador de varredura horizontal era diretamente comandado pelos impulsos de sincronismo transmitidos e era muito sensível a fortes impulsos de ruído, tais como os da interferência produzida pela ignição dos automóveis. Essa interferência tinha como resultado cortar horizontalmente a imagem, sendo muito desagradável.

O emprêgo do controle automático da frequência do gerador de varredura horizontal reduz muito o efeito do ruído e permite que o receptor mantenha sincronização horizontal quase perfeita em condições de ruído que, se fôra utilizada a sincronização direta, tornariam impossível o menor resquício de sincronismo.

Quando a sincronização é efetuada pelo C.A.F., o gerador de varredura horizontal é comandado indiretamente pelos impulsos de sincronismo transmitidos. Em vez de ser a frequência do gerador horizontal diretamente comandada pelos impulsos de sincronismo horizontal, é essa frequência comandada por uma tensão contínua resultante do erro de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a saída do circuito de varredura horizontal. A tensão de C.A.F. que se desenvolve depende da média de certo número de impulsos de sincronismo. A característica do circuito é tal que absorve ou reduz o efeito de impulsos erráticos de ruído.

2 — SUSCEPTIBILIDADE DO GERADOR DE VARREDURA HORIZONTAL A RUÍDOS ERRÁTICOS

A sincronização direta de um gerador de varredura de dente de serra, descrita em capítulos anteriores, era efetuada pela aplicação direta de uma tensão de polaridade adequada no circuito de grade da seção de controle da válvula. Recorde-se que a tensão de sincronismo, ao ser aplicada diretamente, dá início ao período de retorno de cada ciclo do gera-

dor de varredura, a fim de mantê-lo em sincronismo. Como cada linha horizontal e cada campo vertical, para ser sincronizado, necessita um impulso de disparo, qualquer perturbação do potencial sincronizador terá como resultado ou deslocar uma linha ou deslocar um campo, conforme a perturbação afete a sincronização horizontal ou a vertical. Em geral, resulta essa perturbação de ruídos erráticos de estática, seja industrial, seja atmosférica, que conseguem passar pelo circuito ceifador e se misturam com os impulsos de sincronismo.

A probabilidade que tem o ruído de afetar o gerador de varredura horizontal é muito maior que a de afetar o gerador vertical. Essa susceptibilidade do gerador de varredura horizontal a impulsos de ruído é consequência de diversos fatores:

Em primeiro lugar, o intervalo entre os impulsos horizontais (aproximadamente 63 microssegundos) é muito menor que o intervalo entre os impulsos verticais (aproximadamente 16 000 microssegundos). A probabilidade de os impulsos desordenados de ruído ocorrerem próximos dos impulsos de sincronismo, ocasião em que o gerador de varredura é muito sensível a ruídos, é, portanto, muito maior no caso do gerador de varredura horizontal do que no caso do gerador de varredura vertical, em que é grande o intervalo entre impulsos. Representa a Figura 11-1 essa condi-

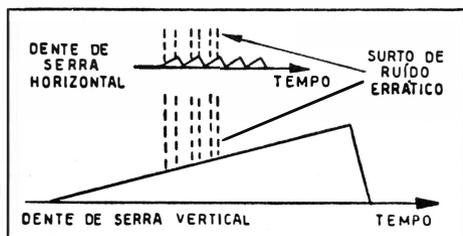


FIG. 11-1 — Efeito do ruído sobre as ondas dente de serra horizontal e vertical

ção. Se os impulsos desordenados de ruído ocorrerem no meio do intervalo entre os impulsos normais de sincronismo, o que é muito mais provável de acontecer no caso do gerador de varredura vertical, seu efeito sobre a sincronização será pequeno ou nulo, pois que nesse ponto, o gerador de varredura é praticamente insensível a impulsos.

3 — EFEITO DO RUÍDO SOBRE A IMAGEM

Outra razão de ser o gerador horizontal mais susceptível a impulsos de ruído que o gerador vertical é o fato de o circuito diferenciador, que antecede o gerador de varredura horizontal agir como filtro de passagem de alta, deixando passar os impulsos de ruído assim como os de sincronismo normais. Por outro lado, o circuito integrador que antecede o gerador de varredura horizontal age como filtro de passagem de baixa e absorve os impulsos de ruído de maneira que, na saída desse circuito, é pequena a tensão que aparece, resultante de impulsos de ruído de curta duração.

Para ilustrar o efeito dos impulsos de ruídos sobre a imagem admitir-se-á que como gerador de varredura horizontal é empregado o circuito multivibrador da Figura 1-2-E e que é utilizada sincronização direta. Mostrem B e C da Figura 11-2, as tensões que existem nos circuitos de grade e placa da seção da válvula em que está ligado o capacitor C3, quando coexistirem impulsos de sincronismo e ruído. Na figura de cima, em A,

estão mostrados seis impulsos consecutivos de sincronismo horizontal, com um impulso de ruído que ocorre um pouco antes do quarto impulso de sincronismo.

Observe-se que o retôrno para as três primeiras linhas de um campo é iniciado pelos impulsos de sincronismo horizontal normais de números 1, 2 e 3. As três primeiras ondas de tensão dente de serra, mostradas em (C), representam as oscilações máximas e mínimas da tensão de placa (tensão dente de serra em C3) com o gerador de varredura sincronizado normalmente. As linhas correspondentes, traçadas na válvula de televisão, estão representadas em D da Figura 11-2. Quando ocorre um impulso de ruído, como em A, o retôrno horizontal será iniciado prematuramente, o que está indicado pelas ondas de tensão de grade e placa em B e C, correspondentes à quarta linha. As linhas traçadas em B e C representam as condições dos potenciais de grade e placa que existiriam se o funcionamento normal não fôsse alterado por um impulso de ruído. O impulso de ruído leva a tensão de grade da válvula em que está ligado C3 a um valor menor que o de corte. Com isso, a válvula conduz e descarrega prematuramente o capacitor, resultando em menor período de retôrno do traço para a tensão dente de serra correspondente à quarta linha, como indica *a-b* na figura 11-2-C. Como resultado disso, o traço produzido na tela para a quarta linha é mais curto, conforme indica D. Note-se que a linha n.º 4 não se estende tanto para a direita quanto as linhas ns. 1, 2 e 3.

Esse único impulso de ruído afetará, não só a linha correspondente ao impulso de ruído (quarta linha) mas, ainda, afetará provavelmente diversas linhas consecutivas. Isso, principalmente por causa do seguinte: embora o impulso de ruído inicie prematuramente o retôrno do traço, permanece praticamente o mesmo o período de descarga do multivibrador. O capacitor C3, porém, começa a descarregar-se em nível mais baixo que o normal, por causa da influência do impulso de ruído. Como a descarga de C3 principia em nível mais baixo que o normal e o tempo de descarga

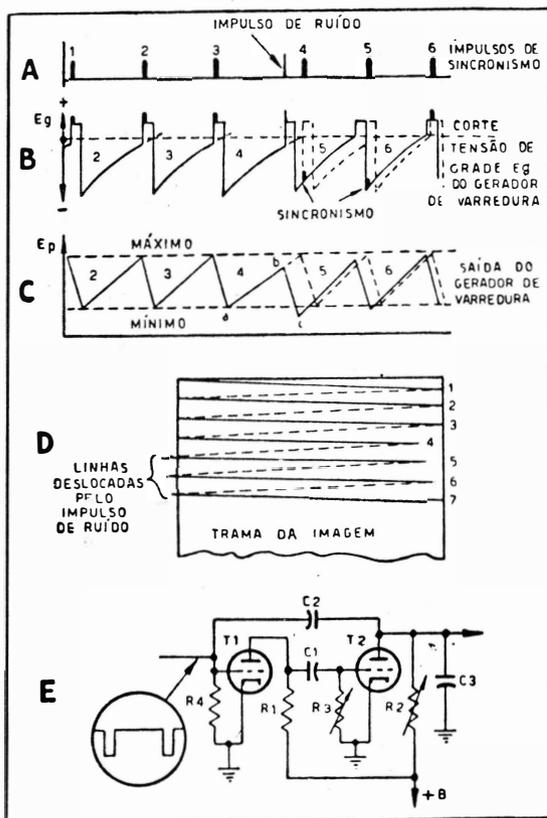


FIG. 11-2 — Efeito dos impulsos de ruído sôbre o gerador de varredura

do gerador de varredura permanece sensivelmente o mesmo, no fim do ciclo de descarga, a carga mínima de C_3 , indicada pelo ponto c da Figura 11-2, será menor que a tensão mínima normal E_p , obtida quando está corretamente sincronizado o gerador de varredura. Disso resulta ficar a linha n.º 5 levemente deslocada para a esquerda da trama normal, como mostra D da Figura 11-2. A linha n.º 5 terminará um pouco antes de ter atingido a extremidade direita da imagem por causa do crescimento normal de E_p , que se realiza entre as sucessivas linhas, fazendo a válvula conduzir e, portanto, descarregar o capacitor um pouco antes do tempo, conforme indicam B e C da Figura 11-2. Como, no fim da linha n.º 5, o capacitor começou a descarregar-se em nível mais baixo que o normal, ao se iniciar a sexta linha, o potencial mínimo estará mais baixo que o potencial normal E_p . O resultado é também ficar a linha n.º 6 deslocada ligeiramente para a esquerda, embora esse deslocamento seja menor que o da linha n.º 5. Essa instabilidade subsistirá durante certo número de linhas, como se vê na Figura 11-2, voltando gradualmente para o funcionamento normal o gerador de varredura, desde que não surjam novos impulsos de ruído.

Além de causar o deslocamento de várias linhas, o impulso de ruído também faz com que a varredura saia de sincronismo com a informação da imagem correspondente a essas linhas. Como a varredura não está em sincronismo com a informação da imagem e, também, como as linhas afetadas pelo ruído estão deslocadas da posição normal, os elementos da imagem correspondentes a essas linhas ficarão deslocados verticalmente em relação aos outros elementos. Uma imagem vertical, por exemplo, como um mastro, aparecerá denteada nas partes da imagem perturbadas pelos impulsos de ruído. Se, em vez de ocorrerem ocasionalmente, os impulsos de ruído se sucederem rapidamente, toda a parte vertical da imagem aparecerá denteada, como a letra E na Figura 11-3.

O emprêgo da limitação de ruído antes do ceifador contribui para reduzir o efeito de ruídos erráticos. Os circuitos limitadores, porém, não são suficientemente eficazes, de

maneira que se imaginaram métodos de sincronizar indiretamente o gerador de varredura horizontal por meio de circuitos de controle automático de frequência.

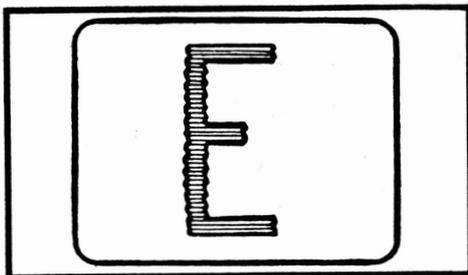


FIG. 11-3 — Distorção resultante de perda de sincronismo

Conforme foi mencionado, quando é utilizado o C.A.F., o gerador de varredura não é diretamente comandado pelos vários impulsos sucessivos de sincronismo, como acontece na sincronização direta.

Em vez disso, é comandado por uma tensão que depende do valor médio de certo número de impulsos de sincronismo e, como será pormenorizadamente explicado mais adiante, quaisquer impulsos desordenados de ruído que apareçam são filtrados, de forma que têm pequeno ou nenhum efeito sobre a frequência do gerador de varredura.

4 — CONTRÔLE DA FREQUÊNCIA DO GERADOR DE VARREDURA

Como, em geral, o controle automático da frequência do gerador de varredura está associado a um oscilador de bloqueio ou a um multivibrador (existe uma exceção que será explicada posteriormente) será conveniente fazer uma recapitulação desses circuitos e ver de que maneira pode ser controlada sua frequência.

A Figura 11-4 mostra um oscilador de bloqueio típico, com as formas de ondas a ele associadas. Como se mostrou em capítulo anterior, a frequência de oscilação depende da constante de tempo do circuito de grade, pois que a válvula não pode conduzir (descarregar C2 para iniciar novo ciclo) até que a carga negativa, acumulada em C1 durante o último período de descarga se reduza a um valor igual ao da polarização de corte da válvula. A polarização de corte é o nível da tensão de grade em que se produz o corte da corrente de placa da válvula, e está indicada pela linha tracejada A da Figura 11-4. A tensão de grade acima desse nível faz a válvula conduzir, ao passo que uma tensão inferior a esse nível produz o corte da corrente de placa. Se for aumentado o valor do resistor de grade R1, Figura 11-4, o período de tempo necessário para que a carga de C1 se escoe, através do resistor de grade R1, até o nível de corte, também ficará aumentado. Como é requerido maior período de tempo para que a tensão de grade atinja o nível de corte e dê início à condução da válvula de maneira que descarregue C2, ficará diminuída a frequência do gerador de varredura com um aumento no valor de R1. Por outro lado, se for diminuído o valor de R1, a carga de C1 atingirá mais cedo o nível de corte em cada ciclo, aumentando assim a frequência de condução da válvula e, portanto, a frequência da saída dente de serra.

Quando é utilizada sincronização direta, o valor de R1, (controle de velocidade) Figura 11-4, é ajustado de maneira que a frequência natural do gerador seja ligeiramente menor que a frequência sincronizada. A injeção de um impulso de sincronismo e seu efeito sobre o oscilador de bloqueio estão indicados pelas linhas tracejadas de A, B e C, na Figura 11-4. Conforme indica a linha tracejada acima do nível de corte em A, a aplicação do impulso de sincronismo faz a tensão de grade atingir o nível de corte e iniciar a condução um pouco mais cedo do que normalmente acon-

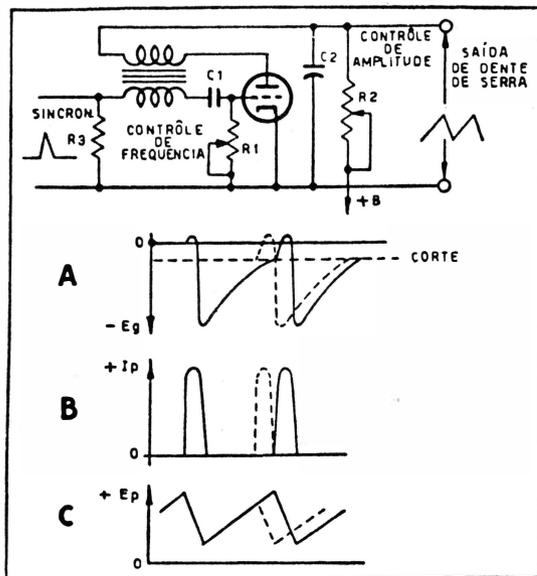


FIG. 11-4 — Oscilador de bloqueio

teceria. Isso faz C2 se descarregar um pouco antes, como indicam as linhas tracejadas de B e C, assim, tornando a frequência sincronizada um pouco mais alta que a frequência natural. Uma vez que o início de cada novo ciclo é comandado da maneira descrita acima, pela aplicação de impulsos de sincronismo, permanecerá constante a frequência do gerador de varredura e será independente das variações normais de temperatura e tensão que, não fôra a sincronização, produziriam deslocamento da frequência. Entretanto, como já foi visto neste capítulo, o ruído errático pode interferir seriamente na sincronização direta do gerador de varredura, donde, a necessidade de um dispositivo de sincronismo que seja relativamente insensível aos efeitos do ruído, de modo especial no que se refere ao gerador de varredura horizontal.

Na explicação sobre o controle da frequência, dada acima, para ilustração foi utilizado um oscilador de bloqueio. Mas, tudo que foi dito se aplica igualmente ao gerador de varredura do tipo multivibrador.

EFEITO DA APLICAÇÃO DE UM POTENCIAL VARIÁVEL DE POLARIZAÇÃO NO RETORNO DE GRADE

No circuito do oscilador de bloqueio da Figura 11-4, a grade da válvula faz retôrno diretamente para o catodo, através de R1 e a única polarização na válvula é a fornecida pela carga de C1. Por conseguinte, a frequência natural do oscilador de bloqueio é quase exclusivamente comandada pela constante de tempo do circuito de grade, conforme foi explicado.

Suponha-se agora que, em vez de retornar diretamente para o catodo o lado baixo de R1, esse retôrno seja feito para uma fonte de tensões contínuas de maneira que aplique na grade do oscilador de bloqueio uma tensão variável de polarização. Semelhante disposição está indicada em A, B e C da Figura 11-5. O potenciômetro R2 da fonte de tensão está ligado

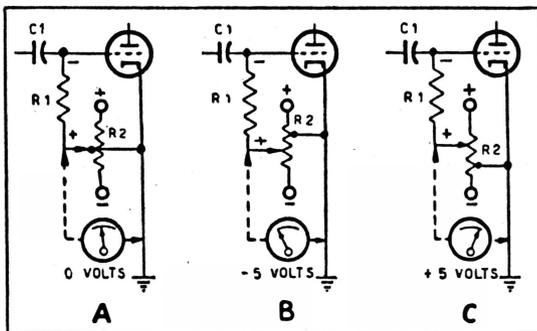


FIG. 11-5 — Efeito de uma fonte externa de tensão sobre a polarização

de modo tal que, em série com o retôrno de grade do oscilador, possa ser introduzida ou uma tensão positiva ou uma tensão negativa ou, ainda, não seja introduzida tensão alguma. Se o braço de R2 estiver a meio (como em A), não será introduzida tensão adicional alguma em série com o retôrno de grade e a única polarização do oscilador de bloqueio será a proveniente da carga negativa de C1. Mas, se o braço de R2 estiver próximo da extremidade negativa, como em B, em série com o retôrno de grade será aplicada uma tensão negativa que reforçará a fornecida por C1. Se, pelo contrário, estiver o braço de R2 colocado próximo da extremidade positiva de R2 como em C, em série com o retôrno de grade ficará aplicada uma tensão positiva que contrariará a tensão negativa fornecida pela carga de C1.

Para ilustrar o efeito sobre a frequência do oscilador de bloqueio dessa tensão contínua variável em série com o retorno de grade, considere-se A, B e C da Figura 11-6. Admitir-se-á que a carga negativa acumulada em C1 durante o período de descarga anterior colocou a grade num potencial de -40 volts, 30 volts além do corte. Isso está indicado pelo ponto 1 em A da Figura 11-6. Por conseguinte, o período de descarga seguinte só ocorrerá quando a tensão de grade novamente atingir o nível de corte de -10 volts, ponto 2 de A, dependendo da constante de tempo do circuito de grade. Será admitido que o valor do resistor de grade R1 é tal que seja T1 o tempo requerido para que a carga de C1 diminua de 30 volts, do nível do ponto 1 até o nível de corte no ponto 2.

Suponha-se agora que, em série com R1, seja aplicada uma tensão negativa de cinco volts, como em B da Figura 11-5, e que não seja alterada a constante de tempo do circuito de grade, permanecendo R1 no mesmo valor que antes. A onda da tensão de grade que representa essa condição está mostrada em B da Figura 11-6. Agora, no ponto 1, a tensão de grade estará 35 volts além do nível de corte, por causa da tensão negativa adicional, introduzida em série com o retorno de grade. A carga de C1, portanto, terá de diminuir 35 volts para que seja atingido o nível de corte. Isso corresponde a cinco volts mais que no caso anterior, quando não havia tensão em série com o retorno de grade e será maior o tempo T2, requerido para que a tensão de grade atinja o nível de corte no ponto 2 de B. Como, nas condições de B, o tempo requerido entre os períodos de condução da válvula (períodos de descarga) é maior que nas condições de A, a frequência do oscilador de bloqueio será menor no caso de B do que no caso de A. Conseqüentemente, uma tensão negativa colocada em série com o retorno de grade diminui a frequência.

Em vez de aplicar uma tensão negativa em série com o retorno de grade, suponha-se que seja usada uma tensão positiva de cinco volts, como está indicado em C da Figura 11-5. A onda de tensão de grade neste caso está representada por C da Figura 11-6. Como, em série com o retorno de grade existe uma tensão positiva, a tensão da grade no ponto 1 estará apenas 25 volts além do nível de corte, 10 volts menos que em B e 5 menos que em A. Neste caso, a carga de C1 terá de diminuir somente 25 volts para atingir o nível de corte. Isso é cinco volts menos que em A, em

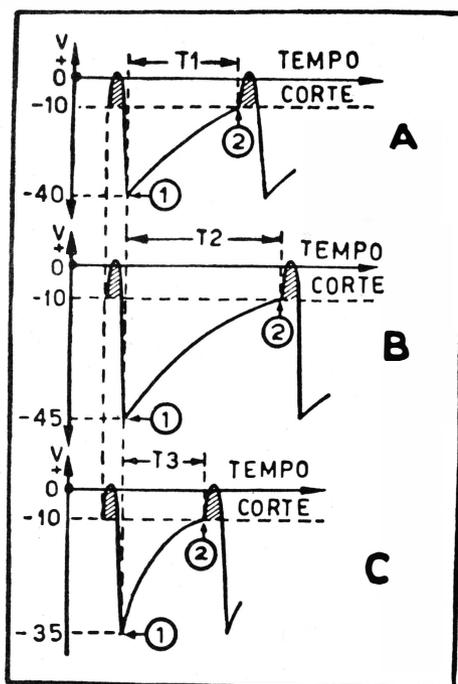


FIG. 11-6 — Efeito da variação da polarização de grade sobre a frequência do oscilador de bloqueio

que não havia tensão em série com o retorno de grade e, consequentemente, o tempo T3 requerido em C para que a tensão de grade atinja o nível de corte entre os períodos de condução é menor que o de A. Por conseguinte, uma tensão positiva em série com o retorno de grade aumenta a frequência.

Pela explicação anterior torna-se evidente que a frequência de um oscilador de bloqueio (ou multivibrador) pode ser controlada mediante a inserção de uma tensão variável contínua em série com o retorno de grade da válvula de descarga. Se for positiva essa tensão, a frequência aumentará, ao passo que será obtida diminuição da frequência se essa tensão for negativa.

Portanto, se o valor do resistor de grade R1 (contrôle de velocidade) for ajustado para determinada frequência e deixado nesse ponto, sem tensão em série com o retorno de grade, (como em A da Figura 11-5) qualquer variação dessa frequência poderá ser corrigida por meio da inserção de uma tensão positiva ou negativa em série com o retorno de grade. Se a frequência tende a aumentar, introduz-se uma tensão negativa para trazê-la ao valor normal. Se, pelo contrário, tende a diminuir, é introduzida uma tensão positiva. Essencialmente isto é o que é feito nos dispositivos de C.A.F., que desenvolvem uma tensão variável contínua para manter o gerador de varredura horizontal na frequência correta de 15 750 Hz e numa relação de fase substancialmente fixa com o sinal de sincronismo recebido.

Nos diversos modelos de receptores de televisão General Electric de após-guerra têm sido empregados muitos tipos de circuitos de C.A.F. Um desses circuitos utiliza como gerador de varredura um multivibrador, outro tipo usa um oscilador de bloqueio, enquanto que um terceiro tipo de C.A.F. emprega um oscilador senoidal como gerador de varredura. Em cada tipo de circuito, também, é diferente o método de desenvolver e aplicar a tensão de C.A.F. Mas, qualquer que seja o tipo de gerador de varredura utilizado ou o método de obter a tensão de C.A.F., o resultado final é o mesmo, isto é, o controle do gerador de varredura horizontal por uma tensão contínua resultante do erro de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a saída de dente de serra do gerador de varredura.

Se o gerador de varredura tender a funcionar muito depressa com relação aos impulsos recebidos de sincronismo horizontal, desenvolver-se-á uma tensão de C.A.F. que reduzirá a frequência. Semelhantemente, se o gerador de varredura tender a funcionar muito lentamente, será desenvolvida uma tensão de C.A.F. que o fará funcionar mais depressa.

5 — CIRCUITOS DE C.A.F.

Sob a forma de diagrama de elementos, está representado na Figura 11-7 um sistema de deflexão horizontal com C.A.F. usado em vários receptores General Electric. Conforme indicado, os impulsos de sincronismo na saída do ceifador são aplicados no elemento designado "Amplificador de Sincronismo", onde são amplificados e conformados antes de serem aplicados ao elemento marcado C.A.F.

Esse elemento de C.A.F. consiste em um circuito discriminador onde a fase dos impulsos de sincronismo recebidos é comparada com uma tensão dente de serra derivada da saída do amplificador de varredura horizontal. Isso produz uma tensão contínua de controle que é proveniente do erro de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a tensão realimentada pelo amplificador de varredura. O bloco C.A.F. contém, ainda, um circuito de filtro e um amplificador de C.C. que filtra e amplifica a tensão de controle antes de ser aplicada ao elemento marcado "Gerador de Varredura Horizontal".

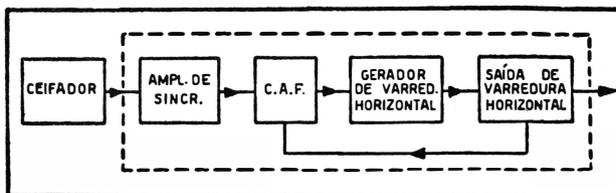


FIG. 11-7 — Diagrama de elementos do circuito de C.A.F.

Esse elemento contém um gerador de varredura do tipo multivibrador para produzir a tensão de varredura que é aplicada no circuito de saída da varredura horizontal. A frequência do multivibrador é comandada pela constante de tempo do circuito de grade que controla a frequência (controle de frequência) e pela tensão contínua aplicada nesse circuito de grade pelo circuito de C.A.F.

A representação esquemática dos elementos marcados: Ceifador, Amplificador de Sincronismo, C.A.F. e Gerador de Varredura Horizontal está mostrado na Figura 11-8.

O gerador de varredura horizontal emprega uma válvula do tipo 6SN7-GT, V-6, num circuito multivibrador convencional acoplado pelo cátodo. Uma extremidade do controle da frequência horizontal, R-13, no retôrno da grade controladora de frequência de V-6 está ligada à saída (placa) do amplificador de C.C. V-5. As constantes de tempo do multivibrador são tais que a frequência natural do multivibrador é muito próxima de 15 750 Hz, quando o controle de frequência estiver ajustado a meio com tensão de controle zero na saída do discriminador do C.A.F. Nessas condições, se o gerador de varredura tender a funcionar muito devagar, na saída do discriminador será desenvolvida uma tensão contínua. Essa tensão terá polaridade tal que aumente a tensão contínua na placa do amplificador de C.C. Um aumento da tensão nesse ponto (tensão mais positiva) faz com que a grade controladora da frequência de V-6 fique mais positiva. Isso, como já foi explicado, aumentará a frequência ou velocidade do multivibrador. Por outro lado, se o gerador de varredura tender a funcionar muito depressa, a tensão contínua na placa do amplificador de C.C., V-5, ficará menos positiva (mais negativa), resultando em ficar a grade controladora da frequência do multivibrador mais negativa, produzindo uma diminuição na frequência ou velocidade do multivibrador.

O amplificador de C.C., V-5, apenas amplifica a tensão contínua de controle desenvolvida pelos diodos V-3 e V-4 que trabalham num circuito discriminador simétrico para produzir a tensão de C.A.F.

Quando os impulsos de sincronismo recebidos, ponto 1 da Figura 11-8, e a tensão dente de serra derivada no amplificador de varredura horizontal, ponto 2 da Figura 11-8, estão em fase, é zero a saída de C.C. do dis-

criminator, ponto 3 da Figura 11-8. Isso resulta em certa tensão contínua na placa do amplificador de C.C., V-5, em cujo nível o multiplicador funciona na frequência correta. Mas, se o gerador de varredura tender a andar muito devagar, será negativa a tensão na saída do discriminador. Essa tensão negativa que é diretamente acoplada à grade de V-5 torna mais

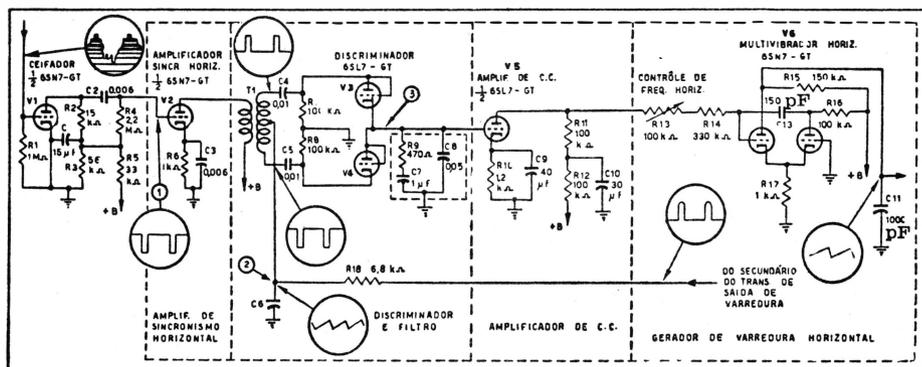


FIG. 11-8 — Diagrama do circuito de C.A.F.

positiva a placa do amplificador de C.C., que é a condição desejada para levar o gerador de varredura de volta para a frequência correta. Se o gerador de varredura tender a funcionar muito depressa, a saída do discriminador será positiva. A placa de V-5 ficará mais negativa, reduzindo, assim, a frequência do multivibrador.

6 — PRODUÇÃO DA TENSÃO CONTÍNUA DE CONTRÔLE

A produção da tensão contínua de controle é a mais importante função de qualquer dispositivo de C.A.F. A fim de melhor compreender como é desenvolvida essa tensão de controle no circuito discriminador da Figura 11-8, em primeiro lugar será considerado o efeito isolado dos impulsos de sincronismo, depois do que será considerado isoladamente o efeito sobre o circuito da tensão dente de serra derivada do amplificador de varredura.

Quanto ao efeito isolado dos impulsos de sincronismo, a ação passa-se da seguinte maneira:

Os impulsos de sincronismo, ao saírem do ceifador são aplicados na válvula amplificadora de sincronismo horizontal, V-2, onde são amplificados. Os impulsos de sincronismo amplificados que aparecem nas duas extremidades do secundário do transformador de carga da placa T-1, terão amplitudes iguais mas polaridades opostas em relação à derivação central do secundário, como indicado na Figura 11-9. Os diodos do discriminador, V-3 e V-4, são ligados em série, como o catodo de V-3 ligado à placa de V-4. O circuito discriminador é equilibrado quanto aos impulsos de sincronismo, isto é, a impedância de cada metade do secundário do transformador é a mesma. A impedância em paralelo com cada diodo também é a mesma. Ao aparecer a tensão do impulso de sincronismo no secundário de T-1, como mostra a Figura 11-9, os dois diodos conduzirão em série, pois que a tensão na placa de V-3 é positiva enquanto que é negativa a tensão no catodo de V-4. Durante a condução, os elétrons passam do catodo de

V-3 para sua placa e se dirigem para um lado de C-4. Isso desloca os elétrons do outro lado de C-4, que se dirigem, através do secundário de T-1, para um lado de C-5. Os elétrons deslocados do outro lado de C-5 vão ter ao catodo de V-4, de onde passam para a placa, que está ligada ao catodo de V-3. Fica, assim, completado o percurso dos elétrons, durante o qual os capacitores C4 e C5 são carregados aproximadamente ao valor de crista dos impulsos de sincronismo, com a polaridade indicada na Figura 11-9. O lado de C4 ligado à placa de V-3 é negativo, posto que, durante a condução dos diodos, os elétrons acumularam-se nesse lado do capacitor. O lado de C-5 ligado ao catodo de V-4 é positivo, porque, durante a condução, os elétrons foram deslocados desse capacitor. A carga de C-4 e C-5, juntamente com R-7 e

R-8, polariza os diodos de maneira que não conduzam entre dois impulsos de sincronismo, uma vez que a placa de V-3 é negativa ao passo que é positivo o catodo de V-4.

A tensão contínua desenvolvida em R-7 e R-8 é produzida pela descarga gradual de C-4 e C-5 sobre esses resistores, nos intervalos entre os impulsos de sincronismo. Durante esse período de descarga, os elétrons passam do lado de C-4 ligado à placa do diodo, através de R-7 e R-8, para o lado de C-5 ligado ao catodo do diodo. Isso tem por efeito deslocar os elétrons do outro lado de C-5, os quais, passando pelo secundário de T-1, vão ter ao lado de C-4 ligado ao transformador. A constante de tempo desse circuito é tal que, nos intervalos entre os impulsos, é pequena a descarga desses capacitores, desse modo mantendo próxima do valor de crista dos impulsos a tensão contínua nesses resistores. A pequena quantidade de carga perdida nos intervalos entre os impulsos é renovada cada vez que os diodos conduzem.

Como as tensões contínuas que aparecem nas extremidades de R-7 e R-8 não ligadas à massa são iguais e de polaridades opostas e, também, como são iguais as impedâncias dos diodos, a tensão existente entre o centro dos diodos (catodos de V-3 e placa de V-4) e a massa é zero. Por conseguinte, considerando isoladamente os impulsos de sincronismo, é zero a tensão contínua resultante, produzida na saída do discriminador, ponto 3 da Figura 11-9. Existem dois pontos importantes que cumpre observar a respeito da ação acima mencionada. Primeiro, os diodos só conduzem durante as cristas dos impulsos de sincronismo, uma vez que em qualquer outra ocasião estão polarizados no corte e, segundo, a tensão resultante na saída do discriminador é zero, quando se levam em conta somente os impulsos de sincronismo.

Agora, abstraindo os impulsos de sincronismo, e, considerando unicamente o efeito da tensão dente de serra que é derivada da saída do amplificador de varredura, eis o que acontece:

Na Figura 11-10, no capacitor C-6 é desenvolvida uma tensão dente de serra pela integração dos impulsos de tensão obtidos do secundário do

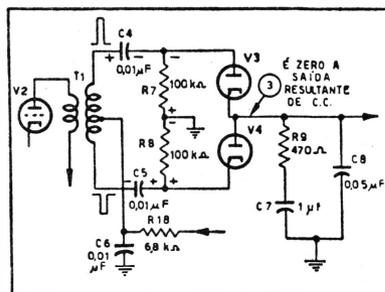


FIG. 11-9 — Circuito discriminador do C. A. F.

transformador de saída da varredura. Quando o gerador de varredura está funcionando na frequência correta, esses impulsos de tensão se sucedem na frequência de 15 750 Hz. Esses impulsos de tensão são positivos em relação à terra e, quando aplicados na rede integradora constituída de R-18 e C-6, produzem em C-6 uma tensão dente de serra, conforme está indicado na figura.

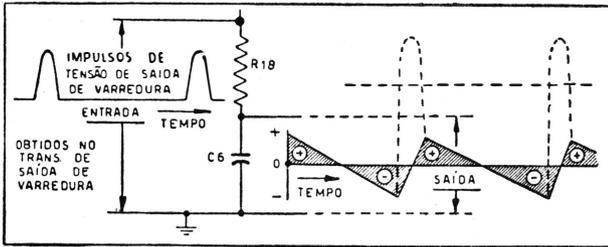


FIG. 11-10 — Integração dos impulsos de tensão

Observe-se que a tensão dente de serra assim produzida é invertida, ficando o início do retôrno do traço abaixo do eixo dos zeros. Essa tensão dente de serra é aplicada entre terra e a derivação central do secundário de T-1, como está indicado na Figura

11-11A. Quando a tensão dente de serra está acima de seu eixo de C.A. (positiva), V-3 conduz, e quando está abaixo do eixo (negativa), V-4 conduz.

Durante a condução de V-3, Figura 11-11A, os elétrons passam do lado de terra de C-6 para o lado de terra de C-8. Isso desloca elétrons do lado de C-8, que se dirigem para o cátodo de V-3. Do cátodo de V-3 os elétrons vão ter à placa e ao lado de placa de C-4. Os elétrons do outro lado de C-4 são deslocados e passam para a metade superior do secundário de T-1 e para o lado de C-6 ligado ao transformador. Fica assim completado o trajeto dos elétrons durante a condução de V-3, ocasião em que C-4 e C-8 ficam carregados com polaridade indicada na Figura 11-11A. Nota-se em particular que o lado alto de C-8 (acima de terra) é positivo durante a condução de V-3. Por questão de simplicidade, na Figura 11-11, omitiram-se o capacitor C-7 e o resistor R-9 na saída do discriminador. A polaridade de carga de C-7, porém, seria a mesma que a de C-8.

Quando a tensão dente de serra em C-6 está abaixo do eixo de C.A. (negativa), V-4 conduz, Figura

11-11B. Durante a condução de V-4, os elétrons se dirigem do lado de C-6 ligado ao transformador para um dos lados de C-5, passando pela

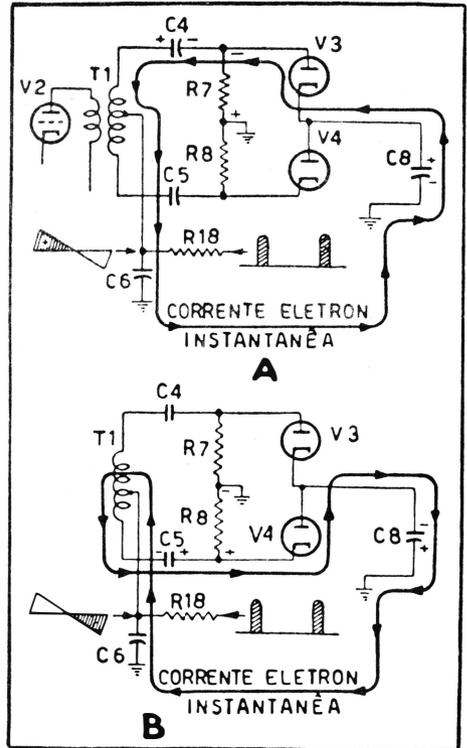


FIG. 11-11 — Circuito em que é levada em conta somente a tensão de dente de serra realimentada

metade inferior do secundário do transformador. Os elétrons do outro lado de C-5 são deslocados, passando para o catodo de V-4. Daí, passam para a placa de V-4 e um dos lados de C-8. Os elétrons do outro lado de C-8 são deslocados e vão ter ao lado de terra de C-6, completando assim o trajeto dos elétrons que se realiza quando V-4, C-5 e C-8 ficam carregados com polaridade indicada na Figura 11-11B. Agora, é negativa a carga no lado alto de C-8, o oposto do que acontece durante a condução de V-3. Por conseguinte, é zero a carga média desenvolvida em C-8 durante um ciclo completo (metades positiva e negativa de tensão dente de serra) e a saída contínua do discriminador proveniente unicamente da tensão dente de serra também é zero.

Pela explicação anterior, pode ver-se que, isoladamente, nem os impulsos de sincronismo nem a tensão dente de serra podem produzir uma tensão contínua na saída do discriminador. Mas, quando os impulsos de sincronismo e a tensão dente de serra são aplicados simultaneamente nos diodos do discriminador, podem produzir na saída do discriminador ou uma tensão positiva ou uma tensão negativa ou uma tensão zero, conforme a relação de fase entre eles.

Antes de considerar o efeito combinado dos impulsos de sincronismo e da tensão dente de serra, deve frisar-se um ponto muito importante. Trata-se de ser a amplitude dos impulsos de sincronismo cerca de duas vezes maior que a da tensão dente de serra realimentada. Essa diferença de amplitudes tem por resultado conduzirem os diodos do discriminador somente durante o intervalo do impulso de sincronismo. Como se viu quando foi considerado o efeito isolado dos impulsos de sincronismo, esses impulsos carregam C-4 e C-5 aproximadamente ao potencial de crista dos impulsos. A carga dos capacitores desenvolve nos diodos uma polarização que os impede de conduzir, exceto durante o impulso de sincronismo, quando a amplitude do impulso é suficiente para sobrepujar essa polarização, como se vê na Figura 11-12. Consequentemente, como a amplitude dos impulsos de sincronismo é maior que a da tensão dente de serra, a única parte da tensão dente de serra (quando a tensão e os impulsos estiverem combinados) que terá efeito sobre a saída do discriminador é a parte que ocorre simultaneamente com os impulsos de sincronismo.

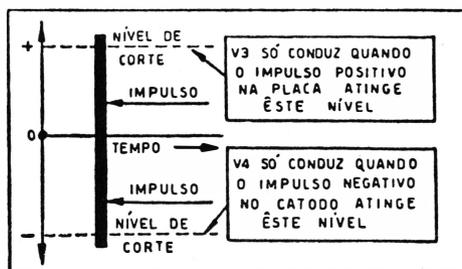


FIG. 11-12 — Impulsos e nível de corte em diodos

A fim de ilustrar esse ponto, suponha-se que ocorra o impulso de sincronismo enquanto a parte de retorno da tensão dente de serra esteja ligeiramente acima do eixo, conforme está indicado pelo ponto 1 da Figura 11-13A. Antes de ocorrer o impulso de sincronismo os diodos não estavam conduzindo, pois que a amplitude da tensão dente de serra é menor que a polarização dos diodos. Mas ao aparecer o impulso de sincronismo, é sobrepujada essa polarização e os diodos conduzem. Mas, nessa ocasião, o diodo superior, V-3, conduzirá mais fortemente que o diodo in-

ferior, V-4, uma vez que no diodo superior a tensão combinada E-1 é maior que E-2, no diodo inferior, conforme é mostrado em B da Figura 11-13. Neste caso, é positiva a polaridade instantânea do impulso de sincronismo combinado com a tensão dente de serra que aparece na placa do diodo superior. A tensão dente de serra positiva, portanto, se soma ao impulso positivo, tornando a tensão combinada E-1, no diodo superior, maior que a tensão do próprio impulso. Mas, ao mesmo tempo, não é igual a polaridade instantânea do impulso de sincronismo e da tensão dente de serra que aparecem no catodo do diodo inferior. A polaridade instantânea da tensão dente de serra é a mesma que a do diodo superior (positiva) mas, no diodo inferior a polaridade do impulso de sincronismo é negativa. Por conseguinte, a tensão dente de serra positiva é subtraída do impulso negativo de sincronismo, tornando a tensão combinada

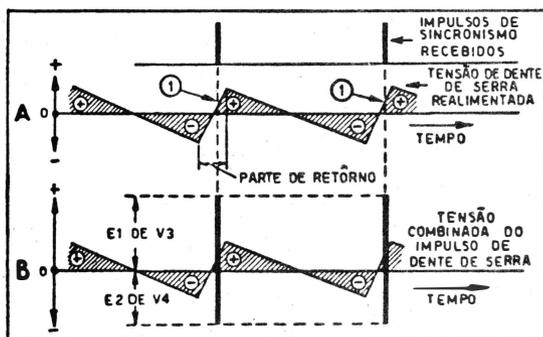


FIG. 11-13 — Impulsos de dente de serra em avanço

E-2, no diodo inferior, menor que a no diodo superior. Como no diodo superior, V-3, a tensão combinada é maior, este conduzirá mais fortemente que o diodo inferior. Isso resulta em C-8, na saída do discriminador, se carregar a um potencial positivo através do diodo superior, V-3, fazendo, deste modo, positiva a saída do discriminador.

A fim de esclarecer melhor o problema em questão suponha-se ainda que, em vez de se ter a condição de A da Figura 11-13, ocorram os impulsos de sincronismo exatamente no instante em que a parte de retôrno da tensão dente de serra esteja passando pelo eixo de C.A., como indica o ponto (1) de A, Figura 11-14. Neste caso, serão iguais as amplitudes da tensão composta em cada diodo, pois que a tensão dente de serra está passando pelo eixo de C.A. (é zero) e, portanto, não se soma à tensão do impulso em cada diodo, nem é dela subtraída, conforme está indicado em B da Figura 11-14.

O efeito é idêntico ao que se observaria se não houvesse tensão dente de serra. Cada diodo conduz igualmente e não se acumula carga em C-8, na saída do discriminador. Nestas condições, portanto, é zero a saída de C.C. do discriminador.

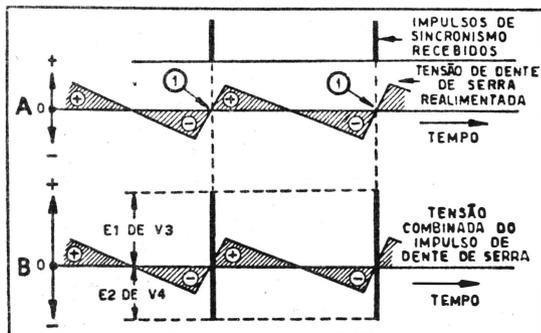


FIG. 11-14 — Impulsos de dente de serra em fase

Outra condição possível é a relação de fase entre o impulso de sincronismo e a tensão dente de serra, mostrada em A da Figura 11-15. Neste caso, o impulso ocorre enquanto a parte de retorno da tensão dente de serra está um pouco abaixo de seu eixo de C.A. (negativa), como indica o ponto (1). Nesta situação, no diodo inferior, V-4, a tensão composta será maior que o diodo superior, V-3, porque a tensão dente de serra negativa no diodo superior é subtraída do impulso positivo enquanto que, no diodo inferior, a tensão dente de serra negativa é somada ao impulso negativo. Como resultado, o diodo inferior conduz mais fortemente que o superior, o que aplica uma carga negativa em C-8, na saída do discriminador. Assim, nesta situação, é negativa a saída de C.C. do discriminador.

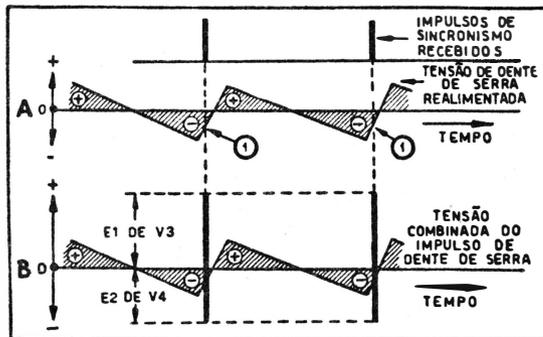


FIG. 11-15 — Dente de serra em atraso sobre os impulsos

Foi mostrado de que maneira diversas relações de fase entre os impulsos recebidos de sincronismo e a tensão dente de serra realimentada, na saída do discriminador podem produzir uma tensão positiva, uma tensão negativa ou uma tensão nula.

A etapa seguinte consiste em relacionar com a ação global o que foi descrito acima. Para isso, considerem-se A, B e C da Figura 11-16 que mostram as relações de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a tensão dente de serra sob diversas condições de funcionamento.

A Figura 11-16A mostra a relação que existe quando o gerador está em avanço de fase sobre os impulsos de sincronismo recebidos. Neste caso, a tensão dente de serra realimentada está avançada sobre o impulso de sincronismo e a parte de retorno do traço passa pelo eixo dos zeros um pouco antes de ser recebido o impulso. Por conseguinte, quando ocorre o impulso, a parte de retorno do traço da tensão dente de serra realimentada estará acima do eixo de C.A. (será positiva), como está mostrado em A da Figura 11-16. E' a mesma condição que foi explicada a respeito de B da Figura 11-13 e, como foi mostrado, resulta em aparecer na

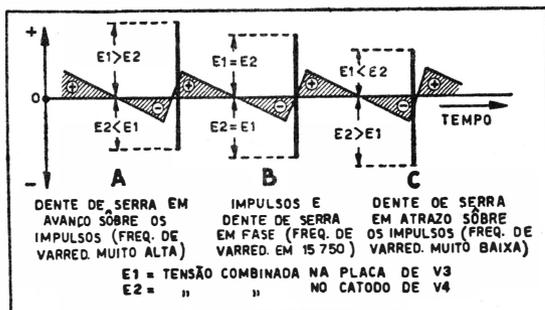


FIG. 11-16 — Relações de fase entre os impulsos e a tensão dente de serra

saída do discriminador uma tensão contínua positiva. Essa tensão positiva é aplicada à grade do amplificador de C.C. e faz diminuir a tensão de placa desse amplificador, fazendo-a menos positiva. O tornar menos

positiva a placa do amplificador de C.C. tem o mesmo efeito que inserir uma tensão negativa (igual à diminuição da tensão de placa) em série com o retôrno de grade do contrôle de velocidade do multivibrador. Isso, como já foi mostrado, reduz a velocidade do gerador de varredura, provendo assim a desejada correção de fase.

Mas, se a frequência do gerador de varredura diminui, a relação de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a tensão dente de serra realimentada será a indicada em C da Figura 11-16. Neste caso, a tensão dente de serra realimentada estará abaixo do eixo de C.A. (será negativa) quando ocorrer o impulso de sincronismo. Esta é a mesma condição que foi discutida a propósito de B da Figura 11-15 e, como foi frisado, tem por resultado uma tensão contínua negativa na saída do discriminador. A aplicação dessa tensão negativa na grade do amplificador de C.C. faz com que aumente a tensão de placa, tornando-a mais positiva. Isso equivale a aplicar uma tensão positiva (igual ao aumento da tensão de placa) em série com o retôrno de grade do contrôle de velocidade. Como foi observado anteriormente, isso faz com que aumente a velocidade do gerador de varredura, de maneira que novamente seja conseguida a desejada correção de fase.

Em A, B e C da Figura 11-16, deve notar-se que permanece constante a frequência dos impulsos de sincronismo recebidos e que somente a fase da tensão dente de serra realimentada varia quando o gerador de varredura tende a se desviar dos 15 750 Hz.

Deve notar-se também que, embora fôsse possível conseguir-se saída zero do discriminador, fazendo êste sistema trabalhar de maneira que os impulsos de sincronismo ocorressem no momento em que a parte do traço passasse pelo eixo de C.A., em vez de o fazerem durante a parte de retôrno do traço, tal coisa não seria satisfatória porque a extinção horizontal iria ocorrer no meio do traçado. Além disso, não poderia ser mantido com estabilidade o funcionamento do sistema. Fazendo o sistema trabalhar de maneira que os impulsos de sincronismo coincidam com a passagem da parte de retôrno do traço pelo eixo dos zeros, a extinção horizontal efetuar-se-á durante o período de retôrno, o que evidentemente, é a condição desejada.

O filtro da Figura 11-8, formado pelos capacitores C-7, C-8 e resistor R-9 na saída do discriminador, provê mudança relativamente lenta da tensão de correção. Isso provê a sincronização global de cada quadro, e não a de cada linha isoladamente, como acontece quando é usada sincronização direta. A imagem obtida por êste meio é muito menos sensível aos impulsos erráticos de ruído do que a obtida por meio de sincronização direta. O valor do capacitor C-8 é pequeno e determina a rapidez com que pode variar a tensão do C.A.F., ao passo que o valor de C-7, que é relativamente grande, determina, juntamente com R-9, a lentidão com que pode variar a tensão do C.A.F. Êste circuito, por conseguinte, reduz o efeito de qualquer variação muito rápida na saída do discriminador, como a que poderia ser introduzida por impulsos erráticos de ruído e, também, impede as oscilações pendulares do sistema que ocorrem em muitos servo-mecanismos ou sistemas de contrôle por meio de reação.

7 — C.A.F. PELA LARGURA DO IMPULSO

Um dos mais simples sistemas de C.A.F., que exige apenas duas seções de válvulas, é o representado na Figura 11-17. Este sistema é chamado de controle pela largura do impulso porque seu funcionamento depende da largura do impulso de sincronismo que é aplicado à válvula V1 do C.A.F. A fase do gerador dente de serra no receptor é disposta de maneira que permita que uma parte variável do impulso de sincronismo horizontal recebido se sobreponha à parte positiva de uma onda dente de serra modificado, derivada da saída da varredura horizontal, enquanto que a parte restante fique por baixo da parte de retorno da onda dente de serra. A tensão de controle desenvolvida é, então, função da largura do impulso que se superpõe à parte positiva da onda dente de serra.

A onda dente de serra é produzida por V2, gerador de varredura do tipo oscilador de bloqueio. O transformador T1 emprega núcleo ajustável de pó de ferro, que permite certo ajuste da

frequência, além do controle normal de frequência, R6. A onda dente de serra é formada no capacitor de carga C12, formando-se a parte do traçado durante o tempo em que V2 estiver bloqueada, enquanto que a parte de retorno é formada durante o ciclo de condução de V2. Faz-se grande o valor de R10 para limitar a variação de C12 e se obter um traçado linear. Tal ação é igual à dos circuitos osciladores de bloqueio já explicados.

A frequência do oscilador de varredura é determinada pela constante de tempo dos elementos do circuito da grade da válvula V2 (C9, R8, R9 e C8) e pela tensão contínua aplicada ao circuito de grade pela válvula de controle do C.A.F. Um dos elementos determinadores da frequência, C8, é feito variável para prover controle adicional da frequência, além do controle do painel da frente, resistor R6. O capacitor C8, em conjunto com o ajuste do núcleo de ferro de T1, permite que o controle de frequência do painel da frente seja pôsto quase a meio durante o funcionamento normal.

A válvula V1 é a válvula de controle, que é polarizada próximo do corte. A polarização para essa válvula é obtida na grade do oscilador, através do resistor R7. Durante o ciclo normal de funcionamento, produz o oscilador de bloqueio grande polarização negativa em seu circuito de grade. O valor de R7 é feito grande a fim de prover na grade de V2 boa filtragem dessa tensão negativa flutuante. Também serve para impedir que a onda da C.A., aplicada à grade de V1, chegue à grade de V2 com amplitude apreciável. A grade da válvula V1 faz retorno para o catodo por intermédio de R-3, de maneira que qualquer tensão que se desen-

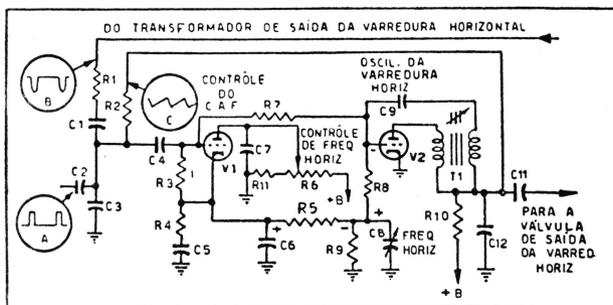


FIG. 11-17 — Sistema de controle de C.A.F. por largura do impulso

volva no circuito do catodo não polarize a válvula V1. A placa de V1 é ligada diretamente ao +B através de uma fonte de tensão variável, o resistor R6. Este controle chamado de Controle da Frequência Horizontal, regula a condução de V1 durante o ciclo de funcionamento e, como será visto mais adiante, afeta a frequência do gerador de varredura.

O circuito de catodo da válvula V1 consiste nos resistores R5 e R9. Quando esta válvula conduz, no resistor R5 desenvolve-se uma tensão positiva, ao mesmo tempo em que a tensão em R9 torna-se menos positiva de uma quantidade proporcional à corrente média de placa de V1. Observa-se, porém, na Figura 11-17, que o resistor R9 também é comum ao circuito de grade de V2, o que significa que a frequência do gerador de varredura será alterada quando variar a tensão no resistor R9. Quanto menos negativa ficar a tensão em R9, como consequência da condução de V1, mais alta será a frequência do gerador de varredura, e reciprocamente. Essa tensão, derivada da válvula V1 é chamada de tensão corretora ou tensão do C.A.F.

A tensão alternada aplicada à grade de V1 consiste em três formas de ondas separadas, indicadas nos pontos A, B e C da Figura 11-17. Na Figura 11-18 estão representadas as redes conformadoras e as ondas que são aplicadas à grade de controle de C.A.F. O impulso de sincronismo recebido é aplicado ao circuito no ponto (a). Entre os capacitores C2 e C3, esse impulso, embora sofra certa atenuação antes de ser aplicado na grade da válvula de controle do C.A.F., conserva sua forma original.

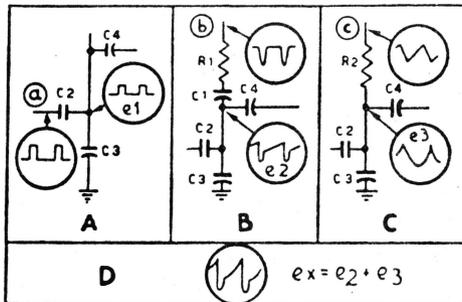


FIG. 11-18 — Formas de ondas na grade da válvula de controle

Em (B) está mostrada uma forma de onda que é obtida do secundário do transformador de saída horizontal. É um impulso negativo que é injetado ao circuito no ponto (b). A rede de resistência-capacitância, formada por R1, C1 e C3, integra parcialmente e atenua essa onda de maneira que, finalmente, ao ser aplicada à grade de V1, aparece como a forma de onda e_2 . A onda dente de serra restante é obtida na saída do oscilador de bloqueio e aplicada no circuito no ponto (c). A rede de resistência-capacitância constituída de R2 e C3 integra e atenua a onda dente de serra, produzindo a onda parabólica representada por e_3 .

Como as ondas representadas por e_2 e e_3 são derivadas da saída do oscilador de varredura, sempre conservarão entre elas as mesmas relações de fase. Nestas condições, podem ser combinadas, como em (D), estando a tensão resultante representada por e_x . Um dos requisitos necessários desta forma de onda é que as cristas positivas tenham os bordos dianteiro e posterior quase verticais. A onda parabólica, e_3 , provê um bordo dianteiro quase vertical, enquanto que e_2 , que tem uma crista negativa aguda, provê, para a forma de onda composta, o bordo posterior quase vertical.

Os impulsos de sincronismo também são aplicados à grade de V1 e, como sua frequência pode ser diferente daquela do oscilador de varredura, a fase de e_1 poderá estar variando em relação à onda composta e_x . A polarização de V1 é bastante alta, de modo que, quando os impulsos de sincronismo horizontal, e_1 , ou a onda composta, e_x , são separadamente aplicados à grade de V1, nenhum deles tem suficiente amplitude positiva para causar a condução dessa válvula de controle. Mas, se forem combinados e tiverem as relações de fase mostradas em A, B ou C da Figura 11-19, a amplitude de crista resultante será suficiente para permitir a passagem de corrente de placa, durante a parte do ciclo positivo em que a onda estiver acima do nível de corte de V1, representado pela linha tracejada. Essa onda combinada, que é acoplada à grade da válvula V1, está mostrada para três diferentes condições de fase entre o gerador de varredura e os impulsos de sincronismo recebidos. Em (A), toda a largura do impulso de sincronismo está superposta à crista da forma de onda; em (B) metade da largura do impulso fica em cima e a outra metade, em baixo, no cavado; em (C), a maior parte do sinal de sincronismo fica em baixo, no cavado, ficando em cima uma parte muito pequena.

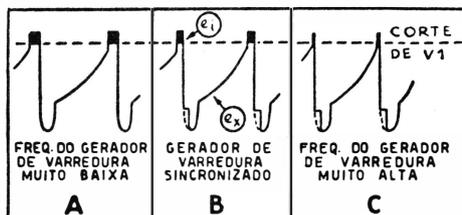


FIG. 11-19 — Formas de ondas combinadas do C.A.F.

A condução de corrente de placa na válvula V1 efetua-se somente durante as cristas do impulso de sincronismo que ficam acima da linha tracejada na Figura 11-19, A, B e C. Durante a condução da válvula, os capacitores C5 e C6, no circuito do catodo, ficam positivamente carregados em relação à terra, dependendo a grandeza de carga e a tensão resultante, da duração da passagem de corrente na válvula V1. Os resistores R9 e R5 formam um resistor de drenagem em paralelo com esses capacitores e servem de resistores de catodo de V1. Como R9 também faz parte do circuito de retorno de grade da válvula geradora de varredura, V2, qualquer variação de tensão em R9 resultará em variação da frequência do gerador de varredura horizontal.

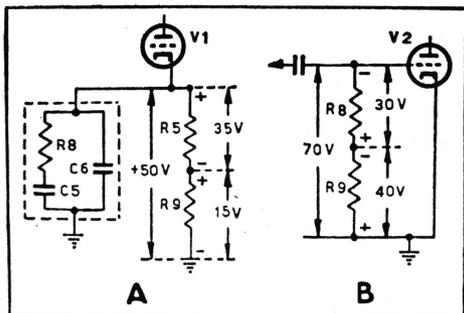


FIG. 11-20 — Distribuição das tensões na osciladora de varredura e na válvula de controle do C.A.F.

Considerando apenas o circuito de catodo de V1: quando a válvula V1 conduz, nos resistores R5 e R9 desenvolver-se-á uma tensão com a polaridade indicada. O valor de R5 é maior que o de R9 e, consequente-

mente, em R5 a tensão será maior que em R9. A título de ilustração, admita-se que a tensão total entre o catodo de V1 e terra seja de 50 volts, que se divide entre os resistores R5 e R9 como indicado na Figura 11-20-A.

Considerando agora somente o circuito de grade de V2, B da Figura 11-20, na grade de V2, durante o funcionamento normal do oscilador de bloqueio, desenvolve-se uma tensão negativa bastante alta. A título de ilustração, admita-se que seja de setenta volts essa tensão negativa e que esta se divida entre os resistores R8 e R9 da maneira indicada. Como o valor de R9 é maior que o de R8, também será maior a tensão em R9, conforme indica a figura.

