REVISTA MONITOR DE

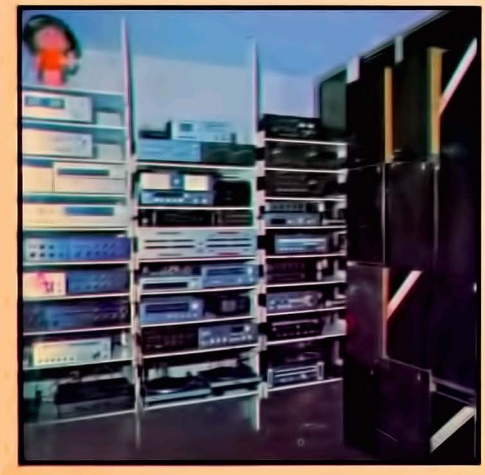
RÁDIO e TELEVISÃO

FEVEREIRO 1982 N.° 406 Cr$ 200,00





18 ANOS
DE
TRADIÇÃO

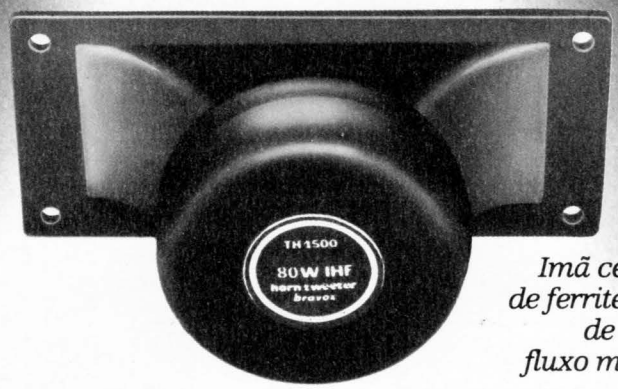




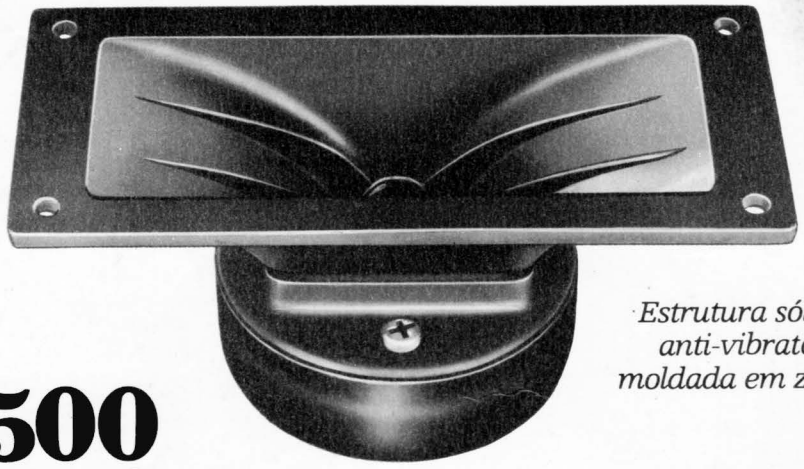
STARK
ELETRÔNICA

Agora um tweeter para equilíbrio total de agudos dentro do seu carro.

Podendo também ser instalado nas laterais das portas ou no painel frontal.



Imã cerâmico de ferrite de bário, de alto fluxo magnético.

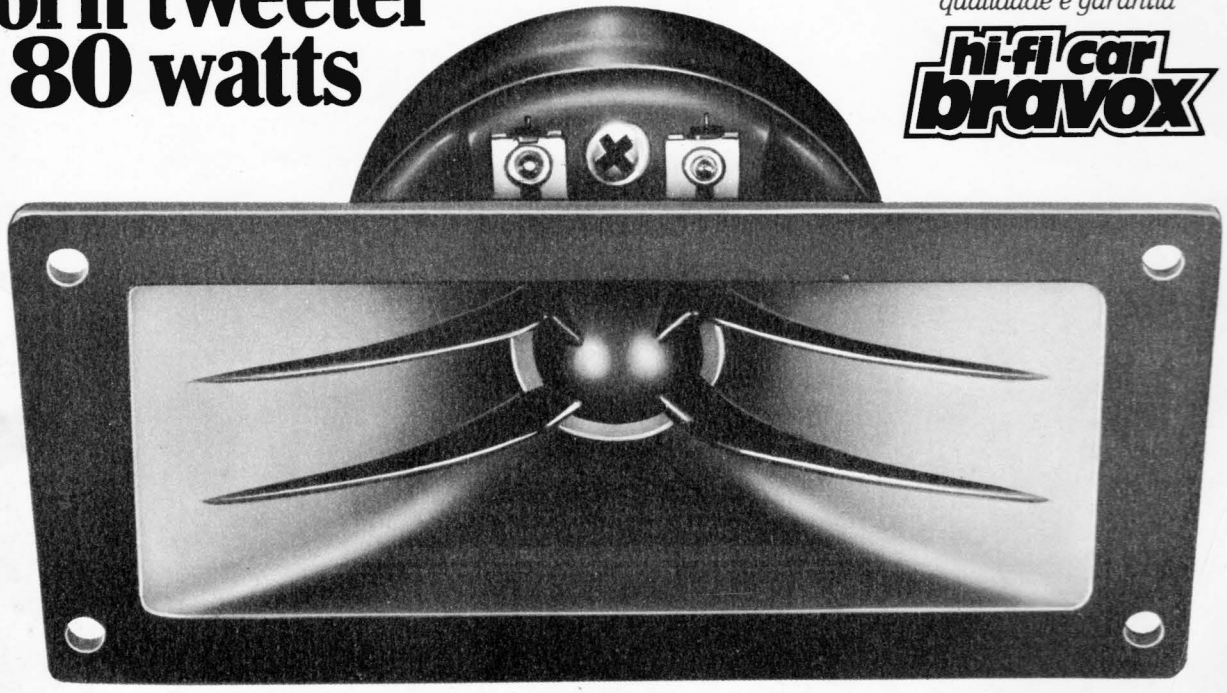


Estrutura sólida e anti-vibratória moldada em zamack.

TH 1500 horn tweeter 80 watts

qualidade e garantia

hi-fi car bravox



Dispersão perfeita da emissão sonora.