Note-se em particular que em A, a tensão em R9 é de mais 15 volts em relação à massa, em B, a tensão em R9 é de menos 40 volts em relação à massa. Mas, no circuito da Figura 11-21, onde o circuito de V1 está combinado com o circuito de grade de V2, a tensão resultante em R9 será de menos vinte e cinco volts em relação à massa. Como no resistor R9

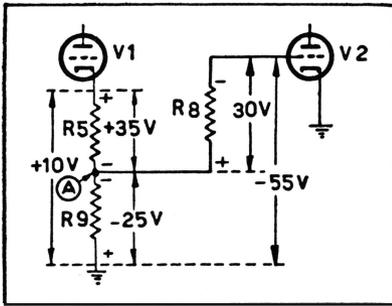


FIG. 11-21 — Distribuição das tensões entre a osciladora de varredura e a válvula de controle do C.A.F.

essa tensão será subtraída dos mais trinta e cinco volts que aparecem em R5, deixando uma tensão total positiva de mais 10 volts entre o catodo de V1 e a massa. Assim, para uma dada tensão positiva entre o catodo de V1 e massa, a tensão em R9 terá um certo valor negativo. Se a tensão do catodo de V1 ficar mais positiva, como consequência de aumento da condução, ficará menos negativo o potencial negativo em R9. Se, ao contrário, a tensão do catodo de V1 ficar menos positiva, como consequência de diminuição da condução, aumentará o potencial negativo no resistor comum R9.

Se a tensão produzida em R9 pela corrente de condução de V1 torna menos negativo o ponto A, Figura 11-21, aumenta a frequência do oscilador de bloqueio, V2. Análogamente, se a tensão produzida em R9 pela corrente de condução de V1 tornar mais negativo o ponto A, será diminuída a frequência do oscilador de bloqueio. Dêste modo, como a condução da válvula V1 determina a grandeza da tensão em R9, vê-se que quanto mais longo fôr o período de condução de V1, mais alta será a frequência do gerador de varredura V2. Também, quanto mais curto fôr o período de condução da válvula V1, mais baixa será a frequência do gerador de varredura V2.

Analisando, ainda, a Figura 11-19, a curva em (B) mostra o impulso de sincronismo em fase tal que, cêrca de 50 por cento de sua largura está superposta à crista da onda dente de serra modificado, enquanto que a parte restante do impulso recai no cavado, fazendo que o período de condução de V1 tenha uma duração que é a média entre os tempos de condução representados por (A) e (C). Essa é a relação de fase que se deseja para que a sincronização seja correta. O controle de frequência ho-

horizontal, resistor R6, que varia a tensão de placa da válvula de controle, V1, é ajustado de modo que produza a tensão contínua apropriada no filtro do circuito do catodo de V1 a fim de manter a relação de fase mostrada em (B). Se cada sucessivo impulso de sincronismo conservar a mesma relação de fase de (B), o gerador de varredura horizontal continuará a funcionar na frequência correta de 15 750 Hz.

Se ao gerador de varredura suceder alguma coisa que o faça trabalhar em frequência mais baixa que a da condição sincronizada, o período de condução será tornado maior por intermédio de V1 porque, em cada ciclo, o impulso tenderá a se deslocar mais para a esquerda, relativamente à onda dente de serra, com o resultado indicado na Figura 11-19(A). Isso ocasiona um alargamento efetivo do impulso que fica acima do nível de corte. Com V1 conduzindo durante um período de tempo maior que o da curva (A), a tensão produzida no resistor R9 pela condução de V1 tornará menos negativa a grade do oscilador de bloqueio. Como consequência, a frequência do oscilador de varredura aumentará até que seja atingida aproximadamente a condição de B, de maneira que seja mantido o sincronismo do oscilador. Por outro lado, se o gerador de varredura trabalhar por uns instantes em frequência mais alta que a do impulso de sincronismo recebido, o impulso avançará para a direita em cada impulso sucessivo, resultando em que, no fim de poucos instantes a maior parte do impulso venha a cair no cavado, como mostra a Figura 11-19(C).

Estreitando-se a largura do impulso acima do nível de corte, a válvula V1 conduzirá durante menor período de tempo. Isso resulta em menor carga nos capacitores do catodo da válvula V1, o que importa em ficar mais negativa a tensão no resistor R9. Isso torna mais negativa a grade da válvula V2 e diminui a frequência do oscilador de bloqueio até que seja aproximadamente restaurada a condição de (B) da Figura 11-19.

Os capacitores C5 e C6 do filtro formam uma rede integradora no catodo da válvula V1. O valor de C6 é pequeno e esse capacitor limita a rapidez da variação da tensão do C.A.F., ao passo que é grande o valor de C5 a fim de prover resposta lenta, para manter o controle durante maior período de tempo. Este circuito também impede as oscilações pendulares do sistema, decorrentes de variações de tensão extremamente lentas.

Os sinais de sincronismo aplicados ao sistema precisam ter amplitude constante. Neste sistema esta condição é um pouco mais crítica que em outros, que serão explicados a seguir. Por esta razão, os circuitos que antecedem a válvula de controle do C.A.F., contêm um ou mais limitadores com o fim de impedir, não só que impulsos fortes de ruído cheguem até a válvula de controle mas, ainda, manter em amplitude constante as cristas dos impulsos de sincronismo.

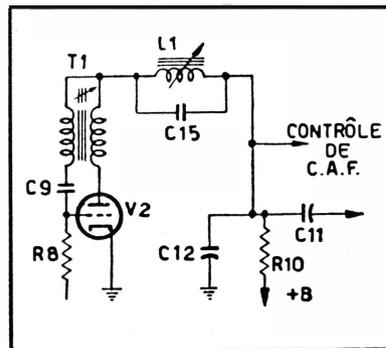


FIG. 11-22 — Circuito volante

A estabilidade do circuito na presença de ruído pode ser consideravelmente melhorada com o acréscimo de um circuito sintonizado volante, em série com o lado do retorno do +B do transformador do oscilador. Na Figura 11-22, este circuito está representado por L1 e C15. O reator L1 tem núcleo variável de pó de ferro, que é utilizado para sintonizar o circuito em 15 750 Hz. O efeito desse circuito adicional é estabilizar o oscilador de bloqueio.

8 — CIRCUITO DE C.A.F. DE GRUEN

Em A e B da Figura 11-23 estão representados, respectivamente, o diagrama de elementos e o circuito de um tipo de C.A.F., novo e aperfeiçoado. Possui este sistema melhores características de fixação ("hold in") e faixa de amarração ("pull in"). Por fixação entende-se a faixa de frequências naturais do gerador de varredura dentro da qual pode ser mantido o controle automático, uma vez amarrada a frequência. Por faixa de amarração entende-se a faixa de frequências acima e abaixo da frequência sincronizada (15 750 Hz) em que sempre pode ser realizada a amarração, isto é, a sintonização da frequência do gerador com a frequência de um sinal externo. Como este circuito possui excelentes características de fixação e faixa de amarração, é muito estável na presença de ruído. Além disso, se o gerador de varredura, por qualquer motivo, sair momentaneamente de sincronismo, quase imediatamente recuperará a condição de amarrado, não necessitando de reajuste do controle de frequência.

Observando o diagrama de elementos da Figura 11-23, observar-se-á não ser de tipo convencional o gerador de varredura, tal como multivibrador ou oscilador de bloqueio, e, sim, um oscilador senoidal que desenvolve uma onda de varredura em seu circuito de placa.

A semelhança de outros circuitos de C.A.F., parte da saída de varredura é realimentada num ponto onde sua fase é comparada com a dos impulsos de sincronismo recebidos de maneira que se desenvolva a tensão de C.A.F. Desenvolve-se a tensão de C.A.F. na saída de um oscilador discriminador de duplo diodo, que é, em seguida, aplicada num circuito de válvula de reatância, onde vai variar a polarização da válvula de reatância.

Funciona a válvula de reatância como uma resistência variável em série com um capacitor fixo que fica em paralelo com o circuito tanque do oscilador senoidal. Conforme será explicado minuciosamente nos parágrafos que se seguem, um aumento da polarização da grade da válvula de reatância importará em aumento da frequência do oscilador senoidal, ao passo que uma diminuição da polarização produzirá efeito oposto. Ou seja, se fôr positiva a saída do discriminador, ela reduzirá a polarização da válvula de reatância, diminuindo, assim, a frequência do gerador de varredura. O contrário se dará se a saída do discriminador fôr negativa. Nesse caso, a polarização da válvula de reatância será aumentada, resultando em saída de frequência mais alta no gerador de varredura. Se a saída do discriminador fôr zero, como acontece quando os impulsos de sincronismo e o gerador de varredura estão exatamente em fase, a polarização da válvula de reatância não será alterada e o gerador de varredura funcionará em sua frequência média de 15 750 Hz.

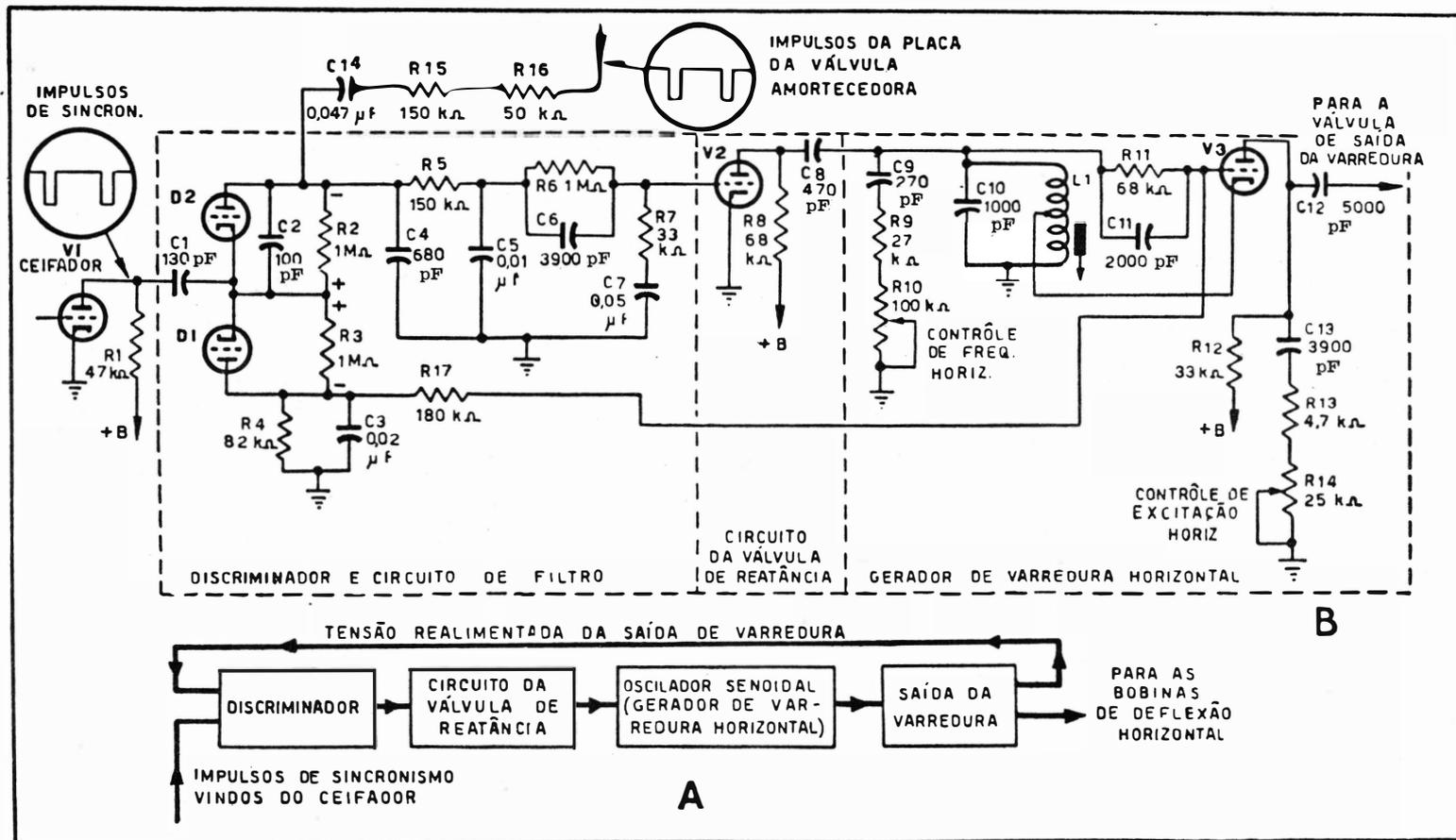


FIG. 11-23 — Circuito de C.A.F. de Gruen

GERADOR DE VARREDURA

Em (B) da Figura 11-23, a válvula V3 é o gerador de varredura horizontal, um triodo montado num circuito Hartley, trabalhando como oscilador senoidal classe C. A indutância do tanque é L_1 e pode ser ajustada por meio do núcleo de ferro. A capacitância de sintonia consiste em três capacitâncias separadas, ficando tôdas em paralelo com a indutância total do circuito tanque. Essa capacitância é constituída principalmente por dois capacitores — o capacitor fixo de 1000 pF, C-10, ligado diretamente em paralelo com a indutância do tanque, e o capacitor de 470 pF, C-8, que, em série com a resistência de placa da válvula de reatância V-2, é ligado em paralelo com a indutância do tanque, podendo ser alterado seu efeito de derivação na indutância do tanque por meio da variação da resistência de placa da válvula de reatância. Nessas condições, pode o capacitor C-8 ser considerado como um capacitor variável, cujo valor médio de capacitância, juntamente com o capacitor C-10, com muita aproximação, sintoniza em 15 750 Hz o circuito tanque. A indutância do tanque também é derivada por um pequeno capacitor C-9, que fica em série com um resistor fixo, R-9, e um resistor variável, R-10, de maneira que a frequência do oscilador possa ser controlada manualmente dentro de pequenos limites. O resistor R-10 é levado ao painel da frente e é usado com o controle da frequência horizontal. O aumento do valor de R-10 diminui o efeito de derivação do capacitor C-9 na indutância do tanque e, por conseguinte, aumenta a frequência do oscilador. Se fôr diminuído o valor de R-10, o capacitor C-9 terá maior efeito de derivação na indutância do tanque e a frequência de ressonância do tanque diminuirá.

A polarização do oscilador é obtida pela retificação de grade da parte mais positiva da tensão senoidal aplicada ao circuito tanque. Durante a retificação de grade, recebe o capacitor C-11 uma carga negativa que, juntamente com o resistor R-11, no circuito de grade do oscilador, estabelece polarização suficiente para conservar V-3 no corte aproximadamente durante 70 por cento do período de oscilação.

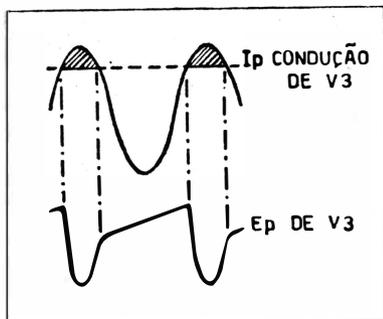


FIG. 11-24 — Forma de onda na saída do gerador de varredura

A saída do gerador de varredura cuja forma de onda é adequada para ser aplicada à grade do amplificador de varredura horizontal, é obtida na combinação série do capacitor C-13, resistores R-13 e R-14, que ficam ligados entre a placa do oscilador e a massa.

Durante o tempo em que a corrente de placa da válvula V-3 fica no corte, o capacitor de carga C-13 carrega-se gradualmente através do resistor de placa de V-3, R-12, para formar a parte do traçado da onda aplicada à grade do amplificador de varredura, conforme está

indicado na Fig. 11-24. O capacitor é descarregado através da válvula V-3 durante o período de condução, quando a tensão senoidal em sua

grade estiver acima do nível de corte da válvula. A tensão de varredura desenvolvida no capacitor de carga, C-13, é um tanto modificada pela ligação dos resistores R-13 e R-14 em série com êle. Isso provê aguçamento ou diferenciação no início do traço em extensão que depende do valor da resistência em série com o capacitor de carga. O grau de aguçamento afeta a excitação do amplificador de varredura horizontal, o que, por sua vez, influencia a linearidade horizontal e a saída da fonte de alta tensão. Fazendo variável parte da resistência de R-14, em série com o capacitor de carga, pode ser ajustado o grau de aguçamento a fim de prover funcionamento ótimo do circuito de saída da varredura horizontal.

VÁLVULA DE REATÂNCIA

A válvula de reatância, V-2, como já foi mencionado, comporta-se como uma resistência variável, em série com o capacitor de 470 pF, C-8, que varia o efeito de derivação do capacitor C-8, ligado em paralelo com a indutância do tanque do oscilador. Como essa válvula varia efetivamente a reatância capacitiva em paralelo com a indutância do tanque é chamada válvula de reatância. A placa da válvula V-2 fica ligada ao +B através de R-8, que limita a corrente da válvula. Se V-2 estiver conduzindo fortemente em consequência de baixa tensão de polarização na grade, será baixa a resistência entre o catodo e a placa da válvula e apresentará um valor baixo de resistência em série com o capacitor C-8. Graças a isso, possui C-8 considerável efeito de derivação sobre a indutância do tanque, resultando em frequência de oscilação mais baixa. Por outro lado, se fôr reduzida a corrente de placa de V-2, por causa de grande tensão de polarização na grade, será grande a resistência de placa da válvula. Nestas condições, será grande o valor da resistência em série com C-8, o que reduzirá o efeito de derivação de C-8 sobre a indutância do tanque do oscilador, resultando em frequência de oscilação mais alta.

Pelo que foi exposto, é evidente que a frequência do oscilador senoidal, e, portanto, a frequência da tensão de saída da varredura, podem ser variadas dentro de certos limites mediante a variação da polarização de grade da válvula de reatância. Por conseguinte, se a frequência natural do oscilador senoidal fôr ajustada aproximadamente em 15 750 Hz, com a resistência de placa da válvula de reatância em seu valor médio, poderá a frequência do gerador de varredura ser mantida no valor correto por meio da aplicação, na grade da válvula de reatância, da tensão de C.A.F. do discriminador.

Para que o circuito funcione corretamente, dispõe a grade da válvula de reatância de uma polarização fixa inicial, em torno da qual varia a tensão do C.A.F. O valor dessa polarização fixa é um tanto crítico, já que afeta a sensibilidade da faixa de amarração do sistema. Conforme indica (B) da Figura 11-23, essa polarização é obtida da grade da osciladora senoidal V-3, a qual é uma fonte conveniente de potencial de polarização. Essa polarização é intercalada em série com o lado do retorno de terra do circuito discriminador por meio de uma rêde divisora de tensão formada pelos resistores R-17 e R-4. O capacitor de passagem, C-3, em paralelo com R-4, coloca a placa do diodo inferior do discriminador, D-1, no potencial de massa no que se refere à tensão do sinal.

DISCRIMINADOR

Em B, da Figura 11-23, os diodos do discriminador, D-1 e D-2, estão montados num circuito discriminador equilibrado, onde é desenvolvida uma tensão contínua corretora (tensão do C.A.F.) nos resistores de carga dos diodos, R-2 e R-3. Essa tensão provém do erro de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e uma tensão derivada do circuito de saída da varredura. Se os impulsos de sincronismo e a tensão realimentada estiverem em fase, será zero a tensão do C.A.F. na saída do discriminador. Mas, se o gerador de varredura tender a disparar (varredura em avanço sobre os impulsos de sincronismo), desenvolver-se-á uma tensão de C.A.F. positiva. De modo análogo, se o gerador de varredura tender a se retardar (varredura em atraso sobre os impulsos de sincronismo), a tensão de C.A.F. desenvolvida será negativa.

Como indica a Figura 11-23, os dois diodos estão montados em oposição, isto é, o catodo do diodo superior, D-2, está ligado ao catodo do diodo inferior, D-1. Os impulsos negativos de sincronismo, na saída da válvula ceifadora são aplicados no catodo comum através de C-1. Os impulsos negativos obtidos no circuito de saída da varredura (placa da válvula de amortecimento) também são aplicados no discriminador através dos resistores R-15 e R-16 e de C-14. Para melhor compreensão do funcionamento, serão analisados separadamente os efeitos que têm sobre o discriminador a tensão do impulso de sincronismo e a tensão realimentada da saída da varredura.

Na Figura 11-25, que mostra a ação realizada sob a influência única dos impulsos de sincronismo, a placa do diodo inferior, D-1, está ligada à massa. No que diz respeito à ação do discriminador, tal fato é admissível, pois que a única função do resistor R-4 e capacitor C-3, mostrados em pontilhado na Figura 11-25, é aplicar uma polarização fixa na grade da válvula de reatância, em torno da qual varie a tensão de C.A.F., como já foi explicado. O capacitor de

100 pF, C-2, em paralelo com o diodo superior, D-2, serve unicamente para contrabalançar os efeitos de derivação do capacitor C-1 e impedância de saída do cerceador sobre o diodo inferior D-1. Desse modo, a impedância apresentada pelos dois circuitos de diodos é igual.

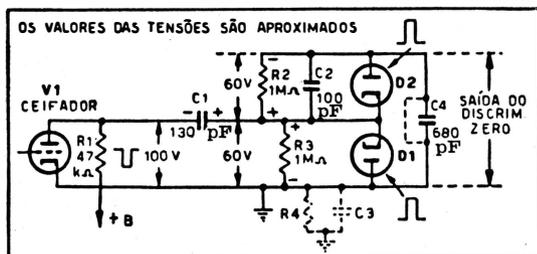


FIG. 11-25 — Efeito isolado dos impulsos do sincronismo no discriminador

Quando, no catodo comum dos diodos, são aplicados impulsos negativos de sincronismo, os dois diodos conduzem simultaneamente e desenvolvem tensões contínuas aproximadamente iguais nos respectivos resistores de carga. Conquanto não pareça à primeira vista, as placas dos dois diodos estão efetivamente ligadas em paralelo, no que diz respeito

aos impulsos de sincronismo. Isso, porque C-1 é muito menor que C-4 e, no que se refere aos impulsos de sincronismo, C-4 liga a placa do diodo superior em paralelo com a placa do diodo inferior, como mostra a linha tracejada em torno de C-4, na Figura 11-25.

A aplicação de um impulso negativo nos catodos dos dois diodos tem efeito exatamente igual ao da aplicação de um impulso positivo de igual valor nas placas dos diodos, conforme indicado na Figura 11-25, e, por conseguinte, os diodos conduzem durante o intervalo do impulso de sincronismo. Durante a condução, os elétrons passam do lado de C-1 ligado ao catodo para o catodo comum. No catodo os elétrons tomam dois caminhos, um, através do diodo D-1 e o outro, através de D-2. Considerando D-1, os elétrons passam do catodo para a placa, daí para a válvula ceifadora e para o lado de C-1 ligado à ceifadora. Considerando o diodo D-2, os elétrons passam do catodo para a placa e um dos lados de C-4. Isso desloca elétrons do outro lado de C-4, que vão ter à válvula ceifadora e ao lado de C-1 ligado à mesma. Nessas condições, fica um excesso de elétrons no lado do capacitor C-1 ligado ao ceifador e uma deficiência de elétrons no lado de C-1 ligado ao catodo. Assim, durante a condução dos diodos, o capacitor C-1 fica carregado com a polaridade indicada na Figura 11-25.

No intervalo entre os impulsos, quando os diodos não estão conduzindo, parte da carga de C-1 se escoia através dos resistores iguais, R-2 e R-3, em paralelo com cada diodo. Isso estabelece nesses resistores uma tensão contínua de 60 volts, aproximadamente, com a polaridade indicada. O escoamento dos elétrons durante este período através de R-3 se efetua do lado de C-1 ligado ao ceifador, através do circuito externo do ceifador, para o lado de baixo do resistor R-3 e, passando por R-3, para o lado de C-1 ligado ao catodo. Isso torna positivo o lado de R-3 ligado ao catodo e negativo o lado ligado à massa. Durante esse mesmo período, o escoamento dos elétrons através de R-2 se faz do lado de C-1 ligado ao ceifador através do circuito externo, para o lado inferior de C-4. Os elétrons do outro lado de C-4 são deslocados, passam pelo resistor R-2 e vão ter ao lado de C-1 ligado ao catodo. O lado de R-2 ligado ao catodo fica, portanto, positivo e o lado ligado à placa de D-2, negativo. Como os resistores R-2 e R-3 são iguais, as tensões contínuas desenvolvidas nos dois resistores terão amplitudes aproximadamente iguais. Mas, as polaridades das tensões em cada resistor são opostas e, por conseguinte, a tensão total desenvolvida nos dois resistores, entre o lado alto de R-2 e terra, é aproximadamente zero, como está indicado na Figura 11-25. Na realidade, a tensão total nesses resistores não é exatamente zero e, sim, ligeiramente positiva durante a condução do diodo D-2. Essa carga, porém, é tão pequena, comparada com as tensões desenvolvidas nos resistores, que pode ser desprezada. Pela explicação acima, vê-se que os impulsos de sincronismo sôzinhos desenvolvem nos resistores de carga do discriminador tensões contínuas iguais e opostas e a tensão contínua resultante na saída do discriminador é praticamente zero.

Agora, para desenvolver no discriminador uma tensão contínua de correção (tensão de C.A.F.) é necessário realimentar no discriminador uma

tensão tirada da saída da varredura horizontal, de maneira que sua fase seja comparada com a dos impulsos de sincronismo recebidos. Obtém-se isso mediante a realimentação dos impulsos de transformador da varredura horizontal. Esses impulsos são negativos e são aplicados no discriminador por intermédio dos resistores R-16, R-15 e capacitor C-14, Figura 11-23. O circuito equivalente, no que diz respeito a essa tensão realimentada está representado em A da Figura 11-26.

Conforme está indicado na Figura 11-26, o capacitor de $680 \mu\text{F}$, C-4, integra esses impulsos de saída, sendo obtida uma tensão dente de serra com 50 volts de crista a crista, aproximadamente. Essa tensão dente de serra se divide pelos dois diodos proporcionalmente à impedância efetiva do circuito de cada diodo. Como a impedância efetiva de cada diodo é praticamente a mesma, a tensão dente de serra dividir-se-á por igual, de maneira que apareçam tensões iguais nos dois diodos, B da Figura 11-26.

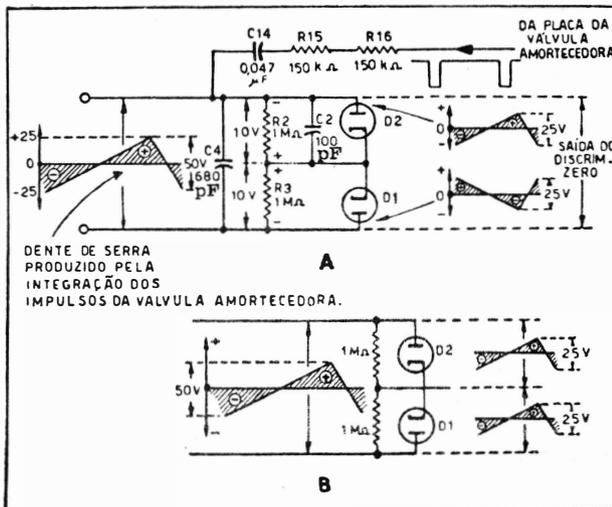


FIG. 11-26 — Tensões dente de serra no circuito discriminador

correspondente. Assim, quando a placa do diodo superior, D-2 estiver positiva em relação ao catodo, D-2 conduzirá, ao passo que o diodo D-1 estará no corte. Depois, quando o diodo inferior D-1 tornar-se negativo, o que acontece durante o semi-ciclo negativo da respectiva tensão dente de serra, a placa do diodo inferior estará positiva em relação ao catodo e D-1 conduzirá, enquanto que D-2 estará no corte. É por esse motivo que em A da Figura 11-26, a tensão dente de serra no diodo inferior está representada invertida. Essas formas de ondas representam as tensões dente de serra instantâneas que aparecem na placa de cada diodo e mostram claramente que, quando um diodo está conduzindo, o outro não está.

Como resultado da condução do diodo superior, D-2, no resistor R-2 desenvolve-se uma tensão contínua com a polaridade indicada e cuja amplitude é um pouco menor que a amplitude de crista da tensão dente de serra na placa do diodo superior. Igualmente, por causa da condução de

Conforme está mostrado, a amplitude de crista a crista da tensão dente de serra que aparece em cada diodo é de 25 volts, aproximadamente, isto é, metade da tensão de crista a crista desenvolvida na combinação.

Como estão ligados em oposição os dois diodos, catodo com catodo, o diodo superior D-2 conduzirá durante o ciclo positivo da respectiva tensão dente de serra, ao passo que o diodo inferior, D-1, conduzirá durante o ciclo negativo da tensão dente de serra

D-1, no resistor R-3 desenvolve-se uma tensão contínua de amplitude igual mas de polaridade oposta. Como essas tensões têm amplitudes iguais e opostas, a tensão contínua resultante na saída do discriminador, desenvolvida unicamente pela tensão dente de serra, é zero, como mostra A da Figura 11-26.

Como foi visto, nem a tensão dente de serra nem os impulsos de sincronismo por si sós podem produzir tensão contínua na saída do discriminador. Mas quando os impulsos de sincronismo e a tensão dente de serra são aplicados simultaneamente aos diodos do discriminador podem produzir uma tensão positiva ou uma tensão negativa ou uma tensão zero, conforme as relações de fase entre os dois.

Antes de analisar o efeito combinado dos impulsos de sincronismo e da tensão dente de serra, é preciso chamar a atenção para um ponto muito importante. É o fato de ser a amplitude dos impulsos de sincronismo cerca de duas vezes maior que a da tensão dente de serra realimentada. Dessa diferença de amplitudes resulta que os diodos do discriminador só conduzem durante o intervalo do impulso de sincronismo. Recorde-se que quando foi analisado o efeito isolado dos impulsos de sincronismo, na Figura 11-25, os impulsos carregam C-1, aproximadamente, ao potencial de crista dos impulsos, tornando positiva a placa do capacitor ligada ao catodo. Com isso desenvolve-se nos diodos uma polarização de 60 volts, aproximadamente, que os impede de conduzir exceto durante o intervalo do impulso de sincronismo quando a amplitude do impulso é suficiente para anular essa polarização. Por conseguinte, como a amplitude do impulso de sincronismo é maior que a da tensão dente de serra, a única parte da tensão dente de serra (quando estiverem combinados impulsos de sincronismo e tensão dente de serra) que terá efeito sobre a saída do discriminador será a parte que ocorrer simultaneamente com os impulsos de sincronismo.

A fim de ilustrar a ação que se passa, para diversas relações de fase entre os impulsos de sincronismo recebidos e a tensão dente de serra, será considerado, em primeiro lugar, que os impulsos de sincronismo e a tensão dente de serra estão exatamente em fase. Em outras palavras, a frequência do gerador de varredura é a mesma que a dos impulsos de sincronismo recebidos, 15 750 Hz. Tal condição está representada por A, B e C da Figura 11-27.

Como está mostrado em A da Figura 11-27, ocorrem os impulsos de sincronismo no instante em que a parte de retorno do traçado da onda dente de serra cruza o eixo. A onda dente de serra, mostrada em A, representa a onda que aparece nos dois diodos e é a tensão dente de serra que aparece no capacitor C-4. B e C da Figura 11-27 representam as tensões compostas que, respectivamente, aparecem nas placas dos diodos superior e inferior. Pela razão já mencionada, a amplitude da tensão dente de serra em cada diodo é metade da que aparece em C-4. Observa-se ainda que a onda dente de serra na placa do diodo inferior está representada invertida, ao passo que a tensão do impulso de sincronismo na placa de cada diodo é positiva. No caso presente, a amplitude da tensão composta em cada diodo será a mesma, pois que a tensão dente de serra está passando pelo eixo no instante em que ocorrem os impulsos de sincronismo, como indicam B e C da Figura 11-27. A tensão dente de serra, sendo zero

nesse instante, não aumenta nem diminui a tensão do impulso nos diodos e o efeito é o mesmo que se não houvesse tensão dente de serra. Cada diodo, portanto, conduzirá igual corrente, desenvolvendo tensões contínuas iguais e opostas nos resistores de carga do discriminador, R-2 e R-3. Como resultado, é zero a tensão contínua resultante que aparece na saída do discriminador e, na grade da válvula de reatância não é aplicada nenhuma tensão de correção (tensão do C.A.F.). Essa é a condição desejada quando os impulsos de sincronismo e o gerador de varredura estiverem exatamente em fase.

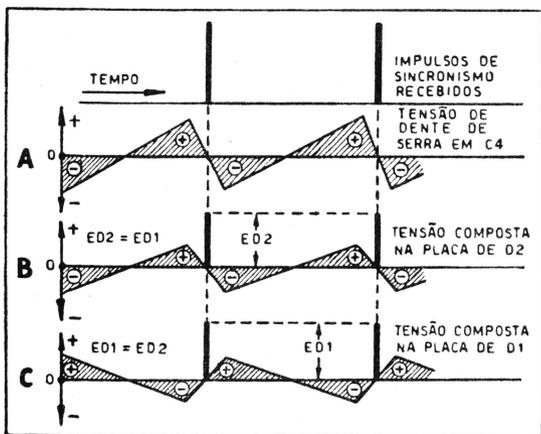


FIG. 11-27 — Impulsos e tensão dente de serra em fase

Se, por qualquer motivo, aumentar a frequência do gerador de varredura, a varredura ficará em avanço sobre os impulsos de sincronismo. Essa situação está representada por A, B e C da Figura 11-28. Como, nesse caso, a varredura está avançada sobre os impulsos, no capacitor C-4, a parte de retorno do traçado da onda dente de serra

crusará o eixo um pouco antes de ocorrerem os impulsos de sincronismo, A da Figura 11-28. Por conseguinte, no instante em que ocorrer o impulso de sincronismo, será negativa a tensão dente de serra no capacitor C-4 (estará abaixo do eixo), o que está indicado pelo ponto 1, em A da Figura 11-28. Nessas condições as tensões compostas nas placas dos diodos estão representadas em B e C. Conforme está mostrado em B, a polaridade da tensão dente de serra na placa do diodo superior é negativa no instante em que ocorre o impulso de sincronismo. A tensão dente de serra, portanto, é subtraída do impulso positivo, tornando menor que a tensão do impulso a tensão combinada E_{D2} , na placa do diodo superior. Por sua vez, conforme indicado em C, a polaridade instantânea do impulso de sincronismo e da tensão dente de serra que aparecem na placa do diodo inferior é positiva. A tensão dente de serra positiva, portanto, se soma ao impulso positivo, tornando a tensão combinada E_{D1} , na placa do diodo inferior, maior que a tensão do impulso.

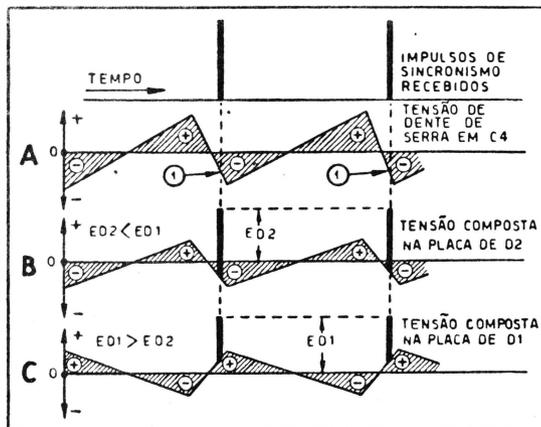


FIG. 11-28 — Tensão dente de serra em avanço sobre os impulsos

que aparecem na placa do diodo inferior é positiva. A tensão dente de serra positiva, portanto, se soma ao impulso positivo, tornando a tensão combinada E_{D1} , na placa do diodo inferior, maior que a tensão do impulso.

Como na placa do diodo inferior a tensão combinada é maior ($E_{D1} > E_{D2}$) que a tensão na placa do diodo superior, o diodo inferior conduzirá mais fortemente que o diodo superior. Disso resulta que nos resistores de carga do discriminador, R-2 e R-3, desenvolvem-se tensões contínuas desiguais, sendo a tensão contínua em R-3 maior que a no resistor R-2. Como na saída do discriminador a tensão contínua resultante é igual à soma algébrica das tensões em R-2 e R-3, nesse caso será positiva a tensão contínua resultante. Dai decorre ser aplicada na grade da válvula de reatância uma tensão positiva de correção (tensão de C.A.F.). A aplicação de uma tensão corretora positiva na grade da válvula de reatância faz com que diminua a resistência de placa dessa válvula, aumentando o efeito de derivação do capacitor C-8 no circuito tanque do oscilador, Figura 11-23. Isso reduz a frequência do gerador de varredura, corrigindo sua fase em relação aos impulsos de sincronismo recebidos.

Se o gerador de varredura tender a reduzir sua frequência, a relação de fase entre os impulsos de sincronismo e a tensão dente de serra aparecerá como em A de Figura 11-29. Como mostra a figura, a onda dente de serra está atrasada em relação aos impulsos de sincronismo e o impulso ocorre um pouco depois de ter a parte de retorno do traçado cruzado o eixo. Por conseguinte, no instante em que ocorre o impulso de sincronismo, é positiva a tensão dente de serra no capacitor C-4 (está acima do eixo), o que está indicado pelo ponto 1 em A da Figura 11-29. Nessa situação, as tensões compostas nas placas dos diodos estão representadas por B e C da Figura 11-29. Conforme indicado em B, a polaridade da tensão dente de serra na placa do diodo superior agora é positiva no instante em que ocorre o impulso de sincronismo. Por conseguinte, a tensão dente de serra positiva soma-se ao impulso positivo, tornando a tensão combinada E_{D2} , na placa do diodo superior, maior que a tensão do impulso. Mas, como está mostrado em C, as polaridades instantâneas do impulso de sincronismo e da tensão dente de serra que

aparecem na placa do diodo inferior não são iguais. O impulso é positivo mas, nesse instante, a tensão dente de serra na placa do diodo inferior é negativa. Por conseguinte, a tensão dente de serra negativa é subtraída do impulso positivo, tornando a tensão combinada E_{D1} , na placa do diodo inferior menor que a tensão do impulso. Como a tensão combinada E_{D2} , na placa do diodo superior, é maior que E_{D1} ($E_{D2} > E_{D1}$), o diodo superior conduzirá mais fortemente que o inferior. Disso decorre que nos resistores de carga do discriminador, R-2 e R-3, desenvolvem-se tensões contínuas desiguais, sendo a tensão no resistor R-2 maior que a tensão em R-3. Nesse

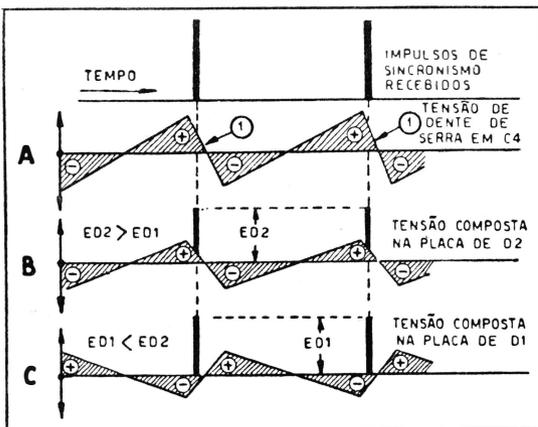


FIG. 11-29 — Tensão dente de serra em atraso sobre os impulsos

aparecem na placa do diodo inferior não são iguais. O impulso é positivo mas, nesse instante, a tensão dente de serra na placa do diodo inferior é negativa. Por conseguinte, a tensão dente de serra negativa é subtraída do impulso positivo, tornando a tensão combinada E_{D1} , na placa do diodo inferior menor que a tensão do impulso. Como a tensão combinada E_{D2} , na placa do diodo superior, é maior que E_{D1} ($E_{D2} > E_{D1}$), o diodo superior conduzirá mais fortemente que o inferior. Disso decorre que nos resistores de carga do discriminador, R-2 e R-3, desenvolvem-se tensões contínuas desiguais, sendo a tensão no resistor R-2 maior que a tensão em R-3. Nesse

caso, a tensão contínua resultante na saída do discriminador é negativa. Conseqüentemente, à grade da válvula de reatância é aplicada uma tensão corretora negativa (tensão do C.A.F.) que aumenta a resistência de placa da válvula. O aumento da resistência de placa da válvula de reatância reduz o efeito de derivação do capacitor C-8 no circuito tanque do oscilador. Isso aumenta a frequência do gerador de varredura, corrigindo sua fase em relação aos impulsos de sincronismo recebidos.

Pelo que foi exposto acima, vê-se que a correção se efetua em qualquer sentido. Se o gerador de varredura tende a funcionar muito depressa, desenvolve-se uma tensão de C.A.F. positiva e, se tende a funcionar muito devagar, a tensão de C.A.F. desenvolvida é negativa.

A tensão de saída do discriminador passa por um circuito de filtro antes de ser aplicada na grade da válvula de reatância. Esse filtro desempenha três funções importantes. Primeiro, impede que os impulsos da tensão realimentada afetem diretamente a polarização da válvula de reatância. Segundo, impede que impulsos erráticos de ruído desenvolvam uma tensão que, se chegasse à grade da válvula de reatância, anularia o objetivo do emprêgo do contrôle automático. A terceira função é impedir as oscilações pendulares do sistema.

As duas primeiras funções, Figura 11-23, são desempenhadas pelo filtro de passagens de baixas, formado por C-4, R-5 e C-5, que têm uma constante de tempo relativamente longa, de maneira que variações rápidas de tensão, resultantes de impulsos erráticos de ruído ou de impulsos da tensão realimentada não tenham efeito sobre a polarização da grade da válvula de reatância. Entretanto a constante de tempo é suficientemente curta para permitir que a tensão normal de erro ou de correção, desenvolvida em consequência de uma diferença de fase entre os impulsos de sincronismo e o gerador de varredura, varie a polarização da grade da válvula de reatância.

A terceira função é desempenhada pelo circuito amortecedor, formado por R-6, C-6, R-7 e C-7. As características desse circuito são tais que reduzem a oscilação pendular normal que existe sempre que uma tensão de correção é aplicada num circuito de contrôle.

O contrôle de frequência horizontal, R-10 da Figura 11-23, é ajustado de maneira que a frequência natural do gerador de varredura seja muito próxima da frequência média de 15 750 Hz, para que qualquer desvio dessa frequência média produza a desejada tensão corretora.

Para assegurar estabilidade de funcionamento, e também para prover extinção horizontal adequada, esse sistema trabalha de modo que os impulsos de sincronismo coincidam com a parte de retôrno da onda dente de serra, como está indicado nas Figuras 11-27 e 11-29.

CAPÍTULO XII

Fontes de Alimentação para Televisão

1 — INTRODUÇÃO

Duas fontes de alimentação são geralmente necessárias em um receptor de televisão. A fonte de baixa tensão, que é muito semelhante às que se usam nos grandes receptores comuns, fornece as tensões contínuas até aproximadamente 400 volts para as placas e grades de blindagem das válvulas, e a baixa tensão C.A., geralmente a 6,3 volts, para os calefatores das válvulas. Às vezes, a alimentação do calefator de certas válvulas críticas é feita de uma fonte de tensão contínua. O sistema acima poderá necessitar de modificação com o uso de fontes de alimentação sem transformadores que será discutida mais adiante. Uma fonte separada é usada para fornecer a muito alta tensão necessária ao anodo da válvula de imagem. Essa tensão pode ser da ordem de 2 a 14 quilovolts para as válvulas de visão direta e de cerca de 30 quilovolts para as válvulas de projeção.

2 — RETIFICADORES — GERAL

Existem dois tipos diferentes de retificadores atualmente em uso nas fontes de baixa tensão dos receptores de televisão; êles são a válvula retificadora de alto-vácuo e o retificador de selênio. Apenas recentemente foi o retificador de selênio introduzido para esta aplicação, mas o seu uso está se generalizando cada vez mais.

(a) RETIFICADOR A VÁLVULA

Há dois tipos gerais de retificadores a válvula. O que se usa em televisão e na maioria dos receptores comuns é o que emprega uma válvula diodo como retificadora. Este tipo é usado para fornecer um valor de corrente pequeno ou médio. Onde são necessárias correntes altas, um retificador que emprega uma válvula de gás é usado, por vezes, em receptores grandes e amplificadores. Devido à interferência de R.F. introduzida pela descarga do gás, o retificador de válvula a gás não é usado em receptores de televisão, pois que esta interferência afetaria grandemente a recepção.

Duas das retificadoras mais comuns usadas em televisão são enumeradas abaixo. As características especificadas são aplicáveis quando se usa capacitor na entrada do filtro.

Classificação	5Y3GT	5U4G
Tensão de filamento	5,0 V	5,0 V
Corrente de filamento	2,0 A	3,0 A
Tensão inversa de crista	1 400 V	1 550 V
Tensão alternativa por placa	350 V	450 V
Corrente contínua de saída	125 mA	225 mA
Queda de tensão à corrente de saída especificada	60 V	50 V

A maior das desvantagens das retificadoras de alto-vácuo é a queda interna $I \times R$ na válvula. Com a corrente de saída especificada, ela chega a aproximadamente 60 volts. Na retificadora 5U4G isto significa uma perda de potência muito grande. O valor da tensão de crista especificada na tabela acima representa a tensão instantânea mais alta que pode ser aplicada com segurança entre a placa e o filamento da válvula quando a polaridade é oposta àquela que causa o fluxo da corrente na válvula. A tensão de crista depende do circuito retificador e de filtros usados e pode ser 2,8 vezes maior do que o valor RMS aplicado nas placas.

A Figura 12-1 ilustra um circuito retificador de onda completa empregando dois diodos. O secundário tem um enrolamento com uma tomada central para que a carga possa ser aplicada na metade do secundário, permitindo que um igual fluxo de corrente de placa passe através de cada válvula durante o período de condução. Uma tensão é aplicada na válvula V-1 em série com o resistor de carga R-1. Durante os meios ciclos marcados t_1 , a placa de V-1 é positiva em relação ao catodo e os elétrons fluirão através de V-1 como indicam as setas marcadas (1). Esta corrente causa uma queda de tensão através de R-1 com a polaridade indicada. Durante o mesmo intervalo de tempo, a válvula V-2 em série com R-1, tem

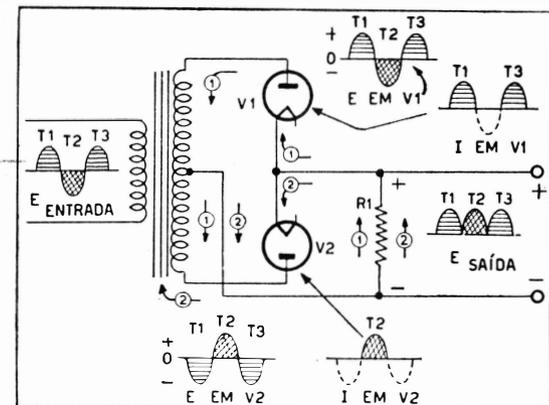


FIG. 12-1 — Retificação de onda completa usando transformador e diodos

uma tensão negativa aplicada à sua placa em relação ao seu catodo, de maneira que não haverá fluxo de corrente. Um meio ciclo mais tarde, representado por t_2 , a tensão na placa das duas válvulas é invertida, o que faz com que a válvula V-2 conduza; nessa ocasião, V-1 não conduzirá. O fluxo de elétrons neste caso é indicado pela seta marcada (2) e é na mesma direção através de R-1, quando a válvula V-1 está conduzindo. Assim, poder-se-á verificar que somente uma válvula está conduzindo em qualquer meio

ciclo; no entretanto, há um fluxo de corrente através de R-1 em ambas as metades do ciclo. Isto se chama retificação de onda completa.

Se a válvula V-2 fôsse retirada do circuito, então a corrente passaria através de R-1 somente em uma metade do ciclo alternadamente. Isto seria um retificador de meia onda. Um retificador de onda completa é muito mais eficiente do que um retificador de meia onda, uma vez que a flutuação da tensão de saída é muito mais fácil de ser filtrada e a tensão de saída será mais alta.

(b) RETIFICADOR DE SELÊNIO

Sob certas condições, combinações de placas muito finas de metais diferentes permitem o fluxo eletrônico na sua junção, mais facilmente em uma direção do que na direção oposta. Uma combinação eficiente é a do uso de uma placa fina de selênio em conjunto com uma superfície metálica, tal como o ferro.

Os retificadores de selênio utilizam a ação retificadora obtida quando uma placa de selênio, processada devidamente, é formada numa superfície metálica.

As características de um retificador de selênio são semelhantes às de um retificador de óxido de cobre quanto à estabilidade e duração do tempo de vida. No entretanto, a resistência do retificador de selênio na direção da retificação é menor, de maneira que sua eficiência e a capacidade de conduzir corrente são maiores para um dado tamanho físico.

O retificador de selênio é representado esquematicamente por um símbolo ilustrado na Figura 12-2. Sua construção física, e o símbolo de válvula equivalente, são também ilustrados nesta Figura. Um dos terminais do retificador é marcado com um + ou "K" ou um ponto de tinta vermelha, o que depende do fabricante. O terminal assim marcado corresponde ao catodo de uma válvula retificadora como indica a Figura 12-2.

Uma unidade típica das que são usadas num recente receptor de televisão G.E. é ilustrada na Figura 12-3. Ela consta de seis elementos retificadores de selênio, acumulados e aparafusados no centro. A acumulação desses elementos é necessária na maioria das aplicações uma vez que um simples elemento possui somente uma tensão inversa permissível de pouco mais que 20 volts RMS. Portanto, uma acumulação em série de, pelo menos, cinco elementos retificadores separados, deve ser usada quando empregada numa linha de 117 volts. De acordo com a ilustração da Figura 12-2, cada placa consiste essencialmente em uma placa suporte de alumínio à qual é aplicada uma camada de selênio muito fina e especialmente tratada. A placa de alumínio age como um radiador de calor e suporte, servindo também

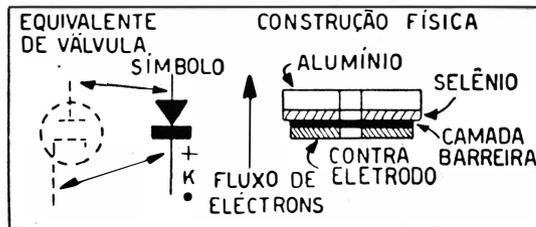


FIG. 12-2 — Retificador de selênio

para fazer contato elétrico com um lado da camada de selênio. A camada de selênio é pré-aquecida a fim de se obter uma estrutura cristalina, após o que uma liga de baixa temperatura de fusão é espalhada sobre o selênio. Esta camada metálica espalhada na superfície do selênio age como um dos eletrodos e é chamada o contra-eletrodo. Este contra-eletrodo corresponde ao catodo de uma válvula retificadora, enquanto que a superfície de selênio corresponde à placa ou anodo.

Após a camada metálica (contra-eletrodo) ter sido espalhada na superfície de selênio, processos eletroquímicos subseqüentes formam uma camada barreira entre a superfície de selênio e o contra-eletrodo. Essa camada barreira que separa os dois eletrodos pode ser comparada ao espaço que existe entre a placa ou anodo e o catodo de uma válvula retificadora, uma vez que ela separa o anodo do catodo, mas permite que os elétrons passem livremente entre esses elementos ao ser aplicado um potencial conveniente.

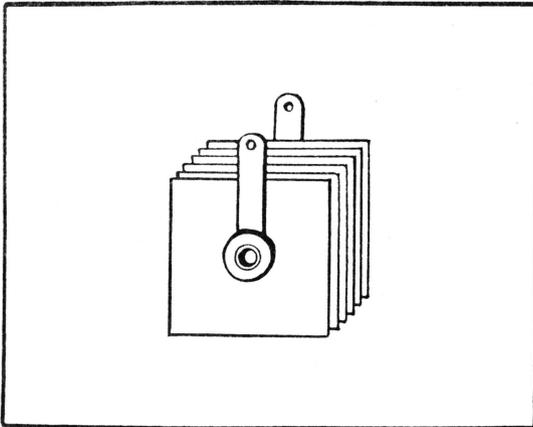


FIG. 12-3 — Aparência física de um retificador de selênio

O funcionamento deste retificador é o seguinte: O contra-eletrodo de metal espalhado é muito abundante em elétrons livres (semelhante ao catodo de uma válvula retificadora) enquanto que a

camada de selênio, que corresponde à placa de uma válvula retificadora, tem um número limitado de elétrons livres. Se os dois eletrodos são ligados a uma fonte de potencial, de maneira que o eletrodo de selênio seja positivo em relação ao eletrodo metálico, uma corrente alta passará através da camada barreira do eletrodo metálico para o eletrodo de selênio. Os elétrons livres passam facilmente através da barreira para o eletrodo de selênio, justamente como acontece com uma válvula retificadora onde os elétrons passam através do espaço entre o catodo e a placa. Se a polaridade do potencial for invertida, de maneira que o eletrodo de selênio seja negativo, a corrente resultante será muito pequena devido ao número relativamente limitado de elétrons livres no eletrodo de selênio. Por causa dessa propriedade assimétrica é possível retificar-se corrente alternativa. As características elétricas típicas de um retificador de selênio usado no receptor modelo 805 são as seguintes:

Tensão máxima RMS de entrada	130 V
Máxima tensão inversa de crista	380 V
Corrente de crista máxima	2 000 mA
Máxima corrente contínua de saída	250 mA
Queda de tensão aprox.	5 V
Temp. máxima de operação de placa	75°C

Uma das vantagens principais do retificador de selênio é a queda de tensão interna relativamente baixa com a corrente máxima de saída.

A queda de tensão de 5 volts num retificador de selênio se compara com a queda de 58 volts numa válvula retificadora com a mesma capacidade de corrente. Isto proporciona ao retificador de selênio uma vantagem distinta sobre uma válvula retificadora quando é usado numa fonte de alimentação sem transformadores. Uma das limitações do retificador de selênio é a necessidade de restringir a sua temperatura de operação, pois que, de outra maneira, a sua vida será grandemente encurtada.

(c) USO DE RETIFICADORES DE SELÊNIO PARA FORNECIMENTO DE +B

Uma vez que os retificadores de selênio devem ser usados com tensões relativamente baixas de C.A. na entrada, é necessário recorrer-se ao sistema dobrador de tensão a fim de que se possa conseguir tensões contínuas para a operação de um receptor de televisão. A Figura 12-4 ilustra um circuito convencional retificador dobrador de onda completa, empregando dois retificadores de selênio operando numa linha de 117 volts C.A. Seu funcionamento é como se segue: Quando a tensão instantânea da linha é positiva, representada pelo tempo t_1 , os elétrons fluirão através do retificador X-1 como indica a seta (1).

Este fluxo de elétrons através de X-1 carrega o capacitor C-1 até aproximadamente o valor de crista da tensão da linha, na polaridade indicada, com os elétrons fluindo de C-1, através de X-1 e o circuito externo para a outra placa de C-1. Não existe fluxo eletrônico apreciável através de X-2, durante esta

parte do ciclo, uma vez que a polaridade da tensão aplicada é incorreta para a condução na direção da retificação através de X-2. Durante o tempo t_2 , o fluxo eletrônico através de X-1 torna-se nulo e uma condução total está se processando em X-2, o qual carrega C-2 a um valor perto do de crista. A direção do fluxo eletrônico durante este período é indicada pelas setas (2). Em t_3 o fluxo de corrente é novamente através de

X-1, o qual é o mesmo que no tempo t_1 . Assumindo-se que C-1 não descarrega apreciavelmente quando C-2 está carregando, e vice-versa, então, ao fim de um ciclo completo, representado por $t_1 + t_2$, as cargas de C-1 e C-2 se somarão para dar aproximadamente o dobro da tensão de crista da tensão RMS de entrada. Notar-se-á que as cristas de zumbido na saída da fonte da Figura 12-4 têm o dobro da frequência da linha, o que é uma característica da retificação de onda completa.

A Figura 12-5 ilustra um circuito retificador-dobrador de meia onda. A vantagem deste circuito sobre o ilustrado na Figura 12-4 é que uma fase

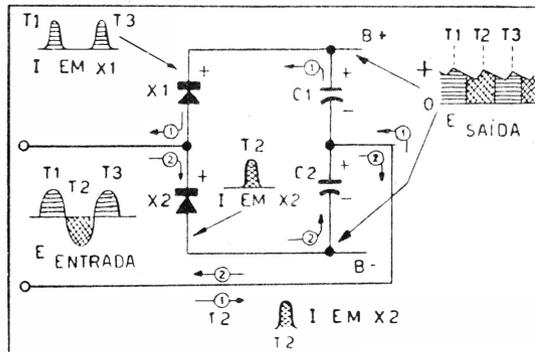


FIG. 12-4 — O dobrador de tensão de onda completa

da linha torna-se o —B da fonte de alimentação, resultando em menor diferença de tensão entre o catodo e o calefator de certas válvulas quando os calefadores são ligados em série com a linha.

Seu funcionamento é o seguinte: No tempo t_1 , quando a tensão instantânea da linha é negativa, haverá um fluxo eletrônico através de X-2 e carregará o capacitor C-1 até aproximadamente a tensão de crista na

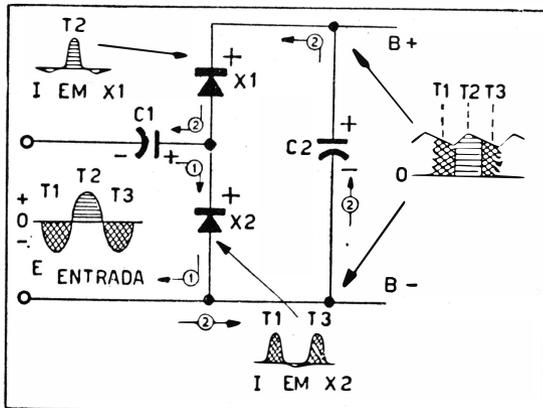


FIG. 12-5 — Dobrador de tensão de meia onda

crista da linha, mais a carga do capacitor C-1 com a polaridade indicada. Este valor será quase o dobro da tensão de crista da linha. Uma vez que o capacitor C-2 recebe a sua carga em cada metade do ciclo alternativamente (freq. 60 Hz) considera-se o circuito como sendo de retificador de meia onda. A desvantagem está no fato de ser necessária maior filtragem na saída do retificador.

3 — FONTE DE ALIMENTAÇÃO COM TRANSFORMADOR

Uma fonte de alimentação típica é ilustrada na Figura 12-6. Esta fonte fornece todas as tensões de operação, exceto a necessária para a válvula de imagem. Duas válvulas retificadoras são usadas a fim de fornecer os três diferentes tipos de tensão contínua de saída. Uma válvula do tipo 5Y3GT (V-2) é empregada para fornecer os níveis de tensão mais baixos necessários para a operação da maioria das válvulas de R.F. e F.I., de vídeo e outras válvulas de funções especiais. Uma válvula retificadora do tipo 5U4G (V-1) fornece as tensões mais altas e correntes necessárias para as válvulas de saída de áudio e as de saída de varredura horizontal. Pode-se notar que uma parte do enrolamento secundário de alta tensão do transformador é comum a ambas as válvulas retificadoras V-1 e V-2, com a válvula 5Y3GT ligada às tomadas de tensão mais baixa do enrolamento. Ambas as válvulas estão ligadas como retificadoras de onda completa.

A saída de 380 volts é fornecida através de um filtro L-C de uma única seção, que consta de L-1, C-1 e C-2, os quais proporcionam filtragem adequada para a placa e grade de blindagem da válvula de saída

de varredura horizontal. O circuito de placa da válvula de saída de áudio, que não necessita muita filtragem, é alimentado, através de um filtro R-C que consta de R-2, C-1 e C-3, a um nível de tensão de 315 volts. A alimentação de todas as outras válvulas se faz através da saída de 250 volts e de um filtro de duas seções que se segue a V-2. A primeira seção do filtro é um L-C convencional, que consta de C-4, C-5 e L-2, enquanto que a segunda seção consta de R, L e C. A indutância L-3 nesta seção é a porção eletromagnética da bobina de foco. A corrente permissível através

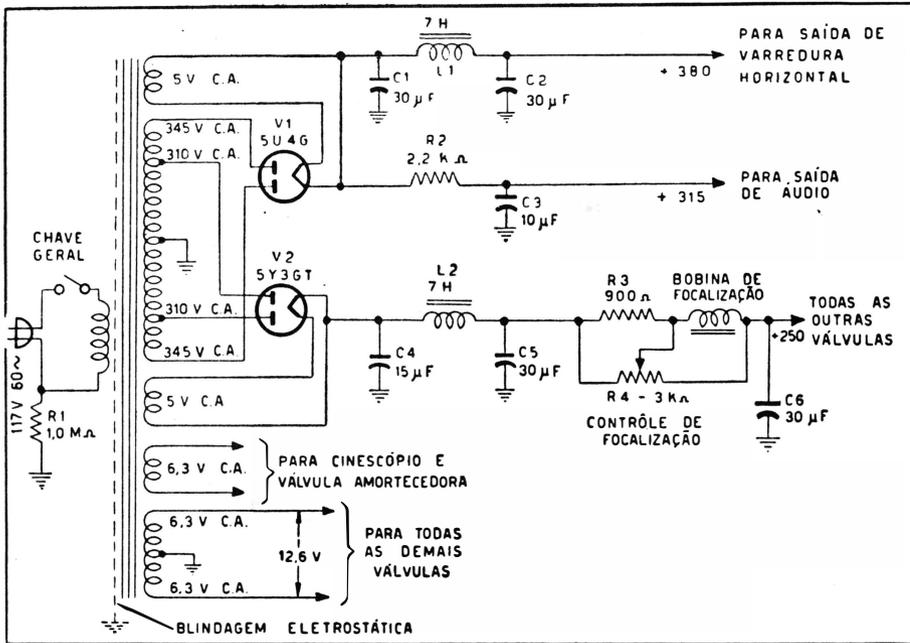


FIG. 12-6 — Fonte de alimentação convencional

desta bobina, e que é controlada por R-4, proporciona um meio variável de ajustar o foco da válvula de imagem. Uma maior porção deste campo de foco é fornecida por um ímã permanente, que também é parte de L-3. A resistência (combinação de R-3 e R-4) no circuito entre C-5 e C-6 também contribui para a filtragem desta seção.

Uma blindagem eletrostática, indicada em linhas pontilhadas na Figura 12-6, está incluída entre os enrolamentos do primário e do secundário do transformador. Isto evita que qualquer interferência que possa existir na linha seja acoplada eletrostaticamente através dos enrolamentos do transformador para o circuito da fonte de alimentação do receptor. O resistor R-1 é ligado entre uma fase da linha e o chassi, a fim de criar um retorno de terra através da linha para o chassi no caso de não ser feita uma ligação de terra no chassi na ocasião da instalação. Isto constitui uma medida de precaução contra uma possível ruptura do isolamento do enrolamento do transformador de força causada por cargas de eletricidade estática num chassi sem ligação de terra. Uma vez que o sistema de antena é ligado indiretamente ao chassi através do sistema de entrada

de R.F., acumulações estáticas poderiam escoar-se para a terra por intermédio do transformador de força e do circuito de linha, se o chassi não estivesse ligado à terra. A potência de entrada necessária para a fonte descrita acima será de aproximadamente 225 watts.

4 — FONTE DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR

A fonte ilustrada na Figura 12-7 é de um tipo sem transformador, empregando retificadores de selênio, ao invés de válvula retificadora, para fornecer as tensões contínuas. Esta fonte tem várias vantagens sobre a fonte convencional ilustrada na Figura 12-6.

1. A eliminação do transformador de força reduz o peso e o tamanho do chassi do receptor. Com a eliminação do campo magnético causado por um transformador de força, o chassi pode ser feito de uma maneira mais compacta. Quando um transformador de força é usado, ele deve ser colocado tão longe quanto possível da válvula de imagem, a fim de prevenir contra a distorção da imagem causada pelo seu campo magnético.

2. Custo mais baixo de fabricação e manutenção.

3. O retificador de selênio economiza a potência necessária para o filamento de uma válvula retificadora, como, também, tem uma queda de tensão interna menor. Isto resulta numa considerável diminuição da potência necessária para o receptor. Com menor consumo de potência, o chassi operará numa temperatura mais baixa, resultando num menor esforço de todos os componentes. O circuito ilustrado na Figura 12-7 é um dobrador de tensão de meia onda. O funcionamento deste circuito foi descrito sob o título "Retificadores" e ilustrado na Figura 12-5. Devido à retificação de meia onda, relativamente grandes valores de capacitância devem ser usados no filtro.

A tensão de placa para a válvula de saída de áudio é tomada de um ponto antes do reator de filtro L-1, enquanto que todas as outras válvulas obtêm a sua tensão de placa no valor de 265 volts, positivos. Uma tomada entre os capacitores C-5 e C-6 fornece aproximadamente 150 volts para o amplificador de vídeo.

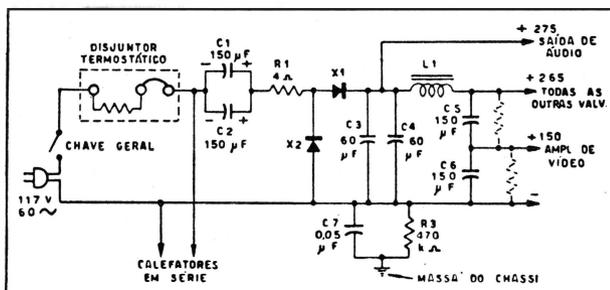


FIG. 12-7 — Fonte de alimentação sem transformador

Os resistores indicados em linhas pontilhadas representam a carga das válvulas nestes capacitores. X-1 e X-2 são retificadores de selênio com a capacidade de corrente de 250 miliampères.

O resistor de 4 ohms, R-1, é um limitador de cristas de corrente. No

caso de um curto-circuito no retificador, ele evita que a corrente atinja a valores extremamente altos antes que o interruptor termostático tenha a oportunidade de abrir-se. O interruptor termostático é atravessado pela

corrente de linha consumida pelo receptor; no caso de sobrecarga, seu resistor se aquecerá, fazendo com que o elemento termostático abra o circuito. Com este tipo de fonte de alimentação, uma fase da linha também é comum ao —B. A fim de evitar que o operador receba um choque se tocar no chassi acidentalmente, o —B para o receptor é distribuído através de uma barra-ônibus e o chassi é ligado ao —B por um resistor R-3 e um capacitor C-7.) Os valores são tais que a corrente será limitada ao mínimo e, portanto, não resultará em choque elétrico perigoso. Isto certamente, era um problema mais difícil de fabricação, uma vez que o —B ou o retôrno de massa para os circuitos elétricos devem ser isolados do chassi.

5 — FONTE DE TENSÃO PARA FILAMENTOS

Há dois métodos de aquecer os filamentos e calefatos das válvulas. Eles são:

1. O uso de válvulas de 6,3 e 5,0 volts para serem alimentados pelo enrolamento da baixa tensão do transformador de força.
2. Ligação dos filamentos das válvulas em série ou em série-paralelo, a fim de que possam ser ligadas diretamente à linha.

O primeiro caso é empregado quando se usa uma fonte semelhante àquela ilustrada na Figura 12-6, enquanto que o sistema série é usado com a fonte da Figura 12-7.

Na Figura 12-8 se ilustra o circuito para o aquecimento das válvulas no receptor G.E. modelo 810. Nêle se faz uso de um enrolamento secundário de 12,5 volts que tem uma tomada central que é ligada à massa. As válvulas são ligadas de maneira que a corrente requerida por cada série de calefatores é aproximadamente igual.

Um capacitor de cerâmica de 1500 pF que se vê na série superior de calefatores é usado no calefator da válvula de R.F. a fim de evitar acoplamento de R.F. com outras válvulas, através dos fios de ligação de calefatores.

A válvula osciladora, em receptores que não aqueles que possuem um sistema de som interportadoras, está sujeita à modulação de ruído de linha quando os seus filamentos estão ligados numa linha de C.A. Isto é ainda mais acentuado nos canais de alta frequência. A fim de vencer esta dificuldade, a válvula osciladora é aquecida com C.C., como se vê na Figura 12-8. SR-1 é um retificador de selênio que é ligado no enrolamento de 12,6 volts do transformador, num circuito retificador de onda completa. C-1 é um capacitor de

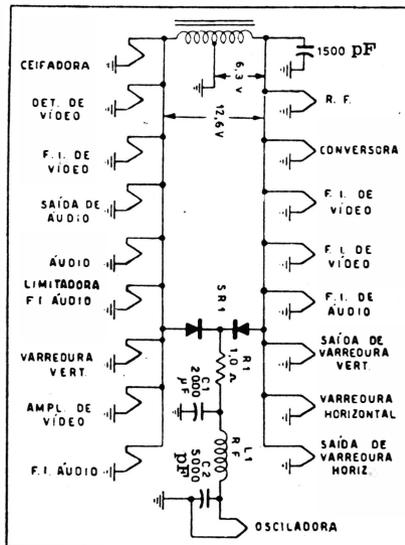


FIG. 12-8 — Aquecimento dos filamentos com transformador

2 000 μF usado para filtrar as cristas. C-2 e L-1 são componentes de um filtro de R.F. usado para evitar que a interferência seja levada através da fiação de calefator para a seção osciladora e daí para o conversor. R-1 é usado para reduzir a tensão a um determinado valor para o calefator de 6,3 volts da válvula osciladora.

A fonte sem transformador é empregada no receptor G.E. modelo 805 e faz uso de um sistema série-paralelo para a alimentação dos calefatores de maneira que podem ser alimentados diretamente da linha de 117 volts. O uso de um sistema série depende do emprêgo de válvulas cujos calefatores tenham a mesma intensidade de corrente. Uma vez que tôdas as válvulas, exceto a válvula de imagem, requerem 0,3 A para seus filamentos, elas podem ser prontamente ligadas em série.

No entretanto, devido ao grande número de válvulas usado, é necessário dividir as válvulas em dois grupos em série e em seguida ligar êsses dois grupos em paralelo. Êste sistema funciona muito bem, pois, a válvula de imagem requer 0,6 ampère. Assim, a corrente combinada de ambos os grupos em paralelo é ligada através da válvula de imagem.

A objeção antes verificada ao sistema de aquecimento de calefatores em série com a tensão da linha, era o surto inicial de corrente através dos calefatores das válvulas logo que a tensão era aplicada. Isso é devido ao fato de que o calefator de uma válvula comum tem uma característica de resistência positiva, resultando numa corrente excessiva até que chegue à sua temperatura normal de operação. Isto tem resultado na inutilização prematura de válvulas nos receptores do tipo C.A./C.C. Para corrigir esta condição, um resistor especial (Global) é usado em série com cada grupo de válvulas ligadas em série. Êstes resistores são designados como R-1 e R-2 na Figura 12-9. Êles têm a característica de resistência oposta

(coeficiente de temperatura negativo) à dos calefatores das válvulas e proporcionam uma compensação tão completa que a corrente dos calefatores nunca se eleva acima do normal durante o periodo de aquecimento. O valor da resistência de um resistor Global muda de um valor a frio de aproximadamente 900 ohms para

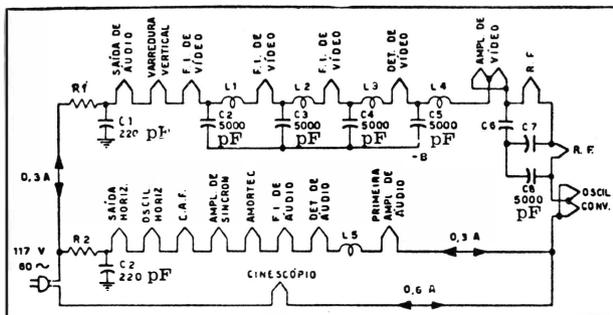


FIG. 12-9 — Aquecimento de calefatores em série

um valor a quente de 75 ohms, durante o ciclo de aquecimento dos calefatores. Devido ao alto valor inicial da resistência quando fria, o aquecimento dos calefatores até a sua temperatura normal de trabalho leva um tempo ligeiramente maior do que se não usasse o resistor. Êste tempo é de aproximadamente 1 minuto e meio. O uso de resistores Global num sistema de aquecimento em série como ilustra a Figura 12-9 é menos penoso para os calefatores do que quando êles são aquecidos com um transformador de maneira convencional. Quando os calefatores são aquecidos

diretamente por um transformador, têm uma corrente inicial bem elevada, a qual só é um pouco mais reduzida em comparação com o sistema série (sem o resistor Globar) devido à melhor regulação que oferece o transformador.

6 — FONTE DE MUITO ALTA TENSÃO

Devido à diferença de características e métodos de obtenção de tensão, a fonte de muito alta tensão (M.A.T.) é constituída separadamente da fonte de alimentação anódica geral. Uma vez que a válvula de imagem requer uma elevada tensão a uma corrente reduzida, as características da fonte podem ser entre 100 e 200 microampères a uma tensão de 8 a 30 quilovolts. Três tipos de fonte podem ser usados para esse fim.

Eles são:

1. Transformador de força convencional (60 Hz);
2. Fonte a oscilador de R.F.;
3. Fonte tipo "kick" ou retôrno da saída horizontal ("fly back").

7 — FONTE DE MUITO ALTA TENSÃO — TRANSFORMADOR DE 60 (ou 50) Hz

Os circuitos mais antigos usados para o fornecimento de muito alta tensão faziam uso de um transformador de força convencional operando diretamente da linha de 60 hertz para elevar a tensão, após o que era retificada e filtrada. Tal fonte, como era usada nos receptores de televisão G.E. de pré-guerra, é ilustrada na Figura 12-10.

O transformador T-1 eleva a tensão a um nível conveniente a fim de se obter a necessária tensão contínua após a retificação. Esta tensão é então aplicada a uma válvula retificadora do tipo 879 (V-1), ligada num circuito retificador de meia onda.

O resistor R-1 é empregado a fim de limitar a corrente no caso de um curto-circuito na válvula retificadora ou um curto accidental no capacitor de filtro.

Devido à baixa corrente necessária, um resistor é usado no filtro em lugar de um reator. O filtro R-C consta de C-1 e R-2.

Fazendo-se o valor do resistor grande (470 k Ω) o valor dos capacitores no filtro pode ser pequeno. Isto é muito importante numa fonte de muito alta tensão porque:

- 1) O custo de capacitores de alta capacitância com isolamento para alta tensão torna-se grande.
- 2) Quando menor o valor do capacitor, menor será o perigo de um choque fatal ou prejudicial no caso de um contato accidental. R-3 é um

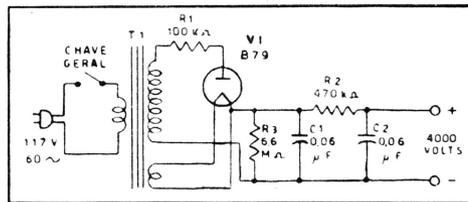


FIG. 12-10 — Fonte de muito alta tensão para 60 ciclos

resistor de carga que dissipa a carga dos capacitores após ter sido desligada a fonte. Este tipo de fonte de M.A.T. não é mais empregado correntemente em receptores modernos e foi substituído pelas fontes ilustradas nas Figuras 11-12 e 12-12. O fato de se ter desprezado este tipo de fonte reside em seu custo elevado de fabricação e no perigo de um choque fatal ou prejudicial, em caso de contato acidental.

8 — FONTE DE ALTA TENSÃO A OSCILADOR DE R.F.

Uma fonte típica a "oscilador de R.F." para se obter muito alta tensão a uma baixa corrente é ilustrada na Figura 12-11. Esta fonte depende, para seu funcionamento, de um transformador elevador de tensão sintonizado, ligado ao circuito de placa de um oscilador auto-excitado. O oscilador, que emprega um pentodo de potência médio, opera numa frequência de 50 kHz a 300 kHz. A alta tensão desenvolvida no secundário do transformador é retificada por uma válvula retificadora que obtém o aquecimento de seu filamento da saída da válvula osciladora.

O uso de uma fonte de alta frequência permite a construção de um transformador elevador de tensão com baixa indutância, com núcleo de ar e isolamento simplificado,

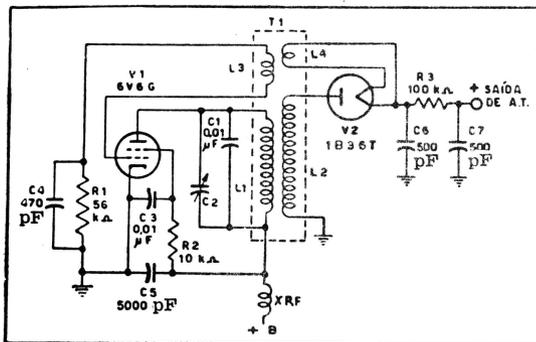


FIG. 12-11 — Fonte de muito alta tensão a oscilador de R.F.

devido ao menor número de espiras, que, comparadas com um transformador de 60 hertz, resulta em custo mais baixo, peso menor e menor número de problemas de projeto. Retificando-se uma alta frequência, os requisitos do filtro são muito menores, permitindo o uso de capacitores pequenos no filtro. Assim, com capacitores de filtro de baixa carga e a potência de entrada gerada por uma válvula osciladora que automaticamente limita a potência de saída, esta construção proporciona uma fonte relativamente segura de alta tensão. Qualquer carga adicional além da requerida pela válvula de imagem, tal como um contato acidental com o circuito de alta tensão, faz com que a tensão caia rapidamente. O circuito ilustrado na Figura 12-11 emprega uma válvula do tipo 6V6G (V-1) ligada num circuito oscilador convencional. No circuito de placa de V-1 está um transformador de radiofrequência T-1, que consiste em dois circuitos acoplados a sintonia, L-1 e L-2, e um enrolamento de realimentação L-3. L-4 é uma única espira usada para a alimentação do filamento. O enrolamento primário, L-1, do transformador é sintonizado por um capacitor fixo C-1 e um capacitor variável C-2 e está projetado para sintonizar em frequência próxima à de ressonância do enrolamento secundário L-2. A frequência do secundário é estabelecida pela indutância do secundário e as capacitâncias do circuito, que consiste na capacitância distribuída das bobinas, capacitância do retificador e capacitância de fiação.

O circuito secundário, possui, portanto, uma frequência natural que determina a frequência de operação do transformador.

A tensão do oscilador desenvolvida através do circuito tanque do primário, L-1 e C-1 é elevada pela raiz quadrada da razão da impedância do secundário para o primário. Assim sendo, para se conseguir uma elevação de tensão, é necessário projetar o secundário para uma impedância muito alta, o que quer dizer que a construção do secundário terá uma baixa capacitância e uma alta impedância.

A oscilação se produz pela realimentação de uma porção da tensão de placa no circuito de grade na devida relação de fase. Isto é feito pela adição do enrolamento de realimentação L-3. R-1 e C-4 constituem o escape de grade e capacitor de grade e são selecionados de maneira a fazer com que a válvula opere em classe C.

A válvula retificadora, V-2, é uma do tipo 1B3GT, projetada para um consumo de filamento muito baixo. Uma vez que são necessários apenas 1,25 volts a 0,25 ampère, um enrolamento de uma espira somente em redor do circuito tanque de placa proporcionará suficiente tensão de R.F. induzida para preencher este requisito. Esta é uma grande vantagem sobre os tipos convencionais de fonte de alimentação de filamento de retificadores de alta tensão porque não requer um transformador de 60 hertz com isolamento para alta tensão somente para o aquecimento do filamento. O filtro R-C que consta de C-6, C-7 e R-3 filtra as cristas de R.F., dando uma tensão contínua praticamente pura. C-6 e C-7 são capacitores moldados de dimensões físicas pequenas, tendo uma capacitância de 500 $\mu\mu\text{F}$ a uma tensão de trabalho de 15 quilovolts. A corrente de saída de uma fonte desse tipo pode ser considerada como sendo de 200 microampères.

9 — FONTE DE ALTA TENSÃO DO TIPO DE RETORNO

Quando se usa deflexão magnética na válvula de imagem, a alta tensão pode ser obtida facilmente pela adição de algumas peças ao circuito de saída da deflexão horizontal. Por esta razão, este tipo de fonte é quase que universalmente usado nos receptores de televisão de hoje em dia. A Figura 12-12 ilustra o circuito usado no modelo 835, o qual fornece aproximadamente 9 quilovolts a uma válvula de imagem do tipo 10FP4.

O nome desta fonte tem a sua origem no fato de que a tensão de placa da retificadora é obtida do circuito de deflexão horizontal durante o retorno do feixe eletrônico.

No capítulo IX foi descrita a

forma de onda associada com uma carga indutiva tal como é na realidade a das bobinas de deflexão, a fim de se obter uma onda dente de

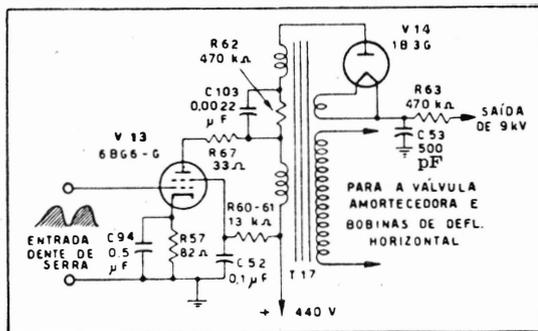


FIG. 12-12 — Fonte de muito alta tensão do tipo de retorno

serra linear através das bobinas. Isto é ilustrado na Figura 12-13 e representa a tensão e a corrente no circuito de placa de uma válvula do tipo 6BG6G, V-13.

A bobina de deflexão horizontal e o transformador aparecem como uma carga indutiva com capacitância distribuída na válvula de saída, V-13. Assim sendo, quando a corrente, durante o retôrno, decai, induz uma alta tensão indutiva de "coice" neste circuito sintonizado e faria com que o circuito oscilasse violentamente se não fôsse a válvula amortecedora. A válvula amortecedora permite que o primeiro meio ciclo da oscilação se processe, após o que, a oscilação cessa.

Esta oscilação de meio ciclo desempenha a função de permitir que o feixe eletrônico se mova rapidamente para o lado esquerdo depois que o ciclo de varredura é completado e é também usada para produzir uma alta tensão. A alta tensão de 4 000 volts indicada em (B) da Figura 12-13 representa esta oscilação de meio ciclo da maneira que ela aparece no enrolamento primário de T-17. No secundário, é uma tensão, aproximando-se do negativo, de 1 000 volts, como foi descrito no capítulo IX, quando foram analisados os circuitos de deflexão.

O impulso de 4 000 volts que aparece no enrolamento d' placa de T-17 é ainda aumentado por meio de um enrolamento adicional ligado em

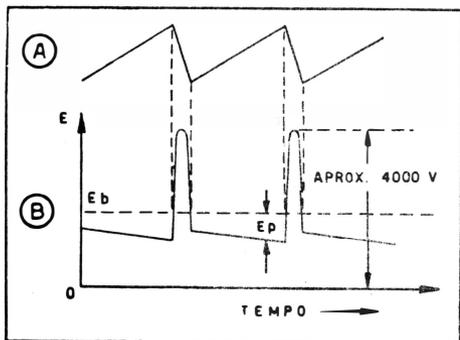


FIG. 12-13 — Ondas de tensão e corrente no circuito de saída de varredura

série com o enrolamento comum de placa, como se vê à Figura 12-12. Este enrolamento adicional, graças a uma ação de auto-transformador, eleva o impulso de tensão para aproximadamente 9 500 volts. Esta é aplicada à placa de uma válvula retificadora de meia onda de alta tensão do tipo 1B3GT. Após a retificação, a tensão de saída é filtrada por meio de um filtro R-C que consta de C-53 e R-63. Devido à frequência relativamente alta dos impulsos (15 750 Hz), um circuito de filtro R-C pode ser usado, sendo

o valor do capacitor de filtro de somente 50 pF. Com o uso de um valor de capacitância tão baixo, o capacitor não pode armazenar uma carga perigosa; isso reduz o perigo de choques quando fôr necessário o consêrto da fonte. Outra característica de segurança desta fonte é que quando a corrente de saída da válvula retificadora de alta tensão excede aproximadamente a 200 microampêres, a tensão cai rapidamente a um valor baixo, devido à deficiente regulagem do circuito. No entretanto, a regulagem é mais do que suficiente para a válvula de imagem.

Como foi prèviamente explicado, a válvula do tipo 1B3GT requer sòmente 0,25 watt para o filamento, e por isso a alimentação do filamento pode ser obtida do transformador de saída de varredura por meio de uma única espira ao redor do núcleo do transformador de varredura T-17. Isto elimina a necessidade de um transformador de 60 Hz que teria que ser isolado para, pelo menos, 15 quilovolts.

O resistor, R-62, é ligado em série com os dois enrolamentos do primário do transformador de varredura, T-17, a fim de limitar a corrente de +B que alimenta a placa de V-13. Isto não somente evitará a possibilidade de uma queimadura dolorosa se a seção de alta tensão for acidentalmente tocada, como também evitará que uma corrente excessiva percorra o enrolamento do transformador caso haja um curto-circuito acidental na seção de alta tensão do enrolamento primário. C-103 é usado em paralelo com R-62 a fim de dar passagem à tensão pulsativa entre os extremos de R-62.

10 — FONTE DE ALTA TENSÃO DE 30 kV PARA TELEVISORES DE PROJEÇÃO

A fim de proporcionar a intensidade de brilho necessária para projetar uma imagem em tela tamanho 18" × 24", é necessário um cinescópio especial, operando com uma tensão de 27 kV no segundo anodo. No receptor de projeção G.E. modelo 901, uma válvula de projeção do tipo 5TP4 é empregada com uma tensão de 28 kV no segundo anodo, e 4 300 a 5 500 volts no primeiro anodo, para fins de focalização. O método prático de se obter 30 kV com uma única válvula retificadora, seria por meio de um transformador de força de 60 hertz, mas o custo de tal arranjo seria proibitivo, pois que todos os componentes teriam que ser projetados para uma tensão de trabalho excedente a esse valor. Os capacitores de filtro teriam que ser de uma capacitância bem grande para esta tão baixa frequência, o que os tornaria enormes e caríssimos. O fato de seu valor capacitivo ter que ser alto, torná-los-ia perigosíssimos e mesmo fatais caso se estabelecesse contato acidental com eles. Pelas razões acima, um circuito quadruplicador de tensão do tipo de retôrno ou "coice" é usado quase que universalmente para fornecer esta tensão. É relativamente seguro, barato, e utiliza as mesmas peças componentes padronizadas que o circuito retificador de uma só válvula do tipo de retôrno que foi descrito na seção anterior.

A Figura 12-14 ilustra uma fonte do tipo de retôrno usada para quadruplicar a tensão obtida de uma única válvula retificadora. Os componentes V-5, T-1, V-1 e C-1 são basicamente os mesmos que os da Figura 12-12 e se usados sem as outras peças ilustradas, forneceriam uma tensão de saída de anodo de aproximadamente 7 kV. As válvulas V-2, V-3 e V-4 com suas peças associadas são adicionadas para quadruplicar os 7 kV. O funcionamento deste circuito é o seguinte:

Da mesma maneira que no caso da fonte do tipo de retôrno que acaba de ser descrita, um impulso positivo é formado no circuito de placa da válvula de saída de varredura horizontal, V-5, durante o período de retôrno do ciclo de varredura.

Por meio da ação de auto-transformador de T-1, este impulso é elevado, neste caso, a aproximadamente 7 kV. Essa tensão pulsativa é representada em um circuito na Figura 12-14.

Considerando a primeira válvula retificadora, V-1, esta válvula conduzirá nestes impulsos positivos que ocorrem durante o período de retôrno

e carregará C-1 ao valor de crista destes impulsos, ou seja 7 kV. A polaridade da carga no capacitor será a que está indicada, com a sua placa inferior, ou de massa, negativa e a placa superior positiva. Uma vez que a placa inferior de C-4 retorna à massa através do enrolamento primário de T-1 e a fonte de +B, C-4 está com efeito ligado em paralelo com C-1 através de R-1. Portanto, ao ocorrerem os impulsos de tensão intermediários (durante o período de traçado do ciclo horizontal) parte da carga de C-1 escapará gradualmente e carregará C-4. O caminho desta carga é através de R-1, o enrolamento primário de T-1, o +B e

para a massa. A carga que escapa de C-1, desta maneira, é restituída por cada impulso subsequente, até que a carga em C-4 atinja o mesmo valor da carga em C-1 que é 7 kV.

Depois que C-4 fica completamente carregado em 7 kV, resultará uma tensão instantânea de 14 kV, sendo aplicada à placa da válvula retificadora V-2. Isto é porque a polaridade da carga em C-4 é tal que se soma em série com os impulsos de 7 kV. Quando a válvula V-2 conduz, colocará um potencial de 14 kV na combinação série de C-2 e C-1. Uma vez que as capacitâncias de C-2 e C-1 são iguais, cada um receberá uma carga de 7 kV da maneira indicada.

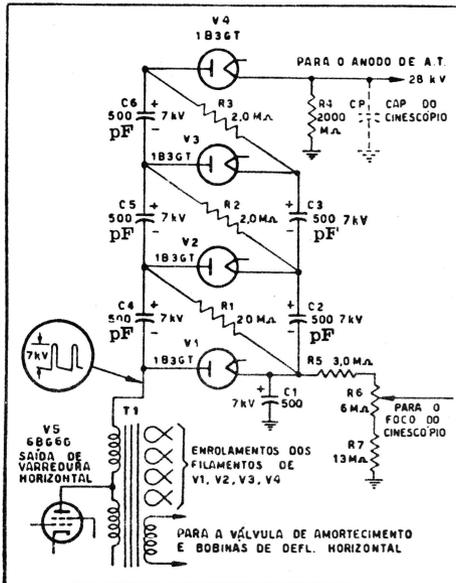


FIG. 12-14 — Fonte de muito alta tensão para 28 kV

Com o lado positivo de C-2 a 14 kV acima da massa, então, entre cada impulso, o lado alto de C-5 atingirá gradualmente a um potencial de 14 kV em relação à massa, com a polaridade indicada, uma vez que está ligado com C-2 através de R-2. Depois de C-5 atingir carga completa, a tensão instantânea total que aparece na placa de V-3 será de 21 kV. Ela consta da carga de 7 kV em C-4, mais a carga de 7 kV em C-5, sendo que ambas somam-se em série com os impulsos de 7 kV. Durante a condução de V-3, um potencial de 21 kV é aplicado na combinação série de C-3, C-2 e C-1. Uma vez que a capacitância de C-3 é a mesma que a de C-2 e C-1, receberá também uma carga de 7 kV. Entre os impulsos, o lado alto de C-6 atingirá gradualmente a uma carga no valor de 21 kV em relação à massa, uma vez que está ligado com C-3 por intermédio de R-3. Depois que C-6 atinge a plena carga, o potencial instantâneo total presente na placa de V4 será de 28 kV. Esta consta da carga de 7 kV em C-4, mais a carga de 7 kV em C-5, mais a carga de 7 kV em C-6, sendo que tôdas reunidas se somam em série com os impulsos de 7 kV do transformador.

Durante a condução de V-4, o capacitor C_7 é carregado, no seu circuito de catodo, a 28 kV. O capacitor C_7 representa a capacitância entre a massa e o anodo de alta tensão da válvula de imagem.

Por meio da ação quadrúplice acima descrita, uma tensão de 28 kV é obtida na saída de V-4 para ser aplicada ao segundo anodo da válvula de imagem. A fim de dissipar qualquer carga que permanece depois de ter sido desligada a fonte, um resistor de carga muito alto, R-4 (2 000 megohms) é ligado entre o catodo de V-4 e a massa. Uma vez que a corrente necessária para uma válvula de projeção é muito baixa, esta fonte pode ser projetada com as mesmas características de segurança da fonte descrita na seção anterior 8. Os filamentos das válvulas retificadoras 1B3GT, V-1, V-2, V-3 e V-4 são alimentados por enrolamentos separados, constituído cada um deles de uma única espira ao redor do transformador de saída de varredura.

A válvula de projeção do tipo 5TP4 requer aproximadamente 5 000 volts para o seu primeiro anodo, o de foco. Esta tensão é obtida da saída da primeira válvula retificadora V-1, e é feita variável, para fins do controle de foco, mediante o uso de um resistor de carga de alta resistência em série com o potenciômetro de foco R-6.

CAPÍTULO XIII

Antenas Receptoras de Televisão e sua Instalação

1 — INTRODUÇÃO

Devido ao fato de que as estações de televisão operam numa frequência muito mais alta do que as estações de radiodifusão comuns e, também, devido a certos requisitos especiais do receptor de televisão, o sistema de antena para um receptor de televisão é muito mais crítico do que o destinado a um receptor comum de radiodifusão.

Se se deseja obter o máximo de rendimento de um receptor de televisão, deve-se ter extremo cuidado na escolha apropriada e na instalação do sistema de antena, uma vez que um bom sistema de antena é um dos fatores mais importantes para assegurar uma recepção satisfatória.

2 — REQUISITOS

Os principais requisitos para um bom sistema de antena são:

1. Obter uma captação adequada, especialmente nos locais onde mal chega o sinal da estação de televisão.
2. Evitar reflexões no sistema de antena em si, o que causaria uma imagem borrada.
3. Evitar a captação de sinais refletidos de edifícios próximos ou de montanhas, o que causaria imagens fantasma ou múltiplas na tela do receptor.
4. Colocação racional da antena a fim de reduzir ao mínimo a captação de interferências artificiais.
5. O sistema de antena deve ser capaz de operar satisfatoriamente numa gama de frequências bem extensa a fim de prover uma captação do sinal dos primeiros cinco canais de televisão, que cobrem uma gama de frequências que vai de 54 a 88 MHz, e os sete canais superiores de televisão que cobrem uma gama de frequências de 174 a 216 MHz. Este, como será discutido mais adiante, é um dos requisitos mais difíceis de satisfazer.

3 — CARACTERÍSTICAS E RAIOS DE AÇÃO DOS SINAIS DE TELEVISÃO

Antes de se considerar a maneira pela qual os requisitos acima são satisfeitos, consideremos algumas das características e raio de ação dos sinais de televisão. As frequências que foram destinadas à televisão, estão tôdas na gama de frequências muito altas acima de 40 MHz, e se comportam de modo inteiramente diferente das frequências muito mais baixas correspondentes à gama de frequências de radiodifusão de 550 kHz — 1 600 kHz.

Quando um sinal é emitido da antena de transmissão, êle pode ser considerado como sendo composto de duas partes; uma onda terrestre e uma onda celeste. A onda terrestre se propaga paralelamente à terra, enquanto que a onda celeste se propaga em direção à atmosfera superior, como ilustra a Figura. 13-1.

Nas frequências usadas no sistema comum de radiodifusão, a onda terrestre é a que tem mais utilidade durante o dia e acompanha a curvatura da terra. Durante o dia, a onda celeste não contribui de uma maneira apreciável para o aumento da intensidade do sinal e, para todos os efeitos, é perdida. No entanto, à noite, a reflexão da onda celeste pela ionosfera é grande e, assim sendo, aumenta consideravelmente o raio de ação do transmissor além do raio ativo da onda terrestre.

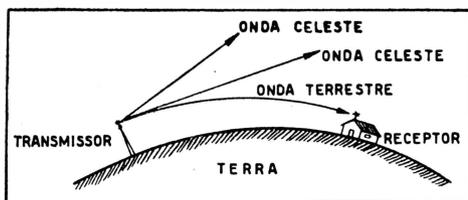


FIG. 13-1 — Ondas terrestres e celestes

No entanto, nas frequências acima de 40 MHz, a onda terrestre é grandemente atenuada e tem uma tendência de se propagar em linha reta em lugar de acompanhar a curvatura terrestre. Também, nessas frequências, a onda celeste é raramente refletida pela ionosfera e não tem nenhum valor prático. Por esta razão, a transmissão da televisão depende unicamente da passagem do sinal do transmissor diretamente para o receptor através do espaço acima da terra, como se vê na Figura 13-2, e o raio de ação mais eficiente do transmissor é determinado pela linha de visada ou linha do horizonte entre a antena transmissora e a antena receptora.

Do que foi dito acima, pode-se deduzir que a antena transmissora e a antena receptora devem ser muito altas a fim de aumentar o raio de ação efetivo da transmissão.



FIG. 13-2 — Ilustração da linha de visada ou do horizonte

De um modo geral, a linha de visada é tomada como sendo a área de serviço utilizável de uma estação de televisão; no entanto, pode-se obter recepção razoavelmente boa em certos pontos além dessa distância, especialmente se o transmissor tem uma potência considerável. A razão disso é que, ainda que o sinal não seja refletido pela ionosfera, uma cur-

vatura da onda é observada, sendo ela causada pela reflexão da atmosfera (não ionizada) e, também, pela difração da superfície terrestre no horizonte; isso aumenta em cerca de 30% além da linha de visada a distância na qual os sinais de televisão podem ser recebidos através de antena de uma dada altura, como indica a Figura 13-3.

Há muitos casos em que os sinais de televisão são recebidos em distâncias muito além da linha do horizonte, mas isto é devido a circunstâncias especiais ou transitórias.

O raio de ação de uma estação, considerando somente a propagação em linha reta, depende das alturas, H_t e H_r da antena de transmissão e da antena de recepção, respectivamente. A máxima distância para propagação em linha reta = $1,23 (\sqrt{H_t} + \sqrt{H_r})$ onde a altura das antenas é indicada em pés e a distância em milhas. Se considerarmos a refração atmosférica da onda e também a difração da onda, como foi mencionado previamente, então a distância é aumentada por um fator de 1,25 a 1,35, o que depende da atmosfera terrestre.

Na Figura 13-4 ilustram-se várias curvas mostrando o efeito da altura da antena e da refração da atmosfera na transmissão em linha reta ou linha do horizonte. Com a exceção da primeira curva que se refere somente à propagação em retilínea, tôdas as outras curvas são calculadas na base do aumento do raio de ação efetivo aumentado por um fator 1,3 devido à refração causada pela atmosfera terrestre.

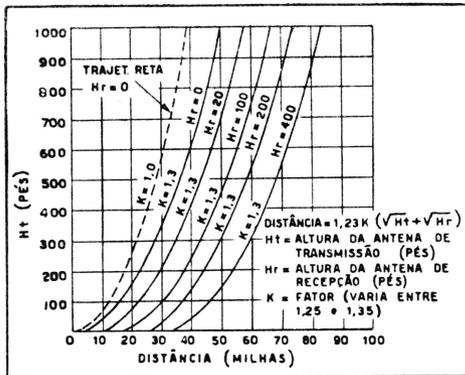


FIG. 13-4 — Raio de ação do sinal em relação à altura da antena

Por exemplo, se uma antena tem 10 pés de altura e a outra 1 000 pés de altura, a propagação em linha reta será, em milhas:

$$D = 1,23 (\sqrt{10} + \sqrt{1000}) = 1,23 (3,16 + 31,6) = 42,75 \text{ milhas.}$$

Agora, suponhamos que a altura da antena mais baixa seja aumentada para 100 pés, ou um aumento de 90 pés, o raio de ação da propagação será:

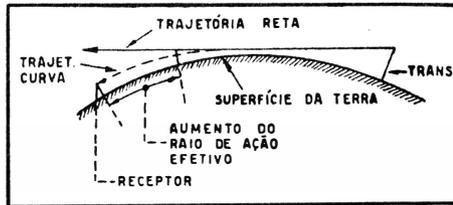


FIG. 13-3 — Aumento do raio de ação devido à curvatura da onda

É interessante notar que quando uma antena é alta (geralmente a antena de transmissão) e a outra relativamente baixa, um dado aumento de altura em qualquer uma das antenas será muito mais efetivo no aumento do raio de ação, se este aumento for realizado na antena mais baixa. Este fato pode não parecer razoável à primeira vista até que levemos em consideração que o raio de ação da propagação em linha reta é diretamente proporcional à raiz quadrada da altura de qualquer das

$$D = 1,23 (\sqrt{100} + \sqrt{1000}) = 1,23 (10 + 31,6) = 51,8 \text{ milhas.}$$

Suponhamos, agora, que, ao invés de aumentarmos a antena mais baixa em 90 pés, aumentamos a antena mais alta para 1090, ou um aumento de 90 pés; o raio de ação da propagação seria:

$$D = 1,23 (\sqrt{10} + \sqrt{1090}) = 1,23 (3,16 + 33) = 44,5 \text{ milhas.}$$

Do exemplo acima, está evidente que, desde que as antenas de recepção são relativamente baixas e as antenas de transmissão são relativamente altas, o aumento na altura da antena de recepção terá muito mais efeito do que se fôsse aumentada a altura da antena de transmissão por uma quantidade igual. Portanto, é importante que a antena de recepção seja colocada o mais alto possível quando o receptor estiver situado a uma distância considerável do transmissor.

Uma vez que os sinais de televisão têm a característica de normalmente seguir uma linha de propagação reta do transmissor para o receptor, esta propagação por vêzes é interrompida por altas montanhas ou mesmo grandes edifícios que por acaso estejam entre o transmissor e o receptor. A interrupção do sinal por êstes fatores causará uma diminuição considerável na intensidade do sinal e poderá até bloqueá-lo totalmente.

Uma outra característica dos sinais de televisão é que êles são refletidos por objetos grandes, tais como altos edifícios e montanhas altas que

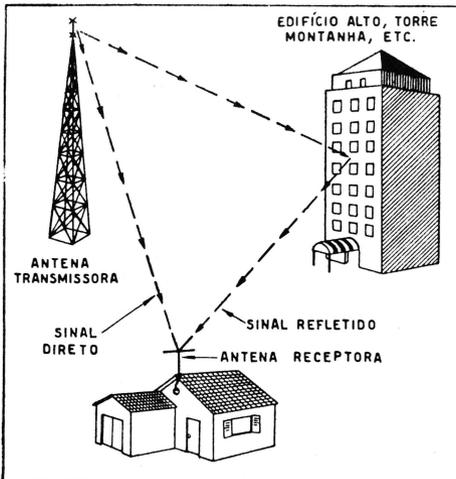


FIG. 13-5 — Reflexão do sinal de Televisão

se encontrem na trajetória do sinal de televisão; isso é, de um modo geral, semelhante à maneira pela qual os raios de luz são refletidos. Devido a esta característica dos sinais de televisão, é bem possível que os sinais de um transmissor cheguem ao receptor por duas trajetórias com diferentes comprimentos, como está ilustrado na Figura 13-5. Isto faz com que imagens múltiplas sejam reproduzidas na tela, as quais são conhecidas como "fantasmas", sendo elas separadas ou defasadas em um determinado grau que depende da diferença de tempo com que os dois sinais chegam ao receptor. Estas imagens espúrias que aparecem na tela devido aos sinais refletidos,

constituem um fator importante a ser considerado na instalação de uma antena de televisão e serão examinadas em detalhe quando da discussão da instalação de antenas.

4 — ANTENAS RESSONANTES

Existem vários tipos de antena que podem ser usados para a recepção de televisão. No entretanto, uma antena ressonante é geralmente usada uma vez que, para uma dada intensidade de campo, uma tensão

máxima será desenvolvida na antena quando ela está em ressonância com a frequência do sinal que se deseja receber.

Ainda que não pareça verdade à primeira vista, uma antena tem sempre uma certa quantidade de indutância e capacitância, juntamente com resistência e portanto, em muita coisa comporta-se como um circuito ressonante. Ao invés de esta indutância e esta capacitância serem agrupadas, como em uma bobina simples ou em um capacitor, elas são distribuídas ao longo de todo o comprimento da antena. No caso de uma antena não ligada à terra, ela será ressonante quando o seu comprimento total aproximar-se de um múltiplo da metade do comprimento de onda da frequência que se deseja receber. Assim, uma antena não ligada à terra será ressonante a meia onda, uma onda completa, uma onda e meia, dois comprimentos de onda, etc.

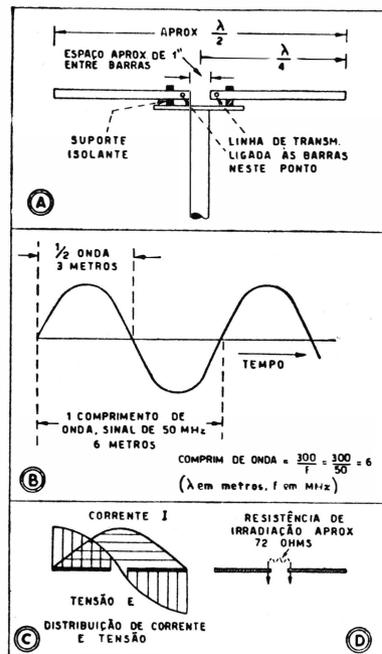
DIPOLos DE MEIA ONDA

Considerando-se que uma antena de meia onda é a menor antena que se pode fazer ressonar convenientemente a uma determinada frequência, as antenas de televisão são geralmente do tipo dipolo de meia onda. Basicamente, um dipolo de meia onda consiste em dois condutores, cada um do comprimento de um quarto de onda à frequência do sinal desejado, como ilustrado em A da Figura 13-6.

Na realidade, cada condutor é do comprimento de um quarto de onda menos a metade do pequeno espaço no centro onde a linha de transmissão é ligada. No entretanto, este espaço é bem pequeno e cada condutor pode ser considerado como sendo do comprimento de um quarto de onda. Ela será ressonante a uma certa frequência na qual o comprimento total da antena corresponde à metade do comprimento de onda do sinal recebido. Se a frequência do sinal desejado for de 50 MHz o seu comprimento de onda será

$$\lambda = \frac{300}{f} = \frac{300}{50}$$

como indicado em B da Figura 13-6, ou seja 6 metros. Portanto, o comprimento total de uma antena dipolo de meia onda para ressonar em 50 MHz deverá ser de 3 metros. Convertendo em pés, teremos $3 \times 3,28 = 9,84$ pés. Na realidade, pelas razões que serão discutidas mais adiante, o comprimento total do dipolo deverá ser ligeiramente menor do que o comprimento total elétrico de meia onda que acabamos de calcular.



- FIG. 13-6
 A) — Tipo básico do dipolo de meia onda
 B) — Relação entre o comprimento de onda e a frequência
 C) — Distribuição de tensão e corrente no dipolo
 D) — Representação da resistência de irradiação

A distribuição de tensão e corrente para um dipolo de meia onda é ilustrada em C da Figura 13-6. Notar-se-á que a corrente é máxima no centro da antena e mínima nos extremos. A distribuição de tensão na antena é justamente o oposto da distribuição de corrente, com o máximo de tensão nos extremos da antena e o mínimo de tensão no centro da antena. A tensão, realmente, não atinge a zero no centro da antena devido à resistência da antena neste ponto. Esta resistência consta da resistência ôhmica real do condutor e uma resistência conhecida como resistência de irradiação. No entretanto, desde que a resistência de irradiação predomina, a resistência ôhmica pode ser desprezada para todos os fins práticos. Também a corrente nos extremos da antena não atinge realmente a zero, uma vez que a impedância nos extremos não é infinita. No entretanto, ela é alta em comparação com a impedância no centro, e portanto, a corrente nos extremos tem um valor baixo.

A antena é geralmente alimentada (no caso de um dipolo de transmissão) no ponto de corrente máxima e tensão mínima, o que acontece no centro da antena. No caso de uma antena de recepção, a linha de transmissão que alimenta o receptor é também ligada ao centro da antena como indicado em A da Figura 13-6.

Seria interessante mencionar neste ponto que as propriedades de uma antena de recepção são semelhantes, praticamente em todo o sentido, às propriedades da mesma antena quando usada como antena de transmissão. Portanto, o que fôr dito para uma antena de transmissão se aplica perfeitamente a uma antena de recepção.

CÁRACTERÍSTICAS DE IMPEDÂNCIA DE UM DIPOLO DE MEIA ONDA

Uma vez que um dipolo de meia onda é, com efeito um circuito sintonizado, ele deve ter um determinado valor de impedância. A antena dipolo de meia onda pode ser comparada com um circuito ressonante série e, como tal, sua impedância no centro é baixa quando em ressonância, aparecendo como resistência pura. A impedância no centro de um dipolo de meia onda comum na sua frequência de ressonância é de aproximadamente 72 ohms e é igual à sua resistência de irradiação. A resistência de irradiação de uma antena é uma quantidade puramente fictícia. No entretanto, a antena comporta-se como se tal resistência existisse, porque a perda de energia pela irradiação (considerando uma antena de transmissão) é efetivamente equivalente a uma igual quantidade de energia dissipada por uma resistência. Em outras palavras, a resistência de irradiação de uma antena é o valor de resistência que, se intercalado no centro da antena, dissiparia uma quantidade de energia igual à que na realidade é irradiada pelo sistema de antena. Esta resistência poderia ser representada por um resistor fictício, indicado em linhas pontuadas, colocado entre os dois condutores no centro da antena, como em D da Figura 13-6.

Embora a impedância de um dipolo de meia onda seja baixa no centro da antena (em ressonância), sendo igual à resistência de irradiação, a impedância nos extremos da antena é relativamente alta. O valor desta impedância no extremo depende de vários fatores, especialmente o diâ-

metro do condutor em relação ao seu comprimento, se o diâmetro do condutor do dipolo for muito pequeno, como por exemplo, fio n.º 14, então a impedância do extremo será consideravelmente maior do que se for usado um tubo de uma polegada.

A impedância no centro do dipolo de meia onda, na ressonância, em qualquer dos casos permanece essencialmente a mesma. No entretanto, nas frequências acima e abaixo da frequência de ressonância do dipolo (a frequência na qual o comprimento do dipolo é exatamente o comprimento de meia onda) a impedância no centro se eleva, aproximando-se do valor correspondente às extremidades. Como ilustra a Figura 13-7, a impedância no centro está num valor baixo e é resistiva na ressonância.

Nas frequências acima da ressonância, a impedância no centro deixa de ser resistiva e se apresenta como uma reatância indutiva.

Nas frequências abaixo da ressonância, a impedância no centro apresenta uma reatância capacitiva. Em qualquer dos casos, a impedância do centro é maior do que seu valor na ressonância. A impedância máxima do centro, que nos dipolos será igual à impedância dos extremos, será alcançada numa frequência que é o dobro da frequência de ressonância. Nesta frequência, a antena será do comprimento de uma onda completa. Se os condutores do dipolo forem de um diâmetro pequeno, a impedância do centro aumentará muito mais rapidamente nas frequências

fora de ressonância do que se os condutores do dipolo forem de diâmetro grande. Este é um ponto muito importante e será considerado em maiores detalhes em parágrafos subsequentes.

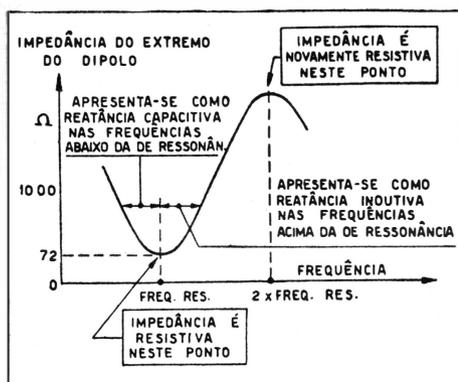


FIG. 13-7 — Variação da impedância do dipolo com a mudança de frequência

CARACTERÍSTICAS DE RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DE UM DIPOLO DE MEIA ONDA

Como dissemos anteriormente, o dipolo de meia onda pode ser considerado como um circuito ressonante série e, como tal, ele terá respostas diferentes com a mudança de frequências. Como está ilustrado na Figura 13-8, uma ótima transferência de sinal é obtida na frequência na qual o dipolo é ressonante, ou exatamente a de meia onda.

Se o Q deste circuito ressonante equivalente for alto, então a resposta da antena será muito aguçada, o que restringirá a utilidade da antena a uma gama de frequências muito estreita acima e abaixo da sua frequência de ressonância. Na Figura 13-8, pressupõe-se que o Q da antena é tal de maneira a limitar a 3 MHz a gama na qual uma resposta efetiva é obtida. É óbvio que uma antena de tal natureza não seria satisfatória para recepção de televisão, uma vez que uma gama ou largura de faixa

de apenas 3 MHz não é suficientemente ampla nem mesmo para receber um único canal de televisão. Portanto, a fim de receber um canal de televisão satisfatoriamente, a resposta de frequência da antena deve ser bastante ampla, a fim de proporcionar uma captação efetiva de sinal numa gama de, pelo menos, 6 MHz. Considerando-se que é desejável ter-se uma antena que possa receber tantos canais de televisão quantos forem possíveis, a resposta de frequência das antenas de recepção de televisão é tornada essencialmente uniforme, numa gama de frequências bem ampla. Isto se consegue fazendo-se o Q do circuito ressonante equivalente bem baixo. Como acontece em qualquer circuito ressonante com um Q baixo, sua resposta será bem ampla.

A Figura 13-9 ilustra o efeito da redução do Q da antena e, neste caso, a sua resposta de frequências é suficientemente ampla para cobrir, no mínimo, sete canais de televisão, os sete canais superiores de televisão,

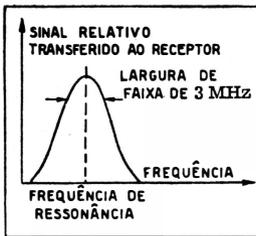


FIG. 13-8 — Efeito de alto Q na gama de frequências

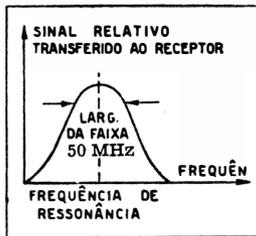


FIG. 13-9 — Efeito de baixo Q na gama de frequências

por exemplo. O Q do circuito ressonante equivalente que a antena representa, depende do diâmetro dos condutores da antena (elementos de um quarto de onda) em relação a seu comprimento.

Se o diâmetro dos condutores fôr grande, a indutância por unidade diminui, enquanto que a capacitância por unidade aumenta. Isto resulta

numa menor relação L/C o que faz com que o Q do circuito ressonante equivalente diminua de maneira que a sua curva de resposta seja ampliada. Por outro lado, se o diâmetro dos condutores fôr pequeno, a relação L/C é aumentada, com um conseqüente aumento do Q do circuito ressonante. Isto resulta numa curva de ressonância muito mais aguda e limita a gama da antena a uma estreita faixa de frequências. Portanto, um dipolo de meia onda, cujos elementos de um quarto de onda consistem em tubulação de três polegadas de diâmetro funcionará numa gama de frequências muito mais ampla do que se esses elementos forem de diâmetro muito pequeno (tal como o do fio n.º 14).

E' possível conseguir-se de várias maneiras que esses elementos de antena tenham uma seção relativamente grande, como é necessário para cobrir eficientemente uma gama de frequência bem ampla.

Talvez o meio mais simples seja o uso de tubulação de diâmetro bem grande para os elementos da antena. Este tipo de antena é conhecido como antena cilíndrica e é ilustrado na Figura 13-10. O comprimento total deste tipo de antena deve ser ligeiramente menor do que meio comprimento de onda; essa redução no comprimento depende do diâmetro da tubulação, uma vez que, aumentando o diâmetro dos elementos

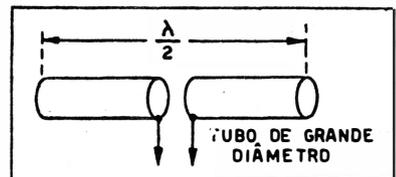


FIG. 13-10 — Antena cilíndrica

da antena torna-se menor o comprimento necessário a fim de obter ressonância em meia onda. Outros tipos de antenas de faixa ampla são: a cônica, a diamante, diamante duplo e esferoidal. No entretanto, tôdas essas antenas são caracterizadas por elementos de antena que têm uma relação diâmetro-comprimento relativamente grande, a fim de possuir um baixo Q.

Provavelmente o tipo de antena de faixa ampla que é mais largamente usado para recepção de televisão é o dipolo dobrado, ilustrado na Figura 13-11. Basicamente, o dipolo dobrado consta de duas antenas de meia onda com pequeno espaçamento, ligadas pelos seus extremos, sendo um dos dipolos alimentado no centro por uma linha de transmissão simétrica. Como será explicado mais adiante, o dipolo dobrado permite a obtenção de características de faixa larga apesar do uso de elementos de pequeno diâmetro.

Isto traz a vantagem de que, para um dado diâmetro de elementos da antena, o dipolo dobrado cobrirá uma gama de frequências muito mais ampla do que o dipolo de meia onda comum, e é, portanto, mais fácil de construir e montar do que os outros tipos de antena. Ele também tem outras vantagens e muito mais será dito em relação a essa antena mais adiante neste capítulo.

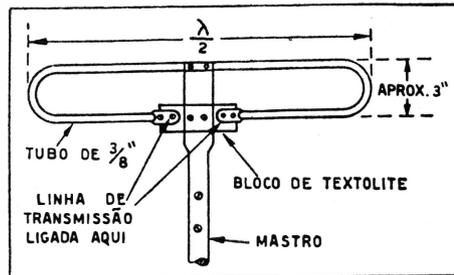


FIG. 13-11 — Tipo básico de dipolo dobrado

CÁLCULO DO COMPRIMENTO DA ANTENA

Como foi mencionado anteriormente, a máxima captação de sinal se verifica quando a antena está em ressonância com a frequência do sinal que se deseja receber e, no caso da antena dipolo de meia onda, isto sucederia numa frequência na qual o comprimento da antena fôsse de meia onda.

Se uma antena é para ser usada para recepção de diversos canais, é prática normal projetá-la de maneira que ela seja de meia onda perto do centro da gama de frequências que se deseja receber. Se por exemplo, se tratar de antena para recepção dos seis primeiros canais de televisão (54-88 MHz) para que a antena seja ressonante perto do centro desta gama de frequências seu comprimento total deve ser tal, que ela seja de meia onda em aproximadamente 70 MHz. O máximo de captação de sinal será obtido na frequência para a qual a antena tenha um comprimento de exatamente meia onda.

No entretanto, se os elementos da antena tiverem uma relação diâmetro-comprimento suficientemente grande, sua resposta será bastante ampla para proporcionar captação de sinal adequada nos canais de televisão acima e abaixo da frequência central de 70 MHz.

O comprimento total de uma antena dipolo de meia onda para qualquer frequência desejada pode ser facilmente calculado pela equação seguinte:

$$\text{Comprimento total (em pés)} = \frac{492 \times 0,94}{f}$$

sendo f a frequência em MHz (*).

Cada barra ou condutor do dipolo terá, então, metade do comprimento total calculado por esta equação. O espaçamento entre as extremidades adjacentes dos elementos do dipolo não é muito crítico e é geralmente uma polegada. O fator 0,94 compensa o efeito de pontas de uma antena de meia onda em frequências altas; portanto, o comprimento real de um dipolo de meia onda não será igual a meia onda no espaço livre, mas, aproximadamente, 5% menor.

Para ilustrar o uso da equação acima, suponhamos que desejamos fazer a antena ressonante em 70 MHz. Substituindo este valor (70 MHz) na equação:

$$\text{Comprimento total (em pés)} = \frac{492 \times 0,94}{f}$$

acharemos que o comprimento total da antena em pés é igual a:

$$\frac{492 \times 0,94}{70} = 6,6 \text{ pés.}$$

O comprimento de cada metade do dipolo será de 3,3 pés menos meia polegada, para permitir o espaçamento de uma polegada entre as extremidades dos elementos.

CARACTERÍSTICAS DIRECIONAIS

Se a característica de resposta de frequência da antena fôsse a única consideração envolvida, praticamente não haveria problema algum para se obter uma operação satisfatória de faixa ampla, uma vez que fazendo o Q efetivo da antena baixo, como foi explicado anteriormente, a resposta de frequências da antena pode ser tornada uniforme para todos os 13 canais de televisão. No entretanto, uma outra característica muito importante de todas as antenas é a diretividade. Devido a esta característica, uma antena, ainda que tenha uma resposta de frequências ampla, poderá ou não proporcionar uma recepção satisfatória de faixa ampla, dependendo das condições do local.

Uma antena dipolo tem características direcionais definidas: a diretividade horizontal de um dipolo de meia onda é ilustrada na Figura 13-12. Isto indica que o máximo de captação de sinal é obtido quando o sinal chega de uma direção que esteja em ângulo reto com a extensão da antena.

(*) Convertendo esta equação ao sistema métrico, teremos:

$$l = \frac{150 \times 0,94}{f} = \frac{141}{f}$$

onde l é o comprimento da antena, em metros, e f a frequência, em MHz. (N. Ed.).

Referindo-nos novamente à Figura 13-12 vemos que ao longo do eixo da antena a captação de sinal é praticamente zero. Pode-se tirar proveito deste fato em locais onde existe ruído ou outros sinais indesejáveis, girando-se a antena de maneira que o seu eixo aponte para a direção de onde se originam os sinais ou ruídos indesejáveis. Tal orientação poderá ter como consequência a diminuição da intensidade da captação do sinal, uma vez que a extensão da antena pode não estar em ângulo reto com respeito à direção da origem do sinal de televisão, mas será benéfica devido à redução da captação dos sinais indesejáveis, tais como ruídos ou sinais refletidos.

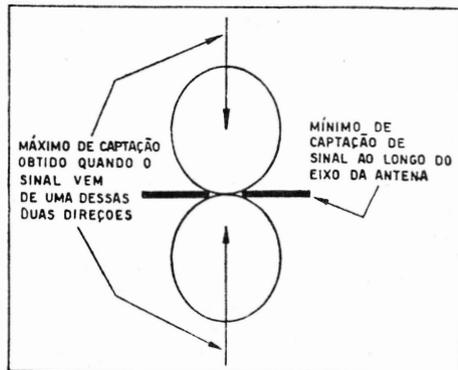


FIG. 13-12 — Diretividade horizontal de um dipolo de meia onda

Se duas estações estiverem exatamente a ângulos retos, como na Figura 13-13, e se a antena for orientada para o máximo de captação de sinal da estação A, muito pouca ou nenhuma captação de sinal será obtida da estação B, ou vice-versa. Este é um exemplo de antena possuidora de característica de resposta de frequência ampla mas, de captação de sinal para todos os sentidos inadequada. Felizmente no entretanto, as estações de televisão na maioria das cidades estão localizadas relativamente perto uma da outra, de maneira que a direção do sinal de cada estação será aproximadamente a mesma. Se todas estas estações forem de canal baixo (54-88 MHz) por exemplo, uma antena de faixa larga construída para meia onda em aproximadamente 70 MHz proporcionará recepção satisfatória, na maioria dos casos, para as estações de frequência mais baixa, se a antena for orientada para qualquer destas estações, como indica a Figura 13-14.

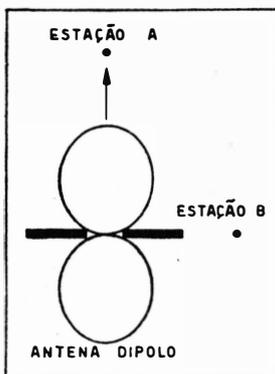


FIG. 13-13 — Estações em ângulo reto

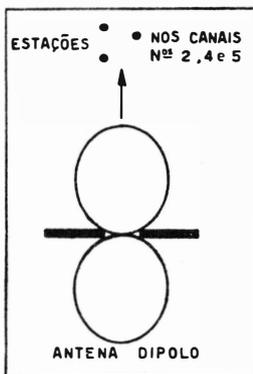


FIG. 13-14 — Estações perto uma da outra

Neste caso, no entretanto, pressupõe-se que não existem sinais refletidos e que a antena está localizada dentro do raio de ação do transmissor.