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

REGISTRO 336.P.209/73 DCDP - DPF

ANO XXXIV | N.º 406 | FEVEREIRO | 1982

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Redação e Administração:
RUA TIMBIRAS, 263 - FONE: 220-7422
CAIXA POSTAL 30 277 - SÃO PAULO

Propriedade do
INSTITUTO RADIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:
ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:
OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:
HELOISA HELENA P. HUFF

Consultor Permanente:
NICOLAS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
ENG.º ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
A. Fanzeres
A. Garskamp
B. P. Bahnsen
Homero Sette Silva
Josir Cavalcanti
Oscar Juan Bonello
Peter Kraus
Roland Steffen
IBRAPE

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA LTDA.
Rua Gal. Couto de Magalhães, 396
Fones: 220-7717 - 223-4121

Distribuidor Exclusivo:
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 - ZC-11
Rio de Janeiro - RJ

Publicidade:
MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366, 1.º andar
Caixa Postal 30 277 - São Paulo - SP

Circulação:
Publicação mensal que circula em todo o território nacional

Tiragem:
23 000 exemplares

Assinaturas:

	6 meses	12 meses
Para todo o Brasil	Cr$ 1.100,00	Cr$ 2.200,00
Para o Exterior	US$ 14,00	US$ 28,00

ÍNDICE

Circuitos Integrados para Auto-Rádios 29

O Receptor, Esse Desconhecido (I) — Projetando o Galena 37

ÁUDIO: *Projeto Avançado de Realimentação Negativa para Amplificadores de Alto Desempenho* 42

Medição dos Parâmetros do Circuito Equivalente do Cristal 54

CADERNO DO ESTUDANTE:

Técnicas Digitais — Lição 8 — Adição e Seus Circuitos 64

FÓRMULAS E TABELAS — Ressonância 69

ELETROMEDICINA: *Efeito Terapêutico da RF Pulsante* 73

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 81

LIVROS EM REVISTA 89

NOSSA CAPA 95

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA. Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. Os conceitos e opiniões por eles emitidos não são necessariamente os mesmos desta Revista. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade dos anunciantes.

Assistência Técnica Gratuita

A NOVA GERAÇÃO DE KITS

Garantia Total

DIALKIT DOS PROFISSIONAIS PARA OS PROFISSIONAIS

FONTE DE TENSÃO ESTABILIZADA MOD. F-1000



— Tensão fixa 1,5 — 3 — 4,5 — 6 — 9 — 12 V
— Corrente de trabalho: 1 A
— Corrente máxima: 1,4 A
— Estabilidade: melhor que 2%
— Ondulação: inferior a 15 mV-I. de trabalho
— Retificação em ponte

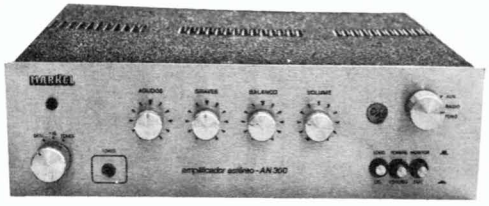
FONTE ESTABILIZADORA DE TENSÃO MOD. F-5000 — Especial para PXs e PYs



— Tensão variável regulada: 10 a 15 V com destaque em 13,5 V
— Corrente de trabalho: 5 A
— Estabilidade: melhor que 1% em 13,5 V
— Ondulação: inferior a 10 mV em 1,5 V
— Circuito integrado
— Retificação em ponte e circuito protetor de curto
— 2 transistores de potência na saída
Aplicações: carregador de bateria de 12 V
acionamento de dínamos e pequenos motores CC
para PY + seu linear
— Mais watts em seu PX

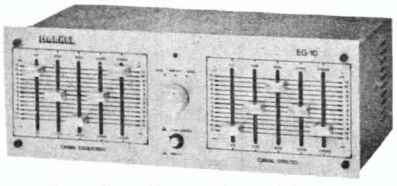
MARKEL A FIDELIDADE FEITA POR VOCÊ

AMPLIFICADOR ESTÉREO MOD. AN-300



— 15 W RMS (22 W — IHF) em 8 ohms por canal
— 23 W RMS (32 W — IHF) em 4 ohms por canal
— Separação entre canais: maior que 50 dB
— Ação de "loudness": +5 dB em 50 Hz e 10 kHz
— Resp. de freqüência: 20 Hz a 35 kHz, dentro dos 3 dB
— Proteção automática de curto
— Potência máxima até 30 W RMS p/ canal
— Verificar Revista n.º 384, pág. 56

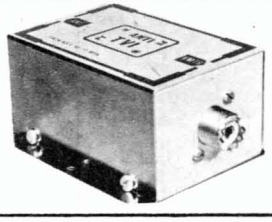
EQUALIZADOR GRÁFICO MOD. EG-10



— Impedância de entrada: 100 kΩ
— Impedância de saída: 1 kΩ
— Tensão de saída: 2,5 V RMS
— Tensão de entrada: 3 V RMS
— Distorção em 100 Hz: 0,05%
— Distorção em 1 kHz: 0,04%
— Distorção em 10 kHz: 0,08%
— Banda passante a −3 dB: 8 Hz a 35 kHz
— Ganho: 24 dB
— Consumo: aprox. 4 W

FORNECEMOS OS APARELHOS EM KITS E MONTADOS

FILTRO ANTI-TVI



— Filtro passa-baixa aplicado no transmissor
— Atenuação de 70 dB na 2.ª harmônica, a causadora de TVI
— Potência máxima aplicada 300 W P.E.P.
— Faixa 10 e 11 metros
— Garantia total

CARGA FANTASMA



— Potência até 500 W P.E.P.
— Até 250 MHz
— Estacionária 1:1,18 máxima
— Peso 1 000 gramas

À venda nas boas casas do ramo

ARTNOBS Indústria e Comércio de Aparelhos de Som Ltda.

Rua Altino Arantes, 102 - CEP 09900 - Diadema - SP

Mande nome e endereço e receba periodicamente publicações técnicas de seu grande interesse, gratuitamente

Circuitos Integrados para Auto-Rádios

B. P. Bahnsen
A. Garskamp
Colaboração da IBRAPE

Os fabricantes de auto-rádios estão atualmente baseando o projeto da secção de FM do receptor na configuração de detector de relação ou de detector de quadratura. A escolha entre esses dois conceitos depende de diversos critérios, tais como a estrutura de custos do fabricante, filosofias tradicionais de projeto e disponibilidade de componentes no país em que é montado o aparelho. O conjunto de circuitos integrados para auto-rádios, mostrado na figura 1, inclui portanto para cada conceito um par de circuitos de FM, com casamento otimizado, para amplificação de FI e detecção e PLL (malha fechada por fase) para decodificação estéreo. Está também incluído um circuito de absorção de impulsos de interferência para o canal de FM, uma escolha entre dois canais de AM, uma escolha entre três estágios de potência de saída e um circuito de controle para motor de toca-fitas com comutação de alimentação rádio/toca-fitas, indicação de final de fita e parada do motor. Todos esses circuitos foram projetados especificamente para serem utilizados em auto-rádios.