Se as estações estiverem separadas uma da outra, poderá não ser possível dirigir a antena para qualquer das estações e obter recepção satisfatória das outras. Assim, uma orientação arbitrária provavelmente terá que ser feita. A orientação necessária será experimentada, na maioria dos casos, em função

da intensidade relativa de sinal das diferentes estações. Uma estação pode ser tão forte que será permissível a orientação da antena um pouco fora da direção da mesma, sem que haja perda de intensidade de sinal apre-

ciável, a fim de obter-se o máximo de captação de sinal da outra estação que é muito fraca.

Como indica a Figura 13-12, um dipolo responde com a mesma eficiência aos sinais que chegam de qualquer direção (frente e traseira) e que estejam em ângulo reto com a extensão da antena. Isto é de grande auxílio nos casos em que se deseja receber duas estações que estão separadas de 180 graus uma da outra. No entretanto, sob certas outras condições, esta característica do dipolo pode se tornar indesejável. Este ponto será discutido em maiores detalhes, quando o uso de elementos parasitas, conhecidos como refletores e diretores, fôr considerado.

O diagrama de diretividade ilustrado na Figura 13-12 é para uma antena dipolo que tem o comprimento de meia onda, e representa o diagrama de campo aproximado para uma antena que tem o comprimento de meia onda a 70 MHz, operando nos canais 2 a 6 (54-88 MHz). No entretanto, quando esta mesma antena construída para 70 MHz fôr usada para recepção nos canais altos, 7 a 13 (174-216 MHz) seu diagrama de diretividade muda de A para B da Figura 13-15.

Em A se mostra o diagrama de diretividade aproximado da antena para sinais nos canais de frequência baixa e é o mesmo ilustrado na Figura 13-12. Quando usada para receber sinais que são aproximadamente três vezes mais altos em frequência (174-216 MHz) do que aqueles dos canais de frequência baixa, a antena não estará mais operando como um dipolo de meia onda, mas estará operando a um comprimento de onda e meia, com um diagrama de diretividade ilustrado em B. Em A e B da

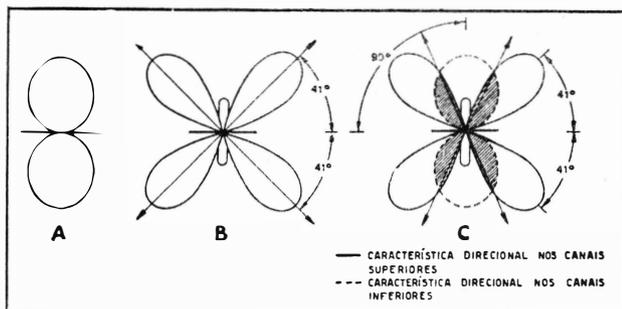


FIG. 13-15 — Variação da diretividade com a mudança da frequência de operação

a máxima captação de sinal nestas frequências mais altas deixa de ser numa direção perpendicular ao eixo da antena. Ao contrário, ótima captação de sinal é obtida nestes canais de alta frequência colocando-se a antena a aproximadamente 40 graus em relação ao seu eixo, na direção do sinal, como indicam os quatros lóbulos maiores. Há dois lóbulos menores, a ângulos retos com a antena como em A, mas eles proporcionarão muito pouca captação.

Devido a esta mudança em diretividade, se a antena tiver sido orientada para os canais baixos, isto é, para uma ótima captação a uma fre-

operar como uma antena de meia onda nos canais de frequência baixa, a direção da máxima captação de sinal tende a aproximar-se da linha da antena propriamente dita, à proporção que a frequência dos sinais a serem recebidos fôr aumentada para os canais de frequência mais altos. Como ilustra B,

quência na qual a antena opere como um dipolo de meia onda, então esta mesma antena proporcionará consideravelmente menor captação de uma estação de um canal alto situado na mesma direção. Em outras palavras, se, em um determinado local, as estações nos canais altos estiverem localizadas de maneira que o sinal chegue da mesma direção que os sinais de estações de canais baixos, então, quando a antena estiver orientada para um máximo de captação nos canais de frequência baixa, a captação de sinais nos canais de frequência alta será deficiente, e vice-versa. Isto pode ser provado de uma maneira melhor e mais clara se combinarmos os diagramas de diretividade em A e B da Figura 13-15, como foi feito em C da mesma figura. No entretanto, na Figura 13-15, pode-se notar que existe uma área de superposição (sombreada) no diagrama de diretividade, na qual a diretividade é essencialmente a mesma para ambos os canais de frequência baixa e alta. A captação destes lóbulos combinados (sombreados) será um pouco reduzida, mas permanecerá essencialmente constante nos canais de baixa e alta frequência. Assim, se a antena for orientada de maneira que qualquer destes lóbulos sombreados seja apontado para uma estação de baixa ou alta frequência, deverá ser obtida recepção satisfatória, em muitos casos, de todas as estações, se estas estiverem localizadas de maneira que os seus sinais venham da mesma direção, e se a antena estiver localizada dentro do raio de ação primário destas estações. As captações de sinal para qualquer estação em particular não serão tão grandes como o seriam se a antena fôsse orientada para uma única estação do canal alto ou para uma única estação do canal baixo, mas será consideravelmente melhor se considerarmos a captação global de todos os canais. Onde existem estações de canais altos e baixos localizados de maneira que os seus sinais não cheguem de uma única direção, uma antena única não proporcionará, na maioria dos casos, captação de sinal adequada em todos os canais. Neste caso, será necessário o uso de, pelo menos, duas antenas separadas, uma construída para ser de meia onda nos canais baixos e a outra construída num comprimento de meia onda dos canais altos, montadas de tal maneira que uma antena possa ser orientada independentemente da outra. Outro método que pode ser usado neste caso é uma antena dirigida por motor e cuja orientação possa ser controlada pelo telespectador. A antena deverá ser construída de maneira a ser de meia onda nos canais baixos e deverá ter, naturalmente, uma característica de resposta de frequências bem ampla. Este e outros problemas especiais serão discutidos com maiores detalhes mais adiante neste capítulo.

POLARIZAÇÃO DA ANTENA

Considerando-se que uma onda de rádio consta de campos magnéticos e eletrostáticos a ângulos retos, a polarização de uma onda de rádio significa simplesmente a relação entre o campo eletrostático e a terra à proporção que a onda de rádio se propaga no espaço.

Se o campo eletrostático for vertical em relação à terra, diz-se que a onda de rádio está polarizada verticalmente. Se o campo eletrostático for horizontal em relação à terra, a onda de rádio será considerada como polarizada horizontalmente. Se os elementos de uma antena dipolo de

transmissão forem verticais em relação à terra, diz-se que a antena está polarizada verticalmente; para que haja o máximo de tensão induzida na antena de recepção, é necessário que ela também seja polarizada verticalmente, isto é, os elementos do dipolo de recepção deverão também estar em posição vertical.

Por outro lado, se os braços do dipolo transmissor estiverem em posição horizontal, ele irradiará uma onda polarizada horizontalmente e, portanto, para que haja o máximo de captação na antena de recepção, ela também deverá ser polarizada horizontalmente, isto é, os elementos do dipolo de recepção deverão também estar em posição horizontal.

Verificou-se que uma antena de recepção polarizada horizontalmente é menos susceptível de captar interferências de ignição e outras interferências elétricas e, conseqüentemente, as antenas de transmissão de televisão neste continente são feitas de modo a irradiar uma onda polarizada horizontalmente.

O DIPOLO DOBRADO

A antena do tipo dipolo dobrado já foi mencionada quando da discussão das características de resposta de frequências das antenas. Considerando que o dipolo dobrado é uma antena de faixa ampla que está sendo grandemente usada, discutiremos este assunto mais detalhadamente. Embora o tipo comum de dipolo de meia onda possa ser feito de maneira a ter uma ampla faixa de recepção, o dipolo dobrado é muito mais satisfatório por vários motivos.

Primeiramente, para um dado diâmetro de elementos de antena, o dipolo dobrado cobrirá uma faixa de frequências mais ampla do que o dipolo comum e é, portanto, um pouco mais simples de construir e montar. Ademais, a sua impedância central no dôbro de sua frequência fundamental (onde ele age como uma antena de onda completa) é bem alta, muito mais alta nesta frequência do que no dipolo comum construído para cobrir a mesma faixa de frequências. Esta característica do dipolo dobrado reduz a possibilidade da captação de sinais indesejáveis na faixa de frequências de 88 a 174 MHz, mais ou menos, que por acaso possam estar interferindo em algum canal de televisão.

Um dipolo dobrado consta de duas antenas de meia onda colocadas bem perto uma da outra e ligadas pelas suas extremidades, sendo um dos dipolos alimentado no centro, como indica a Figura 13-11. As duas antenas funcionam em paralelo, cada uma tomando sobre si metade da corrente total, de maneira que a impedância no centro da antena é de 4 (quatro) vezes a impedância de um dipolo comum em ressonância, isto é, de cerca de 300 ohms quando os condutores da antena forem todos do mesmo diâmetro.

As propriedades de transformação de impedância do dipolo dobrado podem ser aplicadas se considerarmos a antena do ponto-de-vista de uma antena de transmissão. Por exemplo, suponhamos que um dipolo de meia onda comum, A da Figura 13-16, que tem uma impedância central ou resistência de irradiação de 72 ohms, esteja transmitindo 72 watts de

potência uma vez que a potência irradiada é igual ao quadrado da corrente (a qual é máxima no centro de um dipolo de meia onda) multiplicado pela resistência de irradiação, $W = I^2R$, tem-se que a corrente máxima neste caso é um ampère, porque

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}} \text{ ou } \sqrt{\frac{72}{72}} = 1 \text{ ampère.}$$

Agora, se um outro dipolo de meia onda do mesmo diâmetro fôr colocado perto do primeiro dipolo e ligado nas extremidades como num dipolo dobrado, B da Figura 13-16, então a corrente máxima no centro do primeiro dipolo (o que está sendo alimentado pela linha de transmissão) será reduzida para a metade. Supondo que a potência irradiada pela antena continua sendo a mesma que dantes, 72 watts, então a resistência de irradiação neste caso deve ser quatro vezes a que era antes de a corrente no centro ser reduzida na metade pela adição do segundo dipolo, porque $W = I^2R$. Resolvendo a equação $W = I^2R$ e procurando o valor de R, a resistência de irradiação real, neste caso é igual a:

$$\frac{W}{I^2} = \frac{72}{0,5^2} = 288 \text{ ohms.}$$

Esta quantidade é comumente expressa como 300 ohms.

Outros valores de resistência de irradiação podem ser obtidos fazendo-se os diâmetros dos condutores desiguais. Por exemplo, se o diâmetro deste dipolo adicional fôsse o dôbro do dipolo seccionado ao invés de ser do mesmo diâmetro, como em C da Figura 13-16, então a corrente máxima no ponto de alimentação da antena seria ainda mais reduzida. Neste caso, a corrente no centro do dipolo seria aproximadamente um terço do valor que teria se a antena estivesse operando como um dipolo de meia onda comum. Supondo-se ainda que a mesma potência esteja sendo irradiada como dantes, a resistência de irradiação neste caso será de aproximadamente 9 vezes a de um dipolo dobrado simples, ou 648 ohms, que é comumente expressa como 600 ohms.

Embora a impedância central de um dipolo dobrado possa ser aumentada da maneira que acabamos de estudar, os condutores do dipolo dobrado, exceto para casos especiais, são feitos do mesmo diâmetro de tubo, de maneira a proporcionar uma impedância central de 300 ohms. E' geralmente usado tubo de alumínio de 3/8 de polegada. O espaçamento entre as seções superior e inferior deve ser bem pequeno, não mais que uma pequena porcentagem do comprimento da onda da frequência para a qual é construída a antena. Este espaçamento é aproximadamente de 3 a 5

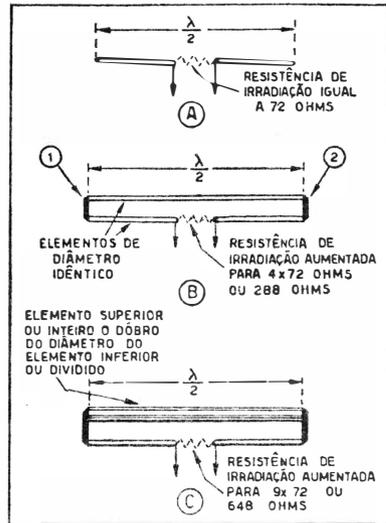


FIG. 13-16 — Transformação da impedância do dipolo dobrado

polegadas. O comprimento total da antena entre os extremos, pontos 1 e 2 em B da Figura 13-16, deve ser de meio comprimento de onda, como num dipolo comum, e é calculado pela mesma equação usada para um dipolo comum onde L em pés é igual a:

$$\frac{492 \times 0,94}{f}$$

As características direcionais de um dipolo dobrado são essencialmente as mesmas de um dipolo comum de meia onda e a quantidade de captação de sinal na frequência para a qual ele é de meio comprimento de onda é aproximadamente a mesma que para um dipolo comum de meia onda. Também a distribuição da tensão e corrente num dipolo dobrado é a mesma que num dipolo comum de meia onda. Um ponto interessante com respeito à distribuição de tensão e corrente num dipolo dobrado é que o centro da seção superior pode ser ligado à terra como indica a Figura 13-17. Isto pode ser feito porque a curva de tensão na antena está passando pelo eixo zero neste ponto, tornando-o "frio" com relação à terra.

Se um dipolo dobrado for construído para ser de meia onda no centro dos cinco primeiros canais de televisão, 54-88 MHz, ele operará como uma antena de meia onda nos canais de frequência baixa.

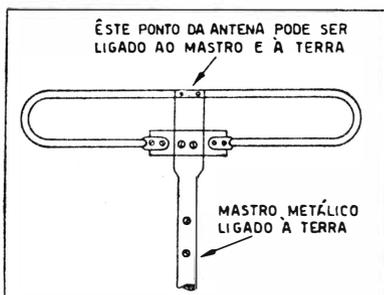


FIG. 13-17 — Ligação do dipolo dobrado à terra, por intermédio do mastro

Nos sete canais superiores, 174-216 MHz, essa mesma antena será de $1\frac{1}{2}$ comprimento de ondas no centro dessas frequências e operará como uma antena de $1\frac{1}{2}$ ondas nos canais de frequência alta.

As características de uma antena desse tipo proporcionarão recepção satisfatória para todos os canais, supondo-se, naturalmente, que todas as estações estejam localizadas favoravelmente e que uma orientação arbitrária da antena seja feita em relação aos diagramas de diretividade da antena para a faixa alta e baixa. O comportamento de uma antena nestas condições nos canais inferiores de televisão (88-174 MHz) e nos canais superiores de televisão é ilustrado na Figura 13-18.

A Figura 13-18 indica a transferência relativa de sinais da antena para a linha de transmissão à proporção que a frequência de operação da antena muda, juntamente com a distribuição de tensão e corrente na antena. Com respeito aos canais inferiores de televisão, 54-88 MHz, a máxima transferência de sinal se processa em aproximadamente 65 MHz, que é a frequência aproximada em que a antena é do comprimento de meia onda, como indica a curva da Figura 13-18. A distribuição de tensão e corrente na antena nesta frequência é ilustrada diretamente abaixo do ponto de 65 MHz da curva, e, também de acordo com a indicação, a tensão no centro está no mínimo, enquanto que a corrente no centro está no máximo. A impedância central da antena neste ponto (65 MHz) é de aproximadamente 300 ohms. Notar-se-á que à proporção que a frequência de

operação da antena cresce em direção a 88 MHz ou decresce em direção a 54 MHz, a quantidade de sinal transferida da antena para a linha de transmissão diminui com respeito à obtida em 65 MHz. No entretanto, devido às características de faixa ampla do dipolo dobrado, este decréscimo em transferência de sinal é bem pequeno, tornando a resposta da antena em toda esta faixa de frequências (54-88 MHz) essencialmente uniforme.

Considerando a faixa de frequências entre 88-174 MHz, a transferência de sinal decresce rapidamente e atinge um valor muito baixo em aproximadamente 130 MHz, onde a antena opera como uma antena de

onda completa com distribuição de tensão e corrente da maneira ilustrada na Figura 13-18. O centro da antena representa agora um ponto de tensão máxima e corrente mínima, resultando numa impedância central que é consideravelmente maior do que 300 ohms. Considerando que a impedância central da antena atinge a um alto valor neste ponto, a quantidade de sinal transferida da antena para o receptor

será muito pequena, pelas razões que serão discutidas mais adiante quando tratarmos de linhas de transmissão. Esta característica é muito proveitosa pois que reduz a possibilidade de interferência causada por sinais que estejam sendo transmitidos dentro da faixa de frequências de 88 a 174 MHz.

Com relação aos canais superiores de televisão (174-216 MHz), a máxima transferência de sinal da antena para o receptor se processa em aproximadamente 195 MHz, onde a antena está operando como uma antena de 1 e meia ondas. A distribuição de tensão e corrente na antena nestas condições é indicada diretamente abaixo do ponto de 195 MHz na curva da Figura 13-18. De acordo com o que está indicado, o centro da antena novamente representa o ponto de corrente máxima e tensão mínima, que é a mesma condição obtida durante a operação em meia onda nos canais inferiores de televisão (54-88 MHz). Além disso, a impedância central da antena quando operando em 1 e meia ondas é aproximadamente a mesma (300 ohms) que no caso da operação em meia onda nos canais inferiores. Como indica a curva da Figura 13-18, a quantidade de sinal transferido da antena para a linha de transmissão em 195 MHz é essencialmente a mesma que em 65 MHz. Também, o decréscimo em transferência de sinal à proporção que a frequência de operação varia para baixo ou para cima de 195 MHz é muito pequeno, devido às características de faixa larga do dipolo dobrado.

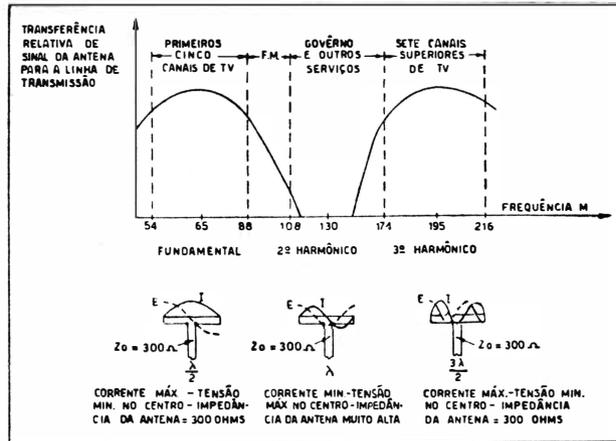


FIG. 13-18 — Transferência relativa de sinal da antena para a linha de transmissão

Do que acabamos de expor, pode-se deduzir que, teoricamente, é possível construir uma antena do tipo dipolo com o comprimento de meia onda no centro da faixa de frequências dos canais inferiores de televisão e fazê-la operar satisfatoriamente tanto nesses canais inferiores como nos canais superiores. No entanto, na prática, isto não é muito frequentemente obtido porque vários requisitos devem ser cumpridos: os canais de televisão altos e baixos devem estar localizados na mesma direção em relação à antena de recepção; a antena de recepção deve estar localizada na área de cobertura de todas as estações; deve haver completa ausência de sinais refletidos; a orientação da antena deve ser de maneira a proporcionar uma captação média entre os canais inferiores e superiores, de acordo com o que foi estudado quando da discussão das características de diretividade da antena dipolo.

LINHAS DE TRANSMISSÃO

Até aqui as características dos tipos fundamentais de antenas usados para recepção de televisão foram estudadas, porém nada foi dito em relação à transferência ou transmissão do sinal da antena para o receptor. Para que essa função importante do sistema de antena possa ser obtida, um certo número de requisitos deve ser preenchido.

Talvez que o mais importante desses requisitos é que, qualquer que seja o meio usado para a transferência do sinal da antena para o receptor, ele não deve afetar de maneira alguma o sinal captado pela antena, alterando a qualidade da imagem reproduzida. Um outro requisito importante é a transferência do sinal com um mínimo de perdas da antena para o receptor.

Os requisitos acima podem ser preenchidos com o uso de uma linha especial conhecida como linha de transmissão, que deve ser cuidadosamente selecionada e instalada. Essa seleção e instalação cuidadosa da linha de transmissão é tão importante para a qualidade do sistema de antena quanto a antena em si.

Existem vários tipos de linha de transmissão, cada um construído para um fim específico. No entanto, três tipos de linha de transmissão se tornaram comuns nas instalações de receptores de televisão, a saber:

1. Linha de condutores paralelos ou geminada.
2. Linha blindada.
3. Linha concêntrica ou coaxial.

A linha geminada, ou de condutores paralelos, como o nome o indica, consiste em dois condutores paralelos ou "gêmeos" que são mantidos a uma distância fixa e simétricos em relação à terra por um material isolante de baixa perda (polietilene) colocado entre e ao redor dos condutores, em todo o seu comprimento, como ilustrado em A e B da Figura 13-19. A linha é bem flexível e é feita em forma de uma fita achatada para conveniência de instalação. A linha de condutores geminados pode ser adquirida em dois tipos: para instalação externa e para instalação interna.

A linha para instalação externa é de construção forte e foi projetada especialmente para esse fim. Como indica A da Figura 13-19, a linha

de instalação externa é caracterizada por um isolamento muito mais elevado e tem a forma ovalada a fim de que a água possa escorrer facilmente. É superior ao tipo interno porque mantém as suas características de baixas perdas sob condições atmosféricas as mais severas. Esta linha é recomendada para instalações externas onde o seu comprimento exceda de 20 pés ou onde haja necessidade de instalação horizontal. Neste caso, uma linha do tipo interno coletaria água da chuva, com consequente alteração das características da linha. A boa prática manda que todas as instalações externas sejam feitas com esse tipo de linha.

O tipo interno é de construção mais frágil e pode ser convenientemente instalado em rodapés, etc. Devido ao fato de que não precisa suportar condições atmosféricas, torna-se mais barato do que o tipo externo. Como ilustra B da Figura 13-19 esse tipo é mais achatado e contém consideravelmente menos material isolante entre e ao redor dos condutores do que a linha externa.

A linha do tipo interno não é recomendada para uso externo, porque não suportaria as intempéries sem alterar as suas características, devido à penetração de umidade.

A linha de condutores paralelos ou geminados (interna ou externa) tem a vantagem de ser de baixo custo, flexibilidade no manuseio, boas características de baixa perda e é equilibrada em relação à terra. No entanto, devido ao fato de não ser blindada, tem a desvantagem de captar ruídos eventuais e não deve ser usada em locais de muita interferência ou ruído.

A linha de transmissão do tipo blindado consta de dois condutores paralelos mantidos a uma certa distância pelo material isolante que os reveste, da mesma maneira que na linha de condutores paralelos que acabamos de explicar. No entanto, neste caso, os condutores estão contidos dentro de uma malha de cobre que os envolve a um espaçamento uniforme em toda

a sua extensão, com os condutores equilibrados em relação à terra. O lado externo da blindagem é, então, coberto com uma grossa camada de material à prova de tempo a fim de proteger o cabo da umidade e de qualquer dano físico.

A construção desse cabo blindado é ilustrada em C da Figura 13-19. Este tipo de linha é usado para instalações especiais onde se exija que a linha de transmissão não absorva energia de ruídos vizinhos ou outras interferências, nas quais o uso de uma linha não-blindada, captando ruídos e sinais de interferência, anularia o sinal captado pela antena em si. A linha blindada também é útil em instalações onde seja necessário passar a linha por um eletroduto que, pelas razões que serão discutidas mais adiante, alteraria as características da linha do tipo paralelo não blindada.

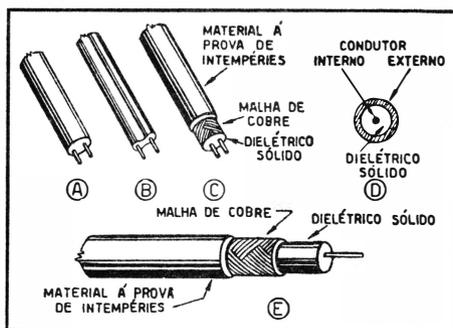


FIG. 13-19 — Tipos de linha de transmissão

A linha blindada é bem mais difícil de ser instalada, é mais cara e introduz mais perdas no sistema de antena do que a linha do tipo de dois condutores paralelos ou geminada, e deverá portanto, ser usada somente para instalações especiais. Este assunto será discutido mais amplamente quando tratarmos dos problemas de instalação.

A linha do tipo concêntrico ou coaxial também consta de dois condutores. No entanto, como indica C da Figura 13-19, um dos condutores é colocado dentro do outro condutor sendo que o condutor externo é uma blindagem total para o condutor interno. Uma vez que o condutor externo forma um círculo completo ao redor do condutor interno, com o condutor interno espaçado uniformemente do condutor externo de maneira que os seus eixos sejam os mesmos, este tipo de linha é chamado coaxial ou concêntrico. No tipo de linha coaxial usada para fins de recepção de televisão, o condutor externo consiste em fios torcidos que envolvem o condutor interno, conservando um espaçamento uniforme em toda a sua extensão. O condutor interno é suportado dentro do condutor externo por meio de um material dielétrico sólido que tem ótima característica de baixas perdas, tal como o polietilene. O condutor externo, que também age como uma blindagem para o condutor interno, é coberto com um material muito resistente às intempéries, o qual protege o cabo contra a umidade e danos mecânicos. A construção deste tipo de linha é ilustrada em E da Figura 13-19.

Certas linhas coaxiais de transmissão têm a vantagem de introduzir menores perdas no sistema de antena do que outros tipos de linhas já estudados e, também de não absorver energia de ruídos ou outras fontes de interferência. São muitos úteis nas áreas de sinal muito fraco, onde ruídos ou outras condições venham a exigir o uso de uma linha blindada. No entanto, o cabo coaxial não é equilibrado em relação à terra e isto não é aconselhável onde o circuito de entrada de antena do receptor seja simétrico, como é o caso da maioria dos receptores de televisão modernos. Também como no caso da linha blindada, é mais caro e mais difícil no seu manuseio do que o tipo de dois fios paralelos não blindados e deverá ser usado somente onde for absolutamente necessário, sob condições que serão discutidas quando os problemas de instalação forem considerados.

IMPEDÂNCIA DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO

Já é um fato conhecido que para que haja o máximo de transferência da fonte para a carga, é necessário que a impedância da fonte seja igual à impedância da carga. No caso de um sistema de antena de recepção, a antena representa a fonte ou gerador, enquanto que o circuito de entrada do receptor representa a carga. Portanto, a fim de se obter o máximo de transferência de sinal da antena para o receptor, a impedância de entrada do receptor deve ser igual à impedância central da antena. Por exemplo, se um dipolo dobrado que tem uma impedância central de 300 ohms for usado, para que se obtenha o máximo de transferência de sinal, a impedância de entrada do receptor deve também ser igual a 300 ohms. Da mesma maneira, se a impedância de entrada do receptor for de 75 ohms (como nos receptores mais antigos), para que haja o máximo

de transferência de sinal é necessário que se use um dipolo comum que tenha uma impedância central de valor similar.

No entanto, o problema não somente consiste em selecionar uma impedância de antena apropriada para se adaptar à impedância de entrada do receptor e em usar uma linha de transmissão. Um outro fator muito importante deve ser considerado e este é a impedância característica da linha de transmissão usada entre a antena e o receptor. Nas altas frequências usadas na televisão, se uma certa carga, digamos uma resistência pura de 300 ohms, for colocada no extremo de uma linha de transmissão, como ilustra a Figura 13-20, ela pode ou não aparecer como uma resistência pura de 300 ohms nos terminais A e B no outro extremo da linha (entrada); isso depende do comprimento exato e das características físicas da linha.

Toda linha de transmissão tem, além da resistência ôhmica dos condutores, as propriedades de indutância e capacitância que se manifestam nas altas frequências usadas na televisão. Estas propriedades de resistência, indutância e capacitância que são distribuídas num pedaço de linha de dois fios, são ilustradas em A da Figura 13-21. As espiras pontuadas representam a indutância de cada condutor e o seu valor depende do tamanho do condutor. Um condutor de diâmetro pequeno terá mais indutância do que um condutor de diâmetro grande. Os capacitores pontuados representam a capacitância entre os condutores no comprimento da linha. O valor desta capacitância depende do espaçamento entre os condutores e da constante dielétrica do material isolante entre eles. A resistência indicada entre os condutores representa a alta resistência de fuga, uma vez que não

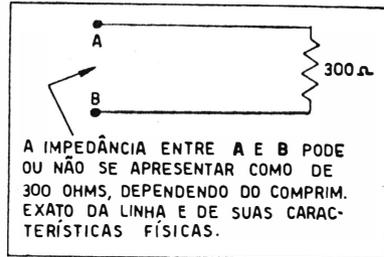


FIG. 13-20 — Impedância de entrada da linha de transmissão

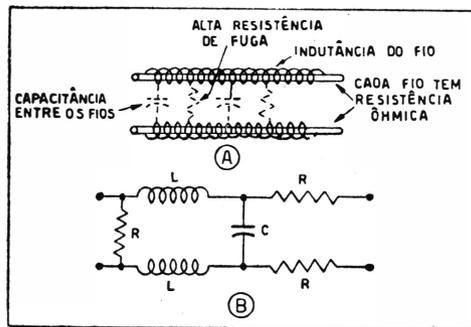


FIG. 13-21 — Constantes elétricas de uma linha de transmissão

existe isolante perfeito e, portanto, uma certa resistência de fuga existe entre os condutores. Em B da Figura 13-21 se ilustram essas propriedades de resistência, capacitância e indutância agrupadas como num circuito convencional. O valor desta indutância, capacitância e resistência depende das características físicas ou construção da linha de transmissão.

Devido a estas propriedades, cada determinado comprimento de linha de transmissão tem uma certa impedância que se manifesta nas altas frequências usadas na televisão. Esta impedância pode ser alta, baixa, resistiva, capacitiva, indutiva ou qualquer combinação destas, dependendo do comprimento da linha e de sua terminação (aberta ou em curto-circuito). No entretanto, há um va-

lor de impedância de entrada, que depende dos valores de L e C que qualquer linha de transmissão adquiere se fôr considerada como sendo infinitamente longa. Esta impedância é chamada a impedância característica da linha e seria a impedância que apareceria nos terminais A e B da Figura 13-22 se a linha de transmissão fôsse infinitamente longa (sem fim).

Esta impedância apareceria como uma resistência pura nos terminais A e B e o seu valor seria determinado pelo tamanho dos condutores, o espaçamento entre os condutores e o tipo de isolamento entre os condutores. Em outras palavras, esta impedância característica de uma linha teoricamente infinita, depende das características físicas da linha. Como foi anteriormente mencionado, esta característica física pode ser representada elêtricamente como sendo x indutância e x capacitância por unidade de comprimento de linha. Usando quantidades elêtricas a impedância característica de qualquer linha de transmissão é igual à raiz quadrada da relação da indutância

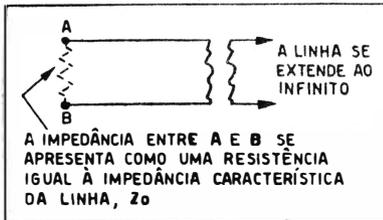


FIG. 13-22 — Impedância de linha de transmissão infinita

para a capacitância por unidade de comprimento da linha. Assim sendo Z_0 , que representa a impedância característica de uma linha de transmissão é igual a:

$$\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Usando quantidades físicas, a impedância característica de uma linha de condutores paralelos, usando ar como isolamento entre os condutores, pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{2D}{d}$$

onde Z_0 — é a impedância característica da linha, em ohms;

D — é o espaçamento entre os centros dos condutores, em polegadas;

d — é o diâmetro do condutor, em polegadas.

No caso de uma linha coaxial, a sua impedância característica, usando-se quantidades reais, pode ser determinada pela fórmula:

$$Z_0 = 138 \times \frac{K}{I} \times \log_{10} \frac{d}{D}$$

onde Z_0 — é a impedância característica da linha;

D — é o diâmetro interno do condutor externo;

d — é o diâmetro externo do condutor interno;

K — é a constante dielétrica do material isolante entre os condutores.

Como foi mencionado anteriormente, a impedância característica calculada por qualquer das fórmulas ou métodos que acabamos de dar é a impedância que apareceria nos terminais de entrada da linha se ela fôsse infinitamente longa. Esta é a impedância a que se está referindo quando se diz que uma linha tem uma impedância de 50 ohms, 75 ohms, 150 ohms, etc.

Na realidade, uma tal linha infinita é impossível de se obter.

No entretanto, se um determinado comprimento de linha, usado na prática, terminasse numa carga resistiva igual à impedância característica da linha, poder-se-ia provar que esta linha seria equivalente a uma linha infinitamente longa e que a impedância nos seus terminais de entrada seria igual a Z_0 ou à impedância característica da linha, independente do seu comprimento. Em outras palavras, a qualquer comprimento de linha pode ser emprestada a característica de uma linha infinitamente longa, bastando dar-se-lhe uma terminação igual à sua impedância característica Z_0 , como indica a Figura 13-23. Este é um fato muito importante do ponto-de-vista do casamento de impedâncias.

Suponhamos que se deseje fazer com que uma impedância de 75 ohms apareça nos terminais de entrada de uma linha de aproximadamente 100 pés de comprimento. Um método que pode ser usado seria o uso de uma linha de transmissão de qualquer impedância característica e o ajuste cuidadoso de seu comprimento de maneira que êle fôsse algum múltiplo do meio comprimento de onda na frequência de operação da linha, como em A da Figura 13-24.

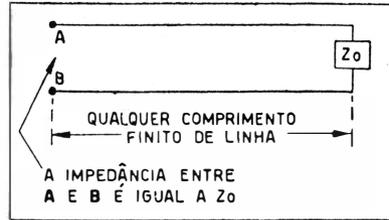


FIG. 13-23 — Circuito equivalente de uma linha infinita

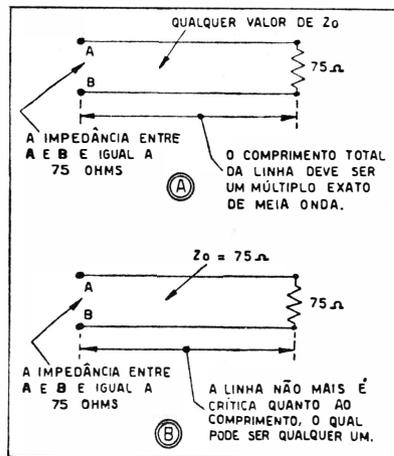


FIG. 13-24 — Linha de transmissão ressonante e não-ressonante

Se a linha fôr de qualquer outro comprimento ou se a frequência de operação mudar, então a carga de 75 ohms na extremidade de saída da linha não será igual à de 75 ohms nos terminais de entrada.

Este método é muito inconveniente para linhas de transmissão de recepção de televisão, uma vez que a linha é ressonante, o que faz com que o seu comprimento e a sua frequência de operação sejam muitos críticos.

Um método muito mais aconselhável para fazer com que a impedância nos terminais de saída de uma linha de transmissão seja o mesmo que nos terminais de entrada é a seleção de uma linha com impedância característica apropriada. No caso de uma carga de 75 ohms, uma linha de transmissão tendo uma impedância característica Z_0 de 75 ohms deverá ser usada, como

indica **B** da Figura 13-24. Quando a carga na extremidade de saída da linha de transmissão for igual à impedância característica da linha, então deixam de ser críticos o comprimento da linha e a sua frequência de operação, e a linha é considerada como sendo não-ressonante.

Do que foi exposto, fica evidente que se se desejar obter o máximo de transferência de sinal da antena para o receptor, sem se levar em consideração o comprimento da linha e a sua frequência de operação, então a impedância característica da linha de transmissão deve ser igual à impedância da antena e do receptor. Esta condição é ilustrada na Figura 13-25, onde um receptor que tem uma impedância de entrada de 300 ohms está ligado a um dipolo dobrado que tem uma impedância central de 300 ohms. Pode-se notar que a impedância característica da linha de transmissão é também de 300 ohms, que é o valor correto para fazer com que a impedância de carga de 300 ohms do receptor se apresente como de 300 ohms nos terminais de entrada da linha de transmissão. Uma vez que os terminais de entrada da linha de transmissão são ligados à impedância de 300 ohms da antena, há uma perfeita adaptação de impedâncias entre o receptor e a antena. Quando a linha é terminada na sua impedância característica, o seu comprimento não é crítico, podendo ser instalada em qualquer comprimento sem alterar a adaptação de impedâncias.

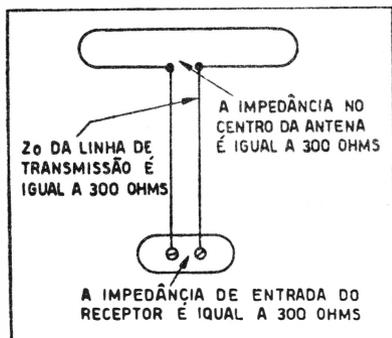


FIG. 13-25 — Casamento adequado entre antena, linha de transmissão e receptor

A importância que há em fazer com que a impedância característica da linha de transmissão se adapte perfeitamente à impedância de entrada do receptor, de maneira a proporcionar o "casamento" de impedâncias adequado entre a antena e o receptor, foi estudada unicamente do ponto-de-vista de proporcionar o máximo de transferência de sinal. Este assunto é muito importante, especialmente nas áreas de sinal fraco, onde se precisa tirar o máximo de proveito do pouco sinal que houver. No entretanto, há uma outra consideração que é muito mais importante do ponto-de-vista da qualidade da imagem. Esta é o efeito, na imagem, de ondas estacionárias geradas na linha de transmissão quando a impedância de entrada do receptor não se adapta perfeitamente à impedância característica da linha. Uma falta de adaptação entre a impedância característica da linha e a impedância de entrada do receptor faz com que haja um retorno de energia reativa que vai e vem na linha (reflexos) o que vai prejudicar as propriedades do sinal original captado pela antena e resulta em qualidade deficiente da imagem.

REFLEXOS E ONDAS ESTACIONÁRIAS

Estudamos anteriormente que a impedância de entrada de uma linha infinitamente longa, teoricamente, é resistiva, e que esta impedância é igual à impedância característica da linha, que é determinada pelas características físicas da mesma. Se um sinal fosse injetado em uma tal

linha infinitamente longa, o sinal se propagaria ao longo de todo o seu comprimento e seria dissipado pela resistência da linha. Uma vez que o sinal seria inteiramente dissipado pela linha, não haveria nada para ser refletido nela e por isso não existiriam ondas estacionárias nesta linha. A corrente e a tensão em tal linha estariam em fase em todo o seu comprimento, uma vez que a impedância ao sinal apareceria como resistência pura.

A equivalente de uma linha infinitamente longa pode ser obtida terminando um certo comprimento de linha numa carga resistiva que seja igual à impedância característica da linha. A energia injetada num certo comprimento de linha terminada por uma carga resistiva igual à impedância característica da linha, será absorvida na mesma proporção com que o faria uma linha que fosse infinitamente longa, nem mais nem menos. Um sinal injetado numa tal linha será completamente absorvido pela impedância de carga, e como resultado, não haverá sinal refletido da extremidade de saída da linha para produzir ondas estacionárias. Uma vez que a impedância de carga de uma linha com adequada terminação se apresenta como uma resistência pura perante o sinal, a tensão e corrente estarão em fase. Não haverá energia reativa se propagando em ambas as direções na linha e esta é considerada como sendo não-ressonante. Esta é a condição ideal para as linhas de transmissão usadas em sistemas de antena na recepção de televisão.

No entretanto, por outro lado, se a linha não fôr terminada na sua impedância característica, então a linha não terá características de comprimento infinito e todo o sinal injetado nela não será absorvido pela carga como dantes. A carga não será como uma resistência pura, mas terá um componente reativo, ou capacitivo ou indutivo, dependendo do comprimento exato da linha e da relação entre os valores da porção resistiva da carga, a diferença no tempo de chegada do sinal original e da porção do sinal não absorvido pela carga, que será refletida na linha como uma energia reativa; a combinação do sinal que vem da antena para a linha com a energia refletida pela carga (terminal de saída) produzirá ondas estacionárias na linha.

Êstes sinais refletidos podem destruir a clareza da imagem, uma vez que a porção do sinal original não absorvida pela carga está sendo refletida para trás e para frente na linha. Se a linha de transmissão fôr longa, a diferença no tempo de chegada do sinal original e a porção do sinal refletido na linha causará uma distorção do sinal original. Uma vez que a propagação do sinal refletido se processa do receptor para a antena e novamente para o receptor, a diferença de tempo ou o grau de deslocamento da imagem na tela, entre a imagem original e a imagem refletida, será o tempo necessário para o sinal refletido percorrer duas vezes a linha de transmissão. Quanto maior fôr a linha de transmissão, portanto, maior será o grau desse deslocamento, se houver reflexos presentes na linha de transmissão.

RELAÇÃO DE ONDA ESTACIONÁRIA

A relação de onda estacionária em uma linha de transmissão vem a ser a relação entre os valores da impedância característica da linha e da impedância de carga. Isto é, a relação da onda estacionária:

$\frac{Z_s}{Z_t}$ onde Z_s é a impedância característica da linha e Z_t é a impe-

dância de carga ou de terminação. Daí pode-se deduzir que quando a relação da onda estacionária fôr unitária, teremos uma adaptação perfeita entre a impedância característica da linha e a impedância de carga. Desnecessário é dizer-se que a relação de onda estacionária na linha de transmissão de um sistema de antena para recepção de televisão deve ser o mais aproximada possível da unidade, se se quiser evitar a formação de reflexos indesejáveis.

Podemos dizer nesta altura que, a fim de evitar reflexos na linha é sòmente necessário que a impedância de entrada do receptor se adapte à impedância característica da linha de transmissão. Por exemplo, se a impedância de entrada do receptor se adapta à impedância característica da linha, mas a impedância da antena não se adapta à da linha, não haverá formação de reflexos, uma vez que a impedância de entrada do receptor termina a linha na sua impedância característica e, portanto, absorve tóda a energia enviada pela linha. No entanto, se não houver uma perfeita adaptação de impedâncias da antena com a linha de transmissão, haverá perdas na transferência de sinal da antena para a linha de transmissão.

Nunca será demais insistir no fato de que, para se obter ótimos resultados do sistema de antena, a impedância da antena deve ser igual à impedância de entrada do receptor, e, também, que a impedância característica da linha de transmissão deve ser igual a essa mesma impedância. Qualquer grande variação disso resultará em: primeiro — uma perda de sinal, se uma delas ou ambas (a impedância da antena e a impedância de entrada do receptor) não se adaptarem à impedância da linha; e, segundo — perda de sinal e presença de reflexos indesejáveis na linha se a impedância de entrada do receptor não se adaptar à da linha (ainda que a impedância da antena se adapte à da linha).

PERDAS NA TRANSMISSÃO

Os termos "perdas na transmissão" usados aqui referem-se à perda de sinal que pode ocorrer de várias maneiras. Primeiramente, há a perda na linha que é proporcional a seu comprimento. Esta perda é devida principalmente à perda dielétrica do material isolante usado para separar os condutores, e cresce com a frequência. Esta perda é expressa como tantos decibels de atenuação para cada 100 pés, a uma dada frequência. Por exemplo, a perda ou atenuação por 100 pés para a linha do tipo externo de condutores paralelos, tendo uma impedância característica de 300 ohms é de aproximadamente 1 dB por 100 pés, a uma frequência de 100 MHz. Em 50 MHz essa atenuação é de aproximadamente 0,7 dB. Em 200 MHz esta atenuação é de aproximadamente 1,5 dB por 100 pés. A atenuação por 100 pés em 50 MHz para o tipo da linha de transmissão blindada, tendo uma impedância característica de 100 ohms é de aproximadamente 2 dB.

Deve-se notar que a atenuação no tipo de linha de transmissão blindada em 50 MHz é aproximadamente 3 vezes maior do que na linha ge-

minada do tipo externo. Portanto, a linha de condutores paralelos (geminada) deve ser usada sempre que possível, a fim de limitar ao mínimo as perdas de transmissão. Para exemplo de como essa atenuação normal de linha pode reduzir seriamente o sinal, suponhamos que 500 pés de linha do tipo blindado sejam usados entre a antena e o receptor. Suponhamos, ainda, que a antena esteja injetando 500 microvolts de sinal na linha de transmissão e que o receptor esteja operando no canal 2, (54-60 MHz). Considerando que em 60 MHz a atenuação normal desta linha é um pouco maior que 2 dB por 100 pés, segue-se que a atenuação total para os 500 pés de linha será de, pelo menos, 5×2 ou 10 dB. Uma atenuação de 10 dB representa uma redução de sinal de 3:1 entre a antena e o receptor, com o resultado de que somente 500/3, ou 167 microvolts de sinal chegarão ao receptor. Dêste exemplo, pode-se deduzir que é necessário manter a linha com o menor comprimento possível e usar um tipo de linha que tenha o mínimo de atenuação, tanto quanto fôr possível, a fim de se obter o máximo de sinal no receptor.

Como mencionamos anteriormente, uma falta de adaptação de impedâncias entre a antena, o receptor e a linha de transmissão também introduz perdas na transmissão. Todos três valores de impedâncias devem ser iguais a fim de se obter o máximo de transferência de sinal da antena para o receptor. Ainda que estas impedâncias possam estar perfeitamente adaptadas em uma determinada frequência, uma certa falta de adaptação ocorrerá entre a antena e a linha de transmissão quando se estiver operando numa ampla faixa de frequências.

No entretanto, não haverá falta de adaptação de impedâncias entre a linha de transmissão e o receptor à proporção que a frequência de operação varia, desde que o circuito de entrada de antena seja, naturalmente, construído de maneira que mantenha uma impedância de entrada constante em todas as frequências. A perda na transmissão introduzida pela falta de adaptação de impedâncias entre a antena e a linha de transmissão, quando em operação numa ampla faixa de frequências se ilustra com o seguinte exemplo: Suponhamos que uma linha de transmissão que tenha uma impedância de 300 ohms esteja ligada a um receptor que tenha uma impedância de entrada de 300 ohms. Suponhamos, ainda, que um dipolo dobrado seja usado, o qual é ressonante em meia onda em 65 MHz. Uma vez que a impedância de um dipolo dobrado é de 300 ohms nesta frequência, o máximo de transferência de sinal ocorrerá em 65 MHz, onde a impedância da antena é exatamente adaptada à impedância de 300 ohms da linha de transmissão. Esta condição é indicada pelo ponto (1) da Figura 13-26.

A Figura 13-26 indica a atenuação aproximada do sinal, em dB, introduzida pela falta de adaptação de impedâncias entre o dipolo dobrado e a linha de transmissão na faixa de frequências de aproximadamente 54 até 216 MHz. A proporção que a frequência de operação difere de 65 MHz, a impedância central da antena também muda, e por isso uma adaptação perfeita entre a antena e a linha de transmissão deixa de existir; portanto, a antena não transfere o máximo possível de sinal para o receptor e há uma perda de sinal no sistema de antena, a qual depende do grau de falta de adaptação entre a antena e a linha de transmissão. Se uma

antena de alto Q (faixa estreita) fôsse usada ao invés de um dipolo dobrado, a impedância central da antenna aumentaria rapidamente nas frequências fora da de ressonância e a perda devida a uma falta de adaptação seria alta nestas frequências. Considerando que a antenna do tipo dipolo dobrado tem características de faixa ampla, sua impedância central não se desviará muito em relação à sua impedância de ressonância de 300 ohms em meia onda, ao longo da faixa de frequências que se deseja cobrir.

Portanto, quando um dipolo dobrado é usado, as perdas na transmissão devidas a uma falta de adaptação de impedâncias entre a antenna e

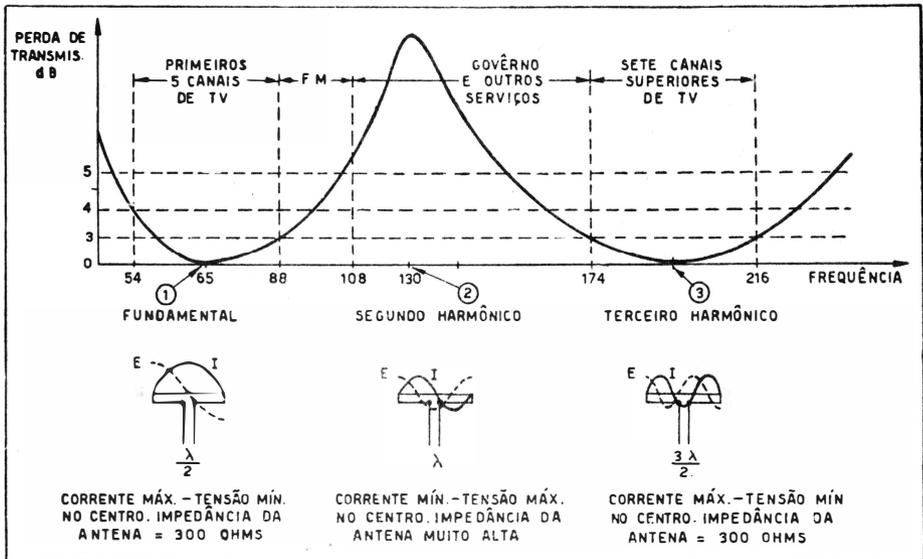


FIG. 13-26 — Perda na transmissão devida à falta de adaptação entre a antenna e a linha

o receptor não será muito grande na faixa de frequências desejada, como indica a Figura 13-26. Pode-se notar que nos primeiros cinco canais de televisão (54-88 MHz), uma ligeira perda é introduzida em ambos os lados da frequência de ressonância de 65 MHz. A perda introduzida em 88 MHz é de aproximadamente 3 dB, enquanto que a perda em 54 MHz é de aproximadamente 3,5 dB. Isto representa uma perda máxima de pouco mais de 30% em toda a faixa de frequências 54-88 MHz. Esta perda não é prejudicial se levarmos em consideração a faixa de frequências coberta e o fato de que ela aumenta gradualmente em ambos os lados da frequência de ressonância de 65 MHz. Note-se, também, que na frequência não desejada, de 88 a 174 MHz a perda se torna muito alta. Isto é devido ao fato de que a antenna está operando como uma antenna de onda completa, com uma impedância central muito alta, nesta faixa de frequências, como indica o ponto 2 da Figura 13-26. Consequentemente, a perda na transmissão introduzida por esta séria falta de adaptação de impedâncias se torna bem alta. Isto é vantajoso do ponto de vista de atenuar estes sinais o máximo possível, a fim de diminuir o seu efeito em alguns dos canais de televisão.

Na faixa de frequências coberta pelos sete canais superiores de televisão, 174-216 MHz, a antena opera como antena de 1 e meia ondas e a sua impedância central é bem perto de 300 ohms em 195 MHz. O mínimo de perda nos canais superiores ocorre em aprox. 195 MHz, como indica o ponto 3, e essa perda aumenta gradualmente em ambos os lados desta frequência. Como no caso dos canais inferiores, o máximo de perda nos canais superiores (174-216 MHz) é somente pouco mais do que 30%.

A fim de manter ao mínimo as perdas na transmissão, e para que se obtenha o máximo de transferência de sinal da antena para o receptor, os seguintes requisitos devem ser preenchidos:

1. A impedância característica da linha de transmissão deve se adaptar à impedância de entrada do receptor.
2. A antena deve ser construída de maneira que a sua impedância central se adapte à impedância da linha de transmissão na faixa de frequências desejada.
3. O comprimento da linha de transmissão deve ser conservado o menor possível, a fim de manter ao mínimo a perda normal na linha. Uma linha de transmissão de boa qualidade deve ser usada; seu isolante deve ter uma baixa perda dielétrica.
4. A linha de transmissão deve ser instalada de tal maneira que a impedância característica em todo seu comprimento não seja alterada de forma alguma.

5 — INSTALAÇÃO DE ANTENAS DE TELEVISÃO

Há uma série de fatores que devem ser considerados numa instalação de antena de televisão. Tudo que foi dito nos parágrafos anteriores sobre a teoria básica das antenas dipolo e linhas de transmissão se aplica diretamente a qualquer instalação. No entanto, os tipos de antenas usados, como, também, os de linhas de transmissão, variam consideravelmente, dependendo de vários fatores que são determinados por condições locais.

Alguns dos fatores que devem ser levados em consideração na determinação do tipo de antena e linha de transmissão a ser usados numa determinada instalação são:

1. Se a antena fica localizada numa área onde seja boa a intensidade de sinal, de 5 000 microvolts, ou mesmo mais.
2. A proximidade da antena de fontes de interferências artificiais.
3. Se os canais de frequências altas e baixas estão localizados mais ou menos na mesma direção da antena de recepção ou se estão espalhados sobre a grande área.
4. Se a antena fica localizada numa área de pouca intensidade de sinal, menor do que 5 000 microvolts.
5. Se a antena fica localizada numa área onde haja trajetórias múltiplas de sinal, devidas a reflexos que possam ser captados pela antena, a linha de transmissão, ou ambas.

INSTALAÇÃO BÁSICA DA ANTENA DE TELEVISÃO

Os problemas que existem numa instalação onde haja condições ideais serão considerados em primeiro lugar. Suporemos que, tanto as estações de canais de frequência baixa, como as de frequência alta estão localizadas na mesma direção; que a intensidade de sinal destas estações é boa; que não há trajetórias múltiplas devidas a reflexos; que não há interferência de sinais de F.M., etc., e que não há sérias interferências artificiais.

Uma localidade ideal como essa pode ser encontrada em uma área residencial a alguma distância dos transmissores de televisão. Uma vez que, neste caso, tôdas as estações estão favoravelmente localizadas e a intensidade do sinal é boa, sem reflexos ou interferências sérias, um tipo simples de antena dipolo dobrado pode ser usado com uma linha de transmissão geminada sem blindagem. A antena deve ser construída com um comprimento de meia onda em, aproximadamente, 65 MHz, a fim de operar como uma antena de meia onda nos canais de frequência baixa e como uma antena de 1 e meia ondas nos canais superiores, como foi estudado anteriormente com relação à antena dipolo dobrado. Supondo que a impedância de entrada do receptor seja de 300 ohms, o que geralmente acontece, para proporcionar o máximo de transferência de sinais e evitar reflexos na linha, a impedância característica da linha de transmissão também deve ser de 300 ohms.

De um modo geral, para uma instalação deste tipo, não é necessário que a antena fique a muita altura acima da terra. Uma altura de 3 a 5 metros acima do telhado, na maioria dos casos, será satisfatória. No entanto, é aconselhável que se conserve a antena tão longe quanto possível de objetos metálicos, como calhas, telhados metálicos, etc. A antena também deve ser localizada tão afastada quanto fôr possível de ruas ou estradas, de maneira a reduzir a possibilidade de interferências de sistemas de ignição de automóveis.

A antena deve ser polarizada horizontalmente pelas razões que já estudamos. Isto quer dizer que os elementos ou braços da antena devem estar horizontais ou paralelos à terra.

A fim de proporcionar captação de sinal satisfatória nos canais inferiores e superiores, uma orientação aproximada deverá ser feita na antena, como estudamos anteriormente quando da discussão do assunto sobre características direcionais da antena dipolo. Algumas das estações transmitem uma figura de prova, durante certas horas do dia, o que é muito útil para determinar a melhor orientação da antena. Há vários métodos pelos quais os resultados da orientação da antena podem ser observados. O método mais comum é observar a tela do receptor de televisão e interpretar os resultados da orientação da antena em termos de intensidade de sinal e clareza de imagem. Isto deve ser verificado em todos os canais que se deseje receber de maneira que a melhor posição da antena possa ser obtida. Quando este método de verificar a orientação fôr usado, será geralmente necessária a presença de duas pessoas para fazer a instalação, uma no telhado, junto à antena, e outra junto ao receptor. Um sistema de comunicação é necessário entre as duas pessoas. Outro

método que pode ser usado para verificar os resultados da orientação da antena é o de retificar a saída do amplificador de vídeo por meio de uma ponta de prova que pode ser convenientemente ligada ao amplificador de vídeo. A saída retificada é então levada para perto da antena por meio de uma extensão de fio e lá ligada num medidor, onde um aumento de sinal captado pela antena será indicado por um aumento de leitura no medidor. Este sistema tem a vantagem de que, geralmente, somente um homem é necessário para fazer a instalação. Além das considerações que acabamos de fazer com relação à antena e a sua colocação adequada, as seguintes precauções devem ser tomadas quando da instalação da linha de transmissão:

1. Uma vez que a linha de transmissão usada neste tipo de instalação será uma linha geminada não-blindada, ela deve ser do tipo externo, de maneira a não introduzir perdas excessivas e ondas estacionárias na linha devidas a condições atmosféricas que mudem a sua impedância característica.

2. A linha deve ficar longe de qualquer objeto metálico, tal como o suporte de metal da antena (mastro), telhados de alumínio, calhas, etc. porque se ela correr junto a uma superfície metálica, esta mudará a capacitância entre os condutores e alterará a impedância característica da linha. Isto causará uma perda de sinal e, pior que isso, causará reflexos na linha de transmissão, tornando-se impossível obter uma imagem clara e nítida.

3. A linha deve ficar longe das paredes dos edifícios (madeira ou qualquer outra) pelo menos uma polegada ou duas, mediante o uso de isoladores.

4. Não passe a linha por dentro de eletrodutos de qualquer espécie, porque isto alterará a sua impedância característica. Se houver necessidade de passar a linha por dentro de um eletroduto, deve-se usar, então, a linha blindada ou coaxial. Este assunto será discutido em maiores detalhes mais adiante.

5. A linha deve ser amarrada de tal maneira que não balance com o vento.

6. Se a linha passar por um telhado plano, verifique se está acima do nível máximo da neve, isto em climas frios.

7. Se houver necessidade de emendar a linha, tenha cuidado em manter a impedância característica da linha. Isto é feito da seguinte maneira: descascar a ponta das duas linhas cerca de meia polegada e então torcer os respectivos condutores dois a dois de maneira que o isolamento de um encoste no do outro como indica A da Figura 13-27. Se este método não for seguido e a emenda for feita descuidadamente com um espaço grande entre os condutores paralelos, como em B da Figura 13-27 a impedância da linha se modificará naquele ponto e poderão surgir reflexos.

O processo que recomendamos evitará tal espaçamento entre as linhas. Os fios expostos devem ser torcidos bem apertado, bem soldados e cortados bem curto.

8. Não pinte a linha, especialmente com tinta de zarcão ou de alumínio.

9. Nunca use as venezianas de uma janela para passar a linha para dentro da casa, porque isso alterará a impedância da linha. Em vez disso a linha deve ser passada através de um orifício na bandeira da janela ou na parede. Em alguns casos, a linha dentro da casa (linha interna) pode passar pelo peitoril da janela de maneira que a janela se feche em cima dela, desde que a estrutura seja de madeira. A linha interna mais fina, depois de ter passado pelo peitoril da janela pode então ser emendada com a linha externa. Não passe a linha sobre uma janela metálica.

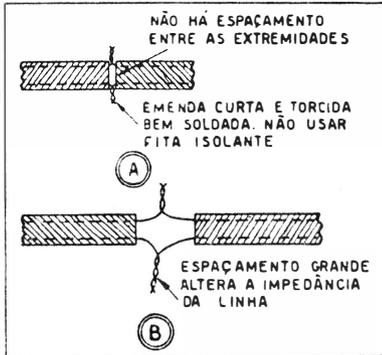


FIG. 13-27 — Emenda correta (A) e incorreta (B) da linha

10. O tipo de linha interna não deve ser usado externamente, exceto em comprimentos muito pequenos e verticais.

11. O tipo de linha interna nunca deve passar por baixo de um tapete com uma extensão superior a 1,5 metros, por

que isto mudará a impedância da linha. No entretanto, o tipo de linha externa pode passar por baixo de um tapete por uma distância até 6 metros sem que haja séria mudança de impedância.

12. Quando estiver instalando a linha interna ela pode ser pregada com taxinhas pelo rodapé; use porém taxinhas com cabeça pequena, empregando-as no menor número possível, — somente o absolutamente necessário. A linha será superior, elêtricamente, se ficar um pouco suspensa entre cada taxinha, quer dizer, é melhor do que firmá-la contra a superfície de madeira. Melhor ainda, use isoladores suporte para êsse fim.

13. Não estenda a linha ao redor de canos, radiadores de calor e outros objetos de metal: conserve-a longe destes.

14. Não deixe nenhum excesso de linha enrolada perto do receptor. Deixe somente o suficiente para fazer a ligação aos terminais de antena do receptor e para afastar o receptor da parede para consêrtos, etc.

O uso de pára-raios é recomendado e, em muitos casos, necessário onde a antena for montada externamente. No entretanto, pára-raios construídos para antenas comuns não são adequados para antenas de televisão, porque êles mudarão consideravelmente a impedância característica da linha. E' necessário usar-se um tipo especial de pára-raios, que não muda a impedância característica da linha e que também proteje ambos os lados da linha (tipo dois polos). As ligações de um pára-raios construído especialmente para antenas de televisão vêem-se na Figura 13-28. Existem 3 terminais; os terminais externos se ligam a cada lado da linha, enquanto que o terminal do centro é ligado à terra, preferivelmente a um cano de água. A fim de não mudar a impedância característica da linha, é necessário que se sigam cuidadosamente as instruções que acom-

panham o pára-raios para a sua ligação adequada na linha. Além do pára-raios, o mastro da antena deve ser ligado a uma boa terra com um fio grosso, pelo menos fio 8.

A colocação do receptor dentro de casa é também de alguma importância e os seguintes fatores devem ser considerados:

1. Sempre que possível, o receptor deve ser localizado de maneira que a linha de transmissão seja o mais curta possível.

2. Acessibilidade a uma tomada de corrente.

3. O receptor deve ser localizado de tal maneira que a iluminação da sala durante o dia ou durante a noite possa ser controlada facilmente. Se a iluminação durante o dia não puder ser controlada facilmente coloque o receptor em tal posição que a luz proveniente de uma janela não caia diretamente em cima da tela da válvula de imagem.

Durante a noite não é necessário desligar tôdas as luzes quando estiver assistindo a um programa. Na realidade, é interessante ter uma luz fraca caindo sobre a tela, de maneira a reduzir a possibilidade de fadiga dos olhos.

4. Deixe um espaço de, pelo menos, 7,5 cm entre a parede e o receptor, o que proporciona boa ventilação e melhor reprodução de som.

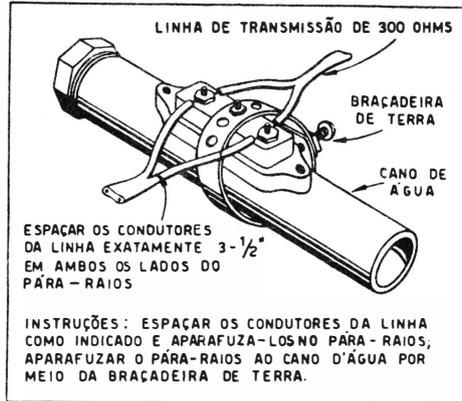


FIG. 13-28 — Ligação do pára-raios

NECESSIDADE E USO DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO DO TIPO BLINDADO

No exemplo que acabamos de apresentar sobre uma instalação básica de antena de televisão, foi recomendado o uso de uma linha do tipo não blindado, porque partimos do pressuposto de que as condições eram ideais, sem ruídos ou outros sinais presentes que pudessem ser captados pela linha de transmissão. No entanto, em muitos casos, a antena em si pode estar localizada em posição ideal para o máximo de captação de sinal e mínima captação de ruídos, porém a linha de transmissão pode estar perto de fontes de interferências artificiais. Tal condição geralmente ocorre em edifícios de apartamentos, instalações em edifícios altos e comerciais onde há necessidade de uma linha de transmissão bem comprida e existe grande quantidade de interferências artificiais no próprio edifício. Em tais casos, é necessário o uso de uma linha de transmissão blindada. Existem vários tipos de linhas blindadas, não equilibradas (linhas coaxiais) e equilibradas (linhas blindadas) como vimos quando tratamos das linhas de transmissão. O tipo de linha blindada a ser usado depende de alguns fatores, tais como a quantidade de atenuação que pode

ser tolerada na linha, custo, facilidade de instalação, e impedância de entrada do receptor.

Supondo que a impedância de entrada do receptor seja de 300 ohms, equilibrada em relação à terra, a linha do tipo blindado, que também é equilibrada para a terra, deverá ser usada na maioria dos casos. O tipo de linha equilibrada proporciona maior imunidade contra ruídos, uma vez que ambos os condutores são blindados e não alteram a simetria do circuito de entrada do receptor.

Este tipo de linha pode ser adquirido em dois valores de impedância, 95 ohms e 300 ohms. A perda em dB por 100 pés (atenuação) em qualquer dos casos é aproximadamente a mesma, sendo de 3,4 dB em 100 MHz para a linha de 300 ohms, e de 3,6 dB para a linha de 95 ohms. A linha de 300 ohms tem a vantagem de proporcionar uma adaptação direta para a impedância de entrada de 300 ohms usada na maioria dos receptores de televisão e também com a impedância central de 300 ohms do dipolo dobrado, como indica A da Figura 13-29. Pelo fato de não ser necessário o uso de um sistema adaptador de impedâncias, que introduz perdas, com a linha de 300 ohms, ela deve ser usada nos casos em que a atenuação total do sistema deva ser levada em consideração. No entanto, é muito mais cara do que a linha de 95 ohms blindada. Nos casos em que haja grande intensidade de sinal na antena e a atenuação introduzida por um sistema adaptador de impedâncias não tenha importância, será vantajoso, de um ponto-de-vista econômico, usar a linha de 95 ohms, que é mais barata. Quando uma linha de 95 ohms de impedância for usada para alimentar um receptor de 300 ohms de entrada, um sistema especial de adaptação de impedâncias, por meio de resistores, deve ser instalado entre a linha e o receptor, de maneira a evitar reflexos indesejáveis devidos à falta da adaptação de impedância entre o receptor e a linha de transmissão, como foi anteriormente demonstrado. Tal sistema de adaptação de impedâncias, com os seus valores, é ilustrado

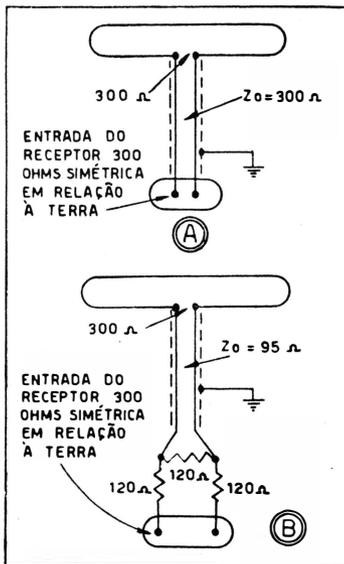


FIG. 13-29 — Métodos de ligação de uma linha blindada do tipo equilibrado (dupla)

na Figura 13-29 (B). Resistores de carvão devem ser usados, a fim de causar o mínimo de efeito indutivo. Não há necessidade de um sistema adaptador de impedâncias entre a antena e a linha, porque uma falta de adaptação neste ponto apenas reduz a quantidade de sinal transferido. Considerando que não haverá ondas estacionárias devidas a esta falta de adaptação (como seria o caso de uma falta de adaptação no extremo da linha que é ligado ao receptor), o sistema de resistências para adaptação de impedância é omitido, porque o seu efeito seria apenas de reduzir ainda mais a transferência de sinal.

Uma vez que o adaptador resistivo colocado entre a linha e o receptor, e a falta de adaptação de impedâncias na antena reduzirão o sinal consideravelmente, a linha de 95 ohms deve ser usada somente onde houver abundância de sinal captado pela antena. Não sendo assim, a linha blindada de 300 ohms é mais aconselhável. Nos locais onde o sinal captado pela antena for muito fraco, e onde, por causa de condições de ruído, for necessário o uso de uma linha blindada, a atenuação introduzida pelas linhas blindadas de 300 ou de 95 ohms seria muito grande para ser desprezada. Neste caso, um cabo coaxial de baixa perda, como o do tipo RG17/U, deverá ser usado em conjunto com um transformador adaptador de impedâncias especial. A impedância característica do tipo RG17/U é de 52 ohms e a sua atenuação por 100 pés em 100 MHz é de apenas 0,85 dB. Esta é ainda menor do que a perda por 100 pés para a linha não blindada de dois condutores. Uma vez que a impedância do cabo RG17/U é de somente 52 ohms, ela é adaptada à impedância de 300 ohms por meio de um transformador especial de adaptação de impedâncias de 50/300, o qual tem uma característica de ampla faixa de frequências. Este transformador proporciona uma adaptação de impedâncias uniforme para todos os canais, com uma perda muito baixa. Também permite a ligação de uma linha não equilibrada a um circuito simétrico. Um sistema de adaptação de impedâncias a resistências não poderia ser usado neste caso devido às grandes perdas por ele introduzidas.

Além de impedir a captação de ruídos pela linha, a linha blindada é muitas vezes usada para evitar que, sendo ela de grande comprimento capte os sinais de televisão que estariam ligeiramente fora de fase com os sinais captados pela antena. Isto acontece quando uma linha não-blindada, de comprimento grande, é usada numa área onde haja grande intensidade de sinal; esse efeito produzirá imagens fantasma ou desfocalização da imagem. Este ponto será discutido com mais detalhes quando tratarmos de reflexos e imagens fantasma.

Há ainda outra utilidade para o tipo de linha blindada em instalações onde, por qualquer razão, a linha tenha que passar por dentro de um eletroduto. Devido ao fato de que, se passarmos uma linha não-blindada por dentro de um eletroduto as suas características de impedâncias serão seriamente afetadas, é necessário usar este tipo de linha blindada para instalações dessa natureza. Neste caso, se as perdas de linha e a necessidade de uma linha simétrica (do ponto-de-vista de mínima captação de ruídos) não forem fatores importantes, será viável o uso de uma linha coaxial de alta perda, como a do tipo RG59/U, ao invés do tipo de linha blindada. Este tipo de linha tem uma impedância característica de 73 ohms e quando é usado com um receptor que tenha um circuito de entrada com impedâncias de 300 ohms, um sistema de adaptação de impedâncias a resistências, como o que ilustra a Figura 13-30, deverá ser empregado.

Os tipos de linha de transmissão blindadas devem ser ligados à terra em vários pontos do seu comprimento, a fim de evitar ao máximo a captação de sinais indesejáveis. Além disso, se a blindagem da linha na extremidade que ingressa no receptor for totalmente ligada à terra, tal providência constituirá uma proteção adequada contra os raios.

CAPTAÇÃO DE SINAIS DE TRAJETÓRIAS MÚLTIPLAS OU REFLETIDAS

O próximo tipo de instalação a ser considerado é aquele em que haja a possibilidade de aparecerem imagens múltiplas ou "fantasmas" na tela, devido a sinais com trajetórias múltiplas, ou sinais refletidos. Como foi previamente dito, os sinais de televisão têm a característica de ser refletidos por grandes obstáculos como altos edifícios e montanhas que estejam na trajetória do sinal, da mesma maneira pela qual as ondas de luz são refletidas, como ilustra a Figura 13-5. Esta característica pode fazer com que dois ou mais sinais do mesmo transmissor sejam captados pela antena de recepção.

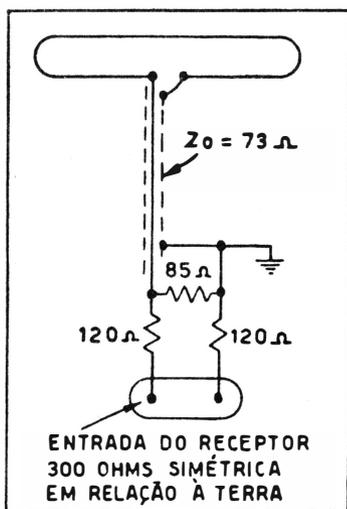


FIG. 13-30 — Método de ligação de uma linha coaxial de 73 ohms

Considerando que as trajetórias destes sinais terão comprimentos diferentes, como indica a Figura 13-5, haverá uma diferença de tempo na sua chegada à antena de recepção, com os sinais refletidos chegando depois do sinal direto, uma vez que eles têm que fazer uma trajetória mais longa. Isto será a causa de imagens múltiplas ou fantasmas aparecerem na tela, sendo que a imagem refletida e indesejável estará deslocada para a direita da imagem direta, como indica a Figura 13-31. Estas imagens refletidas podem ser positivas ou negativas, dependendo da relação de fase de R. F. entre os sinais refletidos e diretos, e podem variar em intensidade desde um nível igual àquê do sinal direto até um nível tão fraco que dificilmente será notado. A imagem fantasma pode estar deslocada da imagem direta somente por uma quantidade muito pequena, ou por vários centímetros, o que depende da diferença de tempo na chegada dos dois sinais. Considerando que o feixe de varredura da válvula de imagem se movimentava da esquerda para a direita, a uma velocidade muito grande durante o traçado de uma imagem, a diferença de tempo entre a chegada do sinal direto e do sinal refletido não precisa ser muito grande para causar um deslocamento notável. Na realidade, a diferença de tempo não precisa ser de mais do que alguns milionésimos de segundo, como será demonstrado mais tarde. A imagem causada pelo sinal refletido é deslocada para a direita da imagem direta, porque aquele chega ligeiramente depois que o feixe começou o seu traçado da esquerda para a direita. Uma vez que os detalhes da imagem refletida são idênticos aos do sinal que chegou

Considerando que as trajetórias destes sinais terão comprimentos diferentes, como indica a Figura 13-5, haverá uma diferença de tempo na sua chegada à antena de recepção, com os sinais refletidos chegando depois do sinal direto, uma vez que eles têm que fazer uma trajetória mais longa. Isto será a causa de imagens múltiplas ou fantasmas aparecerem na tela, sendo que a imagem refletida e indesejável estará deslocada para a direita da imagem direta, como indica a Figura 13-31. Estas imagens refletidas podem ser positivas ou negativas, dependendo da relação de fase de R. F. entre os sinais refletidos e diretos, e podem

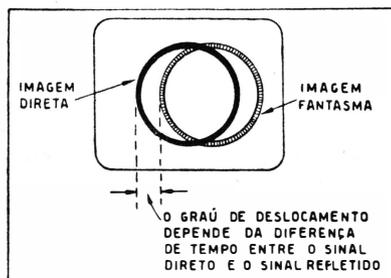


FIG. 13-31 — Imagem fantasma na tela

em primeiro lugar, diretamente, segue-se que a imagem refletida será exatamente igual à imagem direta, a não ser pelo fato de que estará deslocada um pouco para a direita da imagem direta.

Sinais refletidos ou de trajetórias múltiplas são mais comuns em áreas grandemente urbanizadas onde a intensidade do sinal é grande e há muitas estruturas altas. Uma vez que há muitas combinações possíveis entre a posição relativa dos edifícios ou outros objetos de onde o sinal é refletido, e o transmissor de televisão, e o receptor, não pode haver uma regra específica que possa ser estabelecida e que venha a evitar que esses sinais sejam captados pela antena. No entretanto, este problema pode ser resolvido, ou pelo menos grandemente atenuado, pela escolha de uma antena apropriada e a sua cuidadosa instalação, e orientação.

Nos casos em que os sinais refletidos chegam ao receptor por um lado, como ilustra A da Figura 13-22, eles podem ser minorados pela orientação da antena, como em B da Figura 13-32. Pode-se notar que a extremidade da antena (ponto de menor captação) está apontada na direção do sinal refletido, enquanto que a face da antena está na direção do sinal direto. Se este método não reduzir suficientemente a captação do sinal refletido, talvez seja necessária a instalação de um outro elemento de antena conhecido como refletor. O uso de um refletor aumenta a característica direcional da antena (diminui o ângulo de captação), aumenta a captação de sinal na direção desejada e aumenta a relação de sensibilidade entre a parte posterior e a anterior, reduzindo grandemente a resposta a sinais que cheguem de uma direção que esteja diretamente por trás do dipolo receptor. Um refletor é simplesmente uma outra barra colocada em paralelo e diretamente atrás do dipolo receptor. O elemento refletor é geralmente 5% mais comprido do que o dipolo receptor e colocado a uma distância de $\frac{1}{4}$ de onda atrás do dipolo receptor, como ilustra a Figura 13-33. Sem o refletor, a antena dipolo responde igualmente aos sinais que chegam de ambas as direções que estão a ângulos retos com as faces da antena, como ilustra a Figura 13-12. No entretanto, o uso de um refletor aumenta a resposta na direção em frente do dipolo receptor, e em ângulo reto com sua face, e reduz grandemente a resposta a qualquer sinal que venha de uma direção atrás do dipolo receptor, como ilustra a Figura 13-34.

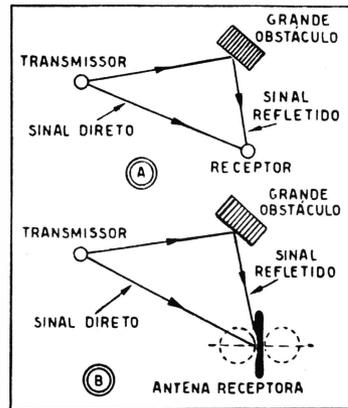


FIG. 13-32 — Sinal refletido chegando por um lado

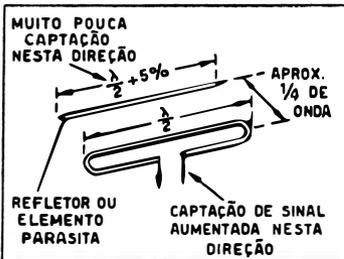


FIG. 13-33 — Dipolo dobrado com refletor

ângulo de captação, o que é desejável para minorar o problema de reflexos do tipo que acabamos de considerar.

Outro tipo de problema de reflexo é aquele em que o sinal refletido chega por trás da antena, como indica A da Figura 13-35. Neste caso, o uso de um refletor, como indica B da Figura 13-35, evitará, ou pelo menos, diminuirá grandemente a captação de um sinal refletido nesta direção.

Provavelmente, o tipo de reflexos mais difícil de eliminar, é aquele que chega à antena de recepção na mesma direção do sinal direto. Esta condição é ilustrada em A da Figura 13-36. Talvez o único meio de minorar este tipo de reflexo seja aumentar a característica direcional da antena (diminuir o ângulo de captação) por meio do uso de um refletor e de um diretor.

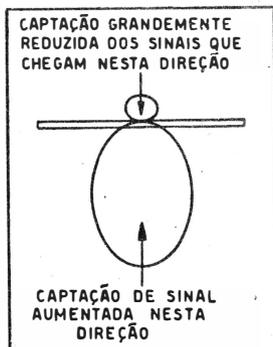


FIG. 13-34 — Efeito do refletor na característica direcional horizontal

Se o ângulo entre o sinal refletido e o sinal direto não for muito pequeno, o sinal refletido pode, muitas vezes, ser atenuado a um ponto tolerável por este método. O diretor é outra barra que é colocada paralelamente ao dipolo principal e diretamente em frente a ele, como na Figura 13-37. O elemento diretor é geralmente 5% mais curto do que o dipolo receptor e é colocado a uma distância de aproximadamente $\frac{1}{4}$ de onda em frente a ele, isto é, na direção da recepção desejada. Uma vez que este tipo de antena tem uma amplitude de faixa estreita, ele cobrirá apenas alguns canais adjacentes. Se se desejar cobrir uma ampla faixa de frequências com este tipo de antena, será talvez necessário o uso de várias antenas com algum sistema de comutação no receptor.

Num local onde existem vários sinais refletidos oriundos de direções diferentes, como indica A da Figura 13-38, talvez haja necessidade de orientar a antena para captar um dos sinais refletidos, ao invés do sinal direto, como ilustra B da Figura 13-38. Neste caso o sinal direto e os sinais refletidos que vêm de uma mesma direção (a mesma que a do sinal direto), chegam pela parte de trás da antena, enquanto que um dos sinais refletidos está sendo captado pela parte fronteira da antena. Um dipolo com refletor e diretor oferecerá atenuação considerável, neste caso, do sinal direto e dos sinais refletidos chegando pela parte traseira da antena, e proporcionará um aumento de captação do sinal refletido que atinge a antena pela parte da frente.

Nos casos em que o sinal direto é bloqueado por uma estrutura que se interpõe, talvez seja possível tirar proveito de um sinal refletido, como ilustra a Figura 13-39, a fim de proporcionar recepção satisfatória.

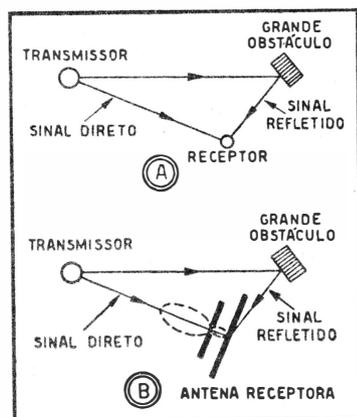


FIG. 13-35 — Sinal refletido chegando por trás da antena

Em locais onde o sinal refletido é forte, é necessário usar-se uma linha de transmissão do tipo blindada, porque os sinais captados por uma linha de transmissão não blindada anulariam os bons resultados de uma antena devidamente orientada. Da mesma maneira, nos locais onde o receptor está colocado relativamente perto do transmissor, o uso de uma linha não blindada poderá causar o aparecimento de imagens fantasma na tela, ainda que não haja sinais refletidos por perto. Isto acontece quando uma linha de transmissão não blindada e de comprimento grande é usada e há captação considerável de sinal direto na extremidade da linha que é ligada ao receptor, como ilustra a Figura 13-40. Neste caso, o sinal direto captado pela linha de transmissão fará com que uma imagem apareça à esquerda da tela, enquanto que o sinal captado pela antena aparecerá à direita. Esta imagem fantasma, devido à captação do sinal direto pela linha de transmissão, será consideravelmente mais fraca do que o sinal captado pela antena própria dita, mas aparecerá à esquerda da imagem mais forte. Esta condição é justamente oposta à da imagem fantasma comum que aparece à direita do sinal mais forte. A razão disto é que, devido ao grande comprimento da linha de transmissão, o sinal direto captado pela antena chegará ao receptor pouco mais tarde do que o sinal direto captado pela linha de transmissão.

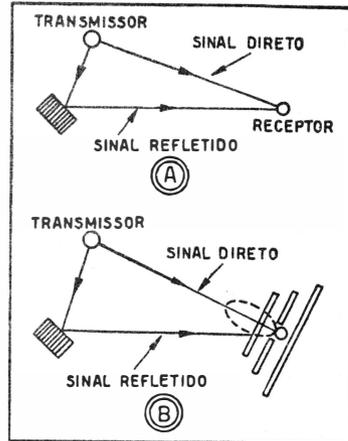


FIG. 13-36 — Sinal refletido chegando na mesma direção que o sinal direto

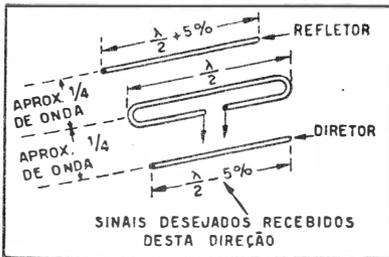


FIG. 13-37 — Diodo dobrado com refletor e diretor

R.F. ou primeira detetora do receptor. Neste caso, tanto a extremidade da linha de transmissão como as primeiras ligações do circuito de entrada do receptor devem ser blindadas, a fim de evitar a captação deste tipo de imagem fantasma.

REFLEXO CAUSADO POR AVIÃO

Um avião passando perto da antena de recepção produzirá na tela uma imagem fantasma que tremulará ou variará de intensidade à proporção que o avião passa. Esta condição é ilustrada na Figura 13-41, e, como se vê, dois sinais são captados pela antena de recepção. Um é o sinal direto da estação e o outro é um sinal refletido pelo avião.

A proporção que o avião passa, a fase entre o sinal direto e o sinal refletido captado pela antena, muda.

Uma vez que os dois sinais se somam e se opõem alternadamente, isto resulta numa tremulação do brilho de ambas as imagens, isto é, a direta e a refletida. A altitude relativa, velocidade e direção do avião são os fatores que determinam o grau de deslocamento da imagem como, também, o grau de tremulação. Este é um tipo de reflexo sobre o qual a antena tem pouco ou nenhum controle. No entanto, devido à alta velocidade dos aviões, esta condição permanece por muito pouco tempo e não é muito prejudicial, exceto na vizinhança de um aeroporto. O uso de C.A.G. (contrôle automático de ganho) nos amplificadores de F.I. de vídeo reduz grandemente este tipo de reflexos.

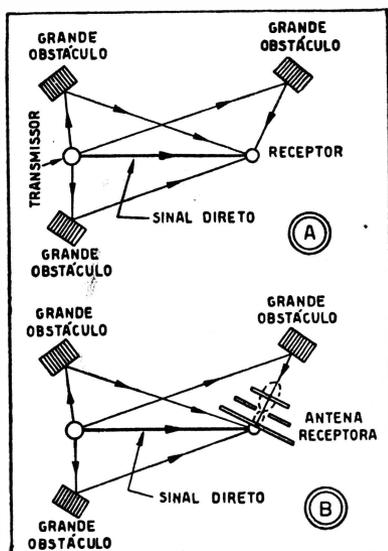


FIG. 13-38 — Uso de um sinal refletido em lugar do sinal direto

LOCALIZAÇÃO DO OBJETO REFLETOR

Por vezes é útil saber-se qual é o edifício ou a estrutura que está refletindo o sinal de televisão. A localização aproximada do objeto refletor, ou pelo menos o comprimento adicional da trajetória percorrida pelo sinal refletido, podem ser determinados pela medição

do grau de deslocamento da imagem refletida em relação à imagem direta ou desejada, como indica a Figura 13-42. A determinação dos comprimentos relativos das trajetórias do sinal direto de televisão e da percorrida pelo sinal refletido, pela medição do grau de deslocamento dos dois sinais na tela, é baseada nos seguintes fatos:

1. Uma vez que um sinal refletido tem de percorrer uma trajetória muito mais longa do que o sinal direto, a imagem refletida ou fantasma estará deslocada para a direita da imagem real ou direta, sendo que o grau de deslocamento depende da diferença dos comprimentos das trajetórias dos dois sinais.

2. O ciclo de varredura horizontal completo se processa à razão de 15 750 hertz. Portanto, um hertz representa $1/15\,750$ de segundo, ou seja 63,5 microssegundos. Supondo um tempo de retorno de 16%, segue-se que a porção do traçado da varredura consumirá 84% dos 63,5 microssegundos. Em outras palavras, o feixe eletrônico levará aproximadamente 53 microssegundos para movimentar-se do lado esquerdo da tela para o lado direito (para formar a porção

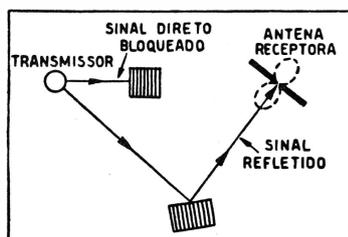


FIG. 13-39 — Bloqueamento do sinal direto

visível da imagem) independentemente do tamanho da tela. No entanto, a razão com que o feixe se move através da tela depende do tamanho do tubo de imagem. É lógico que o feixe terá que se mover muito mais rapidamente para cruzar uma tela de 12" em 53 microssegundos do que para cruzar uma tela de somente 5" no mesmo tempo.

3. A velocidade com que uma onda de rádio se propaga no espaço é de 186 000 milhas por segundo, aproximadamente. Isto corresponde a uma velocidade de 0,186 milhas em um milionésimo de segundo ou 1 milha, aproximadamente, em 5,3 microssegundos. Portanto, se o comprimento adicional da trajetória percorrida por uma onda refletida for de, digamos, 2 milhas mais do que o sinal direto, ele chegará na antena cerca de 10,6 microssegundos mais tarde do que o sinal direto.

Suponhamos que a largura da imagem seja de 8 polegadas e que a distância medida na tela entre a imagem direta e a imagem refletida seja de uma polegada. Vamos determinar o comprimento adicional da trajetória percorrida pelo sinal refletido. Solução: (a) considerando que o tempo necessário para que o feixe percorra a tela de 8 polegadas de largura é de 53 microssegundos, segue-se que o tempo necessário para o feixe percorrer 1 polegada é de $\frac{1}{8} \times 53$ ou 6,66 microssegundos; (b) considerando que o feixe leva 6,66 microssegundos para percorrer uma polegada na tela e considerando que a imagem refletida está deslocada uma polegada na tela, o sinal refletido deve chegar 6,66 microssegundos mais tarde do que o sinal direto; (c) considerando que a diferença de tempo

entre a chegada do sinal direto e do sinal refletido é de 6,66 microssegundos e considerando que uma onda de rádio percorre uma velocidade de 0,186 milhas por microssegundos, segue-se que a diferença em milhas entre a trajetória percorrida pelo sinal direto e a percorrida pelo sinal refletido deve ser igual a $0,186 \times 6,66$ ou 1,23 milhas.

Se a imagem fantasma estivesse deslocada duas polegadas na tela, o sinal refletido estaria percorrendo $\frac{2}{8} \times 53 \times 0,186$ ou $\frac{2}{8} \times 9,85$ ou 2,46 milhas a mais do que o sinal direto.

Portanto, a fim de se achar a distância adicional, em milhas, da trajetória percorrida pelo sinal refletido, é apenas necessário dividir o deslocamento, em polegadas, do sinal fantasma pela largura da imagem e multiplicar isto pelo fator 9,85 ou

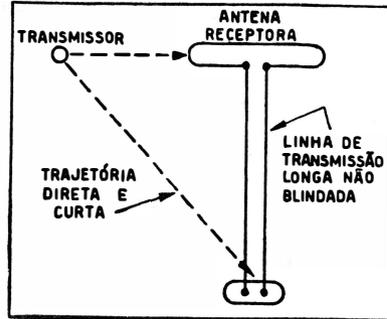


FIG. 13-40 — Captação direta do sinal na extremidade da linha ligada ao receptor

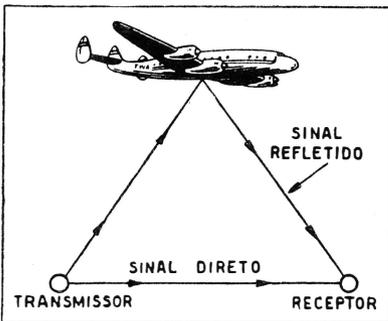


FIG. 13-41 — Reflexos causados por avião

$$\frac{D}{W} \times 9,85 (*)$$

É importante notar que a distância calculada por este método não é a distância real do objeto refletor para a antena de recepção mas é a distância adicional percorrida pelo sinal refletido. Se o objeto refletor estivesse diretamente atrás da antena de recepção, a distância real do objeto refletor ao receptor seria apenas a metade da distância adicional da trajetória calculada nos exemplos citados. Quando a distância entre a estação de televisão e a antena de recepção não for muito grande, a posição aproximada do objeto refletor pode ser determinada, colocando-se as posições relativas do transmissor de televisão e do receptor dentro de uma elipse como indica a Figura 13-43. O espaço entre o transmissor e o receptor dentro deste diagrama deve traduzir a distância real entre eles, reduzida

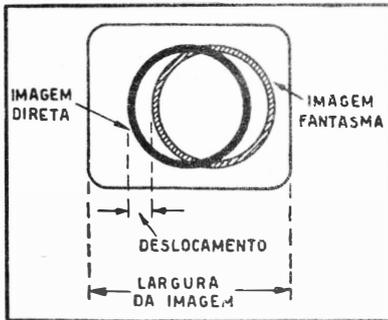


FIG. 13-42 — Deslocamento da imagem fantasma

a uma escala apropriada. Além disso, o espaçamento do transmissor e receptor de ambos os extremos da elipse deve ser metade da distância adicional da trajetória calculada pelo método já estudado. Considerando que a distância adicional de trajetória para qualquer objeto refletor ao longo desta elipse é aproximadamente a mesma, segue-se que qualquer estrutura grande ao longo da periferia desta elipse poderia ser o objeto refletor, como indicam as linhas pontuadas na Figura 13-43.

CONSIDERAÇÕES PARA RECEPÇÃO DE CANAIS ALTOS E BAIXOS

Já foi dito anteriormente, quando da discussão da antena do tipo dipolo, que se todas as estações de alta e baixa frequência estiverem localizadas na mesma direção e se a intensidade do sinal destas estações for boa, uma simples antena dipolo dobrado provavelmente proporcionará recepção adequada. Isto, naturalmente, pressupõe a ausência de sinais refletidos.

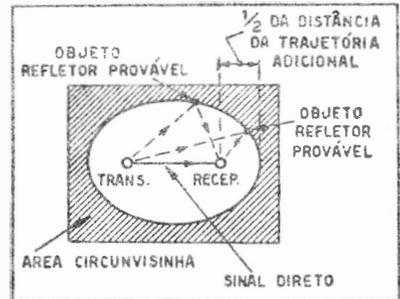


FIG. 13-43 — Método de determinar a posição aproximada do objeto refletor

(*) Para o cálculo convertido ao sistema métrico, teremos:

$$l = 15,85 \frac{d}{W}$$

onde l é o comprimento adicional da trajetória, em km, d é o deslocamento, em mm, e W é o diâmetro do tubo, em mm. Se quisermos o diâmetro em polegadas, mantendo l em km e d em mm, teremos:

$$l = 0,624 \frac{d}{W} \quad (\text{N. R.}).$$

Tal condição é ilustrada na Figura 13-44, onde uma orientação arbitrária da antena é feita de maneira a obter-se boa recepção nos cinco canais indicados. A antena opera como uma antena de meia onda na recepção de sinais dos canais de frequência baixa 2, 4, 5, e como uma antena de 1 e meia ondas na recepção de sinais dos canais de frequência alta 8 e 10. Outra condição em que pode ser usada uma antena dipolo dobrado para a recepção dos canais altos e baixos é nos locais onde as estações estão separadas de 180° , como ilustra a Figura 13-45.

Considerando que neste caso os sinais de TV chegam na antena separados de 180° , uma antena dipolo dobrado sem refletor pode ser geralmente usada em áreas onde não haja reflexos e a relação sinal-ruído seja boa.

Em áreas onde os canais altos e baixos não estão localizados tão favoravelmente como nos exemplos anteriores, sabe-se que um simples dipolo dobrado sozinho não será satisfatório. Uma situação como esta é ilustrada na Figura 13-46 onde algumas estações de frequência baixa estão localizadas em ângulos retos com algumas estações de frequência alta. A solução para este problema é o uso de duas antenas separadas, uma construída para ser de meia onda na frequência média das estações dos canais baixos e a outra construída para ser de meia onda na frequência média dos canais altos. Estas antenas são geralmente montadas no mesmo mastro mas de tal maneira que uma pode ser orientada independentemente da outra. Se a intensidade do sinal for boa, um simples dipolo dobrado pode ser usado para cada antena. No entretanto, a fim de proporcionar maior captação de sinal e menor captação de ruídos, coloca-se, geralmente, um refletor atrás de cada dipolo.

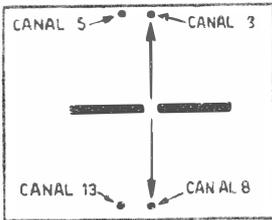


FIG. 13-45 — Estações de canais altos e baixos separadas de 180°

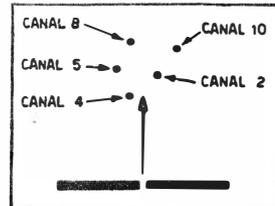


FIG. 13-44 — Estações de canais altos e baixos na mesma direção da antena

Se for desejada uma ótima transferência de sinal de uma combinação de antenas desse tipo, cada antena deve ser instalada com uma linha de transmissão separada. Além disso, uma linha de transmissão separada evitará qualquer efeito entre as duas antenas. No entretanto, o uso de duas linhas de transmissão separadas aumenta o custo da instalação e necessita de uma chave comutadora especial no receptor que não altere a impedância das linhas. Além disso, se forem usadas duas linhas de transmissão, elas devem ser conservadas separadas uma da outra, se forem do tipo não blindado, de maneira que a impedância das linhas não se altere. Considerando que o uso de duas linhas separadas aumenta o custo e é inconveniente porque requer uma chave comutadora para mudar de antena, uma orientação é feita de maneira a obter o máximo de captação em cada antena e os sinais são injetados em uma única linha de transmissão. Alguma perda,

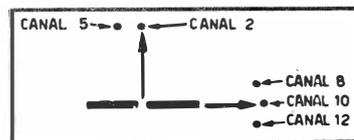


FIG. 13-46 — Estações de canais altos e baixos situados a ângulos retos

naturalmente se verifica neste tipo de instalação, mas na maioria dos casos, é desprezível.

Uma antena de frequências altas e baixas empregando apenas uma linha de transmissão é ilustrada na Figura 13-47. Esta antena é construída de tal maneira que proporciona boa captação de sinal em qualquer canal alto ou baixo. Ambas as antenas consistem em um dipolo dobrado e refletor,

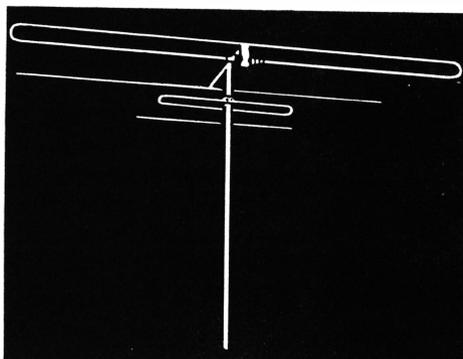


FIG. 13-47 — Antena para canais altos e baixos

sendo que o refletor é usado para aumentar a sensibilidade e as características direcionais. Cada antena pode ser orientada separadamente de maneira a obter o máximo de captação e ganho e ausência de sinais indesejáveis em todos os canais de operação. Com respeito à Figura 13-47, a antena de frequência alta (seção inferior), está ligada à antena de frequência baixa (seção superior) por meio de uma barra adaptadora que proporciona a adaptação de impedância para a linha de 300 ohms que é ligada à antena de frequência

baixa. A adaptação de impedâncias com este sistema não é muito perfeita, mas, como dissemos anteriormente, a perda de eficiência neste caso não é séria nem prejudicial. Devido ao fato de que a antena de frequência baixa operará como uma antena de 1 onda e meia nos canais de frequência alta ela poderia captar reflexos dos canais altos que interfeririam com a operação dos elementos de frequência alta. Portanto, a fim de evitar qualquer possível interação entre os elementos das antenas de frequências alta e baixa, algumas das antenas deste tipo empregam um sistema de filtro entre os elementos de frequências alta e baixa, o qual atenua qualquer sinal de frequência alta que possa ser captado pelos elementos da antena de frequência baixa.

Este filtro é ligado de tal maneira que não tem o menor efeito nos sinais de frequência alta captados pelos elementos respectivos, ou nos sinais de frequência baixa captados pelos elementos correspondentes. Este sistema de filtro pode tomar a forma de indutores e capacitores, como em A da Figura 13-48, ou de uma barra de $\frac{1}{4}$ de onda ligada aos elementos de frequência baixa, como em B.

Com o sistema usado em B, a barra de $\frac{1}{4}$ de onda atenua qualquer sinal de frequência alta captado pelos elementos de frequência baixa e evita que ele penetre na linha de transmissão para o receptor.

Em ambos os casos A e B a linha de transmissão é ligada a um ponto no qual o sistema de filtro não terá efeitos sobre os sinais de frequência alta captados pelos respectivos elementos da antena.

Infelizmente, existem locais onde as estações estão situadas de tal modo que uma antena de frequências altas e baixas não proporcionará recepção satisfatória.

Tal situação é ilustrada na Figura 13-49 onde os canais altos e baixos estão localizados em tôdas as direções. Uma solução para este problema seria o uso de várias antenas com linhas de transmissão separadas e um sistema de comutação no receptor. No entanto, uma solução mais prática será o uso de uma única antena de frequências altas e baixas e associada a um sistema de rotação que possa ser controlado do receptor. Com um tal sistema rotativo, a direção da antena pode ser ajustada do receptor para qualquer ponto dentro de 360° . A unidade de controle de tal sistema rotativo permite que o operador varie a antena para um e para outro lado e imobilize-a onde se obtiver o absoluto máximo da recepção. Com este sistema, a direção dos elementos de frequência alta da antena poderia ser ajustada para um ótimo resultado quando o receptor estivesse sintonizado para qualquer estação de frequência alta, enquanto que a direção dos elementos de frequência baixa poderia ser ajustada da mesma maneira quando o receptor estivesse sintonizado para uma estação de canal baixo.

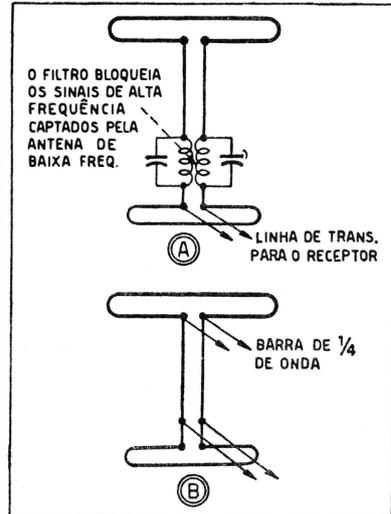


FIG. 13-48 — Sistema de filtro entre os elementos para os canais altos e baixos

RECEPÇÃO DE SINAIS FRACOS

Um problema que requer uma consideração toda especial é aquele que concerne à obtenção de recepção satisfatória nas áreas onde a intensidade do sinal seja fraca, como nos locais fora do raio de ação do transmissor, a 75 quilômetros ou mais do mesmo. Supondo que a sensibilidade do receptor seja tão boa quanto é possível fazê-la, com boa relação sinal-ruído, então isto pode ser feito aumentando o ganho ou a eficiência da antena com o uso de um sistema de antenas. Um sistema de antenas é formado pela adição de elementos ao tipo fundamental da antena dipolo. Há vários tipos de sistemas de antenas para recepção de televisão, mas desses somente os tipos fundamentais serão considerados e discutidos.

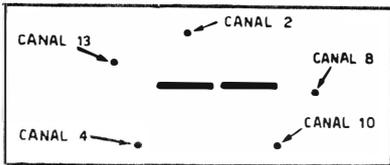


FIG. 13-49 — Estações de frequências altas e baixas localizadas em tôdas as direções

REFLETORES

O tipo mais simples de um sistema de antenas consta de uma antena dipolo com um refletor. Este tipo foi examinado anteriormente quando tratamos dos problemas dos sinais refletidos e quando foi dito que um refletor aumenta grandemente a relação entre ambas as faces da antena

dipolo e, também, aumenta o poder de captação. O ganho resultante com relação ao tipo fundamental de antena dipolo é de aproximadamente 3 dB. Não existe ligação elétrica alguma entre o dipolo propriamente dito e o refletor, o qual é conhecido como um elemento parasita. Um refletor pode ser usado indistintamente com uma antena dipolo dobrado ou com uma dipolo simples. Em qualquer caso, o refletor é cortado aproximadamente 5% mais comprido e é colocado paralelamente e atrás da antena dipolo propriamente dita, com um espaçamento de, aproximadamente $\frac{1}{4}$ de onda, como indica a Figura 13-33.

Básicamente, um refletor funciona como um elemento de re-irradiação, isto é, uma tensão é induzida no elemento refletor pelo campo de indução do dipolo principal. Essa tensão assim induzida produz correntes no elemento refletor, fazendo com que ele re-irradie energia a qual é captada pela antena principal, aumentando, portanto, a sua eficiência. Toda a energia captada de uma estação de TV por um dipolo não é absorvida pela carga ligada à antena. Parte dessa energia é re-irradiada pela antena e seria comumente perdida no espaço. No entretanto, parte dessa energia que seria normalmente perdida, pode ser refletida na antena, colocando-se outro elemento, tendo o devido comprimento e espaçamento, diretamente atrás do elemento da antena. A energia re-irradiada pelo elemento da antena e captada pelo elemento refletor, faz com que o elemento refletor em si re-irradie energia, que, quando refletida, soma-se com a energia total captada pela antena principal. Para alcançar ótimos resultados, o sinal captado diretamente pela antena, e o captado da re-irradiação do elemento refletor devem estar em fase. O comprimento do refletor e o seu espaçamento atrás da antena principal determinam esta relação de fase. Geralmente o elemento refletor é feito de maneira a ser 5% mais comprido que a antena principal. E' geralmente espaçado de uma distância equivalente a um quarto de onda atrás do dipolo principal e, com este espaçamento aumenta o ganho de 3 dB.

O uso de refletores diminui a impedância central da antena principal e se forem eles colocados a uma distância de menos de $\frac{1}{4}$ de onda, reduzirão sua impedância consideravelmente. No entretanto, com um espaçamento de $\frac{1}{4}$ de onda, a impedância de um dipolo não é seriamente reduzida, mudando de 300 ohms para, aproximadamente, 250 ohms. Uma antena dipolo dobrado com um elemento refletor espaçado de $\frac{1}{4}$ de onda terá suficiente largura de faixa para cobrir os canais inferiores se os elementos forem cortados para a frequência média desses canais. Da mesma maneira, se os elementos forem cortados para os canais superiores, a largura de faixa será suficiente para esses canais. Se o espaçamento for reduzido para 0,15 de comprimento de onda, haverá um pequeno aumento de ganho, mas a impedância da antena será diminuída consideravelmente, assim como a sua largura de faixa.

DIRETORES

Um ganho adicional pode ser obtido com o uso de um outro elemento parasita conhecido como diretor. Um diretor é simplesmente outra barra colocada paralelamente e na frente da antena principal, como indica a Figura 13-37. O elemento diretor é cortado aproximadamente 5% mais curto

do que o elemento da antena principal e é colocado aproximadamente a uma distância de $\frac{1}{4}$ de onda em frente dela. Como no caso do refletor, o diretor age como um elemento de re-irradiação e aumenta o ganho da antena em aproximadamente 3 dB.

Quando um diretor é usado em conjunto com um refletor, como na Figura 13-37, pode-se obter um ganho de aproximadamente 4 a 5 dB em comparação com o tipo básico de dipolo. Além de proporcionar aumento na sua capacidade de captação, o uso de um refletor e de um diretor proporciona uma relação grande entre as duas faces da antena, o que, como foi dito anteriormente, é desejável do ponto-de-vista de rejeitar sinais refletidos. No entretanto, o uso de um diretor e de um refletor reduz a impedância central de um dipolo dobrado de 300 para, aproximadamente 120 ohms. Este fato exige o uso de um elemento de transformação de impedância, tal como uma barra, quando esse tipo de antena for usado com uma linha de 300 ohms. Os elementos de adaptação de impedâncias serão considerados mais tarde. A largura da faixa de um tal sistema de antena é reduzida consideravelmente e esta pode ser usada somente para cobrir um ou, possivelmente, dois canais de televisão, no máximo. Este tipo de antena é recomendado para locais onde a intensidade do sinal seja fraca, onde haja apenas um canal a ser recebido e onde haja problemas de sinais refletidos.

ANTENAS SOBREPOSTAS OU "EMPILHADAS"

Pode-se obter um aumento de captação de sinal com o uso de duas antenas dipolo com refletor, ou empilhadas verticalmente, como ilustra a Figura 13-50. Uma antena desse tipo aumentará a captação do sinal de aproximadamente 5 a 6 dB mais do que o tipo básico de dipolo, desde que sejam observadas as devidas adaptações de impedâncias e relações de fase. Este ganho é obtido da seguinte maneira: primeiramente, um dipolo com refletor proporciona um ganho de potência de, aproximadamente, dois, ou um ganho de tensão de, aproximadamente, 1,4. Em termos de dB isto significa um ganho de 3 dB. Em segundo lugar, quando duas antenas similares são sobrepostas, como na Figura 13-50, a potência interceptada é aumentada, o que resulta em outros 3 dB de ganho. Portanto, associando-se dois elementos dipolo e refletores sobrepostos desta maneira, o ganho em dB é igual ao ganho de 3 dB de um dipolo com refletor, mais o ganho de 3 dB obtido pela sobreposição, obtendo-se um ganho total de aproximadamente 6 dB. Isto corresponde a um ganho de potência de 4:1, ou um ganho de tensão de 2:1.

A antena ilustrada na Figura 13-50 opera eficientemente em um canal somente.

No entretanto, uma antena deste tipo pode ser construída de maneira a proporcionar recepção adequada em todos os canais baixos ou em todos os de frequência alta. Este tipo de antena será discutido mais adiante após termos considerado alguns dos fundamentos da antena de um único canal.

Referindo-nos à Figura 13-50, o espaçamento entre as seções inferior e superior é de meia onda, isto é, meia onda da frequência de operação.

Esta é a dimensão D e o seu valor em pés (*) é igual a $492/f$ onde f é a frequência média do canal no qual ela irá operar, em Mc/s. O espaçamento entre cada antena e o seu respectivo refletor é igual a $\frac{1}{4}$ de onda na frequência de operação (dimensão C). O valor de C em pés é igual a $246/f$.

O comprimento de cada dipolo dobrado é ligeiramente menor do que meia onda, o que corresponde à dimensão A. O valor de A é igual a $468/f$.

O comprimento de cada refletor é aproximadamente 5% maior do que o dipolo dobrado, e corresponde à dimensão B. O valor de B é igual a $492/f$.

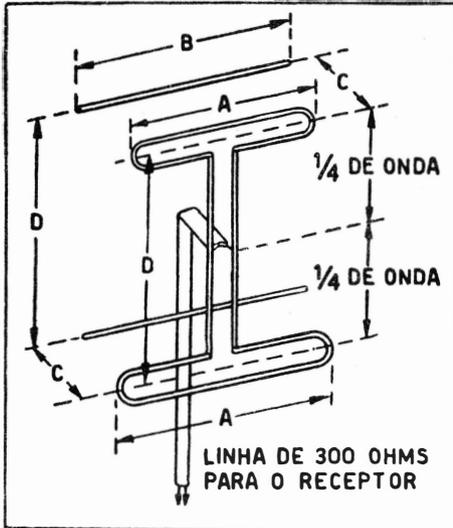


FIG. 13-50 — Dipolos dobrados, com refletor, empilhados, para um único canal

Para se obter o máximo de transferência de energia entre a antena e a linha de transmissão, a impedância da antena no ponto onde a linha é ligada deve ser igual à impedância da linha de transmissão. Uma linha de transmissão não-blindada de 300 ohms é geralmente usada neste tipo de antena devido à sua característica de baixa perda e porque também ela se adapta perfeitamente à impedância de entrada da maioria dos receptores. Portanto, a impedância da antena no ponto onde se liga a linha de transmissão é feita de maneira a se apresentar como de

300 ohms. Isto é feito por meio dos dois condutores verticais que ligam os dois dipolos. Estes condutores verticais, que estão paralelos entre si, formam uma seção adaptadora que torna a impedância da antena tal que se adapta à linha de transmissão de 300 ohms.

Este método de adaptação de impedâncias se baseia no fato de que uma seção de $\frac{1}{4}$ de onda de linha pode ser usada como elemento de transformação de impedâncias. Um exemplo de uma tal seção adaptadora é ilustrado na Figura 13-51, onde uma impedância de 300 ohms na extremidade de entrada de uma seção de $\frac{1}{4}$ de onda é transformada em 600 ohms na extremidade de saída. A quantidade de transformação que se processa depende da impedância característica da seção de $\frac{1}{4}$ de onda. O valor desta impedância característica para uma dada transformação de impedância é determinado pela equação:

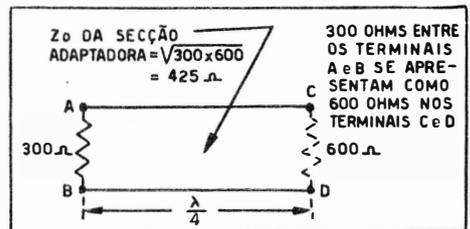


FIG. 13-51 — Seção de $\frac{1}{4}$ de onda da linha de transmissão usada como um elemento de transformação ou adaptação de impedâncias

(*) Para se ter em centímetros a dimensão desta e das fórmulas seguintes, multiplica-se o resultado encontrado pelo fator 30,48 (N. R.).

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2}$$

onde Z_0 é a impedância característica da seção adaptadora de $\frac{1}{4}$ de onda, Z_1 é a impedância na extremidade de entrada, Z_2 é a impedância que se deseja na extremidade de saída da seção adaptadora. Assim sendo, na Figura 13-51, onde se deseja transformar a impedância da entrada de 300 ohms para 600 ohms na extremidade de saída, a impedância característica de uma seção adaptadora de $\frac{1}{4}$ de onda deve ser igual a:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2} = \sqrt{300 \times 600} = 425 \text{ ohms.}$$

Após a determinação do valor correto da impedância característica necessária deve-se construir uma seção de $\frac{1}{4}$ de onda de modo a que venha a ter o valor de impedância desejado. Como foi mencionado anteriormente, a impedância característica de uma linha de condutores paralelos aberta é determinada pelo diâmetro dos condutores e o espaçamento entre eles. Este valor é dado pela equação

$$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{2D}{p}$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha, D é o espaçamento entre centros dos condutores e d é o diâmetro do condutor. Portanto, uma vez escolhido o diâmetro do condutor, tubo de $\frac{1}{8}$ " por exemplo, segue-se que fazendo-se uso desta equação, o espaçamento correto entre os condutores pode ser determinado a fim de proporcionar a impedância característica desejada. Existem várias tábuas que dão os valores corretos de espaçamento e diâmetro dos condutores para vários valores de impedância característica.

Referindo-nos à antena da Figura 13-50, deve-se notar que o espaçamento entre os terminais de cada antena e o centro do sistema, onde a linha de transmissão é ligada, é de $\frac{1}{4}$ de onda. Portanto, duas seções adaptadoras de $\frac{1}{4}$ de onda são instaladas. A seção de $\frac{1}{4}$ de onda ligada ao dipolo dobrado superior faz com que a impedância do dipolo superior se apresente como de 600 ohms no centro do sistema, como indica A da Figura 13-52. Da mesma maneira, a seção de $\frac{1}{4}$ de onda ligada ao dipolo dobrado inferior faz com que a impedância do dipolo inferior se apresente como de 600 ohms no centro do sistema, como em B da Figura 13-52. Quando estas duas impedâncias de 600 ohms são ligadas entre si no centro do sistema, segue-se que a impedância total paralela é de 300 ohms, como indica C.

Com o espaçamento de $\frac{1}{4}$ de onda dos refletores, a impedância central de cada dipolo dobrado é reduzida de 300 ohms para, aproxima-

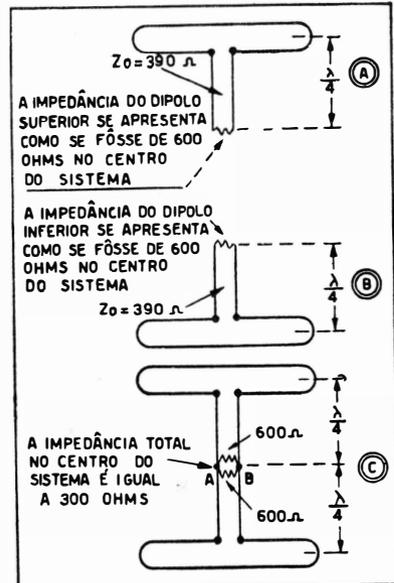


FIG. 13-52 — Seção adaptadora de $\frac{1}{4}$ de onda de um sistema de um único canal

damente, 250 ohms. Portanto, a fim de fazer com que a impedância de 250 ohms de cada dipolo apareça como sendo 600 ohms no centro do sistema, a impedância característica da seção adaptadora de $\frac{1}{4}$ de onda deve ser:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2} = \sqrt{250 \times 600} = 390 \text{ ohms.}$$

A relação de fase apropriada é obtida em cada antena devido à ligação da linha de transmissão no ponto central do sistema, uma vez que o sinal percorre a mesma distância (um quarto de onda) de cada antena para a linha de transmissão.

O sistema de antena que acabamos de descrever proporcionará um bom sinal naquele canal para o qual é construído. No entretanto ele não proporcionará recepção satisfatória em outros canais devido ao fato de que as seções adaptadoras não serão de um quarto de onda nas frequências dos outros canais. Consequentemente, a captação do sinal cai rapidamente devido à severa falta de adaptação de impedâncias entre o sistema e a linha de transmissão nestas outras frequências.

ANTENAS EMPILHADAS DE FAIXA LARGA

A antena sobreposta ilustrada na Figura 13-53 vence as limitações de faixa da antena ilustrada na Figura 13-50 e permite a operação em todos os canais inferiores ou em todos os canais superiores, conforme estejam os elementos cortados para a frequência média da faixa inferior ou para a da faixa superior, respectivamente.

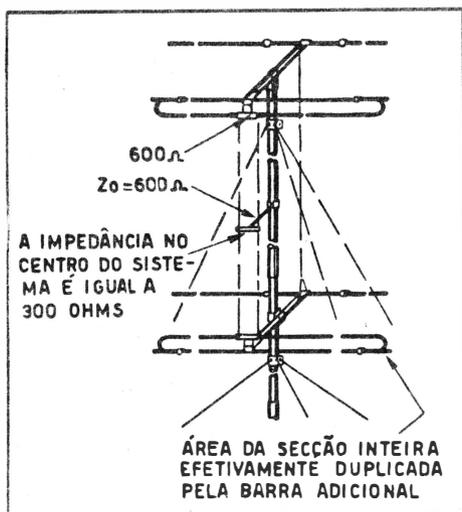


FIG. 13-53 — Sistema de antenas empilhadas para faixa larga

Esta antena é semelhante em muitos detalhes à antena que descrevemos anteriormente. Dois dipolos dobrados com seus respectivos refletores estão empilhados com um espaçamento de aproximadamente meia onda entre os elementos da antena. O espaçamento do refletor é de aproximadamente $\frac{1}{4}$ de onda. A frequência usada como base para o cálculo do comprimento e o espaçamento dos elementos é a frequência média da faixa inferior, se se deseja operar nos canais inferiores, ou a frequência média da faixa superior, se se deseja operar nos canais superiores.

Este sistema de antena proporciona essencialmente o mesmo ganho que o descrito anteriormente, com a diferença de que ele cobre uma faixa de frequências muito mais ampla.

A diferença importante entre a antena da Figura 13-53 e a antena da Figura 13-50 está no método usado para adaptação de impedâncias. A antena de faixa estreita utiliza um sistema adaptador de $\frac{1}{4}$ de onda, o

qual é limitado a uma estreita faixa de frequências. No entretanto, o método usado na antena de faixa larga da Figura 13-53 é bem diferente. A primeira coisa a notar são os tubos que são fixados à seção inteira de cada dipolo dobrado. Estes tubos são do mesmo diâmetro que o dipolo dobrado e seu efeito duplica o diâmetro da seção inteira de cada dipolo. Este ponto, como foi previamente mencionado durante a descrição dos dipolos dobrados, aumenta a impedância central do dipolo dobrado de 300 para 600 ohms. Assim sendo, cada dipolo dobrado tem uma impedância central de 600 ohms. Se, agora, as seções inferior e superior forem ligadas por meio de uma linha de transmissão, tendo uma impedância característica de 600 ohms, a impedância desse sistema será de 300 ohms no seu centro, ou em qualquer das extremidades, isto porque a impedância de 600 ohms de cada antena será ligada em paralelo com a outra. A seção que fica entre as duas antenas age meramente como uma linha de transmissão não ressonante, e não como um elemento de transformação de impedância de $\frac{1}{4}$ de onda. Portanto, a impedância dessa antena permanecerá uniforme numa faixa de frequências muito mais ampla.

A linha de transmissão de 300 ohms que vai para o receptor é ligada ao centro do sistema, a fim de obter-se a relação de fase apropriada entre os canais captados por cada antena. Com relação à adaptação de impedâncias, a linha de transmissão poderia muito bem ser ligada na parte inferior do sistema, uma vez que a impedância do sistema nesse ponto é também 300 ohms. No entretanto, se a linha fosse ligada nesse ponto seria necessário inverter as ligações na extremidade inferior do sistema a fim de obter a relação de fase devida.

ANTENAS YAGI

Nas áreas de sinal fraco onde a antena de recepção esteja localizada entre duas estações operando num mesmo canal, como indica a Figura 13-54, uma modalidade de interferência, conhecida pelo nome de interferência co-canal poderá existir. Esta modalidade de interferência se manifesta em forma de barras escuras que se movem para cima e para baixo na tela e muitas vezes, dá-se-lhes o nome de "efeito de veneziana". A fim de eliminar, ou, pelo menos, minorar esta modalidade de interferência, deverá ser usada uma antena que tenha uma relação entre faces a maior possível e possua alto ganho na face frontal.

Uma das antenas mais práticas para esse fim é a antena Yagi. Como ilustra a Figura 13-55, uma Yagi consta de uma antena dipolo associada a certo número de elementos parasitas. A Yagi ilustrada na Figura 13-55 consiste em um dipolo dobrado com um refletor e dois diretores, formando um feixe de 4 elementos que têm um alto ganho fronteiro, uma alta relação entre faces e é altamente direcional.

A sua alta relação entre faces proporciona uma considerável rejeição de sinais que vêm de trás. Com um espaçamento de aproximadamente

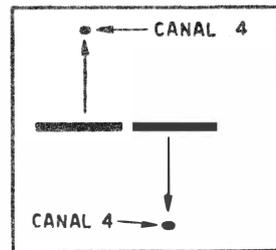


FIG. 13-54 — Interferência entre estações operando no mesmo canal

0,2 de onda entre os elementos, esta antena proporcionará um ganho frontal de aproximadamente 10 dB. Isto corresponde a um ganho de tensão de pouco mais de 3:1 comparado com um dipolo comum. Este tipo de antena não pode ser usado para recepção de muitos canais porque sua resposta é limitada a uma faixa de frequência relativamente estreita.

A rigor, sua resposta de frequência é apenas o suficiente para cobrir satisfatoriamente a recepção de um único canal.

O elemento dipolo dobrado é cortado de maneira a ser de meia onda na frequência média do canal desejado, o que se pode determinar pela fórmula $462/f$ (*). O elemento refletor é feito ligeiramente mais comprido

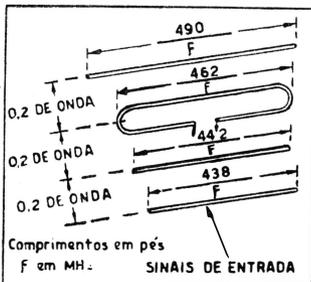


FIG. 13-55 — A antena Yagi

e esse comprimento é determinado pela fórmula: $490/f$. O comprimento do primeiro elemento diretor (o que fica mais perto do dipolo dobrado) é cortado ligeiramente mais curto do que o dipolo dobrado e é igual a: $442/f$. O comprimento do segundo elemento diretor é ainda menor e é igual a: $438/f$.