Esta abordagem de sistema total reduziu o número de componentes periféricos e de contactos necessários à comutação, sem causar a degradação do desempenho dos circuitos e sem diminuir a flexibilidade de se poder utilizá-los com circuitos discretos ou com outros circuitos integrados fora da gama de CIs para auto-rádios.

REQUISITOS PARA AUTO-RÁDIOS

Os auto-rádios operam em um ambiente hostil. Diferentemente dos rádios para uso nas residências, eles devem ser imunes a amplas variações na tensão de alimentação (10,5 a 16 V, em operação normal; 8 a 24 V para transientes), na carga, na temperatura ($-30°C$ a $+75\%/°C$) e no nível de sinal na antena (de microvolts a volts). Eles devem também suportar severos choques mecânicos, quando o veículo trafega por estradas ruins, e vibração contínua, embora não muito forte, quando o veículo trafega em condições normais.

Além disso, tanto quanto possível, os componentes dos auto-rádios deverão ser integrados, tanto para se obter maior confiabilidade como pelo fato de que o espaço disponível neles está sendo reduzido pela incorporação de facilidades

Este artigo foi publicado originalmente em "Electronic Components and Applications", Vol. 3, N.º 2, de fevereiro de 1981.

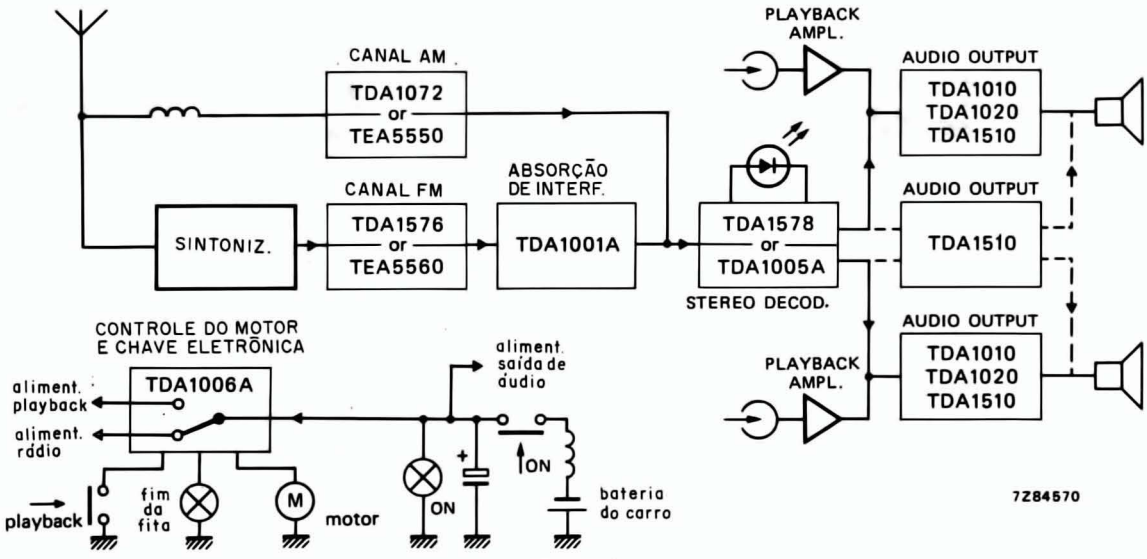


Figura 1

Gama de circuitos integrados para auto-rádios.

extras. Este último problema é particularmente agudo nos auto-rádios combinados com toca-fitas.

Mostraremos neste artigo como nossa gama de CIs para auto-rádios pode preencher os seguintes requisitos:

Considerações sobre o nível do sinal

— A secção de RF do canal de AM deve ter um eficiente CAG a fim de proporcionar uma baixa distorção durante a recepção de sinais excepcionalmente fortes.

— É necessária uma gama de CAG de cerca de 90 dB para acomodar a ampla gama de níveis de sinal de entrada na antena.

— No canal de FM devem ser tomadas precauções contra a geração de chiado e súbita comutação estéreo/mono. Nosso sistema de controle de emudecimento e de separação de canais, dependente da intensidade de campo, resolve o problema.

— Nos estágios de FI de FM, ou no detector, é necessário prover-se uma limitação eficiente para se assegurar a supressão de sinais de AM, especialmente durante a recepção de sinais fracos.

— É necessário prover-se um controle automático de nível de áudio (emudecimento controlado suavemente) a fim de se reduzir o ruído entre as estações.

— Para uma recepção satisfatória de sinais fracos, o receptor deve proporcionar alta sensibilidade e baixo ruído.

Supressão de interferências

— É necessário suprimirem-se as interferências causadas pelos sistemas de ignição, ou por descargas atmosféricas. O circuito de absorção de interferência TDA1001A é ideal para este propósito.

— O receptor deve ser protegido contra surtos induzidos por relâmpagos.

— Deve ser proporcionada supressão na FI de FM para eliminar interferências devidas a transmissões provenientes de navios, aeroportos e estações de auxílio à navegação.

— Para uma boa rejeição de imagem, é necessário que o circuito de antena seja duplamente sintonizado.

— Os apitos e assobios, devidos à recepção de sinais em freqüências próximas à 2.ª e 3.ª harmônicas da FI, devem ser adequadamente suprimidos.

Fidelidade e potência de áudio

— A seletividade e a largura de banda de FI devem ser tais que permitam a reprodução fiel de freqüências de modulação de até 3 kHz em AM e 12 kHz em FM.

— Os estágios de saída de áudio devem ser capazes de suprir uma ampla gama de potências de saída de acordo com todas as classes de auto-rádios e de reforçadores de potência. Eles devem também incorporar comutação de espera ("standby") para minimizar os ruídos e as altas correntes devidas aos transientes de comutação.

— Os circuitos integrados de potência de áudio devem requerer o uso de apenas uns poucos componentes passivos e os invólucros devem ser projetados de maneira que, sempre que possível, eles possam ser montados na caixa do rádio, a fim de que se obtenha dissipação extra de calor. Eles devem apresentar uma ampla gama de ganho útil e boa rejeição à ondulação ("ripple") e devem também ser protegidos contra falta de carga, curto-circuitos na saída e excesso de dissipação, de maneira que não sejam danificados durante a fabricação, os testes e o uso.

Sistemas de sintonia

— Para proporcionar imunidade às vibrações e simplificar os mecanismos de sintonia, bem como a seleção de emissoras previamente escolhidas, devem ser providas facilidades para sintonia por permeabilidade ou por meio de diodos de capacitância variável (varicaps).

— A fim de se facilitar o controle da sintonia por meio de microcomputador, seleção de emissoras e indicação digital de freqüência, o oscilador local deverá proporcionar saídas de baixo nível, constantes e isoladas. Também para este propósito é necessário o uso de varicaps.