Com um espaçamento de aproximadamente 0,2 de comprimento de onda entre os elementos, a impedância central do dipolo dobrado é reduzida de 300 ohms para, aproximadamente, 50 ohms. Uma seção adaptadora de $\frac{1}{4}$ de onda pode ser usada para fazer a adaptação desta baixa impedância à de uma linha de 300 ohms, como indica a Figura 13-56. A impedância característica Z_0 desta seção adaptadora será igual a

$$\sqrt{Z_1 \times Z_2} = \sqrt{50 \times 300} = \text{aproximadamente } 125 \text{ ohms.}$$

Outro método de se conseguir a adaptação com uma linha de 300 ohms é o de aumentar a impedância do dipolo dobrado a fim de compensar a redução da impedância causada pelos elementos parasitas. Isto pode ser feito, aumentando-se o diâmetro da seção superior, ou seja a seção inteira, em relação à seção inferior, ou seja, a seção dividida. Como foi dito anteriormente, duplicando-se a seção superior aumenta-se a impedância do dipolo dobrado (em relação à do dipolo simples) de, aproximadamente, 9 vezes, tornando-a aproximadamente 9×72 ou 648 ohms. Triplicando-se o diâmetro desta seção aumenta-se a impedância de aproximadamente 16 vezes, e assim por diante.

Portanto, selecionando-se a devida relação de diâmetros para o dipolo dobrado, a impedância do sistema Yagi pode ser feita de maneira a se adaptar diretamente à de uma linha de 300 ohms sem a necessidade do emprêgo de uma seção adaptadora.

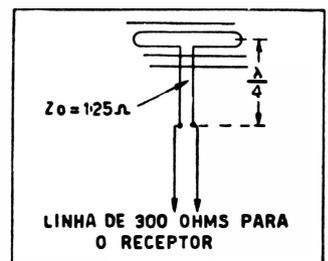


FIG. 13-56 — Adaptação de impedâncias entre a Yagi e a linha de 300 ohms

(*) Nestas fórmulas f é dada em MHz e o comprimento é obtido em pés. Para converter este último em centímetros, multiplicar o resultado por 30,48. (N. R.).

A ANTENA RÔMBICA

Este tipo de antena proporciona um bom ganho, tem excelentes características direcionais e de ampla cobertura de frequências. Tem, no entanto, a desvantagem de necessitar um espaço grande para sua instalação.

Pode ver-se pela Figura 13-57 que a antena rômbrica consta de quatro fios montados em forma de uma rombóide ou diamante. Os fios são ligados em uma extremidade por uma resistência, de maneira que o sistema se torne não-ressonante. Quando os fios são tornados não-ressonantes por meio de uma terminação em resistência, as dimensões dos fios não são críticas. Além disso, uma terminação adequada dos fios proporciona uma alta relação entre as duas faces, tornando o sistema unidirecional.

O valor para esta resistência de terminação é de, aproximadamente, 800 ohms. Esta é também a impedância da antena no ponto de ligação para a linha de transmissão.

Considerando que este tipo de antena é não-ressonante, quando é terminada adequadamente, a impedância da antena permanece inalterada em 800 ohms numa larga faixa de frequências.

Considerando que um aumento no comprimento das pernas desta antena causa um aumento no ganho de potência nas características direcionais, a antena se torna mais eficiente nas frequências mais altas. Para melhor operação nos canais de TV, o comprimento

de cada perna deve ser aproximadamente cinco comprimentos de onda do canal mais baixo a ser coberto. Construída adequadamente e com o comprimento de perna de cinco comprimentos de onda, é possível um ganho de aproximadamente 12 dB, comparado com um dipolo de meia onda. As dimensões aproximadas para operação nos canais de TV são indicadas na Figura 13-57 e são para o canal mais baixo de TV a ser recebido pela antena.

Ainda que a rômbrica possua características de faixa larga, uma operação de faixa larga não é facilmente obtida por causa da sua alta impedância de 800 ohms. Devido a esta alta impedância algum meio de transformação de impedância deve ser usado, tal como uma barra de $\frac{1}{4}$ de onda, a fim de poder-se adaptar a impedância da antena à de uma linha de transmissão prática. Este fato limita a operação da antena rômbrica a um único canal, a menos que haja um sistema de comutação de várias barras, uma para cada canal, separadamente. A impedância característica de uma barra de $\frac{1}{4}$ de onda para adaptar a impedância de 800

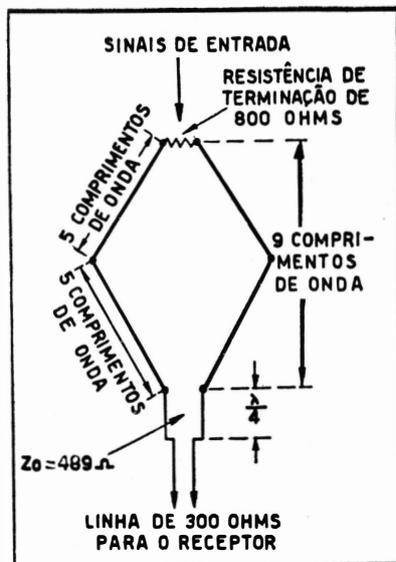


FIG. 13-57 — A antena rômbrica

ohms da antena rômbrica à de uma linha de 300 ohms é igual a 800×300 ou 489 ohms. Uma seção de um quarto de onda de uma linha de 500 ohms funcionará satisfatoriamente nestes casos.

Referindo-nos à Figura 13-57, pode-se ver que a extremidade da antena com a resistência de terminação está apontada em direção à estação de TV. A antena deve ser montada em suportes isolados, pelo menos 3 a 5 metros acima da terra.

A ANTENA CORNETA

Um outro tipo de antena que tem características de faixa ampla, boas características direcionais e proporciona alto ganho, especialmente nos canais superiores de TV, é a antena corneta, ilustrada na Figura 13-58. No entretanto, como no caso da antena rômbrica as dimensões desta antena são como que excessivas. Como se

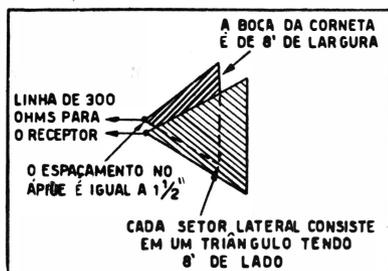


FIG. 13-58 — A antena corneta

pode ver, esta antena consta dos dois setores verticais laterais da corneta, sendo que os setores são isolados entre si. Uma linha de transmissão equilibrada é ligada ao ápice da corneta, com um dos setores laterais ligado a um dos condutores e o outro setor lateral ligado ao outro condutor.

Este tipo de antena é unidirecional, sendo que o máximo de captação de sinal é obtido quando a boca da corneta está apontada para a direção do sinal da estação. Uma quantidade desprezível de sinal é captada pelos lados e pelo ápice (fundo) da corneta.

Quando devidamente construída, a impedância deste tipo de antena será ligeiramente maior do que 300 ohms e permanecerá neste valor numa faixa muito ampla de frequências. Portanto, uma linha de transmissão de 300 ohms proporcionará uma adaptação de impedâncias satisfatória sem a necessidade do uso de um elemento adaptador como no caso da antena rômbrica.

A fim de cobrir os canais inferiores de TV tão bem como os superiores, cada setor lateral deve ser bem grande como indica a Figura 13-58. Cada setor lateral é, na realidade, um triângulo com 2,45 metros (8') de lado, sendo que a boca da corneta forma um quadrado de 2,45 metros (8') de lado.

O ganho deste tipo de antena aumenta com a frequência, tendo um ganho consideravelmente maior nos canais superiores do que nos inferiores.

Com as dimensões indicadas, esta antena terá um ganho, em 213 MHz (canal 13), de aproximadamente 14 dB em comparação com um tipo básico de dipolo de meia onda. A fim de reduzir a resistência ao vento, os setores da corneta podem ser feitos de barras, com espaçamento de não mais que 20 cm (8''), como indica a Figura 13-59.

INSTALAÇÕES PARA VÁRIAS RESIDÊNCIAS

Nas instalações em apartamentos ou várias residências, uma espécie de antena-mestra é muitas vezes exigida pelo proprietário para evitar desfiguramento do edifício por uma confusão de antenas de todos os tipos amontoadas no telhado.

Sistemas de antenas mestras constituem um problema especializado; contudo, daremos alguns dos requisitos básicos para um sistema de antena deste tipo, os quais são:

1. Proporcionar recepção livre de ruídos e reflexos em todos os canais numa determinada área.
2. Proporcionar isolamento adequado entre receptores a fim de eliminar realimentação do oscilador local através do sistema de distribuição.
3. Proporcionar a ligação dos receptores de maneira a eliminar qualquer possível interferência entre os receptores, causada por comutação, curtos, etc.
4. Prover um meio de ligar um grande número de níveis de sinal diferentes na antena sem sobrecarregar o sistema.
5. Ter facilidade de ligar receptores com impedância de entrada de 300 e de 750 ohms.

Existe atualmente um certo número de sistemas de antenas-mestras que preenchem satisfatoriamente estes requisitos.

Os sistemas de antena deste tipo geralmente usam várias antenas; alguns empregam uma antena para cada estação local de TV a fim de obter um sinal que esteja livre de reflexos. O sinal destas antenas é, então, amplificado por um amplificador de R.F. e injetado

numa rede de distribuição que proporciona o isolamento necessário entre os receptores e a adequada terminação em cada saída para o receptor. Cabo coaxial é mais geralmente usado, uma vez que há interferências artificiais em grande número nos edifícios de apartamentos. Além disso, o uso de cabo coaxial simplifica a instalação uma vez que pode ser instalado dentro de eletrodutos ou perto de objetos metálicos sem alterar a sua impedância característica.

EMPREGO DE ATENUADORES

Em locais perto do transmissor é, por vezes, necessário reduzir ou atenuar o sinal antes de injetá-lo no receptor. Isto é feito por meio de sistemas de resistências, conhecidos como atenuadores, instalados entre a linha de transmissão e o receptor. Um atenuador deve ser usado nos seguintes casos:

1. Onde o sinal de TV é tão forte que não se pode obter o contraste adequado com o ajuste do controle de contraste.

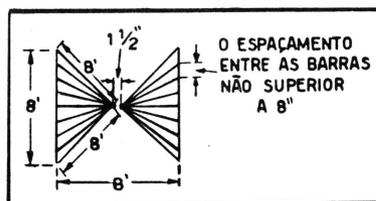


FIG. 13-59 — Uso de barras para reduzir a resistência ao vento da antena corneta

2. Onde se consegue obter contraste adequado, porém o ajuste do controle de contraste é muito crítico.

3. Onde o sinal de TV é tão forte que sobrecarregue os circuitos de R.F., produzindo modulação secundária e outros efeitos indesejáveis.

4. Onde ainda persistam os reflexos após terem sido tentados todos os meios possíveis para eliminá-los do sistema de antena. Muitas vezes é possível reduzir a intensidade do sinal refletido, por meio de um atenuador, a um ponto que não seja prejudicial. O atenuador também reduzirá o sinal direto, mas se ele for forte em comparação com o sinal refletido, ainda será bom.

O primeiro requisito para um atenuador é que ele termine a linha de transmissão adequadamente na sua impedância característica. Se não for assim, haverá reflexos indesejáveis na linha de transmissão.

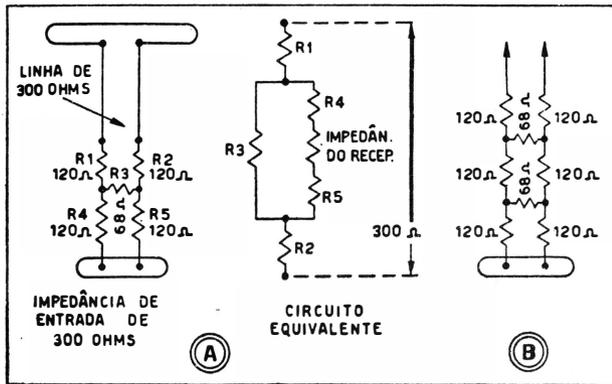


FIG. 13-60 — Atenuador entre a linha de 300 ohms e um receptor com entrada de 300 ohms.

tências R_3 , R_4 , R_5 e a impedância de entrada do receptor, como indica o circuito equivalente. Com este sistema, o receptor está ligado também a uma impedância de 300 ohms. Se uma atenuação maior for desejada, ela poderá ser obtida, adicionando-se uma outra seção, como ilustra B da Figura 13-60. Devem-se usar resistores de carbono em todo o sistema e os seus fios devem ser conservados tão curtos quanto possível, a fim de evitar efeitos indutivos.

Na maioria dos casos onde haja necessidade de um atenuador, ele será necessário em somente uma ou, possivelmente, em duas estações cujo sinal seja muito forte. Se se desejar receber outras estações cujos sinais sejam comparativamente fracos, deve-se ter um meio de ligar e desligar o atenuador do circuito. Uma sugestão para um sistema de desligamento é ilustrada na Figura 13-61. A fim de evitar que o sistema de desligamento afete grandemente a adaptação de impedâncias, os interruptores devem ser do tipo

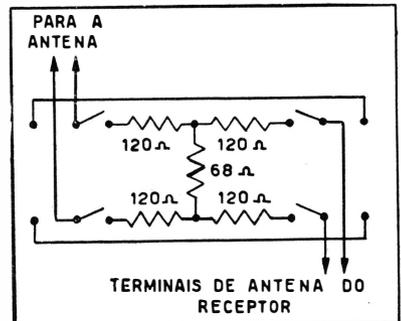


FIG. 13-61 — Sistema de desligamento para o atenuador

D.P.D.T., todos os fios devem ser tão curtos quanto possível, e as ligações diretas.

Se fôr verificado que êste sistema de desligamento afeta sèriamente a adaptação de impedâncias, será necessário ligar a linha de transmissão diretamente aos terminais de antena do receptor sem passar pelo interruptor, isto quando se desejar receber uma estação de sinal fraco.

LIGAÇÃO DE VÁRIOS RECEPTORES A UMA ANTENA

Se fôr necessário ligar um grande número de receptores a uma única antena, como no caso de instalação em um edifício de apartamentos, deve-se empregar um sistema de antena-mestra. No entretanto, nos casos onde seja necessária a ligação de sòmente alguns receptores a uma só antena, como no caso de um mostruário de revendedor, é possível proporcionar operação satisfatória por meio de um simples sistema de resistências.

Quando mais de um receptor fôr ligado a um único sistema de antena, algum meio de adaptação de impedâncias é necessário a fim de evitar que se formem ondas estacionárias na linha de transmissão.

Por exemplo: suponhamos que se deseje ligar três receptores, cada um tendo uma impedância de entrada de 300 ohms, a uma linha de transmissão equilibrada de 300 ohms. Se os três receptores fôsem simplesmente ligados diretamente em paralelo com a linha de transmissão, como em A da Figura 13-62, a linha seria terminada por sòmente $1/3$ de 300 ohms, ou seja 100 ohms. Devido a esta falta de adaptação, haveria a formação de reflexos na linha de transmissão. Além disso, haveria uma interferência entre os receptores, uma vez que êles não estariam isolados entre si. A fim de vencer estas dificuldades, o sistema ilustrado em B da Figura 13-62 pode ser usado. Neste caso, a impedância apresentada à linha de transmissão por cada receptor é igual a 900 ohms, como indica C da Figura 13-63, uma vez que as duas resistências de 300 ohms em sèrie com a impedância de entrada de 300 ohms do receptor dão um total de 900 ohms. Com três ramos de 900 ohms ligados em paralelo, a impedância total apresentada à linha de transmissão será $1/3$ de 900 ohms ou seja 300 ohms. Esta, naturalmente, é a terminação de impedância correta para uma linha de 300 ohms. As resistências de 300 ohms

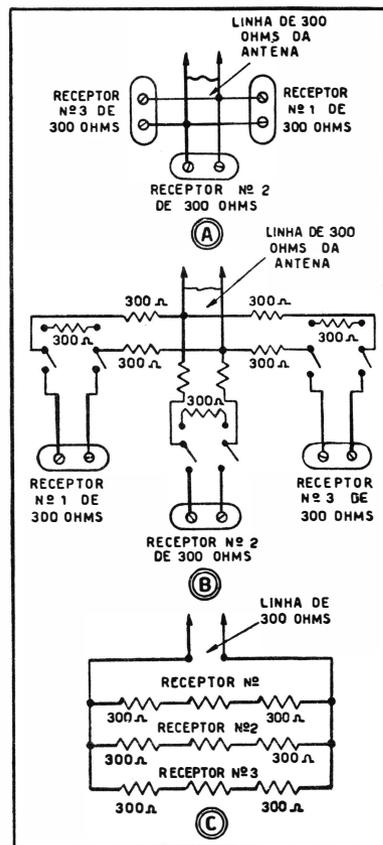


FIG. 13-62 — Ligação de três receptores a uma antena

também contribuem para isolar os receptores entre si e, portanto, diminuem a interferência entre eles.

Os interruptores D.P.D.T., permitem a inserção no circuito de uma carga artificial de 300 ohms para compensar no caso de um dos receptores ser desligado do circuito. Lembramos que a impedância de entrada de muitos receptores é a impedância dinâmica dos circuitos de entrada, e quando o receptor é desligado esta impedância pode elevar-se a um valor muito alto. Isto, naturalmente, alteraria a adaptação de impedância de um tal sistema, e portanto, deverá haver um meio de inserir uma carga artificial de 300 ohms no circuito, no caso de um receptor ser desligado ou removido. É desnecessário dizer-se que devem-se usar resistores de carbono em todo o sistema. Devido à atenuação que se verifica num sistema de resistências deste tipo ele só pode ser usado onde o sinal captado pela antena seja relativamente forte.

Um outro sistema deste tipo é ilustrado em A da Figura 13-63. Este sistema proporciona operação satisfatória para qualquer ou para todos os cinco receptores ligados a uma única antena em locais onde o sinal seja forte. Este sistema tem sido usado inúmeras vezes com bons resultados.

Como ilustra A da Figura 13-63, as resistências foram selecionadas de tal maneira que cada canal apresente uma impedância de 500 ohms à linha de transmissão. Considerando que cinco canais que têm uma impedância de

500 ohms cada, são ligados em paralelo, segue-se que a impedância total apresentada pelos cinco canais será $1/5$ de 500, ou seja 100 ohms. Este valor proporcionará uma adaptação quase que perfeita para uma linha de transmissão blindada de 95 ohms tal como o tipo RG 22/U. Esta linha blindada de 95 ohms que vai da antena à unidade adaptadora foi escolhida por várias razões. Primeiramente, considerando que uma instalação deste tipo seria feita onde existe grande quantidade de interferências artificiais e ruídos, o uso de uma linha comprida não-blindada teria uma possibilidade de captação de ruídos muito alta. Além disso, se uma linha de 300 ohms fosse usada, seria necessário o uso de maiores valores de resistências e a atenuação no sistema adaptador seria consideravelmente maior.

Uma sugestão para a construção da unidade é ilustrada em B da Figura 13-63. Ela consiste em um chassi com seis pontes terminais, cinco

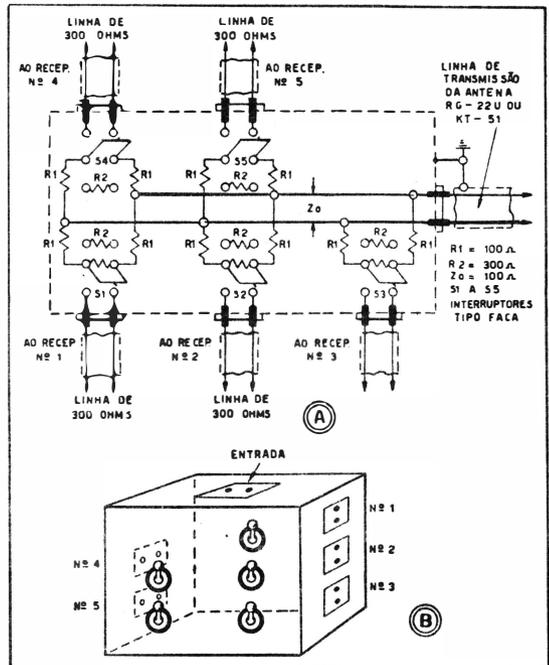


FIG. 13-63 — Circuito de cinco receptores ligados a uma antena

de saída e uma de entrada. Cinco interruptores do tipo D.P.D.T. são montados em cima do chassi e proporcionam um meio de inserir uma carga artificial de 300 ohms caso um dos receptores não esteja sendo usado. Um pequeno pedaço de linha blindada de 300 ohms é usado entre a unidade adaptadora e cada receptor, como indicado. Isto elimina a necessidade do uso de um sistema adaptador adicional no receptor, o qual seria necessário se fôsse usada uma linha de 100 ohms. O pequeno pedaço de linha de 100 ohms instalado dentro da unidade, ao qual os resistores de adaptação são ligados, poderia ser um pedaço de linha de 300 ohms do tipo fita, afastado do chassi por meio de isoladores suporte, ou dois fios de diâmetro apropriado a fim de proporcionar uma impedância característica de 100 ohms.

Devem-se usar somente resistores de carvão e as ligações devem ser feitas tão curtas e diretas quanto possível. Se o nível de ruídos artificiais não for muito elevado, pode-se usar linha de transmissão de 300 ohms não-blindada entre a unidade adaptadora e cada receptor, em lugar de linha blindada, de 300 ohms, como está ilustrado.

CAPÍTULO XIV

Instrumental de Prova e Calibração para Televisão

1 — INTRODUÇÃO

Neste capítulo estudaremos os três pontos mais importantes a serem considerados para uma perfeita calibração de receptores de TV. Estes três pontos são:

- 1) A necessidade de equipamento especial para calibração de receptores de TV.
- 2) Como funciona esse equipamento.
- 3) Como usá-lo de modo adequado.

Qualquer ferramenta ou instrumento, por mais perfeito que seja, não pode dar resultados satisfatórios a menos que seja usado com perfeito conhecimento do seu funcionamento.

Por esta razão, dedicaremos um espaço considerável à teoria de funcionamento do equipamento de prova que será usado. Pode ser que alguns leitores impacientes tenham tendência de desprezar as considerações técnicas e passar diretamente ao trabalho prático de calibração de um receptor de TV, seguindo, passo a passo, as instruções do fabricante. No entanto devemos insistir no fato de que um perfeito conhecimento teórico de como é o funcionamento "interno" do equipamento de prova é muito mais importante do que o saber-se como lidar corretamente com os controles do equipamento.

Os métodos de calibração usados nos receptores de TV são muito mais críticos do que os métodos comuns empregados nos receptores de radiodifusão: conseqüentemente, o tempo gasto em adquirir um bom conhecimento do equipamento de prova usado será recompensado fartamente quando surgirem problemas inesperados.

A primeira parte deste capítulo será uma breve recapitulação da matéria já estudada em capítulos anteriores que tratam das características de resposta dos estágios de F.I. e R.F. dos televisores comuns e dos que empregam sistema de som entre portadoras. Iremos ainda mais longe,

no entanto, e demonstraremos porque o equipamento e técnicas usados em receptores de radiodifusão nem sempre podem ser usados em TV.

A segunda parte d'êste capítulo tratará das características essenciais dos três instrumentos básicos necessários para calibrar um receptor de TV. Êstes três instrumentos são: o Gerador de Varredura, o Gerador de Sinal de Marcação (ou "Marcador") e o Osciloscópio, os quais serão descritos na sua atuação individual e quando funcionam em conjunto. As especificações incluídas neste capítulo serão valiosas para o técnico que está planejando a compra de equipamento de prova para TV e que não tem uma idéia exata do que é necessário. Para maior orientação do técnico, as falhas inerentes a alguns tipos de equipamento são explicadas, assim como também algumas provas simples que podem ser feitas a fim de determinar se o equipamento é capaz de proporcionar resultados satisfatórios. Finalmente, uma breve descrição das características inerentes aos equipamentos de alta qualidade será dada para fins de comparação.

No final do capítulo daremos informações práticas com respeito à calibração de F.I. e R.F. e dos receptores de TV. Devido ao fato de que é impossível descrever processos e métodos que se apliquem a todos os receptores, esta informação será de caráter geral, mais do que de natureza específica.

2 — CONSIDERAÇÕES SOBRE CALIBRAÇÃO — RECEPTORES DE RADIODIFUSÃO

A calibração dos receptores comuns de radiodifusão inclui:

- 1) Ajuste dos circuitos amplificadores de F.I. na frequência correta.
- 2) Ajuste da faixa de sintonia do oscilador local a fim de que a faixa de frequência desejada seja coberta.
- 3) Rastreamento dos estágios de R.F. e Misturador em dois ou três pontos na faixa de sintonia.

Com respeito ao alinhamento dos estágios de F.I. em receptores de radiodifusão, cada estágio ou circuito sintonizado é calibrado para a mesma frequência. A frequência exata não é muito crítica, podendo variar cerca de 5% sem afetar seriamente o rendimento do receptor. O rastreamento dos estágios de alta frequência nos receptores de radiodifusão é feito mediante o ajuste dos mesmos, primeiramente numa extremidade da faixa de sintonia e, depois, na outra. Se êstes circuitos puderem, assim, ser ajustados nos dois extremos da faixa, presume-se geralmente, que o rastreamento no meio da faixa será satisfatório.

Note-se que em cada um dos passos nessa calibração só estará em jogo uma única frequência. Todos os estágios de F.I. são calibrados para uma única frequência. A calibração dos estágios de R.F. é feita com o uso de vários ajustes cada um dos quais numa única frequência. Daqui, pode-se deduzir que um gerador de sinais capaz de fornecer um único sinal de prova em cada uma dessas frequências é tudo aquilo de que se

necessita para calibrar um receptor de radiodifusão. Em alguns casos, o técnico experimentado pode dispensar o gerador de sinais e calibrar o receptor com sinais de estações radiodifusoras. O ajuste correto dos circuitos de F.I. e de R.F. é indicado por um máximo de saída de som no alto-falante do receptor; portanto, em última análise, o ouvido poderá servir como um elementar indicador de saída.

3 — RECEPTORES DE F.M.

De um modo geral, as mesmas considerações se aplicam à maioria dos receptores de F.M. Ainda que alguns receptores de F.M. empreguem transformadores de F.I. super-acoplados e com carga resistiva, que produzem uma curva de sintonia de duas cristas, como ilustra a linha pontuada da Figura 14-1B, a maioria dos aparelhos em uso atualmente tem uma curva de resposta de F.I. semelhante à indicada em linha cheia em B. Note-se que a forma geral desta curva é bem semelhante à curva de resposta de um receptor de radiodifusão ilustrada em A. O tópo da curva de F.M. é muito mais amplo mas tem uma crista bem acentuada, como na curva de A.M. Daí, a maioria dos receptores de F.M. poderem ser calibrados mais ou menos da mesma maneira que aparelhos de radiodifusão, simplesmente aguçando as cristas dos estágios de amplificação de F.I. e R.F. para um máximo de saída na frequência desejada. Ainda aqui, neste caso, um único gerador de frequências pode ser usado para os sinais de prova, sendo que o único requisito especial é o de cobrir as necessárias frequências de F.I. e R.F.

Devido ao efeito "nivelador" do circuito limitador nos receptores de F.M., o ouvido não pode ser usado nem como um grosseiro indicador de saída, e, portanto, torna-se necessário o uso de um voltímetro de alta resistência (ligado ao circuito de grade do limitador) como indicador de saída. O mesmo gerador de frequências e voltímetro podem também ser usados para calibrar com precisão o discriminador num receptor de F.M., porque aqui, ainda, uma única frequência é usada.

Não se deve supor que os processos relativamente simples aqui descritos podem ou devem sempre ser usados com qualquer receptor de A.M. ou F.M. que exista atualmente. Os fabricantes de muitos receptores de A.M. e F.M. de alta qualidade muitas vezes recomendam processos e métodos de calibração muito mais complicados, os quais requerem equipamento muito mais complexo. Tais complexidades em métodos e equipamentos são necessários, do ponto-de-vista do fabricante, a fim de assegurar o máximo de rendimento. Devido às características da maioria dos circuitos de receptores, no entanto, o técnico experimentado pode proceder a uma boa calibração mesmo com equipamento simples. A razão para isto pode ser vista na Figura 14-1-A e B. Com uma ou duas exceções, simples aguçamentos são suficientes, e, como foi dito anteriormente, tais ajustes não necessitam de equipamento elaborado.

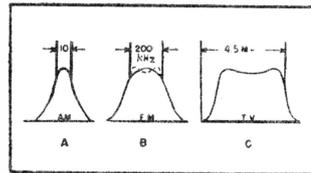


FIG. 14-1 — Curvas típicas de resposta de F.I.

4 — RECEPTORES DE TV

Consideremos agora a curva de resposta ilustrada na Figura 14-1C. Esta é uma curva típica de resposta de F.I. de vídeo, à semelhança do que existe no receptor General Electric Modelo 802. Note-se que esta curva não tem uma crista, como na curva dos receptores de A.M. e F.M. Ao invés disso, a curva é praticamente plana no tópo, o qual tem uma extensão de vários megaciclos. Ela não apresenta nenhuma crista ou "nariz" mesmo arredondados, pois se os apresentasse o receptor de TV não funcionaria corretamente. É evidente, portanto, que um simples aguçamento, tal como foi descrito anteriormente para receptores de A.M. e F.M., não pode ser usado na calibração, porque não se trata aqui de uma única frequência. No caso da TV, uma faixa de frequências de aproximadamente 4 MHz de largura é usada para formar esta curva de resposta. É esta característica dos circuitos de F.I. de vídeo de TV que nos obriga a usar um sistema de calibração inteiramente diferente.

Em receptores de A.M. e F.M. os diversos circuitos sintonizados dos amplificadores de F.I. são construídos de tal maneira que, quando todos eles estão sintonizados para a mesma frequência, a forma final da curva de resposta é rigorosamente correta. Os diversos circuitos sintonizados dos amplificadores de F.I. de vídeo de TV nem sempre são sintonizados para a mesma frequência, e cada ajuste de calibração, portanto, afetará de alguma maneira a forma e amplitude da curva de resposta final. A forma dessa curva de resposta, não somente deve ser correta, como também, deve ser calibrada de maneira que as frequências que correspondem às portadoras da imagem e som fiquem localizadas dentro de limites restritos da parte desejada da curva de resposta.

Em consequência, dois requisitos primordiais devem ser preenchidos na calibração da F.I. de vídeo, os quais se aplicam a ambos os tipos de receptores de TV ou seja, o convencional e o do tipo de som entre portadoras:

- 1) A curva de resposta final deve ter a forma apropriada.
- 2) As "frequências-chave" devem ficar corretamente localizadas na curva.

Como será discutido mais adiante, a falta de qualquer desses requisitos resultará invariavelmente numa imagem ou num som precários.

As características dos circuitos de F.I. usados em receptores de TV para amplificar a parte de som do sinal de Televisão são muito semelhantes àquelas que se encontram em receptores convencionais de F.M. Ainda que o som de TV tenha um desvio menor (± 25 kHz) do que em F.M. (± 75 kHz), os circuitos de F.I. usados para amplificação de som em receptores de TV convencionais são, propositadamente, tornados amplos, de maneira que um certo desvio de frequência no oscilador local possa ser tolerado. Por esta razão, a curva ilustrada na Figura 14-1B, para receptores de F.M. é muito semelhante à curva dos circuitos de F.I. de som dos receptores de TV. Isto significa que podemos usar o simples sistema de aguçamento para a calibração desta parte do receptor de TV. No sis-

tema de F.I. de som dos receptores de TV, no entanto, deve-se observar uma tolerância de frequências muito menor do que em receptores de F.M.

Todos os receptores de televisão construídos até o presente, usam circuitos rejeitores que desempenham uma ou mais das seguintes funções, dependendo do receptor:

- 1) Dar forma à curva de resposta de F.I. de vídeo.
- 2) Atenuar frequências indesejáveis.
- 3) Servir de pontos para a retirada do sinal de som.

Estes circuitos rejeitores são quase sempre sintonizados com agudeza para uma única frequência de maneira que, novamente, pode ser usado aqui o sistema de aguçamento para calibração quando se estiver procedendo o ajuste desta parte do receptor.

Neste caso, porém, deve-se observar também que a tolerância de frequência deve ser conservada dentro de limites muito restritos.

As características de resposta de frequência dos circuitos de R.F. e misturadores em receptores de TV variam, dependendo da construção do receptor. A Figura 14-2 ilustra as curvas de resposta de frequência típicas dos circuitos de entrada. Como pode-se notar nesta figura, a curva pode ser muito ampla e ligeiramente arredondada para cima, ou pode ter uma característica de arredondamento para baixo. Muitas vezes, ambas as curvas serão encontradas nos circuitos de entrada de um receptor de TV devido às diferentes características de resposta dos circuitos nos canais de frequências baixas e altas.

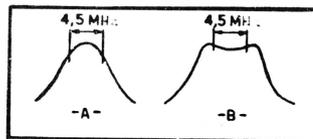


FIG. 14-2 — Curvas de resposta típicas dos circuitos da unidade de entrada

Considerando que os circuitos da unidade de entrada dos receptores de TV devem ter uma largura de faixa de cinco a seis MHz, a fim de dar passagem e amplificar conjuntamente tanto o sinal de vídeo como o de som, não se pode usar o simples método de aguçamento para calibrar estes estágios. Pode-se notar, à primeira vista, que o método de aguçamento poderia ser usado nos canais onde a curva de resposta tem uma forma como indica, por exemplo, A da Figura 14-2. Se examinarmos esta curva detalhadamente, veremos que a crista tem na realidade uma largura de vários megaciclos e por esta razão seria quase impossível obter-se uma indicação precisa da posição da crista central se usássemos os métodos de calibração por aguçamento. Por causa disto, a calibração dos circuitos de entrada do receptor de TV deve ser feita por outro meio que não o de simples aguçamento.

5 — RESUMO DOS REQUISITOS PARA CALIBRAÇÃO DE TELEVISOR

Já vimos nos parágrafos anteriores que as seguintes condições se aplicam à calibração dos receptores de TV (do tipo convencional ou de som entre portadoras):

1) Os circuitos de F.I. de som e rejeitores podem geralmente ser calibrados pelos métodos simples de aguçamento, desde que o gerador de sinais de prova usado esteja calibrado com precisão nas frequências usadas.

2) Os métodos simples de aguçamento não podem ser usados para calibrar os circuitos de F.I. de vídeo e circuitos da unidade de entrada devido às características de faixa larga desses circuitos.

6 — O SISTEMA DE CALIBRAÇÃO VISUAL

Considerando que os processos sempre usados para calibrar receptores de radiodifusão não podem ser usados satisfatoriamente para calibrar os circuitos de F.I. e R.F. de televisão, desenvolveu-se uma técnica chamada calibração visual, que é relativamente nova para o técnico em geral. Esse método de calibração, quando empregado corretamente, apresenta na realidade uma imagem da curva de resposta do circuito ou circuitos sob ajuste. Sabendo-se que o olho é um detetor muito mais crítico do que o ouvido, esse sistema é capaz de grande precisão. Além disso, não há necessidade de adivinhação porque todas as características de amplificação do circuito sob ajuste podem ser observadas imediatamente e corrigidas, se for necessário. Finalmente, a calibração por este método pode ser feita com bastante rapidez por um técnico competente porque a curva visual indica instantaneamente qualquer desajuste ou mau funcionamento do circuito.

Este sistema de determinação eletrônica da curva se baseia no uso de três instrumentos:

1) Um osciloscópio que serve como indicador visual e apresenta a curva de resposta na tela do seu tubo de raios catódicos.

2) Um gerador de varredura que explora as curvas.

3) Um marcador de frequência que indica a frequência em qualquer ponto da curva.

É importante lembrar que estes três instrumentos devem sempre ser usados como um conjunto coordenado. O gerador de varredura, por si só, não tem valor absolutamente algum, a menos que seja usado com o osciloscópio. Estes dois instrumentos, por sua vez, requerem as frequências "de ponto" precisas fornecidas pelo marcador, porque a curva de resposta por si só pouco significa a menos que as suas características de frequência sejam conhecidas dentro de limites precisos.

Quando, na realidade, desenhamos curvas no papel, muitas vezes usamos régua, escalas e "curvas francesas" para verificar a precisão do nosso trabalho. No sistema de calibração visual o osciloscópio pode ser comparado aos lápis que desenha as curvas, o gerador de varredura vem a ser a mão que guia o lápis e o marcador de frequências vem a ser a escala ou padrão de comparação que usamos para verificar a precisão da curva desenhada eletronicamente.

Desta simples analogia, podemos deduzir que, na realidade, somente dois instrumentos, o gerador de varredura e o osciloscópio são neces-

sários para produzir uma curva de resposta eletrônica. O gerador de marcação não será necessário se desejarmos apenas ver a curva de resposta de um circuito. Uma tal curva nos daria uma idéia aproximada de como os circuitos sintonizados estão funcionando, mas não poderíamos obter uma indicação precisa da calibração destes circuitos sem o uso de um padrão de comparação — o marcador de frequências.

Devido à interdependência desses três instrumentos no sistema de calibração visual, inúmeros equipamentos comerciais fabricados atualmente combinam o gerador de marcação e o gerador de varredura num só chassi e esta combinação é posta no mercado como um instrumento completo para calibração de televisores.

Um osciloscópio separado pode ser adquirido para ser usado com esta combinação, ainda que, pelo menos um fabricante de equipamentos de prova, põs à venda um equipamento completo que contém todos os três instrumentos em uma só unidade.

Ainda que, como foi dito anteriormente, não haja necessidade de usar o sistema de calibração visual na calibração dos circuitos de F.I. e rejeitores, a precisão e rapidez deste sistema fazem do seu uso uma necessidade.

Portanto, a maioria dos geradores de varredura e marcadores são construídos de maneira que podem ser usados para a calibração de todos os circuitos sintonizados encontrados no receptor de televisão.

Ainda que o marcador de frequências seja uma parte indispensável do sistema, este pode ser substituído por um rejeitor do tipo de absorção, calibrado com precisão, nos casos em que seja necessário levar em conta o custo do equipamento. Este ponto será discutido em maiores detalhes mais adiante.

7 — A CURVA DE RESPOSTA

As duas colunas de números ilustradas na Figura 14-2A representam uma relação matemática entre duas séries de valores: tensão e frequência. A curva B desta ilustração apresenta a mesma formação na forma de um gráfico. Evidentemente, a representação gráfica nos dá mais detalhes de um relance do que as colunas de números nos dariam em vários minutos. Note-se também, que a representação gráfica nos dá um quadro contínuo da relação, enquanto que as colunas de números nos dão essa mesma informação em pequenos passos. É justamente essa propriedade de mostrar gráfica e completamente a relação entre saída e frequência que faz com que o sistema de calibração visual seja de grande valor e rápido.

A curva de resposta traçada na tela do osciloscópio nos dá a mesma informação que a curva ilustrada na Figura 14-3B. Em qualquer dos casos, a curva mostra como a saída de um circuito muda à proporção que se varia a frequência. A escala horizontal representa a frequência e a escala vertical indica a amplitude ou intensidade de resposta dentro da faixa de frequências que está sendo investigada. Na curva desenhada à

mão, as linhas traçadas no papel de gráfico são marcadas em divisões de frequência, como indicado. No entretanto, com o sistema visual, não podemos desenhar convenientemente marcas na face do tubo de raios catódicos para indicar frequência; ao invés disso, o gerador de marcação ou rejeitor do tipo de absorção faz uma "marca" diretamente na curva de resposta.

A amplitude ou intensidade da resposta, indicada verticalmente, é encontrada na curva desenhada à mão por meio das divisões do papel de gráfico. Visualmente, a intensidade ou amplitude exatas podem ser determinadas, calibrando-se o amplificador vertical do osciloscópio. Geralmente, a amplitude exata obtida com o sistema visual não é muito crítica, desde que não exceda a um certo limite que provocaria uma sobrecarga dos circuitos sob calibração.

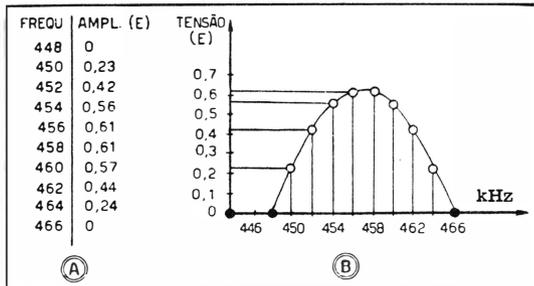


FIG. 14-3 — Representação tabulada e gráfica de uma curva de resposta

No entanto, a amplitude relativa de diferentes porções da curva de resposta é muito importante. As cristas e depressões da curva devem ser conservadas dentro dos limites especificados nas instruções de calibração que estejam sendo seguidas e estes limites são geralmente de vinte ou trinta por cento. Isto se ilustra na Figura 14-4. Nesta figura a altura total, ou amplitude "A" da curva, não é um fator crítico, porém a amplitude da crista "B" em relação a "A" é uma consideração vital no processo de calibração. Felizmente, a intensidade relativa das cristas e das depressões no gênero destas, pode ser determinada muito facilmente, colocando-se uma máscara transparente e em escala sôbre a face do osciloscópio. Esta máscara, que é fornecida com a maioria dos osciloscópios, facilita grandemente a determinação da altura total ocupada pela curva em termos de quadrinhos da máscara. Isto pôsto, a porcentagem de variação na depressão ou crista pode ser obtida, dividindo-se o número de divisões "B" pelo número de divisões "A". Por exemplo, se a altura "A" se projetou 15 divisões e a crista "B" se projetou para cima outras 5 divisões, a amplitude relativa da crista seria igual a $5/15$ ou $0,33$, ou 33% .

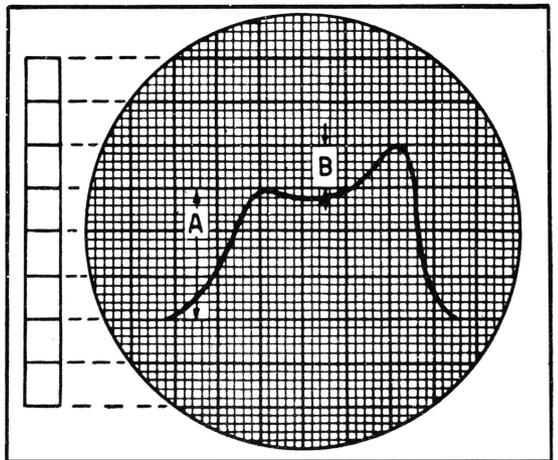


FIG. 14-4 — Amplitude relativa da curva de resposta

Para que se tenha uma maior compreensão de como a curva de resposta é formada na face do osciloscópio, seria de valor, a esta altura, examinar em detalhes um método simplificado de se obter no papel a curva de resposta de um amplificador sintonizado.

8 — LEVANTAMENTO PONTO-POR-PONTO DE UMA CURVA DE RESPOSTA

A Figura 14-5 mostra como um simples oscilador de prova pode ser usado em conjunto com um voltímetro eletrônico de R.F. a fim de se obter a curva de resposta de um amplificador sintonizado, tal como o canal de F.I. de 456 kHz de um receptor de radiodifusão comum. Para que se obtenham resultados altamente precisos, a saída do oscilador deve ser constante em toda a faixa de frequências usada neste caso, aproximadamente de 440 a 472 kHz. Além disso, o voltímetro eletrônico deve ter uma resposta plana nessa mesma faixa de frequências.

A curva é levantada num pedaço de papel de gráfico que tenha escalas lineares vertical e horizontalmente. A faixa de frequências a ser investigada, 440 a 472 kHz, é marcada na escala horizontal, como indicado. A saída em termos de tensão de R.F. é marcada na escala vertical. Isto feito, o levantamento da curva pode ser iniciado.

Ligue todo o equipamento. Gire o mostrador do oscilador vagarosamente na faixa de frequências em questão e deixe-o ajustado no ponto onde o voltímetro dá uma leitura máxima. Em seguida, ajuste a saída do oscilador até que o voltímetro dê uma leitura de aproximadamente dois volts. Verifique a frequência marcada pelo ponteiro do oscilador e a leitura exata do voltímetro e faça um ponto no gráfico

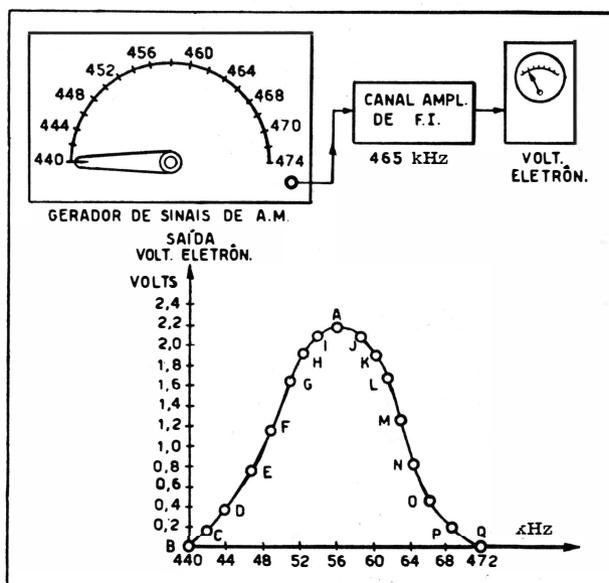


FIG. 14-5 — Método de levantamento ponto-por-ponto de uma curva de resposta

onde esses dois valores se encontram. Isto corresponde ao ponto A na curva da Figura 14-5. É necessário que se faça a primeira leitura neste ponto A a fim de ajustar a saída do oscilador e assim ter a certeza de que o amplificador não será sobrecarregado na frequência de máximo ganho.

Após ter sido marcado o ponto A, não altere o ajuste do controle de saída do oscilador até que toda a curva tenha sido marcada. Em seguida sintonize o oscilador em 440 kHz e note a leitura do voltímetro, que será provavelmente perto de zero. (Isto acontece porque o amplificador terá muito pouco ganho nesta frequência se estiver devidamente calibrado em 456 kHz). Faça outra marca no gráfico no ponto em que 440 está em correspondência com o valor da leitura do voltímetro. Este será o ponto B da curva.

Em seguida gire o mostrador do gerador de sinais para 442 kHz e novamente observe a leitura do voltímetro. Esta deve ser ligeiramente maior do que aquela obtida no último ajuste. Faça outra marca na interseção de 442 e a tensão de saída. Este será o ponto C. Continue por este processo de mudar a frequência de saída do gerador de sinais de dois em dois kHz e marcar a tensão de R.F. em relação à frequência, até que toda a faixa tenha sido coberta. Quando terminar, haverá uma série de pontos ou marcas que, ligados por uma linha continua formará uma curva que será a curva da característica de resposta do amplificador.

A escala do mostrador do gerador de sinais, que aparece na ilustração, foi naturalmente espalhada para maior clareza. É pouco provável que se consigam obter passos precisos de 2 kHz, num oscilador de prova comum, porque uma faixa de frequências muito mais ampla é coberta pela rotação usual de 180 graus do mostrador. A precisão deste método de se obter uma curva de resposta é, portanto, limitada pela expansão da faixa e pela precisão de calibração do oscilador.

Neste exemplo de levantamento ponto-por-ponto, as leituras foram feitas a cada dois kHz. Na realidade, não sabemos o que acontece entre os pontos de dois kHz, porém, é de supor-se que a resposta seja suave e, portanto, simplesmente levantamos a curva através da ligação dos pontos de dois kHz. Se fôsse desejada maior precisão seria necessário levantar a curva em passos de um kHz e isto, evidentemente nos daria mais pontos pelos quais a curva seria desenhada.

Pode-se ver, assim, que o levantamento de uma curva ponto-por-ponto, se fôr feito com precisão, toma um tempo considerável. Ele é usado amplamente em laboratórios onde é necessário ter um registro de todos os trabalhos de pesquisa mas não é um método prático de calibrar um receptor de televisão, porque se fôr feito algum ajuste no amplificador sob verificação, será necessário reconstruir toda a curva para verificar o efeito daquele ajuste.

No sistema visual de calibração, o osciloscópio toma o lugar do papel de gráfico e a curva é desenhada na tela do tubo de raios catódicos a uma velocidade consideravelmente grande, geralmente 60 a 120 vezes por segundo. Além disso, a curva visual é continua e revela a resposta do circuito, não a intervalos de dois kHz, mas num número infinito de pontos. Devido a esta continuidade e rapidez, a curva desenhada eletronicamente indicará instantaneamente os efeitos de qualquer ajuste na calibração, enquanto que o sistema ponto-por-ponto exige que a curva de resposta seja redesenhada laboriosamente à mão após cada ajuste.

9 — MÉTODOS DE VARREDURA DE FREQUÊNCIA

O sistema de construção ponto-por-ponto é forçosamente vagaroso porque a frequência do oscilador de prova é variada manualmente de um lado para outro da faixa. No sistema visual de calibração, a frequência do oscilador não é variada manualmente, mas eletrônica ou mecânicamente, a uma velocidade relativamente grande. Um método primitivo de variação de frequência do oscilador fazia uso de um pequeno motor elétrico acoplado ao eixo do capacitor variável de sintonia do gerador de sinais. Dessa maneira, a rotação do motor fazia com que a frequência do oscilador variasse numa proporção que dependia da velocidade de rotação do motor. Esse método primitivo de variar a frequência de um gerador de sinais, embora usado com sucesso, foi substituído de um modo geral por métodos menos inconvenientes.

Os dois métodos mais em uso atualmente são:

- 1) Varredura mecânica, que varia a capacitância ou indutância de um circuito oscilador por meio de peças móveis.
- 2) Varredura eletrônica, que utiliza uma válvula ou válvulas de reatância, que têm a propriedade de atuar como uma capacitância ou indutância variável, e cuja atuação faz variar a frequência do oscilador.

Cada um desses tipos tem suas vantagens e desvantagens, as quais serão discutidas mais adiante. Além desses métodos, há um terceiro método de varredura de frequência que é empregado no novo Gerador de Varredura General Electric, o qual não pertence a qualquer dos dois métodos citados. Este instrumento se baseia em um original princípio de relutância variável, o qual não requer o uso de partes móveis ou válvulas de reatância. Os detalhes desse sistema serão também discutidos mais adiante neste capítulo. Há ainda um outro método de modular a frequência de um oscilador, que faz uso de válvulas osciladoras klystron cuja frequência é variada pela aplicação de uma tensão de C.A. às placas repulsoras.

10 — GERADOR DE VARREDURA MECÂNICO

Para que se possa ter uma melhor compreensão, discutiremos em detalhes o mais simples desses sistemas — a varredura mecânica. O circuito básico é ilustrado na Figura 14-6. Neste circuito obtém-se a varredura ou variação de frequência graças à variação da indutância dos circuitos sintonizados do oscilador. Um disco de cobre ou alumínio, que é ligado a um mecanismo propulsor, é montado bem próximo à bobina L do oscilador. Quando uma tensão de C.A. de 60 Hz é aplicada ao mecanismo propulsor, o disco é alternadamente aproximado e afastado da bobina. Isto causa a mudança da indutância da bobina, e, por sua vez, muda a frequência do oscilador. O grau de variação ou mudança de frequência, ou grau de varredura, pode ser controlado mediante a variação da tensão aplicada ao mecanismo propulsor. O controle de tensão R do mecanismo propulsor pode ser calibrado em termos de varredura de frequência, embora tal calibração seja apenas aproximada. Na prática, a unidade propulsora costuma ser um alto-falante convencional de 3 ou 4 polegadas, de

ímã permanente, e que recebe em sua bobina de voz uma tensão alternativa de 60 Hz.

O disco é afixado ao cone de papel do alto-falante de maneira que o movimento do cone movimentará o disco. Embora a construção prática dêste mecanismo pareça extremamente simples, muitos fatores especiais devem ser considerados para que se obtenha um funcionamento satisfatório, e, portanto, não recomendamos que o técnico se disponha a construir um gerador de varredura dêste tipo.

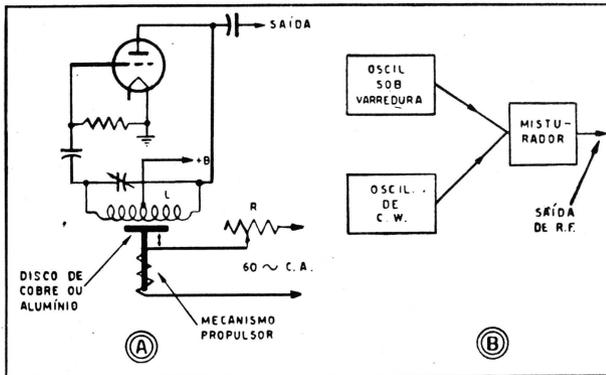


FIG. 14-6 — Circuito básico do gerador de varredura do tipo mecânico

Devido às dificuldades de se obter varredura suficiente nas mais baixas frequências de F.I. comumente empregadas, o oscilador é geralmente operado numa frequência muito mais alta do que a de F.I. A saída dêste é então misturada com um segundo oscilador, também operando numa frequência alta, e a diferença entre os dois osciladores é, então, usada para a calibração de F.I. Em alguns instrumentos, ambos os osciladores podem ser sintonizados no painel frontal, a fim de que se possa obter uma faixa de frequências de saída bem ampla. Praticamente em todos os casos, no entanto, somente um oscilador é modulado em frequência, enquanto que o segundo oscilador opera como um simples oscilador de CW. Este sistema é ilustrado no diagrama de elementos B da Figura 14-6.

11 — EFEITOS DA TENSÃO SENOIDAL DE PROPULSÃO

Ainda que pareça que a frequência do circuito oscilador básico da Figura 14-6 varia numa proporção de 60 Hz, tal não acontece na realidade. Para que se possa compreender a razão disso, torna-se necessário examinar cuidadosamente o funcionamento do mecanismo propulsor quando se lhe aplica uma tensão senoidal de 60 hertz. Esta onda de tensão é ilustrada na Figura 14-7. Considerando que esta tensão varia na razão da onda senoidal em relação ao tempo, segue-se que o propulsor mudará a frequência do oscilador nesta mesma razão. O ponto A representa a parte mais positiva da onda, e, neste ponto, o disco está na sua posição mais afastada da indutância. Na realidade a direção na qual o disco se movimenta depende da maneira pela qual a bobina da unidade propulsora esteja ligada. A frequência do oscilador está, dessa maneira, no seu ponto mínimo. Meio ciclo mais tarde, no ponto B da onda de tensão, uma tensão negativa máxima é aplicada ao propulsor, o que faz com que o disco se mova na direção oposta e se coloque bem perto da indutância. Neste pon-

to, o oscilador está na sua frequência máxima. Em outras palavras, a varredura de frequência completa, de uma extremidade da faixa de varredura à outra, foi obtida em meio ciclo de A para B na curva de tensão.

Note-se que, durante este tempo, a frequência mudou de mínimo para máximo. Na outra metade do ciclo, de B para C, toda a faixa é novamente varrida, sendo que desta vez a frequência muda de máximo para mínimo. Assim sendo, em um ciclo completo, de A para C da curva de tensão, a faixa de frequências é variada duas vezes. Quando este tipo de varredura é usado em conjunto com um osciloscópio, o primeiro meio ciclo, de A para B, é chamado traçado e o segundo meio ciclo, de B para C, é chamado retorno. Este fenômeno do traçado e retorno, que ocorre como resultado da tensão senoidal aplicada, deve ser levado em consideração quando se analisar a operação de todo o sistema visual. O leitor deve, portanto, compreender totalmente esta fase de operação do gerador de varredura.

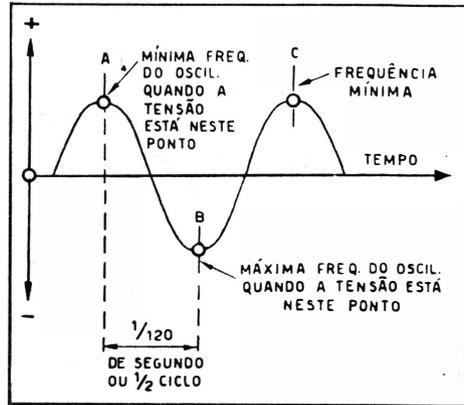


FIG. 14-7 — Variação de frequência do gerador de varredura causada por uma tensão senoidal

Ainda que o tempo necessário para mudar a frequência do oscilador de um extremo da faixa para outro é de 1/120 de segundo, a razão segundo a qual esta frequência varia não é linear com relação ao tempo, o que é ilustrado na Figura 14-8. O meio ciclo da tensão aplicada, do

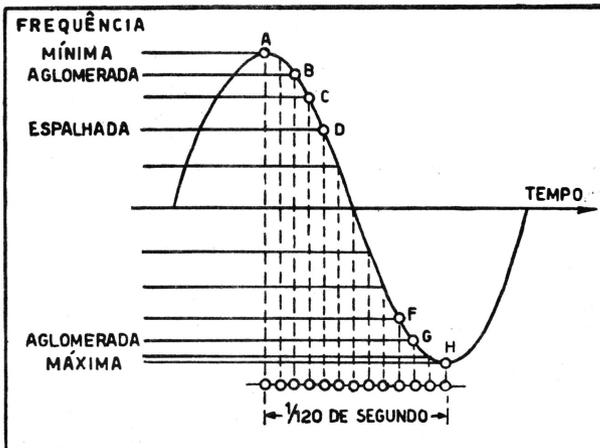


FIG. 14-8 — Varredura de frequência não linear resultante do emprego de uma onda senoidal

ponto A ao ponto H, foi dividido em partes iguais de tempo. A quantidade de mudança de frequência para cada uma dessas partes de tempo foi indicada verticalmente. Note-se que as divisões de frequências resultantes não são em nada iguais. Assim sendo, durante o tempo A-B, a mudança de frequência é extremamente pequena devido à forma da onda senoidal entre esses dois pontos.

A mudança de frequência é maior entre os

pontos B-C e é maior ainda entre C-D. Entre os pontos D-E a razão de mudança de frequência é mais acelerada porque a curva senoidal é quase

uma linha reta neste ponto. A razão da mudança diminui gradualmente, outra vez, quando se atingem os pontos E-F, F'-G e G-H. Portanto, o efeito da onda senoidal aplicada é apertar ou aglomerar a frequência nos extremos do ciclo e espalhá-la no meio do ciclo. Esta varredura de frequência não linear (com relação ao tempo) ocorre em qualquer gerador de varredura que empregue uma tensão senoidal como propulsora, e isto se aplica aos tipos de geradores mecânico, eletrônico e de reatância variável. Esta característica desempenha um papel muito importante na operação do sistema visual de calibração.

Do que acabamos de expor sobre geradores de varredura mecânicos, podemos fazer o seguinte resumo das características de qualquer gerador de varredura de frequência que use uma tensão senoidal de 60 hertz para seu funcionamento:

- 1) A frequência varia de um extremo a outro em $1/120$ de segundo.
- 2) Um ciclo completo de tensão senoidal faz com que a frequência do oscilador seja varrida de um extremo da faixa para o outro e retornada ao seu ponto inicial.
- 3) A frequência do oscilador varia senoidalmente — de maneira não linear — em relação ao tempo.

Devido à primeira característica, um voltímetro eletrônico de rádio-frequência não pode, evidentemente, ser usado como um indicador de saída para fins de calibração. Quando se faça uso de um gerador de varredura. Tal medidor, ou qualquer outro instrumento similar não pode indicar uma tensão que muda de amplitude com essa rapidez. Por esta razão, é necessário que se faça uso de um osciloscópio. O feixe eletrônico que forma a figura na tela do tubo de raios catódicos do osciloscópio, possui uma inércia extremamente pequena e por isso pode seguir fielmente as rápidas flutuações de tensão que são produzidas, quando se liga um gerador de varredura de frequência a um amplificador sintonizado que se queira calibrar.

Do estudo que fizemos do método de levantar uma curva ponto-por-ponto, aprendemos que duas séries de valores são necessárias para produzir uma curva de resposta. O osciloscópio, da mesma maneira, deve ser alimentado com duas séries de valores ou tensões se quisermos que ele produza uma curva de resposta na sua tela. O próximo passo, logicamente, será estudar a maneira pela qual estas duas tensões são aplicadas ao osciloscópio e como elas são combinadas para formar uma curva de resposta. Ao fazer esse estudo, nós consolidaremos o da teoria do gerador de varredura apresentado nos parágrafos anteriores.

12 — DEFLEXÃO HORIZONTAL EM UM OSCILOSCÓPIO

Básicamente, um osciloscópio é um instrumento eletrônico que é capaz de mostrar a relação que existe entre duas tensões. O elemento indicador é, naturalmente, o feixe eletrônico que bombardeia a tela do tubo de raios catódicos dessa maneira produzindo luminosidade. Este mesmo feixe, quando estacionário, produz um ponto de luz muito intenso e nítido

na tela do tubo. Se o feixe fôr forçado para cima e para baixo alternadamente, a persistência de visão (assim como também a persistência do material na tela) funde todos os pontos, que se movem rapidamente, apresentando-os como se fôsse uma linha vertical. Um movimento rápido e horizontal do feixe produzirá da mesma maneira uma linha horizontal. Quando o feixe fôr deslocado nos sentidos vertical e horizontal simultaneamente, poderemos obter linhas de quaisquer outros sentidos compreendidos entre as direções horizontal e vertical.

A figura assim produzida depende dos seguintes fatores:

- 1) A intensidade relativa das tensões aplicadas aos circuitos de deflexão horizontal e vertical do osciloscópio.
- 2) A relação que existe entre as duas tensões com relação ao tempo, ou em outras palavras, a sua fase.

Deve-se ter sempre em mente que, para que se produza uma figura de qualquer espécie ou uma curva de resposta, é necessário que se aplique uma tensão alternativa ou pulsativa nos circuitos de deflexão horizontal e vertical do osciloscópio. Isto é devido ao fato de que uma curva só pode ser traçada na tela do tubo enquanto o feixe permanecer em movimento contínuo. Uma tensão contínua pura desviará o feixe momentaneamente, mas não poderá causar o seu movimento contínuo, e por isso não haverá formação de figura ou curva na tela do tubo de raios catódicos.

Quase todos os osciloscópios possuem um gerador de varredura linear que desvia o feixe horizontalmente a uma velocidade uniforme com respeito ao tempo. No estudo que nos propomos a fazer aqui, no entanto, não consideraremos uma deflexão horizontal linear, mas sim uma deflexão horizontal na razão de uma onda senoidal. Os motivos para isto serão logo percebidos quando cuidarmos de trabalhar conjuntamente com o osciloscópio e o gerador de varredura.

A Figura 14-9 ilustra o que acontece quando aplicamos uma tensão senoidal de 60 hertz somente ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio. No desenho superior, no momento exato em que a onda senoidal está no ponto A, uma tensão positiva é aplicada às placas horizontais do tubo de raios catódicos, o que obriga

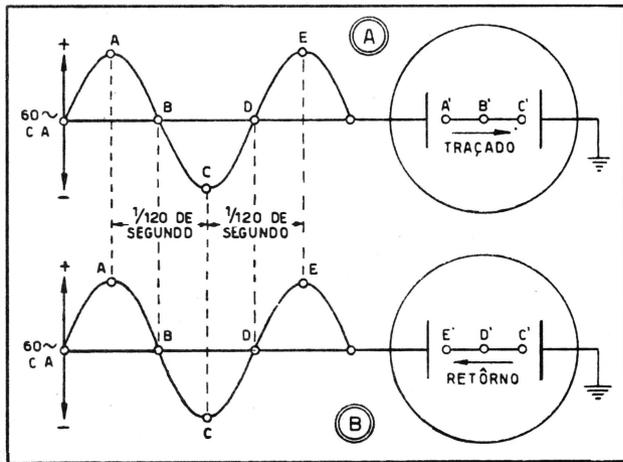


FIG. 14-9 — Efeito de uma tensão senoidal de 60 ciclos no circuito de deflexão horizontal do osciloscópio

o feixe a mover-se da sua posição neutra no centro do tubo para a extrema esquerda, como indicado. A proporção que a onda senoidal varia

de A para B, uma tensão menos positiva é aplicada à placa de deflexão o que faz com que o feixe se mova novamente para o centro da tela do tubo. No ponto B a tensão é momentaneamente zero e o ponto está portanto exatamente no centro da tela, porque não há tensão alguma para o desviar. De B para C na onda senoidal, a tensão está mudando de zero para um valor negativo o que faz com que o feixe seja desviado do centro da tela para a extrema direita, ou ponto C, como indicado. Assim sendo, na primeira metade do ciclo, do ponto A para C, o feixe é desviado da esquerda para a direita.

A parte inferior desta ilustração mostra o que acontece na outra metade do ciclo. No ponto C, o feixe está na extrema direita, onde o deixamos na figura superior. Agora, no entretanto, a tensão está mudando de negativa para zero, ou de C para D. Isto faz com que o feixe se mova novamente em direção ao centro da tela, que é atingida no ponto D. Entre D e E, a placa horizontal vai se tornando cada vez mais positiva e isto faz com que o feixe se mova novamente em direção à esquerda da tela, isto é, o ponto E. Na segunda metade do ciclo, portanto, o feixe se move da direita para a esquerda. Na prática, não é possível distinguir os movimentos do feixe da esquerda para a direita e da direita para a esquerda, porque as trajetórias se sobrepõem e tudo que podemos ver é uma única linha horizontal. No entanto, com o fim de identificação, o movimento da esquerda para a direita do feixe é chamado traçado e o movimento da direita para a esquerda é chamado retorno.

Considerando que a tensão que é aplicada ao circuito horizontal estará, neste caso, variando na razão da onda senoidal, segue-se que o feixe no tubo de raios catódicos também se desloca na mesma razão da onda

senoidal. Isto é, a velocidade do feixe não é constante em relação ao tempo, mas ao invés disso, varia na razão da forma da tensão aplicada. Este efeito faz com que o feixe se desloque mais vagarosamente nas extremidades do que no centro do tubo, como ilustra a Figura 14-10. Este deslocamento mais vagaroso nas extremidades faz com que as extremidades da linha horizontal na tela do osciloscópio fiquem um pouco mais brilhantes do que o centro.



FIG. 14-10 — Extremidades brilhantes na linha de traçado — retorno

Podemos resumir os efeitos de uma onda de tensão senoidal de 60 hertz aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio da seguinte maneira:

- 1) O feixe traça uma linha completa horizontal em $1/120$ de segundo.
- 2) Um ciclo completo de tensão faz com que o feixe se desloque horizontalmente de um lado do tubo para outro, e volte.
- 3) O feixe se desloca horizontalmente numa velocidade que está na razão da onda senoidal e não numa velocidade constante.

13 — VARREDURA DE FREQUÊNCIA COMBINADA COM DEFLEXÃO HORIZONTAL

É provável que o leitor tenha notado neste ponto que há várias semelhanças entre os efeitos de uma tensão senoidal de 60 hertz no gerador de varredura de frequência e nos circuitos de deflexão horizontal do osciloscópio. Estas semelhanças podem ser enumeradas da seguinte maneira:

- 1) A frequência do gerador de varredura varia na razão da onda senoidal. O feixe no osciloscópio se desloca horizontalmente na razão da onda senoidal.
- 2) A frequência do gerador de varredura varia de um extremo para outro em 1/120 de segundo. O feixe horizontal no osciloscópio traça uma linha horizontal completa em 1/120 de segundo.
- 3) Um ciclo completo de tensão causa uma variação de frequência no gerador de varredura de um extremo para o outro e o seu respectivo retorno. No osciloscópio, um ciclo completo causa o traçado de uma linha horizontal pelo feixe e o seu retorno.

Daqui pode-se deduzir que, se usarmos a mesma fonte de tensão para varrer a frequência do gerador e para deslocar o feixe eletrônico horizontalmente no osciloscópio, a deflexão horizontal do osciloscópio estará sincronizada com a frequência do gerador de varredura. A Figura 14-11 ilustra a ação de sincronismo que se verifica nas porções de traçado e retorno do ciclo quando se

usa a mesma fonte de tensão para o osciloscópio e para o gerador de varredura. Suponhamos que a frequência do gerador esteja sendo varrida de 20 a 30 MHz pela onda de tensão senoidal ilustrada na Figura 14-11A. Suponhamos, também, que esta mesma fonte de tensão senoidal esteja sendo aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio. No ponto A da curva de tensão, a frequência do gerador está no mínimo, ou 20 MHz. A tensão neste ponto é de valor máximo positivo e isto causa o deslocamento do feixe do osciloscópio para a

posição A' na tela. Isto é, A' no osciloscópio corresponde a 20 MHz. No ponto B da curva de tensão, a tensão é zero e a frequência central do gerador é alcançada (25 MHz). Havendo uma tensão zero no circuito de

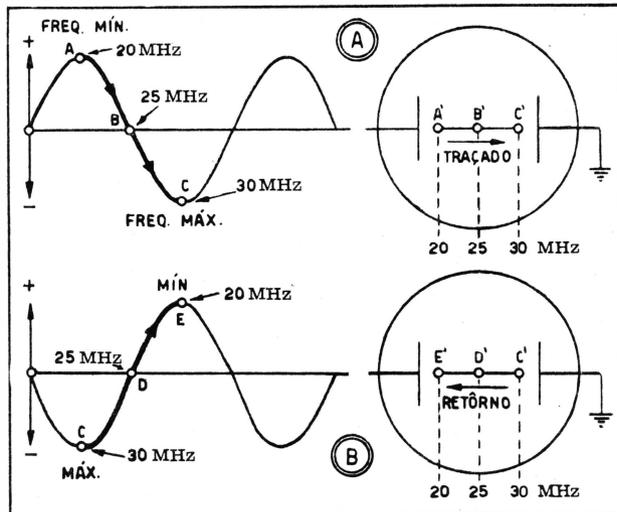


FIG. 14-11 — Sincronismo da frequência do gerador de varredura e da deflexão horizontal do osciloscópio

deflexão horizontal do osciloscópio, não haverá deflexão do feixe e, naquele instante, portanto, ele estará no centro do tubo em B'. B' no osciloscópio, portanto, representa 25 MHz. O ponto máximo da frequência do gerador é atingido em C (30 MHz) e esta tensão negativa também desloca o feixe para a extrema direita, para a posição C' no osciloscópio.

Levando-se em consideração somente a linha horizontal no osciloscópio, podemos dizer portanto, que esta linha representa uma escala de frequências, porque ela se move simultaneamente com a frequência do gerador de varredura.

Na segunda metade do ciclo, ilustrada na parte inferior da Figura 14-11, a mesma ação se verifica, mas desta vez a frequência do gerador está mudando na direção oposta e o feixe também está se movendo na direção oposta. No retorno, portanto, encontramos uma inversão da condição encontrada durante o traçado. É interessante notar-se que as divisões de frequência no plano horizontal serão absolutamente lineares, ainda que a deflexão esteja se processando na razão de uma onda senoidal. Isto é devido ao fato de que, tanto o gerador de varredura, como o feixe do osciloscópio, estão sendo variados na mesma velocidade. Assim sendo, quando a rapidez da mudança de frequência no gerador de varredura for relativamente baixa (como é o caso no topo da curva de tensão senoidal) a deflexão horizontal no osciloscópio será igualmente baixa. Da mesma maneira, na porção linear da curva quando a frequência do gerador estiver mudando com relativa rapidez o feixe no osciloscópio estará também se deslocando com rapidez. Assim sendo, a relação fixa que existe entre a mudança de frequência e a deflexão horizontal resulta em divisões lineares de frequência tanto na parte de traçado como na de retorno do ciclo. Isto se ilustra na Figura 14-12. Observe-se, no entretanto, que esta afirmativa será correta somente quando a mesma fonte de tensão estiver sendo usada para ambos os instrumentos. A tensão usada para alimentar o gerador de varredura e o circuito de deflexão horizontal do osciloscópio pode ser obtida de diferentes fontes, se for necessário, porém estas tensões devem ter a mesma forma de onda e devem também estar direta ou harmônicamente relacionadas em frequência. Não é estritamente necessário, no entanto, que esta tensão seja de 60 Hz. O sistema funcionará da mesma maneira com uma tensão dente de serra de 120 hertz, embora as características de traçado e retorno não sejam as mesmas que as descritas para uma operação com senóide de 60 hertz. Muitos técnicos cometem um erro comum de usar

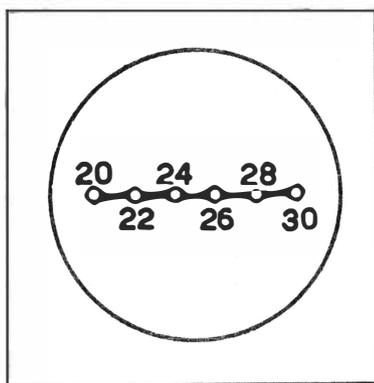


FIG. 14-12 — Distribuição linear de frequência no eixo horizontal do osciloscópio

o gerador linear dente de serra interno do osciloscópio para deflexão horizontal em conjunto com um gerador de varredura alimentado com uma senóide. Ainda que a frequência destas duas fontes seja a mesma, a diferença nas suas formas de onda resultará em uma curva de resposta distorcida.

A amplitude ou intensidade da tensão aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio não é importante, desde que seja suficiente para produzir a deflexão necessária.

O comprimento físico do traçado horizontal não tem efeito direto no funcionamento do sistema, porque êle sempre representa a varredura total de frequência do gerador. Assim sendo, a linha de traçado horizontal pode ter duas polegadas de comprimento em um osciloscópio pequeno e quatro polegadas em um osciloscópio grande. Em qualquer dos casos, o comprimento total do traçado representa a varredura total de frequência do gerador.

Na prática, a tensão de C.A., aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio é fornecida pelo gerador de varredura, e esta tensão é a mesma que é usada para a variação de frequência do gerador de varredura.

14 — FORMAÇÃO DA CURVA DE RESPOSTA

Acabamos de estudar nos parágrafos anteriores o método pelo qual a deflexão horizontal do osciloscópio é sincronizada com o gerador de varredura de maneira que represente uma escala de frequências. O passo final na formação da curva de resposta na tela do osciloscópio é a aplicação de uma tensão ao circuito de deflexão vertical do osciloscópio.

Considerando que a deflexão horizontal representa a frequência, segue-se que a deflexão vertical deve representar amplitude ou intensidade de saída. Esta tensão de saída deve ser recolhida na saída do amplificador que está sendo calibrado, da mesma maneira que obtivemos uma tensão de saída do amplificador no sistema de levantamento ponto-por-ponto. O diagrama de elementos na Figura 14-13 mostra como são feitas as ligações entre a saída de R.F. do gerador de varredura, o amplificador sob calibração, e os circuitos de deflexão vertical e horizontal do osciloscópio. (Embora para maior simplicidade as ligações ao osciloscópio sejam ilustradas como tendo sido feitas diretamente às placas de deflexão vertical e horizontal, tal não acontece na prática, porque os amplificadores construídos dentro do próprio osciloscópio são usados para amplificar as tensões antes destas serem aplicadas às placas de deflexão do tubo de raios catódicos). Note-se que a saída de radiofrequência do amplificador não é aplicada diretamente ao circuito vertical do osciloscópio, mas sim, através de um retificador ou detetor. Êste retificador demodula a saída de radiofrequência do amplificador e produz uma tensão C.C. que flutua na razão direta da varredura e proporcionalmente ao ganho do amplificador na faixa de frequências sob inspeção. Assim sendo, à proporção que o gerador de varredura varre a sua frequência através dos circuitos ressonantes do amplificador, a saída de C.C. do retificador variará de acôrdo com as características de amplificação do amplificador. Esta tensão C.C. variável, que representa a amplitude da curva de resposta, desloca o feixe no osciloscópio verticalmente, enquanto que a tensão de C.A. aplicada aos circuitos de

deflexão horizontal desloca o feixe horizontal e simultaneamente. Na prática, não é necessário o uso de um retificador externo, porque a saída de sinal demodulado pode ser obtida do segundo detetor do receptor.

Referindo-nos à Figura 14-13, suponhamos que o mostrador do gerador de varredura tenha sido ajustado numa frequência central de 25 megahertz e a extensão da varredura tenha sido ajustada para dez megahertz — ou seja, de 20 a 30 megahertz, isto é, cinco megahertz para cada lado da frequência central. Investiguemos agora a ação que se desenrola à proporção que a onda senoidal de 60 hertz simultaneamente varia a frequência do gerador e desloca horizontalmente o feixe de raios catódicos.

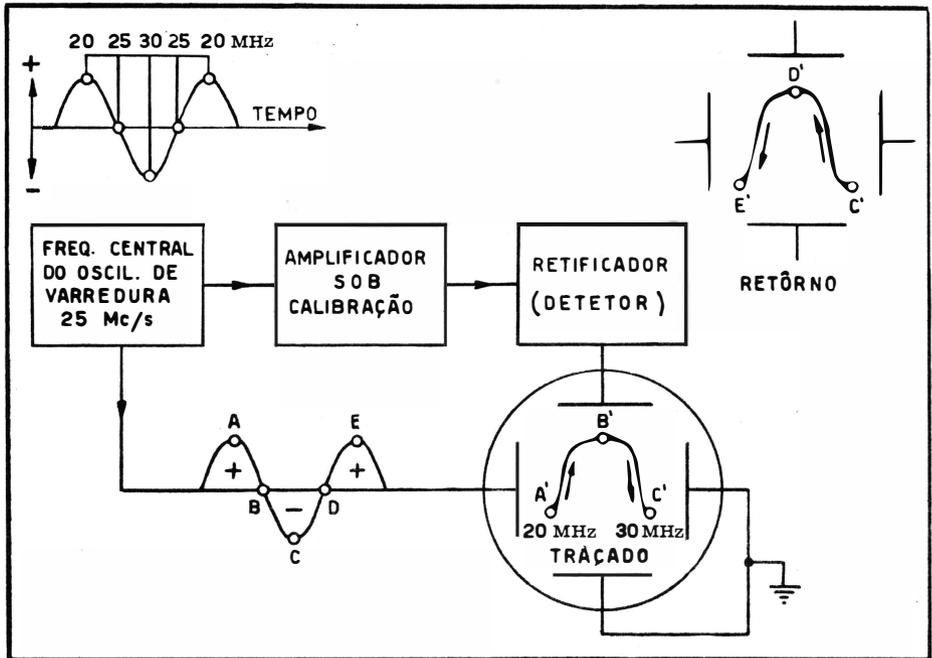


FIG. 14-13 — Formação da curva de resposta.

No extremo da metade positiva do ciclo, ponto A, o gerador foi mudado para 20 megahertz. No mesmo momento, esta mesma tensão positiva nas placas horizontais do osciloscópio traz o feixe para a extrema esquerda da tela, para o ponto A'. Considerando que o gerador de varredura está desviado, ou cinco megahertz fora da frequência de ressonância do amplificador, a amplificação é muito baixa e em consequência muito pouca tensão é aplicada ao retificador e às placas verticais do osciloscópio.

Como resultado disto, portanto, as placas verticais têm muito pouco efeito na posição do feixe. Seguindo o ciclo de C.A. para o ponto B, notamos que a frequência do gerador está agora em 25 MHz. Nas placas horizontais do osciloscópio a tensão é zero e o feixe está no centro da tela, horizontalmente. No entretanto, o gerador de varredura está agora na frequência de ressonância do amplificador, o que significa que está havendo

o máximo de amplificação e uma tensão C.C. relativamente alta está sendo, portanto, aplicada às placas verticais do osciloscópio. Isto faz com que o feixe se desloque para o ponto B' no osciloscópio. No ponto C da onda senoidal, a frequência do gerador de varredura é 30 megahertz e a resposta do amplificador é novamente muito baixa e conseqüentemente muito pouca deflexão vertical é obtida. A tensão máxima negativa que está sendo aplicada neste momento às placas horizontais do osciloscópio desloca o feixe para a extrema direita da tela, ou seja para o ponto C'.

Na outra metade do ciclo, de C para E, a mesma ação se desenvolve inversamente e o retôrno produz uma curva quase idêntica na tela do tubo de raios catódicos, como está ilustrado na parte superior da Fig. 14-13.

Embora tenhamos mencionado sômente três pontos de frequência na descrição do sistema, na realidade, a curva de resposta é formada de uma infinidade de tais pontos dentro da faixa de frequências que está sendo varrida pelo gerador de varredura.

15 — EFEITOS DO DESVIO DE FASE

Devido ao ligeiro efeito do desvio de fase (entre a tensão de 60 hertz C.A. aplicada aos circuitos de deflexão horizontal do osciloscópio e a tensão usada para varrer a frequência do gerador de varredura) a parte de retôrno da curva pode não seguir exatamente a mesma trajetória do traçado, do que resultará uma separação das curvas, como ilustra a Figura 14-14. A fim de evitar esta situação, a maioria dos geradores de varredura possui um simples controle de fase na fonte de tensão C.A. que é alimentada no circuito horizontal do osciloscópio. Esse controle de fase é simplesmente ajustado até que as duas curvas coincidam.

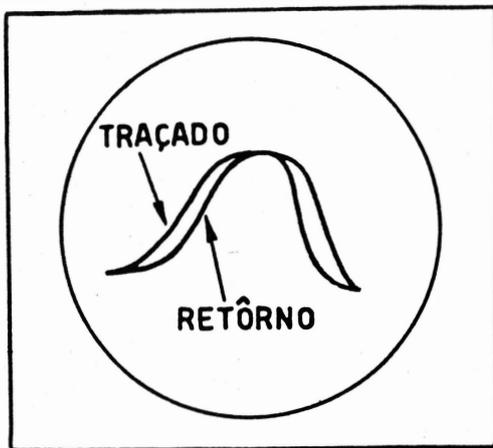


FIG. 14-14 — Efeito do desvio de fase

16 — REVERSÃO DE FASE

Constituem prática geral no sistema visual de calibração colocar o lado de frequência baixa da curva de resposta no lado esquerdo da tela do osciloscópio, como ilustra a Figura 14-15.

Devido às disposições dos circuitos no equipamento de prova, uma situação exatamente oposta pode, algumas vezes, ocorrer durante a instalação do equipamento e isso pode causar confusão ao técnico inexperiente. Alguns geradores de varredura, por isso, possuem uma chave de

reversão de fase que inverte a fase da tensão aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio. O efeito desta reversão de fase é ilustrado na Figura 14-15. Na parte A a fase está correta e o lado de frequência

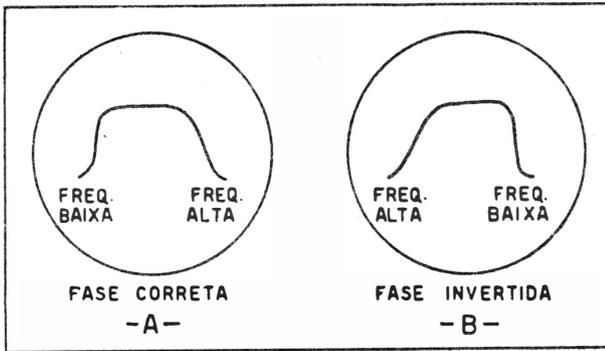


FIG. 14-15 — Efeito da reversão de fase

baixa da curva de resposta está no lado esquerdo da tela. Em B, no entretanto, a fase está invertida e o lado de frequência alta da curva de resposta está no lado esquerdo. Operando-se a chave de reversão de fase, qualquer destas condições pode ser obtida, muito embora, como foi dito anteriormente, a prática normal seja colocar a frequência baixa à esquerda. Com relação à calibração, esta pode ser obtida perfeitamente com qualquer das fases, desde que se tenha um cuidado especial em identificar os marcadores de frequência.

17 — POLARIDADE DA SAÍDA

Até agora, em tôdas as descrições e ilustrações, assumimos que a curva de resposta tivesse uma polaridade positiva, isto é, a amplitude máxima estivesse para cima, como ilustra a Figura 14-16A. Muitas vezes, a polaridade da curva de resposta está invertida, como ilustra a Figura 14-16B e isto pode, novamente, causar confusão ao iniciante. Na realidade, ambas polaridades, positiva ou negativa, podem ser usadas na calibração, e a polaridade obtida no processo de calibração depende do ponto do receptor de onde se esteja obtendo a saída retificada.

Os manuais de serviço dos fabricantes indicam qualquer das polaridades nas suas ilustrações e de fato não existem

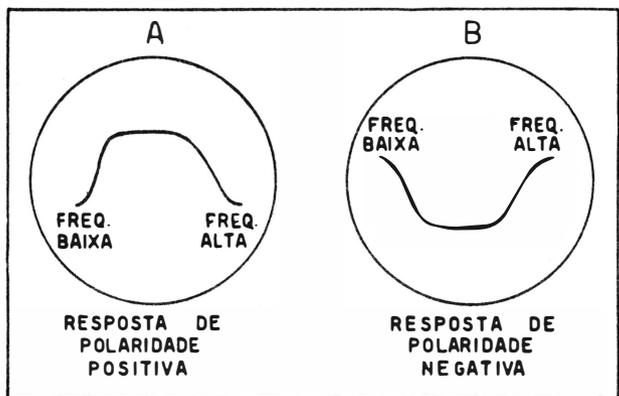


FIG. 14-16 — Efeito de polaridades positiva e negativa na saída

regras que possam controlar isto, porque a polaridade está sujeita a mudar com diferentes processos de calibração. Isto não deveria causar nenhuma dificuldade ao técnico, porque os resultados finais podem ser obtidos com precisão independentemente da polaridade da curva no osciloscópio.

18 — EXTINÇÃO DO RETÔRNO

Alguns geradores de varredura mais elaborados são construídos de tal maneira que a saída de R.F. é suprimida na segunda metade do ciclo de tensão alternativa, isto é, aquela em que se dá o retôrno do feixe. O efeito desta extinção do retôrno é ilustrado na Figura 14-17. O traçado é produzido da maneira normal, isto é, com a tensão de C.A. varrendo a frequência do limite inferior ao limite superior durante a primeira metade do ciclo, de A para B. Na

segunda metade do ciclo, de B para C, no entanto, a saída de R.F. do gerador de varredura é suprimida ou "extinta", de maneira que seja zero, embora esta segunda metade do ciclo de tensão C.A. esteja ainda sendo aplicada ao circuito de deflexão horizontal do osciloscópio. Não havendo saída de R.F. do gerador durante a segunda metade do ciclo, não haverá deflexão vertical e o feixe do osciloscópio será afetado somente, portanto, pelo circuito de deflexão horizontal. O resultado disto é uma linha reta ou uma linha base ao retôrno como ilustrado.

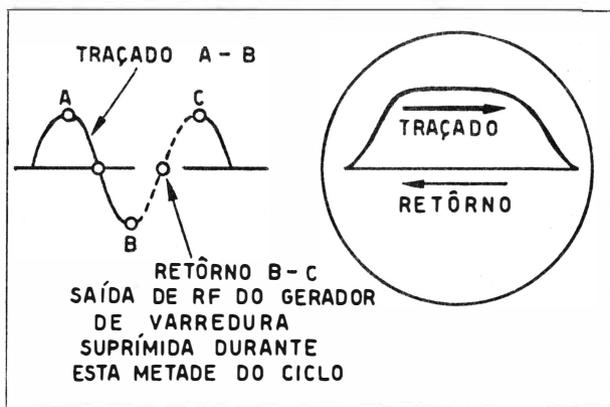


FIG. 14-17 — Efeito da extinção do retôrno no gerador de varredura

A extinção do retôrno é extremamente útil durante o processo de calibração porque ela produz uma linha base de referência, em relação à qual tôdas as medições verticais críticas podem ser determinadas.

Sem a extinção do retôrno, a posição exata da parte inferior da curva ou linha base, precisa ser determinada arbitrariamente. A extinção do retôrno também elimina a característica de traçado e retôrno dividida, causada pelo desvio de fase. No entretanto, quando se emprega a extinção, é ainda necessário ajustar o contrôle de fase com a extinção desligada para o aparecimento do traçado e retôrno, depois do que a extinção pode ser ligada. Se isto não fôr feito, o desvio de fase causará distorção na curva de resposta.

19 — O GERADOR DE MARCAÇÃO

Como foi dito anteriormente, um marcador de frequências ou um rejeitor do tipo de absorção podem ser usados com o gerador de varredura para marcar exatamente os pontos de frequência na curva de resposta. Considerando que o marcador é o mais comum dos dois instrumentos em uso atualmente, nós o descreveremos em primeiro lugar.

Para que se possa compreender claramente a maneira pela qual o marcador faz uma "marca" na curva de resposta, seria útil fazer uma breve recapitulação do princípio heterodino, que é a base do seu funcionamento. Já é bem sabido que quando dois sinais de radiofrequência são combinados ou misturados, haverá como resultante duas frequências novas que são iguais a: 1) a soma das frequências originais; 2) a diferença entre as duas frequências originais. Um exemplo prático disto é ilustrado na Figura 14-18 onde dois geradores de sinais de radiofrequência estão com as suas saídas misturadas ou detetadas por um cristal de germânio.

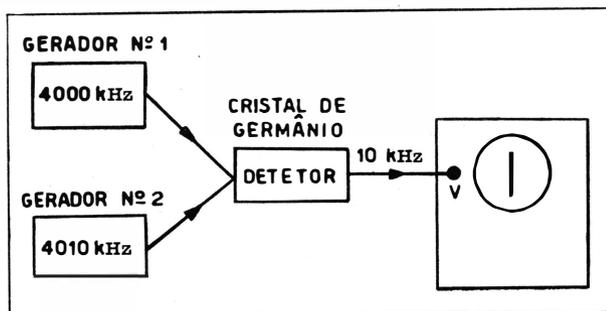


FIG. 14-18 — Produção de uma nota de batimento de áudio-frequência mediante a mistura de dois sinais de R.F.

Se os geradores forem ajustados para 4 000 e 4 010 kHz, respectivamente, haverá na saída do detetor a soma de 4 000 e 4 010 kHz, ou 8 010 e a diferença, 10 kHz, ou 10 000 Hz. Considerando que o funcionamento do marcador de frequências se baseia

quase sempre na utilização da diferença entre dois sinais de radiofrequência, não levaremos mais em consideração a soma das frequências resultante do processo de mistura.

Se a saída do detetor fôr, agora, ligada ao circuito de deflexão vertical de um osciloscópio sem o uso de deflexão horizontal, a nota de batimento de dez kilohertz traçará uma linha vertical na tela do osciloscópio, como ilustrado. Muito embora os sinais originais de R.F., bem como a soma dos dois sinais possam estar presentes na saída do detetor, eles não se somarão à deflexão vertical porque os circuitos do amplificador vertical da maioria dos osciloscópios não são construídos para deixar passar essas frequências altas. Em outras palavras, é o sinal de baixa frequência de batimento, ou a diferença entre os dois sinais de radiofrequência que produz a deflexão vertical.

O próximo passo no estudo do emprêgo dos marcadores consiste em substituir um dos geradores pelo gerador de varredura de frequência e fazer as ligações ao osciloscópio, como indicado na Figura 14-19.

Note que a deflexão horizontal está sendo agora alimentada pela tensão de C.A. que provém do gerador de varredura. Como foi mencionado anteriormente, a deflexão horizontal formada desta maneira será na realidade uma escala de frequências, onde o comprimento da linha horizontal representa a varredura de frequência total do gerador. As saídas de R.F. do gerador de varredura e do marcador são, também neste caso, combinadas ou detetadas no cristal de germânio e aplicadas ao circuito de deflexão vertical do osciloscópio.

Suponhamos que o gerador de varredura esteja varrendo de 20 a 30 MHz e que o marcador esteja ajustado para 25 MHz. A proporção que

o gerador de varredura varre de 20 a 30 MHz, êle deve passar pela frequência do marcador, que é de 25 MHz, e logo que o faça, um sinal de batimento de baixa frequência será produzido na saída do detetor. Esta tensão de baixa frequência é injetada no circuito de deflexão vertical do osciloscópio onde êle produz uma pequena marca vertical ou "batido" que aparece no ponto da linha de deflexão horizontal correspondente a 25 MHz.

Pode parecer à primeira vista que o detetor detetaria ou demodularia constantemente a saída dos dois geradores como também a sua diferença de frequência e portanto, sempre injetaria um sinal demodulado nos circuitos de deflexão

vertical. Isto acontece na realidade, mas se as saídas de R.F. dos geradores permanecem constantes e se a separação instantânea de frequência entre os geradores exceder às características de resposta de frequência do osciloscópio, não haverá deflexão vertical. No entanto, quando a frequência do gerador de varredura pas-

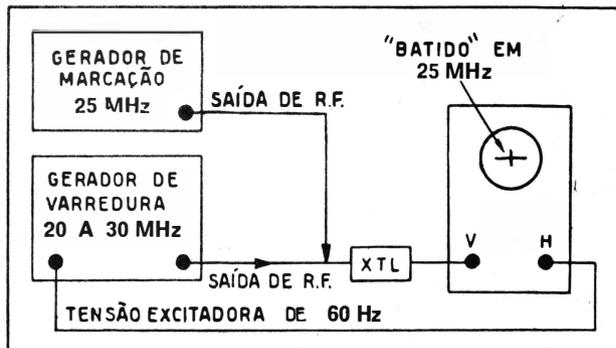


FIG. 14-19 — Ligação do gerador de varredura e do marcador

sa pela frequência do marcador, é produzido no detetor um sinal alternativo de baixa frequência igual à diferença instantânea de frequência entre os geradores e, em consequência, haverá deflexão vertical na razão direta desta baixa frequência. Se os circuitos de deflexão vertical do osciloscópio respondem somente a baixas frequências, o batido será agudo, como ilustra a Figura 14-20A. Se, no entretanto, os circuitos verticais forem capazes de deixar passar frequências muito altas, o batido se tornará mais amplo, como ilustra a Figura 14-20B. Considerando que é de-

sejável ter-se o batido ou marca tão agudo quanto possível, pode-se modificar a condição ilustrada em B para aquela em A, ligando-se um capacitor de passagem apropriado entre o borne de entrada de deflexão vertical do osciloscópio e a massa.

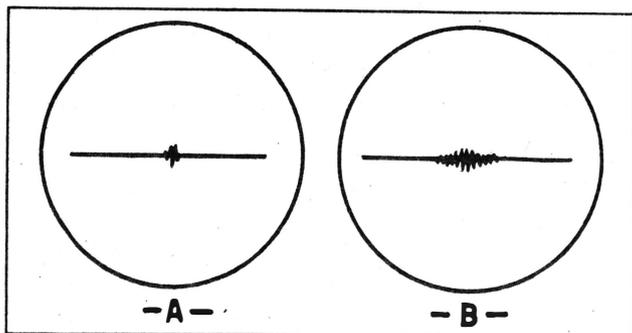


FIG. 14-20 — Efeito da resposta vertical do osciloscópio sobre o aspecto do "batido" ou sinal de marcação

mais altas produzidas durante o tempo em que o gerador de varredura esteja se aproximando e passando sobre a frequência de marcação, o que causará o afinamento do batido marcador.

Este capacitor dará passagem às frequências de batimento

De um ponto-de-vista prático, o arranjo ilustrado na Figura 14-19 sòmente funcionará como foi descrito se o osciloscópio tiver amplificadores verticais de alto ganho. A largura de varredura do gerador pode ser verificada rãpidamente por êste método porque será necessário sòmente mover o sinal marcador de um extremo da linha de traçado para o outro e observar a diferença de frequências entre êsses dois pontos na escala do mostrador de frequências do marcador.

A Figura 14-21 mostra como o marcador é usado quando se emprega o sistema de calibração visual. Neste caso, o sinal marcador é injetado no

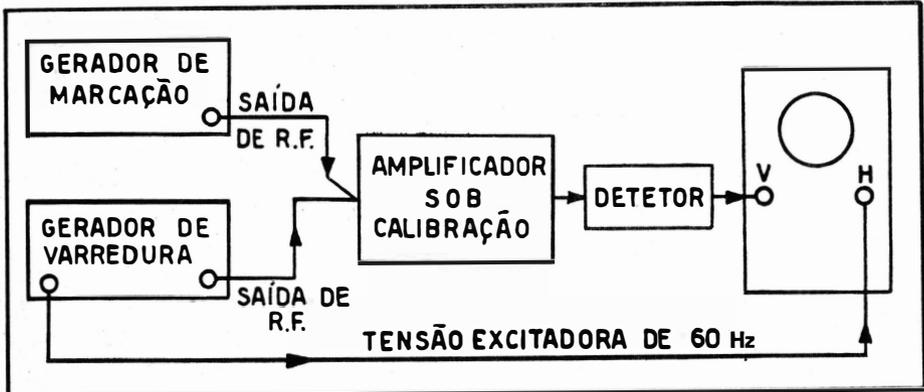


FIG. 14-21 — Sistema de inserção do sinal marcador

amplificador juntamente com a saída de R.F. do gerador de varredura e o batimento de frequências aparece no detetor, juntamente com a tensão demodulada que representa a característica de amplitude do amplificador.

Se fôr injetada no amplificador uma saída demasiada do marcador, haverá sobrecarga no amplificador e no detetor, e a curva de resposta será distorcida, como ilustra a Figura 14-22. Portanto, é importante que

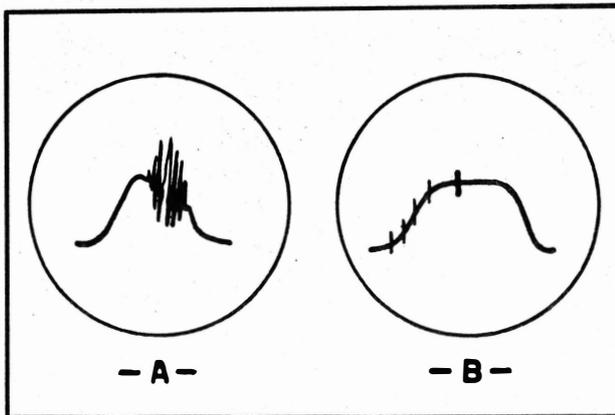


FIG. 14-22 — Condição indesejável do batido marcador

a saída do mostrador seja cuidadosamente controlada durante todo o processo de calibração, de maneira que êle nunca venha a afetar a forma da curva de resposta.

Êste sistema de inserção de sinal marcador tem uma desvantagem muito séria, que é a do sinal marcador ter de passar através dos circuitos sintonizados que

estão sendo calibrados. Assim sendo, a amplitude ou intensidade do sinal de marcação na curva de resposta dependerá do ganho do amplificador

naquela frequência determinada. Se a saída de R.F. do marcador permanecer constante, notar-se-á que o batido do marcador é grande no tópo da curva de resposta, mas diminuirá em amplitude à proporção que for deslocado em direção aos extremos da curva chegando a desaparecer ao atingir o nível da linha de referência.

Este fato é ilustrado na Figura 14-22B; devido a esta característica, a saída de R.F. do marcador deve ser geralmente variada à proporção que a sua frequência é deslocada na curva de resposta, pois do contrário haverá talvez a sobrecarga no tópo da curva de resposta ou o batido pode vir a desaparecer antes mesmo de chegar à base da curva.

20 — MÉTODO APERFEIÇOADO DE INSERÇÃO DO SINAL MARCADOR

Devido às desvantagens do sistema que acabamos de descrever, desenvolveu-se recentemente um método grandemente aperfeiçoado de produzir sinais de marcação na curva de resposta. Este método tem a vantagem de dispensar a passagem dos sinais marcados através dos circuitos que estão sendo calibrados, o que faz com que as "marcas" produzidas sejam inteiramente independentes das características de resposta destes circuitos.

Isto significa que a amplitude do sinal marcador não variará com o ganho do amplificador e torna possível colocar sinais marcadores até mesmo na base da curva de resposta, onde o ganho do amplificador sob calibração é zero.

As interconexões entre os vários instrumentos para este sistema de inserção de sinais marcadores são ilustradas na Figura 14-23. A saída de

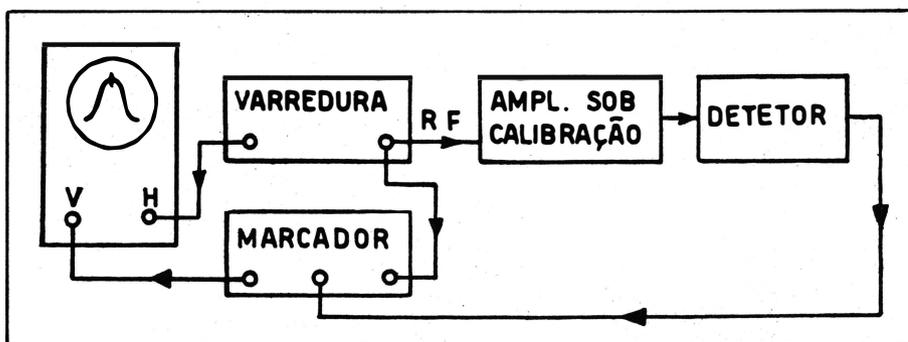


FIG. 14-23 — Sistema aperfeiçoado de inserção do sinal marcador

R.F. do gerador de varredura é injetada, como anteriormente, no amplificador que está sendo calibrado. Uma parte dessa mesma saída, no entanto, é também injetada no gerador de sinais de marcação. O batimento de baixa frequência entre a tensão de varredura e a tensão do sinal marcador é detetado no gerador de marcação; essa tensão de marcação é amplificada e tem sua forma de onda convenientemente alterada pelos

amplificadores especiais do marcador. A saída demodulada do amplificador que está sendo calibrado é também injetada no marcador onde é combinada com a tensão de marcação e, então, aplicada ao circuito de deflexão vertical do osciloscópio. Evidentemente o gerador de sinais de marcação, neste caso, é de construção especial, pois ele desempenha diversas outras funções, além de fornecer um sinal de radiofrequência único.

21 — INSERÇÃO DO SINAL MARCADOR POR MEIO DO REJEITOR DO TIPO DE ABSORÇÃO

Em comparação com o gerador de marcação, o rejeitor do tipo de absorção é um aparelho extremamente simples. Consiste em um circuito ressonante sintonizado paralelo capaz de cobrir as frequências de varredura usadas no processo de calibração. Este circuito sintonizado é frouxamente acoplado (isto é, trazido próximo das bobinas do receptor) aos circuitos sintonizados que estão sendo calibrados no receptor, como ilustra a Figura 14-24.

A proporção que o sinal de R.F. do gerador de varredura varre a frequência de ressonância do rejeitor, uma pequena porção de energia daquela frequência é absorvida pelo rejeitor. Isto causa uma redução do

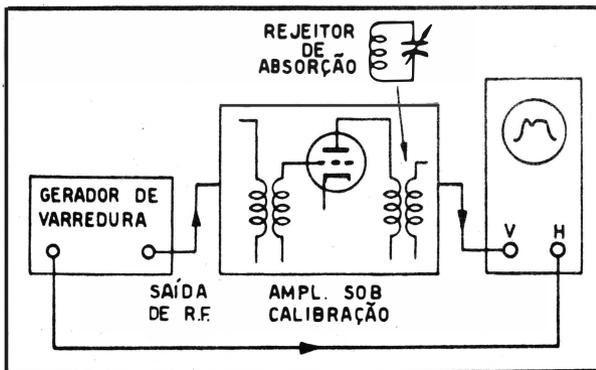


FIG. 14-24 — Utilização de rejeitor para inserção do sinal marcador

sinal de R.F., injetado nos circuitos de R.F. do receptor naquela frequência, e o resultado é um pequeno dente invertido na curva de resposta. A posição deste dente na curva corresponderá à frequência de ressonância do rejeitor.

Considerando que este dente se desloca na própria curva de resposta produzida pelo amplificador sob calibração, o seu tamanho será afeta-

do pelo ganho do amplificador, da mesma maneira que o sinal marcador anteriormente estudado. Portanto, deve-se prover um meio de variar o acoplamento do rejeitor, porque um excesso de absorção poderá distorcer a curva ou alargar o sinal de marcação de maneira a perder sua precisão; por outro lado, um acoplamento insuficiente fará com que o dente desapareça. A vantagem primordial do rejeitor do tipo de absorção sobre o gerador de marcação é que aquele funciona somente na frequência fundamental, enquanto que o gerador de marcação poderá produzir harmônicos que podem causar o aparecimento de sinais espúrios na curva de resposta. O rejeitor, no entanto, somente pode ser usado em circuitos sintonizados que tenham bobinas não blindadas, porque é necessário obter acoplamento elétrico por meio da aproximação do rejeitor aos circuitos

sintonizados sob calibração. Esta desvantagem pode muito bem ser vencida se o rejeitor fôr construído dentro do gerador de varredura de maneira a absorver energia antes da varredura ser injetada no receptor.

22 — ESCOLHA PRÁTICA DO GERADOR DE VARREDURA

Como foi mencionado anteriormente neste mesmo capítulo, a maioria dos geradores de varredura para televisão existente no mercado usa ou uma varredura do tipo mecânico ou uma varredura por válvula de reatância. Dêstes dois sistemas, o mecânico é, sem dúvida alguma, o mais comum. Embora a varredura por válvula de reatância tenha sido usada extensivamente nos geradores de varredura para F.M., ela não tem sido usada largamente em geradores para TV, por causa da dificuldade de se obter uma extensão de varredura suficiente. Por isso, a maioria dos geradores de varredura para TV mais baratos, faz uso do sistema mecânico que já foi descrito anteriormente na sua forma fundamental. Se fôr cuidadosamente construído, êste sistema é capaz de proporcionar resultados excelentes, porém tem a desvantagem de necessitar de partes móveis que estão sujeitas a defeitos mecânicos que muitas vêzes produzem vibração ou ruído audível.

Independentemente do método de varredura de frequência usado, há certos requisitos que devem ser preenchidos para que o gerador de varredura desempenhe na calibração as funções para as quais foi projetado e construído. Êstes requisitos são:

- 1) Saída elevada.
- 2) Saída constante em tôda a faixa de varredura.
- 3) Faixa de varredura ampla.
- 4) Boa linearidade de varredura.
- 5) Atenuação de saída eficiente; baixa fuga de sinal.

Além disso, o gerador deve, naturalmente, ser capaz de cobrir as várias frequências de F.I. e R.F. encontradas em receptores de televisão.

O primeiro requisito, saída elevada, é necessário por causa do baixo ganho individual inerente aos estágios de amplificação de F.I. e R.F. do receptor de televisão. Se, por exemplo, o gerador tiver saída insuficiente nas frequências fundamentais usadas pelas estações de televisão, será impossível ver uma curva de resposta de uma unidade de entrada trabalhando sôzinha, porque a saída detetada seria muito pequena para produzir uma curva de resposta, mesmo num osciloscópio de alto ganho. Esta mesma desvantagem também tornaria impossível o exame das características de resposta de um único estágio amplificador de F.I. de faixa larga. Uma saída de R.F. de, pelo menos, 0,1 volt é necessária nas frequências de R.F. e F.I.

O requisito 2, saída constante em tôda a faixa de varredura, é essencial para que se obtenha uma curva de resposta sem distorção. A Figura 14-25A ilustra uma situação ideal na qual a saída do gerador per-

manece absolutamente na faixa de 20 a 30 MHz. A curva de resposta ilustrada nesta parte do desenho é uma curva típica que é obtida quando a saída do gerador é constante. Na parte B, no entanto, a saída de R.F. do gerador cresce ou aumenta abruptamente no extremo de frequência alta, o que faz com que maior tensão seja injetada no amplificador sob

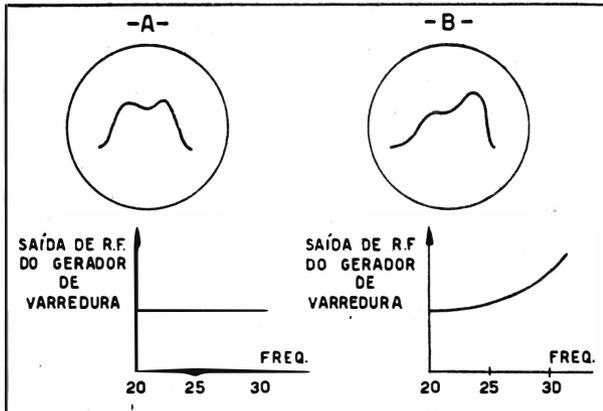


FIG. 14-25 — A constância da amplitude de saída ao longo da faixa de varredura é essencial para a correta formação da curva de resposta (A). Em (B) a saída não é constante, havendo deformação da curva

calibração no extremo de frequência alta. Este aumento de saída causará uma distorção na curva de resposta e a sua forma não será mais a ilustrada em A, mas a que se ilustra em B. Em outras palavras, a curva de resposta obtida sob tais condições não representa mais a resposta verdadeira dos circuitos sob calibração. A tendência natural do técnico é, evidentemente, fazer ajustes no amplificador até que a crista da curva de resposta tenha sido nive-

lada. Desde que, neste caso, a crista é causada pelo gerador de varredura, e não pelo amplificador, o resultado será uma calibração falsa.

Para que se obtenha na tela do osciloscópio a característica de resposta completa de um estágio de F.I. ou R.F. isolado, o gerador de varredura deve ser capaz de varrer dez megahertz ou, preferivelmente, 15 megahertz. Se este requisito (3) não fôr preenchido, será impossível ver a curva de resposta inteira; isso se ilustra na Figura 14-26 onde as partes visíveis da curva estão em linha cheia e as partes que ficam faltando são ilustradas em linhas pontuadas.

Muitos geradores de varredura têm faixa de varredura suficiente, mas não preenchem o requisito (4) que diz que a varredura deve ser linear, isto é, as variações de frequência em qualquer lado da frequência central para a qual o gerador esteja ajustado devem ser iguais. Assim sendo, ajustando-se o gerador para uma frequência central de 25 MHz e ajustando o controle de largura de varredura para dez megahertz, deveria num caso ideal produzir-se uma varredura de 20 a 30 megahertz. Muitas vês,

no entanto, acontece que a varredura de frequência é muito maior

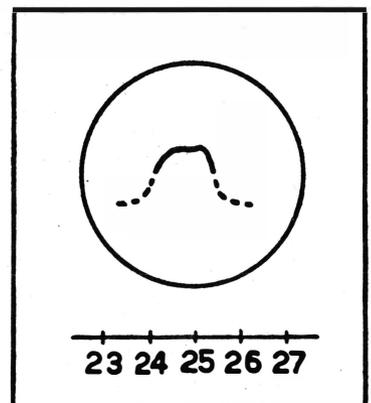


FIG. 14-26 — Efeito de largura de varredura insuficiente

em um lado da frequência central do que no outro, como ilustra a Figura 14-27.

Neste exemplo, a varredura é na realidade de dez megahertz de largura, porém a distribuição de frequência não é linear porque o gerador cobre somente dois megahertz na extremidade de frequência baixa da faixa e depois se estende por oito megahertz na extremidade de frequência alta. Como resultado desta situação, a extremidade de frequência baixa da curva de resposta será cortada, como está ilustrado. Um método simples de se medir a varredura de frequência em cada lado da frequência central do gerador de varredura foi ilustrado na Figura 14-18.

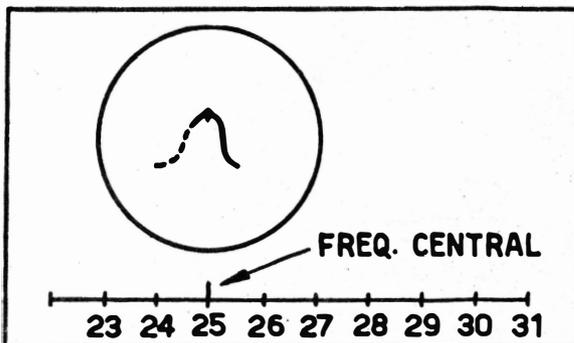


FIG. 14-27 — Efeito de varredura de frequência não linear

O último requisito (5), atenuação de saída eficiente, e baixas fugas de sinal, deve ser preenchido de maneira que as características de resposta do receptor de TV desde os terminais de antena ao segundo detetor possam ser examinadas sem sobrecarregar os circuitos do receptor.

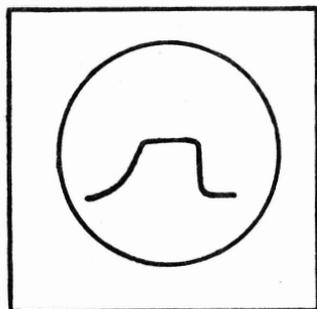


FIG. 14-28 — Curva de resposta típica obtida de um amplificador de F.I. sobrecarregado

Se a saída do gerador de varredura não puder ser reduzida suficientemente, os circuitos que ficam sobrecarregados produzirão uma curva com topo quadrado, como ilustra a Figura 14-28. Constitui prática geral após ter sido completada a calibração, examinar a curva de resposta do receptor como um todo, com o controle de ganho ou contraste completamente aberto, a fim de que se possa simular uma condição de recepção de sinais fracos. Esta prova exige um sinal de entrada do gerador de varredura relativamente fraco, da ordem de 50 microvolts, ou menos.

Será impossível fazer esta prova se os circuitos de atenuação do gerador de varredura forem ineficientes, ou se houver fugas espúrias de sinal.

23 — ESCOLHA PRÁTICA DOS GERADORES DE MARCAÇÃO

Na sua forma mais simples, o gerador de marcação consiste em um gerador de sinais estável e calibrado com precisão, capaz de cobrir as frequências usadas durante o processo de calibração. Embora estes requisitos primordiais de estabilidade e precisão possam parecer fáceis de ser obtidos ou preenchidos com um oscilador de prova convencional para A.M., veremos que isto não é exatamente a verdade se detalharmos mais ainda estes requisitos aplicáveis à televisão. A fim de se obter uma calibração

visual precisa, o gerador de marcação deve possuir as seguintes características:

- 1) Precisão na calibração do mostrador de $\frac{1}{2}$ de 1% em tôdas as frequências usadas.
- 2) Deriva de frequência mínima após o período de aquecimento.
- 3) Ótima estabilidade mecânica; i.e. desvio de frequência zero quando fôr acidentalmente submetido a trepidações.
- 4) Deriva de frequência zero com mudanças de carga na saída.
- 5) A frequência de saída não deve ser afetada pelas variações de tensão da linha.
- 6) O mecanismo do mostrador não deve ter folgas nem mecânicas nem elétricas, a fim de permitir um reajuste de frequência preciso.
- 7) Atenuação de saída efetiva; fugas de sinal mínimas.

Na prática, todos os osciladores de prova convencionais para A.M. falham quanto ao requisito (1) e muitos outros falham no preenchimento de um ou mais dos outros requisitos. A fim de examinar o requisito (1) mais detalhadamente, uma precisão de calibração do mostrador de $\frac{1}{2}$ de 1% significa que ao ser o mostrador ajustado para, digamos, 20 MHz, a frequência real deve estar dentro de $20 \times 0,005$ ou seja 100 kHz. Além disso, o mostrador deve ser suficientemente espalhado, a fim de permitir leituras significativas de 100 kHz nesta faixa de frequências. O oscilador de prova, de um modo geral, é calibrado em divisões de 1 MHz nesta faixa de frequências, o que torna impossível interpolar estas divisões em leituras de 100 kHz. Sômente por esta razão, e não se levando em consideração os outros requisitos, o uso, na prática, de um gerador de sinais convencional para A.M. como um gerador de marcação não é recomendado.

Para calibração de F.I. sômente, o gerador de marcação deve cobrir uma faixa de 20 a 50 MHz, de maneira a incluir a nova faixa de F.I. de 40 a 50 MHz, como, também, as faixas usadas presentemente de 20 a 30 MHz. Uma frequência fixa de marcação de 4,5 MHz é necessária para a calibração dos canais de F.I. de áudio dos receptores com sistema de som entre portadoras. Muito embora o segundo harmônico da saída de um gerador de sinais de marcação de 20 a 30 MHz possa ser usado na nova faixa de F.I. de alta frequência, deve-se levar sempre em consideração que os erros de calibração do mostrador e de deriva da frequência de saída são duplicados quando se usa êste método (*). Além disso, poderá haver respostas espúrias criadas por batimentos entre a frequência fundamental de saída do gerador de marcação e a do gerador de varredura e êstes batimentos aparecerão na curva de resposta como sinais que não lhe dizem respeito.

Muito embora a calibração de frequência inicial do gerador de marcação possa estar bem dentro dos limites especificados, esta calibração po-

(*) Essa duplicação se refere ao limite do êrro, mas o êrro relativo (porcentual) não é modificado. (N. Ed.).

derá ser afetada com o envelhecimento do equipamento e é por isso que constitui boa prática verificar a calibração do instrumento periodicamente mediante confronto com um padrão de frequência, tal como um oscilador controlado a cristal. Um oscilador padrão dessa natureza deverá ter uma saída rica em harmônicos e uma tolerância de frequência de, pelo menos, 0,05% a fim de assegurar calibração precisa nos harmônicos mais altos da região de 40 a 50 MHz. Alguns instrumentos comerciais incluem um circuito de calibração dessa natureza como parte integrante do gerador de marcação.

Quando se usa, em conjunto com um gerador de varredura, um gerador de marcação capaz de fornecer somente um sinal de marcação de cada vez para calibração de F.I. e R.F., será necessário proceder a uma série considerável de reajustes da frequência do gerador de marcação à proporção que se leva a cabo o processo de calibração. Isto é devido ao fato de que a curva de resposta deve ser examinada quase que continuamente em mais de um ponto. Este problema pode ser simplificado consideravelmente pelo uso de mais de um gerador de marcação e ajustando cada um para uma frequência diferente. Uma outra solução será o uso de um circuito modulador controlado a cristal, o qual modulará um gerador de marcação de frequência variável, produzindo marcações fixas, em frequência, com relação à marca primária. Este sistema é usado no Gerador de Marcação General Electric ST5A, que será descrito.

Muito embora, possamos empregar um oscilador de frequência variável e estável como um gerador de marcação para calibração dos circuitos de entrada de um receptor de televisão, praticamente todos os equipamentos comerciais em uso atualmente utilizam para este fim harmônicos de um cristal de precisão de frequência baixa. Tais geradores a cristal são extremamente estáveis e precisos e têm a vantagem adicional de não necessitarem de sintonização se forem usados em um circuito bem projetado e construído.

24 — ESPECIFICAÇÕES DO OSCILOSCÓPIO

Até aqui, pouco tem sido dito com relação ao funcionamento do osciloscópio porque este instrumento já vinha sendo usado por muitos técnicos mesmo antes do advento da F.M. e da TV e sua teoria de funcionamento deveria ser, portanto, conhecida daqueles que se dedicam a rádio-reparações.

Se o osciloscópio se destinar a ser usado para calibração visual exclusivamente, pode-se dizer que o requisito principal é uma amplificação suficiente nos amplificadores de deflexão vertical. As características de resposta de alta frequência dos amplificadores vertical e horizontal não precisam ser extremamente boas porque ambos esses circuitos serão alimentados com C.A. de frequência baixa ou tensão contínua pulsativa (geralmente a 60 Hz).

No entanto, para que estas formas de onda sejam corretamente mostradas, é muito importante que o circuito de deflexão vertical do osciloscópio tenha boa resposta em frequências baixas. Esta resposta de

frequência baixa não precisa ser essencialmente plana até o limite mínimo, mas deve ser capaz de deixar passar 4 ou 5 hertz, com amplificação reduzida, pois do contrário a curva de resposta obtida será distorcida. A resposta de frequência alta dos circuitos verticais deverá ser, pelo menos, dez vezes a frequência da forma de onda a ser examinada. Considerando que na maioria das operações do sistema de calibração visual, os circuitos verticais são alimentados com uma tensão contínua pulsativa que varia na razão de 60 Hz, a resposta deve ser plana até, pelo menos, 600 hertz. Este requisito pode ser preenchido por praticamente qualquer osciloscópio. O amplificador vertical deverá ter uma sensibilidade de pelo menos 0,05 volt R.M.S. por polegada. Isto quer dizer que, com o ganho do circuito vertical no máximo, uma tensão de 0,05 volt aplicada aos terminais de entrada do circuito vertical deverá deslocar o feixe verticalmente uma polegada.

Uma vez que os circuitos horizontais no osciloscópio precisam somente deixar passar uma tensão senoidal de 60 Hz, os seus requisitos de resposta de frequência são ainda menos críticos do que o circuito vertical.

Se o osciloscópio se destinar, também, ao exame das formas de onda, nos circuitos de varredura vertical e horizontal do receptor de TV, além de ser usado para calibração visual, os requisitos para o amplificador vertical do osciloscópio tornam-se mais severos. Além de alta sensibilidade, os circuitos verticais deverão também ter uma extensão na sua resposta às altas frequências de, pelo menos 500 kHz, e preferivelmente até vários megahertz. A fim de evitar uma carga muito pesada nos circuitos de varredura dos televisores quando se está verificando o seu rendimento no osciloscópio, a impedância de entrada do circuito vertical deve ser tão alta quanto possível e a capacitância em paralelo deve ser extremamente baixa. As características típicas para um bom osciloscópio são impedância de entrada de 1 megohm, com 10 pF em paralelo. Muitos osciloscópios a fim de reduzir a capacitância de entrada, incorporam uma ponta de prova especial para ser usada no exame dos circuitos que não possam ser carregados fortemente.

Embora não seja essencial, é de muita utilidade ter uma fonte interna de tensões calibradas que possam ser usadas para calibrar a sensibilidade de deflexão vertical do osciloscópio, especialmente quando se estiver verificando a forma de onda nos circuitos de varredura de um receptor de televisão. Essas tensões de calibração permitem ao técnico determinar a amplitude de crista-a-crista da onda que está sendo medida, sem que se torne necessário o uso de um voltímetro externo.

De um modo geral, os circuitos horizontais da maioria dos osciloscópios têm faixas de varredura adequadas para a verificação de formas de onda. A mais alta frequência de varredura usada no osciloscópio para provas de circuitos de deflexão é, geralmente a metade da frequência de exploração horizontal ou seja mais ou menos oito kHz. Se o osciloscópio for usado para calibração visual, o circuito de entrada horizontal deve ter um sistema de comutação pelo qual o gerador dente de serra interno possa ser desligado para permitir a aplicação da tensão de deflexão horizontal externa do gerador de varredura.

Se as especificações elétricas que foram mencionadas acima puderem ser preenchidas, o tamanho do tubo de raios catódicos empregado no osciloscópio é de importância secundária. Um tubo de três ou cinco polegadas é satisfatório, muito embora o tubo de cinco polegadas seja preferível do ponto de vista de visão confortável.