FILOSOFIA DE PROJETO DE CIRCUITOS PARA AUTO-RÁDIOS

Canal de FM

É sabido que a necessária supressão de AM para baixo ruído no canal de FM de um auto-rádio pode ser conseguida se o amplificador de FI for seguido por um detector de relação. Entretanto, este tipo de demodulador balanceado de FM requer diversos componentes passivos, incluindo dois capacitores de HF, um par casado de diodos e um capacitor eletrolítico. É necessário incorporarem-se também dois circuitos sintonizados LC, que necessitam de alinhamento após a montagem. Apesar de seu bom desempenho em auto-rádios, o detector de relação não se presta para integração e, conseqüentemente, ocupa uma parte considerável da área da placa de circuito impresso.

Para maximizar a integração do detector de FM e minimizar os ajustes necessários, foi desenvolvido o CI TDA1576, que engloba os circuitos amplificador de FI/detector para o canal de FM. Este CI incorpora um detector por deslocamento de fase duplamente balanceado, o qual é inteiramente integrado e não necessita de ajuste externo de balanceamento. Para se obter um desempenho satisfatório, é necessário apenas um simples ajuste de uma rede externa de deslocamento de fase de 90°. Entretanto, este tipo de detector de quadratura não proporciona supressão de AM, exceto para um sinal no ponto de cruzamento zero da curva de demodulação. Portanto, ele é precedido por um amplificador de FI com excelentes características de limitação em baixo nível. É utilizado um sistema de emudecimento, dependente da intensidade de campo, para reduzir o ruído entre as emissoras durante a sintonia e para reduzir o ruído sob condições de sinais fracos, ou sinais com intensidade variando rapidamente. Para se explorar economicamente todo o alto desempenho deste sistema, o TDA1576 deverá ser utilizado em conjunto com o decodificador estéreo PLL TDA1578, porque este CI contém o sistema de emudecimento para controle por meio de intensidade de sinal ou de tensões dependentes da dessintonia proporcionadas pelo TDA1576.

Para os fabricantes que não vejam inconvenientes nos componentes discretos do detector de relação, a supressão de AM inerentemente alta deste tipo de detector poderá ser explorada em conjunto com o CI amplificador de FI de FM mais simples, que é o TEA5560. Uma vez que o detector de relação proporciona uma boa supressão de AM sem necessidade de limitação de baixo nível no amplificador de FI, o ganho do TEA5560 pode ser relativamente baixo. Isto resulta em baixo ruído entre as estações e sintonia suave. Além disso, como os circuitos de FI são isolados do detector de relação por meio de circuitos LC, o controle automático de freqüência pode ser facilmente aplicado porque a saída do detector está isenta de componente CC de compensação.

O TEA5560 contém também detectores de nível que geram uma tensão dependente da intensidade de campo, a qual pode ser aplicada ao decodificador estéreo PLL TDA1005A para se obter um controle suave da separação de canais estéreo e/ou resposta de alta freqüência

de áudio. A economia de espaço proporcionada pelo invólucro SIL de 9 pinos do TEA5560 compensa a área adicional necessária na placa de circuito impresso para os componentes do detector de relação.

Canal de AM

As pesquisas de mercado revelaram que são necessários dois tipos de canal de AM para satisfazerem os requisitos da ampla gama de projetos dos modernos auto-rádios. Evidentemente, ambos os tipos devem satisfazer o desempenho padrão dos auto-rádios no que diz respeito à relação sinal/ruído, manejo de sinais de alto nível e distorção. Eles devem ser adequados ao uso com varicaps e com filtros de FI de cerâmica ou LC, e também devem ser atraentes ao emprego em receptores convencionais. Um dos tipos, entretanto, deve ser adequado ao uso em receptores com características mais sofisticadas, tais como: sintonia multi-banda controlada por tensão em freqüências até 27 MHz, mostrador digital de freqüência, sintetização de freqüência e controle por microcomputador. Para atender a esses requisitos, nossa gama de CIs para auto-rádios inclui o TEA5550 e o TDA1072.

Embora esses CIs possam ser utilizados com os diversos CIs de canal de FM, incluímos a descrição do TEA5550 na secção dedicada ao receptor com detector de relação para FM. O TDA1072 está incluído na descrição do receptor com detector de quadratura para FM.

Circuitos de potência de áudio

A despeito da tensão comparativamente baixa disponível em um automóvel, a gama de CIs de potência de áudio deve poder proporcionar potências contínuas de saída (com onda senoidal) de 5 W a 24 W para operação mono ou estéreo. Portanto, são necessários circuitos simples e duplos e, para potências maiores, devem ser proporcionadas facilidades para reforçadores de sinal; e, para potências de saída superiores a 12 W, os circuitos duplos devem ser capazes de operar na configuração de carga ligada em ponte. Nessa gama de CIs inclui portanto os seguintes estágios de saída de áudio:

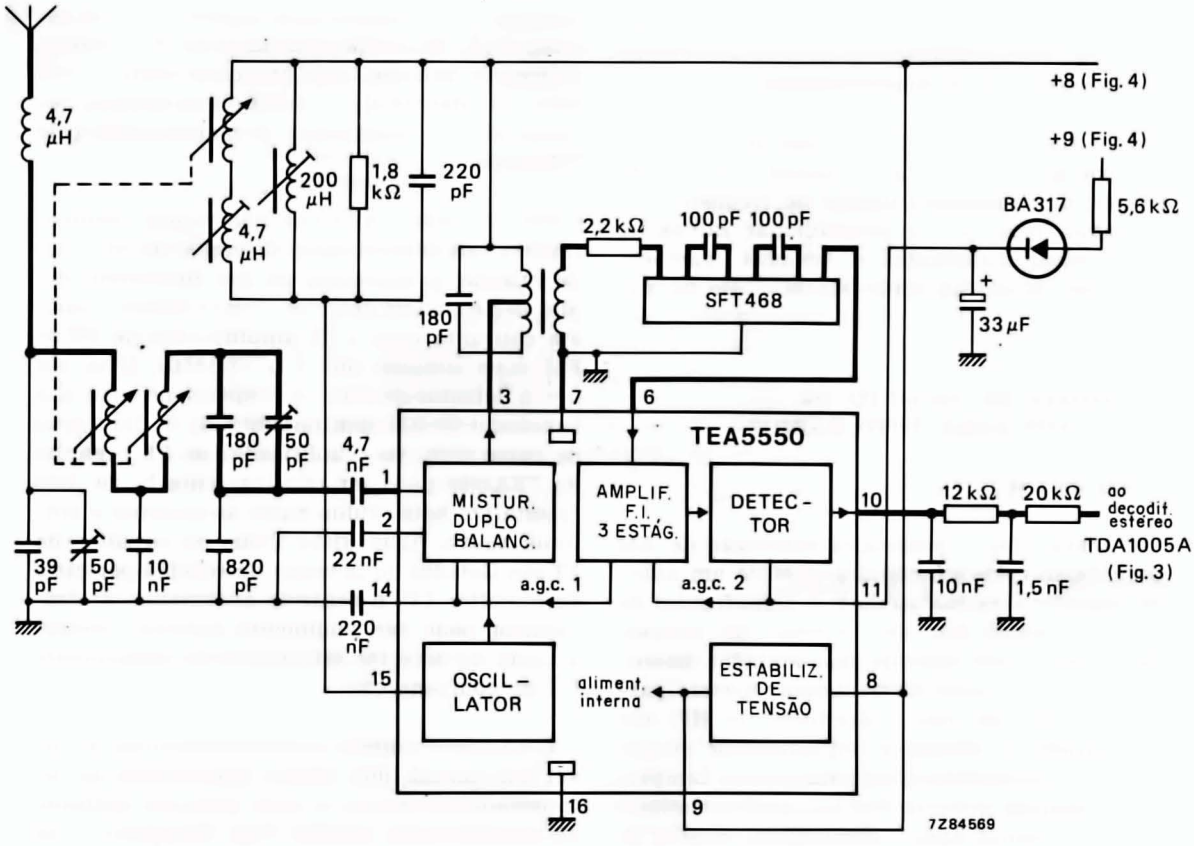


Figura 2

Canal de AM TEA5550.

TDA1010 — Pré-amplificador e amplificador de potência para até 6 W de potência senoidal contínua sob carga de 4 Ω ou 9 W sob 2 Ω. Encapsulado no invólucro de baixo custo SIL de 9 pinos, com uma resistência térmica de 12°C/W

— TDA1020 — Pré-amplificador e amplificador de potência para potência senoidal contínua de 7 W sob 4 Ω e 12 W sob 2 Ω. Os pinos são compatíveis com o TDA1010, mas tem uma especificação de desempenho melhorado e uma resistência térmica de 8°C/W.

— TDA1510 — Amplificador de potência duplo para potência senoidal contínua de 2 x 7 W sob 4 Ω e 2 x 12 W sob 2 Ω. Com a configuração de carga ligada em ponte este circuito proporciona até 24 W sob 4 Ω. É encapsulado no invólucro SIL de 13 pinos, com uma resistência térmica de apenas 3°C/W.

RECEPTOR DE AM/FM COM DETECTOR DE RELAÇÃO PARA FM

Canal de AM TEA5550

O circuito receptor de AM TEA5550, conectado como canal de AM em ondas médias, conforme se mostra na figura 2, desempenha todas as funções de canal de AM entre a antena e os estágios de amplificação de áudio do auto-rádio. Ele proporciona o alto desempenho requerido pelos auto-rádios no que diz respeito ao manejo de sinais fortes e de grandes relações sinal/ruído. Sua capacidade de ser utilizado com filtros de FI de cerâmica, sintonia por varicap até 8 MHz, comutação "liga/desliga" controlada por CC em um só pino (seleção AM/FM) e necessidade de bem poucos componentes periféricos, tornam-no a escolha ideal para o tipo mais simples de auto-rádio de alto desempenho.

Podem ser manejados sinais de antena, de até 1,5 V, modulados a 80% e com distorção de menos de 10%. Um misturador duplamente balanceado proporciona baixo ruído e elevada rejeição em modo comum. O filtro LC na saída do misturador evita a geração de produtos da mistura quando o receptor está dessintonizado e recebendo sinais fortes. Ele também evita que o sinal do oscilador local se introduza no amplificador de FI se forem utilizados filtros de cerâmica.

O oscilador é sintonizado por um circuito tanque conectado entre a alimentação e um pino do TEA5550. O sensível detector de envolvente de baixa distorção, com saída em seguidor de emissor, entrega os sinais de áudio ao pino 10 e também gera uma tensão de CAG bem definida para o amplificador de FI e para o misturador. O ponto de início de atuação do CAG pode ser ajustado no pino 14, a partir do qual o CAG está também disponível para conexão a circuitos externos. O canal de AM pode ser emudecido conectando-se uma tensão positiva ao ponto de desacoplamento de CAG no pino 11, inibindo assim o oscilador local, aplicando CAG total ao amplificador de FI e comutando o seguidor de emissor que entrega a saída de áudio ao pino 10.

O circuito pode ser alimentado por uma fonte não estabilizada porque o estabilizador interno, com um diodo de referência de 8 V integrado, alimenta todos os circuitos internos e pode proporcionar até 20 mA no pino 9. Na aplicação da figura 2 o estabilizador interno não é utilizado porque a tensão de alimentação é derivada de um estabilizador externo, mostrado na figura 4.

Sistema de FI de FM TEA5560

Como se mostra na figura 3, o TEA5560 incorpora três estágios diferenciais balanceados de amplificação de FI, o que requer pouquíssimos componentes externos. Isto resulta em uma sensibilidade de entrada de 150 μV, 5 dB antes da limitação. Nesta aplicação é utilizado um estágio externo de pré-amplificação com ajuste no ganho global de FI. O estágio externo permite também que o projeto de todo o circuito satisfaça os requisitos de seletividade de várias classes de receptores.

Alternativamente, o ajuste de ganho pode ser proporcionado por meio de uma tensão variável no pino 5. As saídas do 2.º e 3.º estágios são aplicadas internamente aos detectores de nível a fim de se derivar uma tensão CC para controlar um circuito interno de emudecimento de ruído entre estações, e para o controle externo, dependente da intensidade de campo, de comutação suave estéreo/mono (separação de canais estéreo) e controle da resposta de áudio de alta freqüência no decodificador estéreo TDA1005A.