25 — EQUIPAMENTOS DE PROVA DIVERSOS

O equipamento adicional necessário para calibração e reparação de televisores consta de: um voltímetro eletrônico de boa qualidade, um volt-ohm-miliamperímetro de 20 000 ohms por volt e um multiplicador de alta tensão para este último.

O voltímetro eletrônico deverá ter uma ponta de prova externa para radiofrequências a fim de tornar possível a medição de tensões de C.A. nos circuitos amplificadores de R.F. e F.I. de vídeo. A impedância de entrada de C.C. deverá ser tão alta quanto possível, dez megohms ou mais, de maneira a permitir a medição de circuitos com cargas muito pequenas, tais como circuitos de polarização de grade, sem alterar as condições de funcionamento do circuito. A escala de volts C.C. do voltímetro eletrônico deve ir até, pelo menos, 300 volts, e deverá também ter uma escala baixa de 0-3 volts.

O V.O.M. é necessário para verificação das tensões e intensidades de C.C. e C.A., bem como para medições de resistências. Uma vez que a escala mais alta deste instrumento é geralmente de 1 000 volts, é necessário ter-se à mão um multiplicador externo a fim de poder estender essa escala até 20 000 volts ou mais. Esta escala tornará possível a medição de tensões do segundo anodo de todos os tubos de imagem atuais, com exceção dos tubos do tipo para projeção.

25-A — EQUIPAMENTO DE PROVA DE TELEVISÃO GENERAL ELECTRIC

Os três instrumentos que serão descritos foram construídos para funcionar como um conjunto coordenado para a calibração e serviço de manutenção de todos os tipos de receptores de televisão. Muito embora tenha sido construído principalmente para serviços de laboratório, este equipamento representa a última palavra para grandes oficinas de consertos onde se exija rapidez e precisão do serviço. As três unidades a serem descritas são o gerador de Varredura ST4A, o Gerador de Marcação ST5A e o Osciloscópio tipo ST2A.

O Gerador de Varredura tipo ST4A não faz uso da varredura mecânica nem tão pouco de válvulas de reatância, mas, ao invés disso, emprega o princípio de relutância variável para variar a frequência de um circuito sintonizado de um oscilador. O circuito básico é ilustrado na Figura 14-29. A bobina osciladora, L2, é enrolada em um núcleo de ferro pulverizado que é colocado entre os polos de um reator de ferro laminado L1. O reator é alimentado com uma tensão de 60 hertz e a mudança de

fluxo resultante varia a permeabilidade do núcleo de ferro pulverizado. Esta mudança de permeabilidade faz com que a indutância de L2 aumente e diminua alternadamente, o que, por sua vez, varia a frequência do oscilador.

Variando-se o valor da tensão de 60 hertz aplicada ao reator, a faixa de varredura do gerador poderá ser controlada desde aproximadamente 500 kHz até além de 15 MHz. Outras características deste instrumento são a extinção do retôrno, uma chave de contrôle e reversão de fase, e uma modulação de amplitude extremamente baixa. As especificações completas são enumeradas abaixo:

Faixa de frequência: Continuamente variável de 4 a 110 MHz e de 170 a 220 MHz em duas faixas.

Largura de Varredura: Linear, desde 500 kHz até mais de 15 MHz..

Tensão de Saída: Maior do que 0,1 volt de 4 a 110 MHz. Maior do que 0,5 volt de 170 a 220 MHz.

Atenuação de Saída: Continuamente variável do máximo até 20 micro-volts.

Fuga: Campos espúrios menores do que 10 micro-volts medidos por uma antena captadora de quadro de duas polegadas, a uma distância de seis polegadas da caixa, em qualquer direção.

Impedância de Saída: 20 a 60 ohms dependendo do ajuste do atenuador.

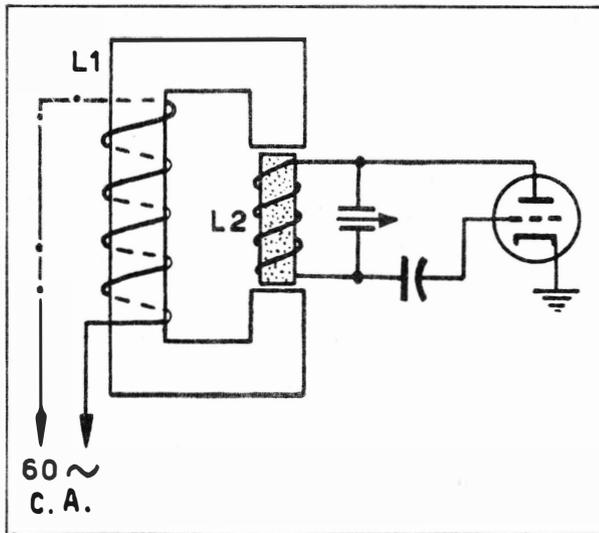


FIG. 14-29 — Circuito básico usado no gerador de varredura de relutância variável G.E.

O Gerador de Sinais de Marcação foi construído como uma unidade acompanhante do Gerador de Varredura ST4A. As frequências de marcação produzidas neste instrumento não são alimentadas através dos circuitos que estão sendo calibrados, mas são superpostas à curva de resposta de saída do receptor. Isto torna os sinais de marcação inteiramente independentes da resposta dos circuitos sintonizados e permite o aparecimento de sinais de marcação na linha base da curva de resposta onde o ganho real do

circuito é zero. Além disso, um circuito modulador a cristal é usado, o qual permite que a frequência fundamental de marcação seja modulada por um

cristal de 1,5 MHz ou de 4,5 MHz, o que possibilita a existência de cinco sinais de marcação controlados a cristal na curva de resposta. Por exemplo, suponhamos, que o gerador de marcação foi ajustado para 26,3 MHz, o que coloca um batido na curva de resposta ilustrada na Figura 14-30. Se introduzirmos agora a modulação de 4,5 MHz, serão produzidos sinais de marcação laterais distantes 4,5 MHz de cada lado da frequência de 26,3 MHz. Se o sinal de marcação de 26,3 MHz. corresponder à portadora da imagem, segue-se, então, que, se subtrairmos o sinal de marcação lateral de 4,5 MHz (ou seja a resultante 21,8), então este sinal lateral de marcação de 4,5 corresponderá à portadora de som

porque, de acordo com os padrões de TV, as portadoras de som e de imagem de qualquer estação de televisão estão sempre separadas de 4,5 MHz. O mesmo cristal pode operar também em intervalos de 1,5 MHz da portadora de imagem, a fim de fornecer simultaneamente sinais de marcação espaçados a intervalos de 1,5 MHz da portadora de imagem para determinar a passagem de faixa e a resposta de

canais adjacentes. Assim sendo, somente um ajuste do mostrador do gerador de sinais de marcação é necessário para uma calibração de F.I. completa. O cristal também pode ser usado para calibrar o oscilador sintonizável de marcação de F.I. As outras especificações deste instrumento são as seguintes:

Frequências Baixas: A chave seletora de 15 posições seleciona 12 frequências controladas a cristal para a portadora de imagem e três faixas de F.I. sintonizáveis: 19-27 MHz; 27-37 MHz; e 37-50 MHz. Precisão do cristal 0,02% — precisão da faixa de F.I. 0,5%.

Modulador de Cristal: Cristal simples, cortado para operar no módulo fundamental ou no terceiro módulo mecânico, dependendo dos circuitos sintonizados selecionados. Fornece sinais de marcação em 4,5 ou 1,5 MHz, como, também, harmônico de 4,5 MHz para calibração do mostrador.

O osciloscópio ST2A possui alta sensibilidade de deflexão vertical, características de resposta de frequência excelente, ponta de prova externa de baixa capacitância e fontes de tensão internas para calibração. As outras especificações são enumeradas abaixo:

Impedância de entrada (vertical): C.A. — 1 megohm em paralelo com 36 pF.

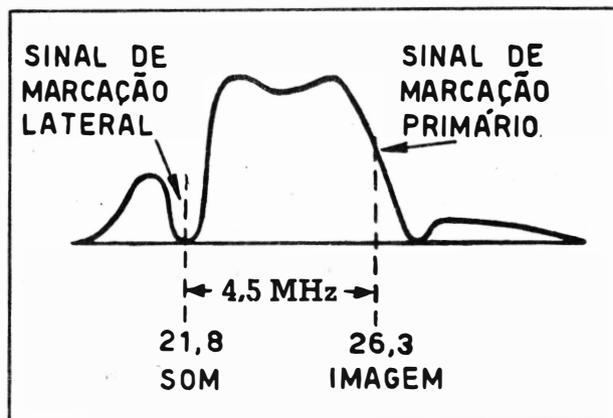


FIG. 14-30 — Produção de sinais marcadores laterais por meio de uma modulação de 4,5 MHz.

C.C. — 1 megohm em paralelo com 80 pF.

Ponta de prova — 1 megohm em paralelo com 10 pF.

Resposta de frequência (vertical): +0-50% de 20 hertz a 1 megahertz com redução gradativa de resposta acima de 1 megahertz.

Sensibilidade (vertical): C.A. — 0,015 volt R.M.S. por polegada.

C.C. — 2,0 volts por polegada.

Ponta de prova: 0,2 volt R.M.S. por polegada.

Faixa de Varredura Horizontal: 10 hertz a 100 kHz, em seis faixas.

Tensões de Calibração: Sete tensões de C.A. da mesma frequência da rede elétrica: 0,3 - 1,5 - 3 - 15 - 30 - 150 e 300 volts, com precisão de 15%.

26 — SEQUÊNCIA DE CALIBRAÇÃO

Devido às inúmeras variações de circuitos encontradas em receptores de televisão modernos, seria impossível se estabelecer uma regra geral que pudesse ser seguida como um processo de calibração para todos os receptores existentes. Por esta razão, o reparador deverá sempre consultar os manuais de serviço fornecidos pelo fabricante, os quais se aplicarão ao receptor que esteja na oficina para ser calibrado. Em muitos casos, a sequência das diferentes operações de calibração deve ser seguida sem alterações por causa das interações que podem existir nos circuitos. Se não for seguida estritamente a sequência de calibração recomendada para esses receptores, a calibração ficará imperfeita. Em geral, no entretanto, a seguinte sequência poderá ser seguida para a calibração de receptores convencionais:

- 1) F.I. de som.
- 2) Rejeitores de som e de canais adjacentes.
- 3) F.I. de vídeo.
- 4) Rejeitor de som de 4,5 MHz (se usado).
- 5) Estágios de entrada.

A seguinte ordem é geralmente seguida para a calibração de receptores com o som entre portadoras:

- 1) F.I. de vídeo.
- 2) Rejeitores de canais adjacentes.
- 3) Rejeitores de som (se houver).
- 4) F.I. de som (em 4,5 MHz).
- 5) Estágios de entrada.

Não se deve concluir por esta lista que todos os receptores que são consertados necessitam de uma calibração completa. Na maioria dos ca-

sos, uma verificação ligeira do funcionamento do receptor dirá se o mesmo necessita de calibração, e, muitas vezes, será necessário somente um pequeno retoque em um ou dois circuitos rejeitores ou nos transformadores de F.I.

A experiência tem demonstrado que é realmente muito raro encontrar-se um receptor de televisão que necessite de uma calibração completa de todos os circuitos sintonizados (a menos que tenha sido mexido por pessoas inescrupulosas). Mesmo assim, muitos técnicos não levam tal fato em consideração e gastam muitas horas recalibrando desnecessariamente um receptor inteiro quando poderia haver necessidade de apenas retocar o ajuste de um circuito rejeitor.

27 — SINTOMAS DE CALIBRAÇÃO IMPERFEITA

De um modo geral, um receptor de televisão não se descalibrará da noite para o dia ou mesmo num período de muitos meses. Se o receptor estiver funcionando perfeitamente e de uma hora para outra se desaranjar, as maiores probabilidades são de defeito em um dos componentes, do que de falta de calibração. Quase todos os dispositivos de calibração de receptores de televisão, se forem devidamente lacrados após o término do serviço, conservarão os seus ajustes por longos períodos de tempo. Geralmente, depois do receptor ter estado em funcionamento por um ano ou mais, os efeitos do calor, umidade, poeira, etc., podem fazer com que os circuitos do receptor alterem vagarosamente as suas características de ressonância e, se esta alteração gradativa continua, o receptor necessitará, eventualmente, uma recalibração em alguns dos seus circuitos. Devido às características de faixa ampla dos circuitos sintonizados de F.I. e R.F. qualquer pequena alteração nos componentes destes circuitos não causará, muitas vezes, prejuízos ao bom funcionamento do receptor. Como é de se esperar, os circuitos sintonizados com agudeza, tais como rejeitores de áudio, de F.I., de canais adjacentes, de fixação de portadora, etc., são mais críticos em relação a uma ligeira alteração nas tolerâncias dos componentes e, portanto, estes circuitos devem ser examinados em primeiro lugar e ajustados, se necessário, antes de se proceder à recalibração dos demais circuitos.

Os sintomas mais comuns de falta de calibração dos circuitos rejeitores nos receptores convencionais são: 1) som fraco ou distorcido; 2) barras de som na imagem; 3) granulações na imagem; 4) detalhe de imagem insuficiente; 5) insuficiente rasteiro do som e imagem. As condições (1) e (2) podem ser causadas por falta de calibração dos circuitos de rejeição ou de separação de som existentes nos circuitos de F.I. de vídeo. Ocasionalmente, a falta de ajuste de um rejeitor de canal adjacente permitirá que o sinal de áudio de um canal de estação adjacente penetre nos circuitos de F.I. de vídeo, o que produzirá os mesmos sintomas. Uma fina granulação na imagem (3) pode ser causada por falta de calibração do rejeitor de som de 4,5 MHz existente no circuito amplificador de vídeo. Nos receptores que empregam um rejeitor para fixar a portadora de imagem no ponto de 50% da curva de resposta de F.I., a falta de ajuste desse rejeitor pode ser a causa da condição (4). Naturalmente, existem outras

muitas condições de defeitos e interferências externas que podem produzir os mesmos sintomas, mas isso aliás não deve levar o técnico a deixar de fazer primeiro um exame nos circuitos rejeitores.

Devido às diferenças na elaboração de circuitos, alguns dos circuitos rejeitores usados nos receptores do tipo de som entre portadoras não são críticos como aqueles que se encontram em receptores convencionais. Os rejeitores de tomada ou separação de som, se houver, são sintonizados em 4,5 MHz e são relativamente estáveis em comparação com rejeitores de som sintonizados na região de 20 MHz. Os rejeitores de canais adjacentes têm as mesmas características, tanto nos receptores do tipo de F.I. de som entre portadoras, como nos receptores convencionais; isto também se aplica aos rejeitores de som de 4,5 MHz ligados aos circuitos de amplificação de vídeo de alguns receptores do tipo de som entre portadoras de modelo mais recente. Provavelmente, o ajuste mais crítico na maioria dos receptores do tipo de F.I. de som entre portadoras é o ajuste do secundário do transformador do detetor de relação usado no canal de som de 4,5 MHz. Se este circuito não estiver ajustado corretamente, a modulação de amplitude sobreposta à F.I. de som de 4,5 MHz não será eliminada completamente, o que causará um forte zumbido na saída de áudio do receptor.

A má calibração da unidade de entrada no receptor de televisão (convencional e de som entre portadoras) geralmente se denunciará pela falta de detalhe da imagem ou pela pouca sensibilidade. Frequentemente, os circuitos amplificadores de R.F. e misturadores podem estar desajustados consideravelmente sem afetar seriamente o funcionamento do receptor e o único exame eficiente que pode ser feito é verificar a curva de resposta dos circuitos de entrada pelo método de calibração visual. Se o oscilador local nos circuitos de entrada estiver muito fora de ajuste, poderá se tornar impossível sintonizar devidamente a imagem ou o som. Isto acontece, geralmente, em somente um canal, a menos que indutâncias do tipo incremental sejam usadas e, neste caso, vários canais poderão estar desajustados. (Uma indutância do tipo incremental é uma bobina com derivações. Veja para maiores detalhes, o título 33: "PROCESSO GERAL PARA CALIBRAÇÃO DOS CIRCUITOS DE ENTRADA").

Em muitos casos, válvulas defeituosas ou má instalação da antena produzirão sintomas idênticos aos causados por má calibração de R.F. e F.I.

(Pouca sensibilidade, pouco detalhe de imagem, som distorcido).

A possibilidade desses defeitos deve sempre ser investigada e corrigida se necessário, antes de se concluir que a má calibração seja a causa do defeito.

28 — PREPARAÇÕES PARA CALIBRAÇÃO

Muito embora seja possível, por vezes, retocar um ou dois circuitos rejeitores em um receptor de televisão retirando-se a tampa traseira e trabalhando-se dentro do gabinete, na maioria dos casos o chassi precisará ser retirado do gabinete e colocado numa bancada de trabalho

durante a calibração. Se a válvula de imagem for parte integrante do chassi, ela deve ser retirada e guardada em um lugar seguro, para evitar uma possível quebra e riscos para o técnico. Geralmente, a retirada da válvula de imagem não afetará os circuitos a serem calibrados. Se o receptor tiver os filamentos de suas válvulas ligados em série, pode-se usar, para completar a série de filamentos, uma válvula do tipo 6SN7 com todos os pinos exceto os pinos 7 e 8, cortados, desde que a válvula de imagem seja do tipo de 0,6A no filamento, como é usual. Os pinos 7 e 8 da válvula 6SN7 devem ser ligados aos pinos 1 e 12 do suporte destinado à válvula de imagem.

Se o receptor tiver uma fonte de alimentação do tipo sem transformador, não deverá ser ligado diretamente à rede elétrica. Deve-se usar um transformador de isolamento, pois se isto não for feito, o equipamento de prova poderá ser seriamente danificado.

Receptores que empreguem C.A.G. (contrôle automático de ganho), muitas vezes necessitam de uma bateria de polarização externa ligada aos circuitos de F.I. durante a calibração. Isto é devido ao fato de que a polarização para as válvulas de F.I., que é normalmente produzida pelo sinal de TV, não existe durante a calibração. O valor da tensão de polarização externa necessária e os pontos de sua ligação são sempre indicados nos manuais de instruções do fabricante e estas recomendações deverão ser seguidas à risca.

Antes de proceder à calibração, o receptor e o equipamento de prova deverão ser pré-aquecidos por um período de quinze ou vinte minutos.

29 — PRECAUÇÕES NA CALIBRAÇÃO

- 1) Antes da calibração, verifique se o receptor está (salvo no que se refira à calibração) funcionando corretamente.
- 2) Siga sempre as recomendações do fabricante. Não faça uso de operações simplificadas numa tentativa de economizar tempo.
- 3) Certifique-se de que todos os controles de operação do receptor estão em suas posições recomendadas antes de proceder à calibração.
- 4) Use ferramentas de calibração apropriadas. Estas deverão incluir uma chave hexagonal isolada e uma chave de fenda para ajustes de compensadores de mica e uma chave de fenda de cabo curto para ajustes dos núcleos variáveis.
- 5) Não insista em forçar ajustes que tenham sido lacrados com cola de acetato-celulose ou "cimento" similar. Use acetona ou outro solvente para primeiramente amolecer o "cimento".
- 6) Certifique-se de que o cabo de saída do gerador de varredura está terminado devidamente. Consulte o livro de instruções do equipamento de prova para obter informação certa.
- 7) Faça todas as ligações de massa tão curtas quanto possível, especialmente quando estiver trabalhando nos circuitos de entrada. Siga as

recomendações do fabricante quanto aos pontos onde devem ser feitas as ligações de massa nos chassis.

8) Tenha sempre em mente que frequências intermediárias de 20 a 30 MHz e de 40 a 50 MHz são muito mais críticas quanto ao arranjo dos fios do que as de 455 kHz. Faça as ligações do equipamento de prova bem curtas e use os resistores de isolação recomendados, como, também, os capacitores em série com estes fios.

9) Quando estiver calibrando as F.I., certifique-se de que os circuitos de entrada não estão tendo influência sobre a curva de resposta. A fim de evitar isso, deve-se ligar o receptor para um canal onde não se note interferência alguma

10) Não sobrecarregue os circuitos pela aplicação de sinal de entrada demasiado. Se estiver em dúvida, use somente a amplitude de sinal suficiente para produzir uma curva de resposta.

30 — PEQUENOS SEGRÊDOS DA CALIBRAÇÃO

Ocasionalmente, devido a interações dos circuitos do receptor, a curva de resposta obtida no osciloscópio flutuará verticalmente. Isto é causado, algumas vezes, pelos circuitos de varredura vertical do receptor e pode ser remediado removendo-se temporariamente as válvulas de saída vertical ou osciladora vertical.

Uma outra situação de interferência encontrada por vezes, é a modulação da curva de resposta pela frequência de varredura horizontal do receptor. Isto produzirá um efeito semelhante ao da Figura 14-31 na qual se obtém uma curva de resposta pouco nítida e confusa. Neste caso, também, o remédio é neutralizar temporariamente o circuito de saída horizontal. De um modo geral não é de bom alvitre retirar-se a válvula osciladora horizontal, porque isto, em certos casos, retirará também a polarização da válvula de saída horizontal, o que causará a sua queima. A polarização produzida pela osciladora horizontal é, às vezes, também usada nos estágios de F.I. e R.F.

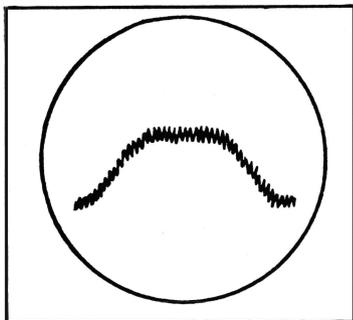


FIG. 14-31 — Curva de resposta de F.I. modulada

A terminação imprópria do cabo de saída do gerador de varredura ou má ligação de massa dos equipamentos de prova pode ser verificada segurando-se o cabo e olhando a curva de resposta. Se, ao fazê-lo, for notada uma mudança de forma ou de tamanho da curva, sabêremos que existem ondas estacionárias no cabo; isso deve ser corrigido antes de proceder ao início da calibração. Se for usado um resistor de terminação externo na extremidade do cabo do gerador de varredura, esse deverá ser do tipo não indutivo, de carvão, e não um resistor de fio.

Se a terminação do cabo de saída estiver correta, poderá ser necessário ligar-se mais alguns fios de massa entre o receptor e o gerador de varredura. Estas ligações de massa deverão ser bem curtas e com fio bem grosso. Entre o receptor e os terminais de deflexão vertical do osciloscópio deve-se usar sempre um cabo blindado, a fim de evitar captação de ruídos e sinais espúrios. As ligações entre o gerador de varredura e os terminais horizontais do osciloscópio devem ser também de cabo blindado, pelas mesmas razões.

Muito embora a saída do receptor seja quase sempre tomada no resistor de carga do circuito detetor, será muitas vezes vantajoso tomar o sinal de saída de um dos amplificadores de vídeo que se seguem ao detetor. Esses estágios amplificarão a resposta antes dela ser aplicada ao osciloscópio e esta amplificação será muito útil quando o osciloscópio não tiver ganho suficiente para fornecer na sua tela uma curva de resposta de tamanho conveniente. Deve-se ter em mente, no entanto, que a polaridade do sinal de saída mudará cada vez que passar por um estágio de amplificação adicional, como ilustra a Figura 14-32. Ocasionalmente, um

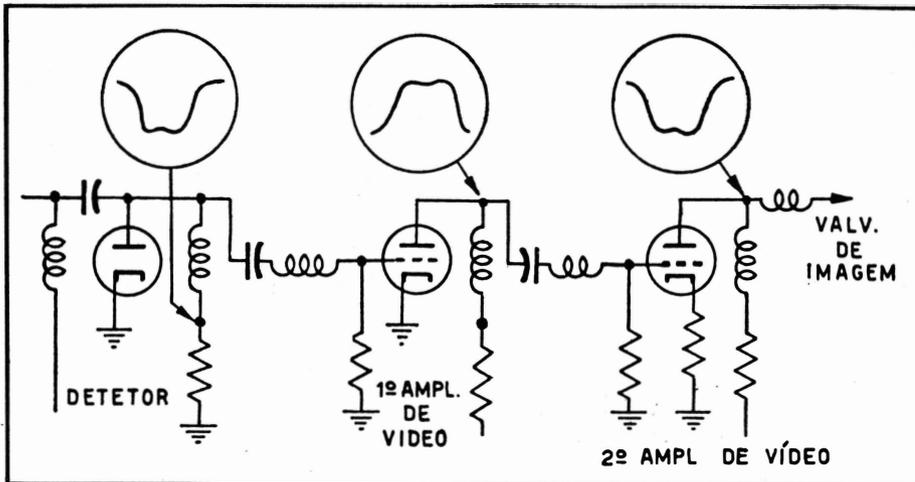


FIG 14-32 — Mudança de polaridade no amplificador de F.I. de vídeo

desvio de fase de frequência baixa nestes estágios de amplificação fará com que a curva de resposta seja levantada abruptamente em uma extremidade e esse efeito pode ser, em alguns casos, tão sério a ponto de impossibilitar totalmente a determinação exata das características da curva. Neste caso, o sinal de saída deve ser tomado no segundo detetor.

Muitos técnicos experientes cometem o erro de injetar um sinal demasiado no gerador de varredura, nos circuitos que estão sendo calibrados. Se esses circuitos forem sobrecarregados, os efeitos dos ajustes de calibração podem deixar de ter influência na curva de resposta, e isto, naturalmente causará muita confusão.

Uma verificação ligeira quanto à sobrecarga pode ser feita aumentando a saída do gerador de varredura e notando o aumento correspon-

dente na altura da curva de resposta no osciloscópio. Se a altura da curva de resposta só aumentar ligeiramente, ou se ela se achatar na parte superior, à proporção que se aumente o sinal, saber-se-á que está havendo sobrecarga. O remédio lógico será diminuir a saída do gerador de varredura e aumentar o ganho vertical do osciloscópio, a fim de trazer a curva ao seu tamanho original na tela. A fim de se obterem os melhores resultados, as recomendações do fabricante com respeito ao nível de saída de sinal a ser mantido no segundo detetor, devem ser seguidas rigorosamente. (Esta tensão é geralmente da ordem de um a três volts, de crista-a-crista). Em outras palavras, a saída do gerador de varredura será variada durante cada passo do processo de calibração, de maneira que a saída do detetor e, por conseguinte, a altura da curva de resposta permaneçam constantes. Para se obter este resultado, o amplificador vertical do osciloscópio deve ser primeiramente calibrado para a saída de crista-a-crista recomendada. Depois disto, o controle de ganho vertical do osciloscópio será abandonado e o tamanho da curva de resposta (altura) será controlado pela variação da saída do gerador de varredura.

31 — CALIBRAÇÃO DO OSCILADOR

O amplificador vertical em qualquer osciloscópio pode ser facilmente calibrado por meio de uma fonte variável de tensão de C.A. e um medidor de precisão para C.A. Os componentes e sistemas de ligação são ilustrados na Figura 14-33. Para calibrar o osciloscópio gire primeiramente o seu controle de ganho vertical para zero e ajuste o reostato para a leitura de tensão desejada

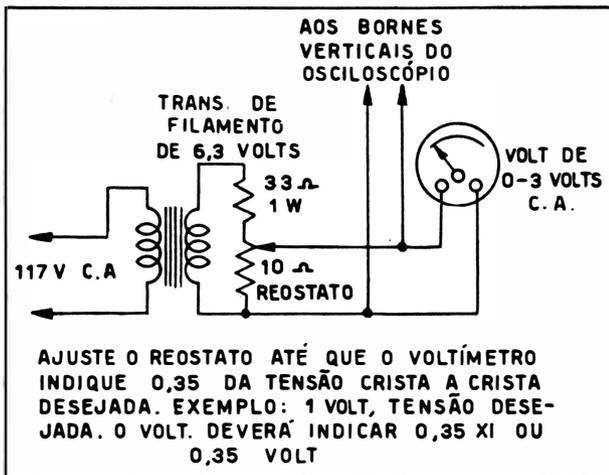


FIG. 14-33 — Circuito para calibração do osciloscópio

altura de tensão desejada (conforme especificação da fôlha de serviço do televisor que se deseje alinhar) no medidor de C.A. Aumente, agora, gradualmente o ganho vertical até que a deflexão vertical preencha aproximadamente três quartos da tela. Deixe o controle de ganho ajustado nesta posição e não mude o seu ajuste durante todo o processo de calibração do televisor. Se, posteriormente, a altura da curva de resposta for muito pequena ou muito grande, o seu tamanho poderá ser ajustado aumentando-se ou diminuindo-se a saída do gerador de varredura, mas nunca atuando sobre o controle de ganho do osciloscópio. Desta maneira, a saída do segundo detetor terá que permanecer aproximadamente constante.

32 — PROCESSO GERAL PARA CALIBRAÇÃO DOS CIRCUITOS DE F.I. E REJEITORES

Praticamente todos os receptores de televisão são calibrados por um processo de passo por passo, começando do último circuito sintonizado mais perto dos amplificadores de áudio e vídeo e fazendo a calibração estágio por estágio até a primeira etapa da unidade de entrada. A Figura 14-34 ilustra o processo geral usado para a calibração dos estágios de F.I. de vídeo. (Isto se aplica a ambos os tipos de receptores, convencional ou

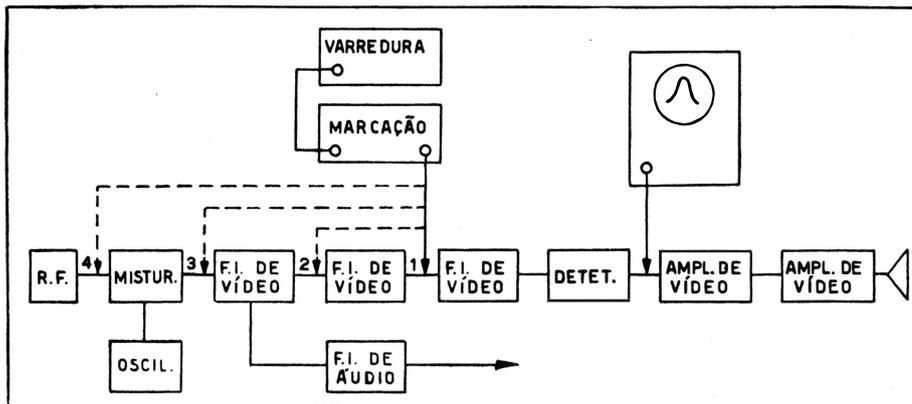


FIG. 14-34 — Processo típico de calibração da F.I. de vídeo.

com F.I. de som entre portadoras). O osciloscópio permanece ligado ao segundo detetor de imagem e o gerador de varredura é avançado para a frente. Assim, o efeito de cada estágio adicional pode ser observado à proporção que se processa a calibração. As instruções para calibração geralmente mostram a curva de resposta que deverá ser obtida em cada passo e será, portanto, somente necessário ajustar cada estágio sintonizado até que a curva de resposta no osciloscópio seja uma cópia fiel da curva fornecida pelo fabricante. Os pontos de frequência críticos da curva são indicados por batidos marcadores nas notas de serviço, e essas frequências são verificadas na própria curva de resposta por meio do gerador de marcação. Os requisitos primordiais na F.I. de vídeo são: largura de faixa adequada, resposta razoavelmente plana, e localização correta da portadora de imagem na parte de frequência alta da curva, e a devida atenuação da portadora de som.

Os circuitos de rejeição de som e de canais adjacentes poderão ser calibrados juntamente com os circuitos de F.I. se o equipamento de calibração utilizar o sistema interno de mistura de sinais de marcação, que permite o aparecimento de sinais de marcação na linha base da curva de resposta. Isto pode ser feito ajustando-se o gerador de marcação para a frequência do rejeitor e ajustando-o até que a resposta de amplitude naquele ponto na curva esteja no mínimo.

A Figura 14-35 ilustra na parte A a situação que pode ser encontrada se os rejeitores de som e de canais adjacentes não estiverem devi-

damente calibrados. A parte B mostra a situação que tem lugar quando a calibração dos rejeitores está correta.

Note-se que neste caso, a resposta da curva nas frequências do som e do canal adjacente está no mínimo; isto é, os sinais marcadores estão diretamente na linha base, o que significa que os rejeitores estão eliminando corretamente estas frequências.

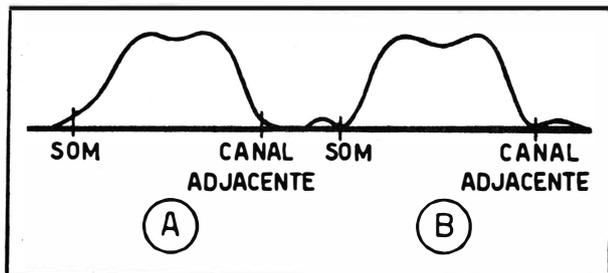


FIG. 14-35 — Efeito do ajuste indevido dos rejeitores sôbre a curva de resposta de F.I.

receptor, deve-se usar um método diferente de ajuste dos rejeitores. Um desses métodos utiliza um gerador de sinais modulado em amplitude que é ligado à grade do estágio que precede o rejeitor, como ilustra a Figura 14-36. Se o rejeitor N.º 4 for um rejeitor de som que deva ser ajustado

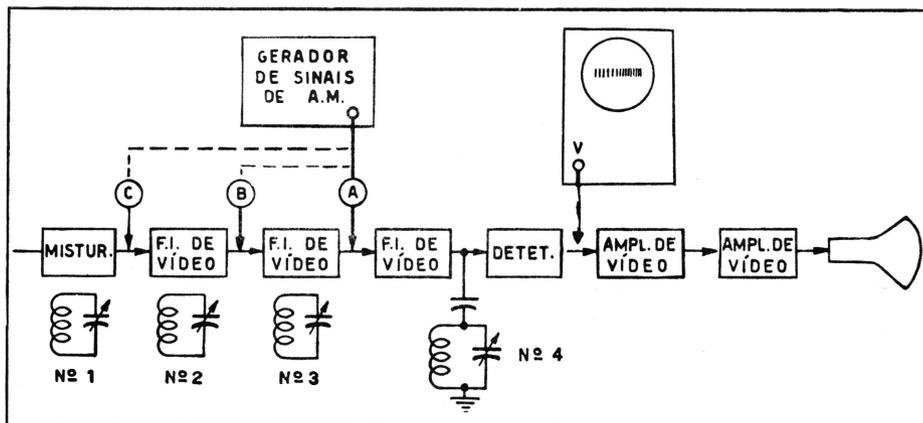


FIG. 14-36 — Calibração dos rejeitores com um gerador de A.M.

em 21,8 MHz, então o gerador de A.M. será ajustado para produzir um sinal de A.M. em 21,8 MHz e ligado ao ponto A. O osciloscópio permanece ligado ao segundo detetor, e o rejeitor será simplesmente ajustado para o mínimo de resposta de modulação, conforme indicação do osciloscópio. Para calibrar o rejeitor N.º 3, o gerador de A.M. é ajustado para a sua frequência de rejeição e ligado ao ponto B; então o rejeitor será novamente ajustado para o mínimo de resposta no osciloscópio. Este processo é seguido até o estágio misturador, até que todos os rejeitores tenham sido ajustados para as suas devidas frequências.

Os circuitos de F.I. de som no receptor convencional podem ser calibrados com um gerador de sinais de A.M. e um voltímetro de alta re-

sistência, ou então o método visual poderá ser usado. Se o primeiro método for usado, o voltímetro será geralmente ligado ao resistor de grade do limitador. O gerador de A.M., será ajustado para fornecer um sinal não modulado na frequência de F.I. de som e será injetado no primeiro estágio, como ilustra a Figura 14-37. Os transformadores de F.I. serão, então, ajustados para o máximo de leitura do medidor. O transformador discriminador é ajustado injetando-se no mesmo ponto um sinal modu-

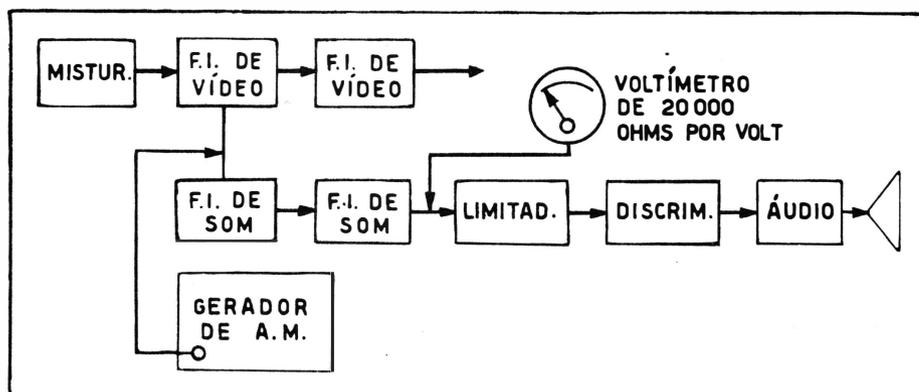


FIG. 14-37 — Calibração da F.I. de som com gerador de A.M.

lado em amplitude e tirando o secundário ligeiramente de sintonia, até que o sinal de modulação seja ouvido no alto-falante. O primário será, então, ajustado para o máximo de saída de som, após o que o secundário será ajustado para o mínimo de saída. Tirando-se o secundário de sintonia para qualquer lado, deverá aumentar a saída de som no alto-falante e esta prova deve ser feita a fim de ter a certeza de que o secundário está sintonizado para o ponto central zero e não para qualquer dos lados. O ajuste final deverá, naturalmente, ser feito para o mínimo de saída neste ponto central.

Quando se usar o método visual para a calibração de F.I. de som, os sinais do gerador de varredura e do de marcação serão injetados no estágio de entrada de som e o osciloscópio será primeiramente ligado no resistor de grade do limitador. Os estágios de F.I. serão, então, calibrados para a devida curva de resposta. O osciloscópio será, então, ligado à saída do discriminador, e o transformador discriminador será calibrado para se obter a conhecida curva de resposta em forma de "S". Deve-se ter em mente que, quando se usa o tipo convencional de gerador de marcação para esta operação, será impossível ver-se o sinal marcador no centro da curva "S", porque a amplificação neste ponto é zero.

Os estágios de F.I. de som entre portadoras poderão ser calibrados pelos mesmos métodos, embora a frequência de calibração seja agora de 4,5 MHz. Para se obterem melhores resultados, no entanto, o ajuste final do transformador detetor de relação, isto é, o secundário, deverá ser feito com o receptor sintonizado para uma estação que esteja transmitindo figura de prova e tom. Este ajuste deve ser feito para um mínimo de modulação de amplitude ou zumbido no alto-falante.

Os rejeitores de 4,5 MHz nos circuitos de amplificação de vídeo poderão também ser calibrados com o receptor sintonizado para uma estação que esteja transmitindo figura de prova e tom. Para se fazer isto, o contróle de retoque de sintonia do receptor será tirado de sintonia até que a "granulação" de 4,5 MHz comece a aparecer na figura de prova.

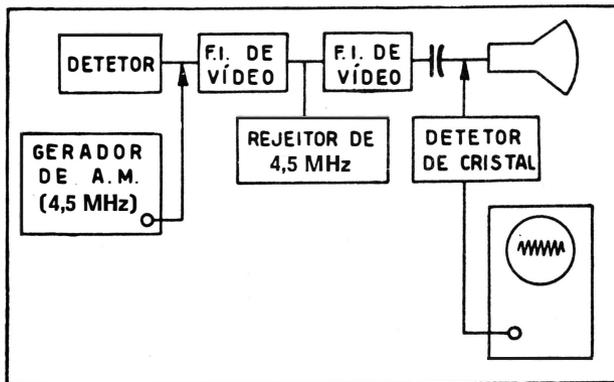


FIG. 14-38 — Ajuste do rejeitor de 4,5 Mc/s do amplificador de vídeo.

O rejeitor, será então, ajustado cuidadosamente até que a "granulação" esteja no mínimo, ou desapareça completamente. Alguns fabricantes recomendam o uso de um sinal de A.M. de 4,5 MHz calibrado com precisão e um sistema de detetor de cristal, ligados, como ilustra a Figura 14-38. Com um

sinal de 4,5 MHz, modulado em amplitude, injetado no amplificador de vídeo, o rejeitor será ajustado para um mínimo de modulação no osciloscópio.

33 — PROCESSO GERAL DE CALIBRAÇÃO DA UNIDADE DE ENTRADA

A calibração correta dos circuitos de entrada requer:

- 1) que a largura de faixa de cada canal seja de aproximadamente cinco a seis megahertz;
- 2) que a curva de resposta seja centrada devidamente dentro dos limites de frequência para cada canal;
- 3) que haja um máximo de amplitude ou ganho em cada canal ao par de uma largura de faixa correta.

Êstes requisitos podem ser examinados somente pelo método de calibração visual porque, como foi dito anteriormente, as características de faixa larga dêstes circuitos não permitem o uso dos métodos de simples aguçamento.

O diagrama de elementos da Figura 14-39 ilustra a maneira pela qual o equipamento de prova é ligado. Neste caso, o estágio conversor ou misturador torna-se o detetor que demodula o sinal de calibração antes dêste ser aplicado ao circuito vertical do osciloscópio. O gerador de varredura e o gerador de marcação são geralmente ligados aos terminais de antena através de sistemas adaptadores que permitem que o cabo de terminação simples do gerador de varredura seja devidamente ligado à entrada simétrica de 300 ohms do receptor. Os sistemas adaptadores adequados são geralmente indicados nas instruções para calibração ou nas

instruções para o Gerador de Varredura que se esteja usando. Os circuitos sintonizados de R.F. e misturador serão, então, ajustados, canal por canal, para reprodução das curvas recomendadas. É muito importante que as instruções do fabricante sejam seguidas exatamente durante estas operações porque, em muitos casos, os ajustes de calibração para um canal afetarão a calibração dos outros canais. Isto é ainda mais aplicável quando o receptor tiver bobinas do tipo incremental, tais como as que se ilustram na Figura 14-40. Este tipo de bobinas consiste em uma bobina com várias derivações, por intermédio das quais o valor adequado de indutância para cada canal é selecionado pela chave seletora.

Pode-se ver na ilustração que L1 e L10, que são as bobinas do canal

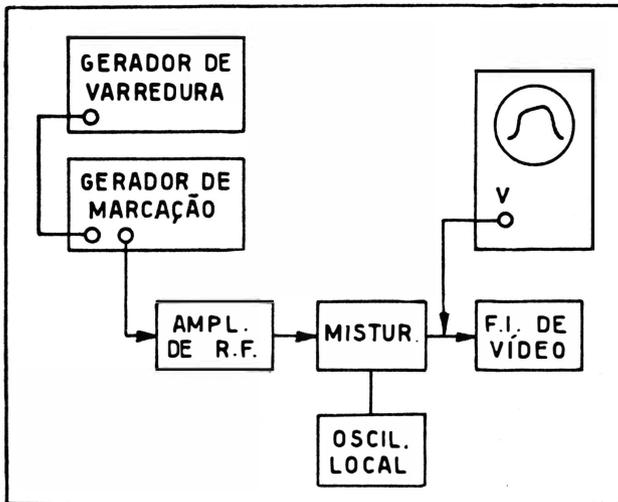


FIG. 14-39 — Ligações para calibração dos estágios conversor e de R.F.

13, estão constantemente ligadas no circuito, independente do canal que esteja comutado. Estas bobinas, portanto, devem ser ajustadas em primeiro lugar, porque elas afetarão a sintonia de todos os outros canais inferiores.

A correta calibração do oscilador local poderá ser verificada juntamente com as características de resposta de todo o receptor, empregando-se as ligações ilustradas na Figura 14-41. Os sinais dos geradores de varredura e de marcação serão injetados nos terminais de antena do receptor e o osciloscópio será ligado à saída do segundo detetor. A chave seletora de canais do receptor será ligada para, digamos, canal 13, após o que o gerador de varredura será ajustado para a faixa de frequências ocupada por este canal.

Quando se obtiver a curva de resposta total para este canal, o gerador de

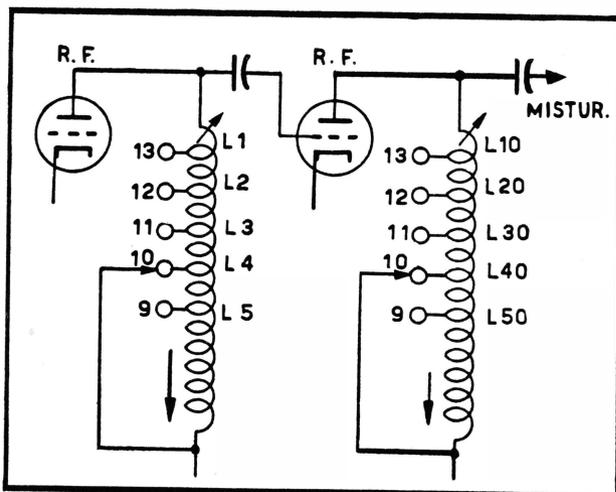


FIG. 14-40 — Tipo de indutância incremental usado na unidade de entrada de televisores.

sinais de marcação será ajustado para a frequência que corresponde à portadora de imagem no canal 13, ou 211,25 MHz. Isto produzirá um sinal no lado de frequência alta da curva de resposta. O controle de retoque de sintonia do receptor será, então, girado em todo o seu curso, vagarosamente, e à proporção que isto fôr feito, o sinal de marcação mudará de posição na curva de resposta.

Se o oscilador local do receptor tiver sua faixa de sintonia correta, deverá ser possível colocar o sinal de marcação no ponto de 50% da curva de resposta, ou o ponto B da curva de resposta ilustrada na Figura 14-41.

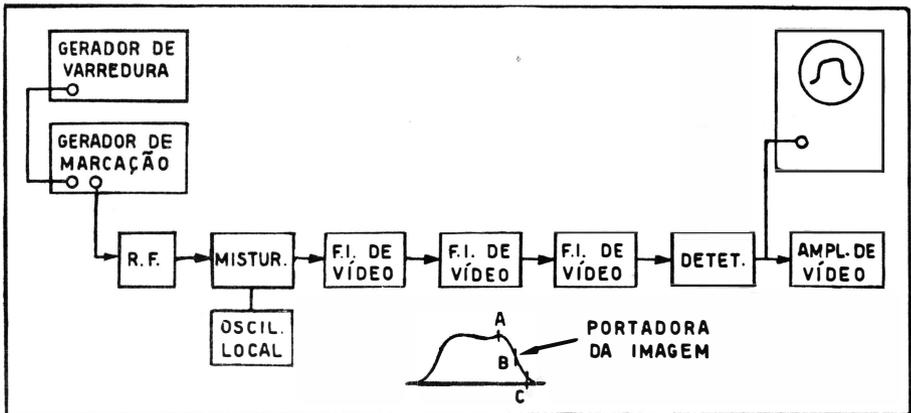


FIG. 14-41 — Verificação da calibração do oscilador local pelo método visual

Na maioria dos casos, o oscilador terá alcance suficiente nos canais mais altos para mover o sinal de marcação do ponto A para o ponto C. Nos canais mais baixos, a faixa de sintonia não será geralmente tão grande, mas deverá ser possível ainda mover o sinal de marcação da portadora de imagem aproximadamente dez a vinte por cento para qualquer lado do ponto de 50%, variando-se o controle de retoque de sintonia. Deve-se notar que esta verificação não será válida, a menos que os circuitos sintonizados de R.F. e de F.I. de vídeo estejam corretamente calibrados.

A título de prova final da resposta total de R.F. e F.I. do receptor, a saída do gerador de varredura deverá ser gradativamente diminuída, enquanto que o ganho vertical do osciloscópio será aumentado, até que comecem a aparecer ruídos ("pêlos") na curva de resposta. O controle de ganho ou contraste do receptor deverá ser ajustado para o máximo de ganho. A forma da curva de resposta total não deverá mudar apreciavelmente com este sinal de entrada tão pequeno, e não deverá mudar também à proporção que o controle de contraste do receptor fôr variado em todo o seu curso. Naturalmente, a curva desaparecerá na linha base se o controle de contraste estiver ajustado para o mínimo (a menos que o receptor tenha Controle Automático de Ganho em funcionamento durante a calibração); no entanto, não deverá haver cristas ou depressões repentinas na curva à proporção que o gerador de varredura ou o controle de contraste do receptor forem variados.

Í N D I C E

Prefácio	7
CAPÍTULO I — Breve análise do Sistema de Televisão	9
<p>Introdução — Considerações gerais — Estrutura básica da imagem — Transmissão elétrica de uma imagem — Método de transmissão sucessiva — Persistência da visão — O iconoscópio ou válvula da câmara — Repetição da imagem — Cintilação — Ilusão de continuidade de movimento na televisão — Exploração intercalada — Definições padronizadas da R.M.A. — Largura da faixa requerida — Sincronização e extinção da luminosidade — Linhas por quadro — Linhas por campo — Frequência de campos — A relação de aspecto — Sumário.</p>	
CAPÍTULO II — A Válvula de Imagem ou Cinescópio	25
<p>Princípios fundamentais da válvula de raios catódicos — Tipo eletrostático de válvula de raios catódicos — Deflexão eletrostática — Processo de exploração eletrônica — Circuito de tensões para uma válvula de raios catódicos eletrostática — Tipo eletromagnético de válvula de raios catódicos — Deflexão eletromagnética — Circuitos de tensões para uma válvula de raios catódicos eletromagnética — Tipos especiais de válvulas de raios catódicos — Vantagens e desvantagens das deflexões eletrostática e eletromagnética — A mancha iônica — O captador de íons — Telas aluminizadas — Tamanho das válvulas de raios catódicos — Sensibilidade de deflexão — Características e especificações — Válvula GE-5BP4 — Características — Válvula GL-10BP4 — Características e especificações — Advertência.</p>	
CAPÍTULO III — O Sinal de Televisão	51
<p>Canais destinados à televisão — Disposição do canal de televisão — Operação com faixa lateral residual — Descrição geral do sinal de televisão — Polaridade de transmissão — A parte da amplitude do sinal destinada ao sincronismo — Transmissão do nível de prêto — Revisão do processo de exploração — Detalhes do sinal de vídeo — Detalhes da exploração intercalada — Detalhes sobre a extinção da linha e a extinção de campo — Sumário do Capítulo III.</p>	
CAPÍTULO IV — O Receptor de Televisão — Generalidades	75
<p>Comparação com o receptor de rádio — Produção dos sinais de F.I. — Separação dos canais de imagem e de som — Sistema de F.I. de vídeo (de imagem) — Segundo detetor de vídeo (de imagem) — Amplificador de vídeo (de imagem) — Estágio celfador — Separador de sincronismo — Geradores de varredura e amplificadores — Fontes de alimentação — Válvula de imagem — Contrôles do receptor — Operação do receptor em conjunto.</p>	
CAPÍTULO V — Circuitos dos Estágios de Rádio-frequência, do Oscilador e do Conversor	89
<p>Introdução — Requisitos — Circuitos de acoplamento de antena — Circuitos do amplificador de R.F. — Análises do conversor e do oscilador — a) O circuito do conversor — b) O circuito do oscilador — c) Funcionamento em conjunto dos circuitos da unidade de entrada.</p>	
CAPÍTULO VI — Circuitos de F.I. de Imagem e de Som	109
<p>Introdução — Diagrama de elementos dos canais de F.I. do modelo 901 — Exigências a que deve satisfazer o canal de F.I. de vídeo — Correção no receptor para a recepção com faixa lateral residual — A necessidade do circuito rejeitor de 27,9 MHz — Obtenção das características de faixa larga pelo acoplamento dos transformadores — Obtenção das características de faixa larga por circuitos de sintonia desencontrada — Projeto do transformador de F.I. de vídeo — Projeto dos circuitos rejeitores — Circuito de controle manual de ganho (contraste) — Capacitância de</p>	

entrada das válvulas de F.I. de vídeo — Circuito completo de F.I. de vídeo — Circuito completo de F.I. do som da televisão — Correlação entre o som e a imagem — Som entre portadoras — Circuito do controle automático de ganho (C.A.G.).

CAPÍTULO VII — Detetor e Amplificador de Vídeo 137

Considerações básicas para o projeto — Detetor de vídeo — Importância da polaridade de vídeo — Detetor em paralelo — Requisitos do amplificador de vídeo — Escolha de resistor de placa — Compensação das frequências altas — Resposta para as frequências baixas — Distorção de fase — Componente de corrente contínua — Circuitos típicos.

CAPÍTULO VIII — Geradores de Varredura 157

Introdução — Osciladores dente de serra — Oscilador de válvula a gás — Sincronização do oscilador de válvula a gás — Válvulas a vácuo utilizadas como geradores de varredura — Gerador dente de serra multivibrador — Multivibrador acoplado pelo catodo — Controle da frequência — Multivibrador acoplado pela placa — Controle de tamanho (altura ou largura) — Sincronização do multivibrador de bloqueio — Sincronização do oscilador de bloqueio — Circuitos geradores de varredura típicos.

CAPÍTULO IX — Circuitos de Deflexão 175

Introdução — Deflexão eletrostática — Amplificador de varredura — Linearidade da onda dente de serra — Circuito típico de deflexão eletrostática — Deflexão eletromagnética — Produção de uma corrente dente de serra — Produção de uma tensão dente de serra modificado — Oscilações transitórias e circuitos de amortecimento — Circuito de amortecimento R-C — Circuito de válvula de amortecimento — Fonte de alta tensão do tipo de retorno — Circuito típico de deflexão eletromagnética (Circuitos vertical e horizontal de antes da guerra) — (Circuitos de varredura vertical de após-guerra) — (Circuitos de varredura horizontal de após-guerra).

CAPÍTULO X — Sincronização 201

Sinal de sincronismo (Recapitulação) — Altura e largura dos impulsos de sincronismo — Regulação uniforme da linha durante o intervalo de supressão do campo — Impulsos equalizadores — Separação dos sinais de sincronismo — Circuitos de celfamento — Divisão do sinal composto de sincronismo — Circuitos diferenciadores — Circuitos integradores — Função dos impulsos equalizadores — Circuitos típicos.

CAPÍTULO XI — Controle Automático dos Geradores de Varredura Horizontal 219

Introdução — Susceptibilidade do gerador de varredura horizontal a ruídos erráticos — Efeito do ruído sobre a imagem — Controle da frequência do gerador de varredura — Efeito da aplicação de um potencial variável de polarização no retorno de grade — Circuito de C.A.F. — Produção da tensão contínua de controle — C.A.F. pela largura do impulso — Circuito de C.A.F. de Gruen — Gerador de varredura — Válvula de reatância — Discriminador.

CAPÍTULO XII — Fontes de Alimentação para Televisão 251

Introdução — Retificadores (Geral) — a) Retificador a válvula — b) Retificador de selênio — c) Uso de retificadores de selênio para fornecimento de $\pm B$ — Fonte de alimentação com transformador — Fonte de alimentação sem transformador — Fonte de tensão para filamentos — Fonte de muito alta tensão (Transformador de 60 ou 50 Hz) — Fonte de alta tensão a oscilador de R.F. — Fonte de alta tensão do tipo de retorno — Fonte de alta tensão de 30 kV para televisores de projeção.

CAPÍTULO XIII — Antenas Receptoras de Televisão e sua Instalação 269

Introdução — Requisitos — Características e raio de ação dos sinais de Televisão — Antenas ressonantes — (Dipolos de meia onda) — (Características de impedância de um dipolo de meia onda) — (Características de resposta de frequência de

um dipolo de meia onda) — (Cálculo do comprimento de antena) — (Características direcionais) — (Polarização da antena) — (O dipolo dobrado) — (Linhas de transmissão) — (Impedância de uma linha de transmissão) — (Reflexos e ondas estacionárias) — (Relação de onda estacionária) — (Perdas na transmissão) — Instalação de Antenas de televisão — (Instalação básica da antena de televisão) — (Necessidade e uso de uma linha de transmissão do tipo blindado) — (Captação de sinais de trajetórias múltiplas ou refletidas) — (Reflexo causado por avião) — (Localização do objeto refletor) — (Considerações para recepção de canais altos e baixos) — (Recepção de sinais fracos) — (Reflexos) — (Diretores) — (Antenas sobrepostas ou "empilhadas") — (Antenas empilhadas de faixa larga) — (Antena Yagi) — (A antena rômica) — (A antena corneta) — (Instalações para várias residências) — (Emprego de atenuadores) — (Ligação de vários receptores a uma antena).

CAPÍTULO XIV — Instrumental de Prova e Calibração para Televisão 329

Introdução — Considerações sobre calibração — Receptores de Radiodifusão — Receptores de F.M. — Receptores de TV — Resumo dos requisitos para calibração de televisor — O sistema de calibração visual — A curva de resposta — Levantamento ponto-por-ponto de uma curva de resposta — Métodos de varredura de frequência — O gerador de varredura mecânico — Efeitos da tensão senoidal de propulsão — Deflexão horizontal em um osciloscópio — Varredura de frequência combinada com deflexão horizontal — Formação da curva de resposta — Efeitos do desvio de fase — Reversão de fase — Polaridade da saída — Extinção do retorno — O gerador de marcação — Método aperfeiçoado da inserção do sinal marcador — Inserção do sinal marcador por meio do rejeitor do tipo de absorção — Escolha prática do gerador de varredura — Escolha prática dos geradores de marcação — Especificações do osciloscópio — Equipamentos de prova diversos — Equipamento de prova de televisão General Electric — Sequência da calibração — Sintomas de calibração imperfeita — Preparações para a calibração — Precauções na calibração — Pequenos segredos da calibração — Calibração do osciloscópio — Processo geral para calibração dos circuitos de F.I. e rejeitores — Processo geral de calibração da unidade de entrada.

Leia, em continuação a este Curso:



GUIA PRÁTICO G.E. DO REPARADOR DE TELEVISÃO — Ref. 275 — Obra especialmente escrita para os que estudaram ou estudam TV por correspondência, em livro ou em qualquer curso ministrado fora da Oficina. Em sua primeira parte aborda as provas, medidas e verificações dos televisores, bem como os instrumentos necessários à oficina; na segunda parte, ensina a diagnosticar os defeitos pela observação da imagem já que contém 51 fotografias reais com relação de sintomas, esquemas dos circuitos afetados e relação das provas e substituições a serem realizadas com vistas à reparação dos defeitos.

MODERNAS TÉCNICAS DE TELEVISÃO

Para os Mestres, Alunos e Profissionais de TV, que desejam manter-se rigorosamente em dia com a Videotécnica, existe agora esta sempre atualizada coleção didática de autoria do abalizado professor especializado, Eng. Alcione Fernandes de Almeida, Jr.



◀ O SELETOR DE CANAIS — Ref. 675 — Modernos sintonizadores de TV, componentes, características e pesquisa de defeitos. Seletores transistorizados. Esquemas dos seletores comerciais mais difundidos no Brasil.



▶ AMPLIFICADORES DE F.I. E DETECTORES DE VÍDEO — Ref. 630 — Amplificadores de F.I. de imagem, suas características e configurações a válvula e a transistor. Detectores de vídeo. Calibração e Reparação.



◀ AMPLIFICADORES DE VÍDEO E SISTEMAS DE C.A.G. — Ref. 615 — Detalhes de funcionamento dos circuitos usados nos modernos televisores a válvula e a transistor. 88 páginas, formato 16 x 23 cm.

DISTRIBUIDORES EXCLUSIVOS:

Lojas do Livro Eletrônico

FILIAL GUANABARA: Av. Marechal Floriano, 148 • Tel. 243-6314
Rio de Janeiro • GB

FILIAL SÃO PAULO: Rua Vitória, 379/383 • Fone 221-0683
São Paulo • Capital

REEMBÓLSO: Caixa Postal 1131 • ZC-00 • Rio de Janeiro • GB • Brasil



ANTENNA - Empresa Jornalística S.A.

Desde 1926 uma organização a serviço dos profissionais, amadores e estudantes de Rádio, TV, Áudio e Eletrônica em geral.

- **ANTENNA** — revista técnica para profissionais.
- **ELETRÔNICA POPULAR** — revista prática para amadores, experimentadores e estudantes.
- **LOJAS DO LIVRO ELETRÔNICO** — obras técnicas nacionais e estrangeiras sobre Eletrônica, Eletricidade, Telecomunicações e setores correlatos. Perfeito serviço de reembolso postal.
- **ESBREL** — Esquimateca Brasileira de Eletrônica — manuais de serviço e esquemas originais de rádios, televisores, amplificadores, gravadores e outros aparelhos eletrônicos nacionais e estrangeiros para uso das oficinas de conserto.

RIO DE JANEIRO: Av. Mal. Floriano, 143

SÃO PAULO: R. Vitória, 379/383

DEPARTAMENTO DE REEMBOLSO: Caixa Postal 1131
ZC-00 — Rio de Janeiro — Brasil



quando disserem:
"não existe na praça..!"

certamente você
encontrará nas

lojas

NOCAR

De simples componentes para
amplificador transistorizado - aos
mais sofisticados equipamentos
de sistemas de transdutores-aú-
dio, Hi-Fi ou stéreo e linha
completa de válvulas para rádio,
TV, transmissão, fins industriais,
laboratórios profissionais, indus-
triais e de universidades - bem
assim uma completa linha de
instrumental para medições, fer-
ramentas, peças, caixas, etc.,

você
encontrará
nas

lojas

NOCAR

RUA DA QUITANDA, 48 • RIO DE JANEIRO • GB