A saída do estágio final de FI é aplicada, através de um circuito de emudecimento, a um detector de relação externo, o qual proporciona uma elevada relação sinal/ruído ($>$70 dB para V_i = 1 mV e Δf = 22,5 kHz) e uma supressão típica de 50 dB de sinais interferentes

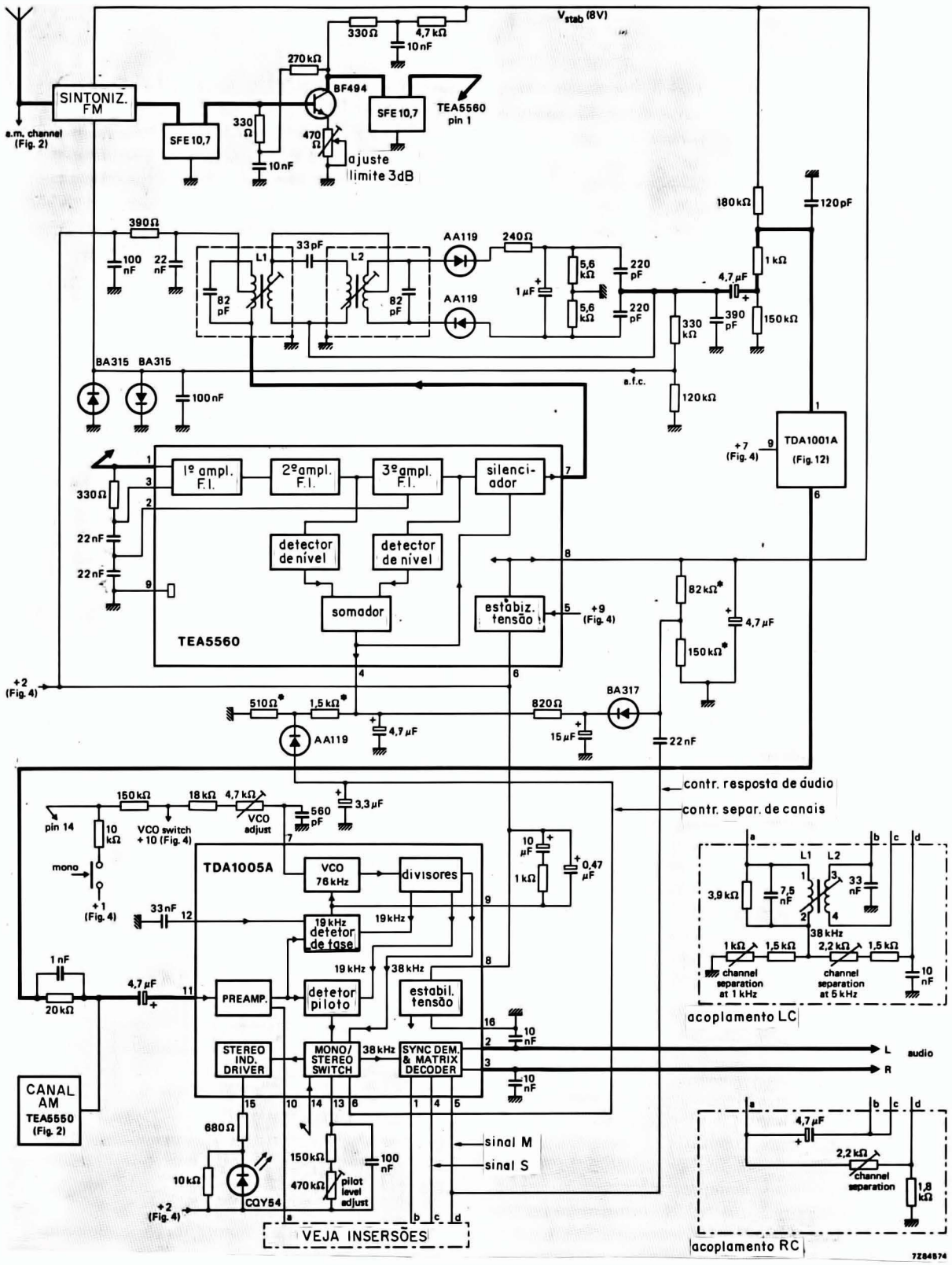


Figura 3

Secção de RF e decodificador estéreo do auto-rádio com detector de relação para FM. Os resistores assinalados com * significam que a relação de resistência depende do nível especificado de limitação de 3 dB; os valores dados neste circuito relacionam-se ao desempenho dado na figura 6.

de AM, mesmo sob condições de baixa intensidade de campo. Um estabilizador de tensão integrado alimenta os circuitos internos e também proporciona uma saída de 8 V (a um máximo de 15 mA).

Este circuito também incorpora comutação de espera que pode ser ativada por uma chave conectada entre os pinos 5 e 8. Essa chave não é usada nesta aplicação porque a chave de alimentação encontra-se no circuito mostrado na figura 4. A chave integrada de espera está ligada quando é aplicada uma tensão ao pino 5. Uma vez que o canal de AM é emudecido quando é aplicada uma tensão ao ponto de desacoplamento do CAG no pino 11 do TEA5550 (fig. 2), a comutação AM/FM pode ser efetuada por meio de uma simples chave de troca de contacto.

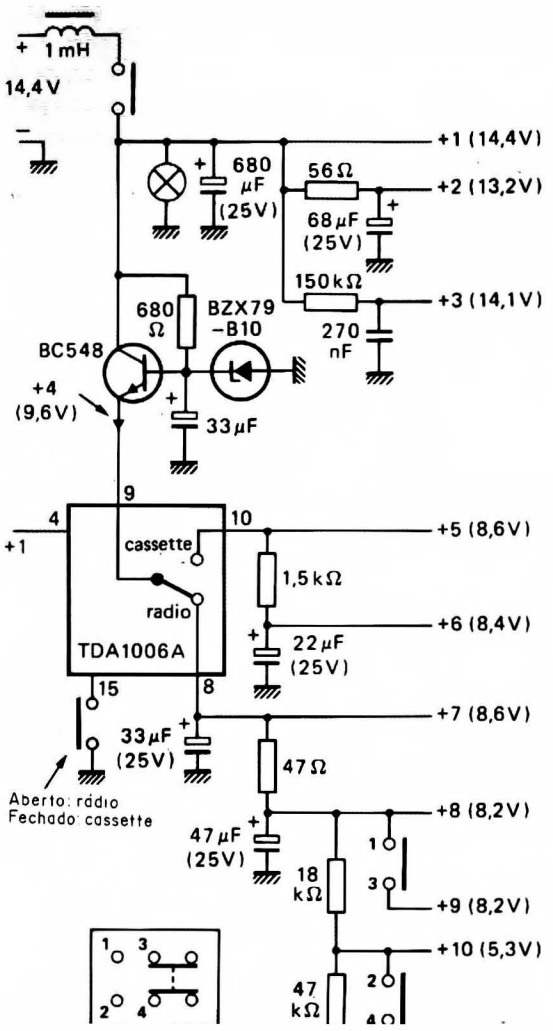
Para simplicidade de montagem, o TEA5560 é encapsulado em invólucro plástico SIL, de 9 terminais, o qual economiza espaço.

Decodificador estéreo PLL TDA1005A

Para possibilitar um sistema decodificador estéreo de fácil ajuste e com poucos componentes periféricos, o TDA1005A mostrado na figura 3 extrai a informação estéreo L-R por meio da comparação de fase do sinal estéreo multiplex detectado com uma subportadora estável regenerada de 38 kHz a partir de uma malha fechada por fase (PLL). O VCO do PLL possui uma gama de captura garantida de 3,5% de sua freqüência sintonizada e possui um coeficiente de temperatura de 400 p.p.m/°C sem a aplicação de compensação.

O TDA1005A é caracterizado por suas inúmeras facilidades e excelente supressão de interferências de ambos os canais adjacentes e componentes de batimeto de freqüências dentro do espectro audível. Ele também causa pouquíssima distorção harmônica e apresenta um baixo espalhamento do nível de comutação estéreo/mono.

O sinal de entrada estéreo demodulado composto do TEA5560 é isolado por um seguidor de emissor, no bloco pré-amplificador, e é introduzido no comparador de fase no PLL. No PLL, a freqüência do VCO (76 kHz) é dividida por 2 (38 kHz) no bloco divisor, e novamente dividida por 2 por um flip-flop para proporcionar os dois sinais de anti-fase de 19 kHz. Um desses sinais é a outra entrada para o comparador de fase PLL. A saída deste comparador



Fonte de alimentação e circuito de comutação.

de fase mantém a saída do VCO precisamente em 76 kHz.

O sinal MPX (multiplex) de entrada e o segundo sinal de 19 kHz do flip-flop na parte final do divisor, são aplicados às entradas do detector de presença de portadora piloto. Quando o PLL está fechado, a saída do detector de presença de piloto ativa a chave mono/estéreo, que possui duas funções. Uma função é acender a lâmpada estéreo através do excitador indicador de estéreo; a outra função é comutar a saída de 38 kHz, da saída da primeira parte do divisor (subportadora regenerada) para o bloco decodificador onde ela é usada para demodulação síncrona dos sinais estéreo L e R.

Para decodificação multiplex por divisão de freqüência acoplada por LC (veja circuito inserido na fig. 3), a componente subportadora (L-R, 23 kHz a 53 kHz) é separada do sinal MPX por um filtro passa-banda e aplicada como a outra entrada para o demodulador sincrono no pino 4. A saida do demodulador é portanto a informação estéreo L−R e −(L−R). A curva de ressonância do filtro passa-banda proporciona a de-ênfase. O principal sinal componente do MPX (L+R, 0 a 15 kHz) é aplicado à entrada de um amplificador no pino 5. A de-ênfase é proporcionada pela constante de tempo dos componentes entre os pinos 10 e 5. A informação L+R do amplificador principal do sinal é matriciada com a informação L−R e −(L−R) do demodulador sincrono para proporcionar os sinais de áudio L e R nos pinos 2 e 3.

Para decodificação por acoplamento RC com especificação relaxada para a saída de espúrios (veja circuito inserido na fig. 3), o sinal MPX é levado diretamente do pino 10 ao pino 5 e, através de um capacitor de desacoplamento CC, aos pinos 1 e 4. Neste caso, a de-ênfase é aplicada pelos capacitores nos pinos de saída 2 e 3.

São as seguintes as características do TDA1005A:

— O limite superior da resposta de áudio-freqüência pode ser reduzido (de-ênfase) conectando-se um capacitor entre o pino 5 e o retorno comum. Esta facilidade, que melhora a relação sinal/ruído durante a recepção de sinais fracos, pode ser tornada dependente da intensidade do sinal conectando-se o capacitor através de um elemento ativo controlado pela saída do detector de nível do TEA5560.

— A transição de estéreo para mono (separação de canais) pode ser controlada suavemente em função da intensidade do sinal, controlando-se a tensão no pino 6 com a saída do detector de nível do TEA5560.

— Para evitar-se a interferência do VCO quando o receptor estiver operando em AM, o VCO pode ser desligado conectando-se o pino 7 ao retorno comum ou, através de um resistor de 100 kΩ, à linha de alimentação positiva. Alternativamente, o pino 9 pode ser conectado, através de um resistor de 100 kΩ, ao retorno comum.

— O sistema pode ser comutado para mono conectando-se o pino 14 ao retorno comum.

— O circuito tem um ganho interno de 7 dB (demodulação acoplada a RC) ou de 10 dB (demodulação acoplada a LC) que também é utilizável durante a recepção de AM.

(cont. no próx. número)

Estações de Telecomunicações Licenciadas pelo DENTEL até 30/11/81

SERVIÇO	QUANT.	% DO TOTAL
Limitado	108 373	34,56
de Radioamador	73 238	23,35
Rádio do Cidadão	118 996	37,94
de Radiodifusão Sonora:		
em ondas médias	956	0,30
em onda tropical	91	0,03
em ondas curtas	33	0,01
em freqüência modulada	256	0,08
de Radiodifusão de Sons e Imagens	102	0,035
Especial de Retransmissão de Televisão	3 048	0,97
Especial de Rádio-Chamada	387	0,12
Especial de Rádio-Táxi	2 887	0,92
Especial de Música Funcional	17	0,005
Radiotelefônico Público	5 223	1,66
	313 607	≈ 100,00

O receptor, esse desconhecido (I)

PROJETANDO O GALENA

Josir Cavalcanti

Quem já tentou construir receptores simples, ou mesmo um super-heteródino, a menos que tenha seguido fielmente as instruções contidas em uma publicação técnica ou esteja com um kit nas mãos, deve ter tido a ingrata surpresa de ver que a teoria normalmente conhecida não funcionou na prática. Por outro lado, certos segredos e mistérios da recepção continuam ocultos atrás de informações generalizadas e esquemas habitualmente divulgados. Assim, queremos crer que o leitor haverá de se interessar por alguns detalhes importantes que o ajudarão a construir pequenos receptores e fazer experiências interessantes.

Inicialmente, devemos analisar a transmissão propriamente dita. Como sabemos, as ondas de rádio são campos eletro-magnéticos alternados que, à semelhança de uma CA, caracterizam-se por sua freqüência, fase e amplitude, sendo capazes de induzir CA com características idênticas em objetos metálicos que encontrarem em seu caminho, de forma que o sistema transmissor/receptor atua como um transformador, cujo primário é o circuito de antena do transmissor e cujos secundários são os circuitos de antena dos receptores.

A eficiência do sistema, em si, é reduzida, pois só uma parcela ínfima da energia irradiada circula pelas antenas receptoras.

Bem, a irradiação em si não conduz a nada. Marconi conseguiu aplicar, na prática, a irradiação usando-a, como sabemos, para a transmissão de sinais telegráficos. Posteriormente, fez-se a transmissão de som e imagem, bem como comandos (rádio-controle) e dados (sondas espaciais, etc.), além de inúmeros outros usos. Em qualquer caso, os sinais são transmitidos mediante variações das ondas irradiadas, que recebem o nome de *portadora*. As variações da portadora são: interrupção periódica (telegrafia), variação da amplitude (AM), da freqüência (FM) ou da fase (sinal de crominância, FM). Essas variações, como sabemos, recebem o nome de modulação (fig. 1).

É óbvio que o receptor deverá ser apto a captar a portadora, efetuar a demodulação e reproduzir o sinal originalmente transmitido, seja ele qual for. O receptor deverá, ainda, ser capaz de separar o sinal desejado das *n* portadoras presentes no ar, de modo que as características principais de um receptor vêm a ser sua sensibilidade e sua seletividade, ou capacidade de separar as estações, como se diz comumente.

Como as transmissões destinadas à radiodifusão são mais acessíveis, facilitando muito as experiências, acreditamos ser mais interessan-

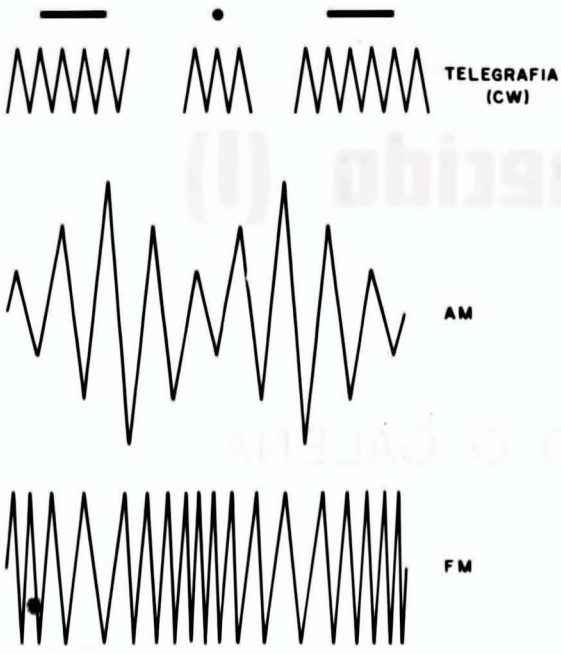


Figura 1

Modulação da portadora.

te darmos ênfase ao seu estudo. Basicamente, as transmissões para radiodifusão são feitas em AM ou FM, de modo que examinaremos algumas particularidades desses sistemas que nos interessam diretamente, para os fins em mira.

Em AM cuida-se de variar a amplitude da portadora (fig. 2), sendo essa variação diretamente proporcional à intensidade do sinal de áudio. Os semi-ciclos positivos provocam um aumento da intensidade da portadora, ao passo que os semi-ciclos negativos reduzem a intensidade. O maior índice de modulação possível é de 100%, caso em que a portadora varia de zero ao dobro de seu valor nominal.

Durante a modulação ocorre uma certa heterodinação entre a portadora e o sinal de áudio, de modo que, ao lado da portadora, aparecem mais dois sinais, cujas freqüências são iguais à soma e à diferença entre os valores da portadora e da envolvente (sinal de áudio). Para evitar interferências, a maior freqüência que poderá modular a portadora será de 5 kHz, havendo portanto um canal com 10 kHz de largura e um distanciamento mínimo de 30 kHz entre as freqüências nominais de cada emissora.

Em FM, varia-se a freqüência da portadora, sendo a variação diretamente proporcional à intensidade do sinal transmitido. Agora, os semi-ciclos positivos provocarão um aumento da freqüência e os semi-ciclos negativos a reduzirão. O máximo desvio de freqüência será de 75 kHz, exigindo uma portadora de alta freqüência, normalmente VHF. A heterodinação entre a portadora e a envolvente também acentua o desvio, contudo, a máxima freqüência de áudio transmissível em FM sobe a 15 kHz, permitindo irradiação de programas em alta fidelidade. A largura do canal é de 150 kHz só para o desvio nominal, com mais 50 kHz de segurança, totalizando 200 kHz. Na demodulação em AM, elimina-se a portadora (fig. 3), enquanto que em FM transforma-se as variações de freqüência em variações de tensão.

De uma maneira geral, os receptores podem ser classificados da seguinte maneira: receptores de demodulação direta, de amplificação direta e com conversão de freqüência. Atualmente, o receptor super-heteródino, que per-

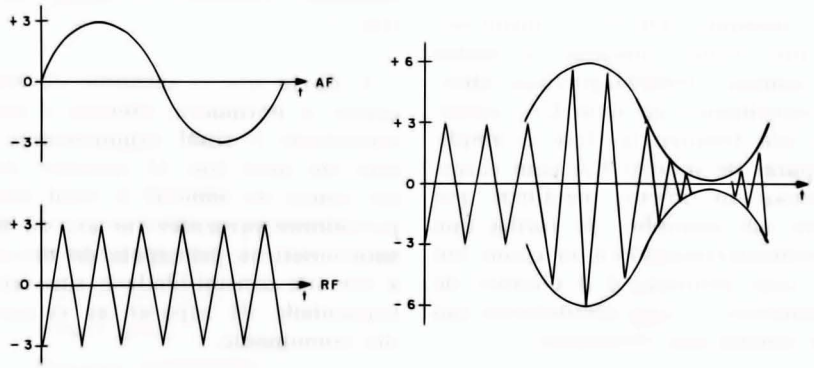


Figura 2

Modulação em amplitude.

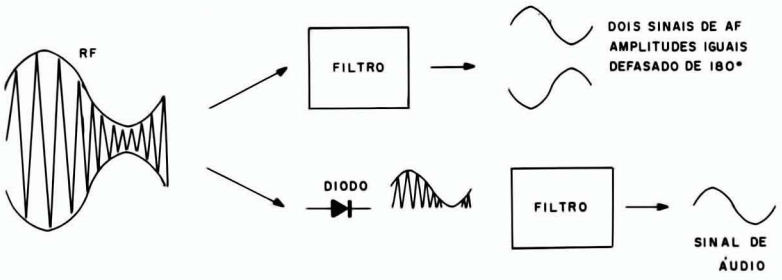


Figura 3

Demodulação de AM.

tence ao último grupo, tem aplicação universal, sendo usado em AM, FM, TV, telecomunicações, etc. Pareceria mais lógico atacarmos o estudo do receptor super-heteródino, contudo, o estudo dos demais tipos fornece subsídios para a perfeita compreensão de seu funcionamento. Assim, começaremos pelo receptor de demodulação direta.

Os receptores de demodulação direta podem usar qualquer tipo de demodulador, mas na prática, ficaram consagrados os receptores com demodulador a diodo para AM e regenerativo para AM, FM e CW.

Já vimos que a demodulação em AM consiste em eliminar a portadora, o que poderia ser feito com um simples filtro passa-baixas RC em π ou em L. Devido à freqüência de corte ser relativamente alta, uns 400 kHz, pode-se usar resistores de reduzido valor, uns 330 Ω, e capacitância algo elevada, 40 kpF, dividido em dois capacitores de 0,02 μF. A reatância capacitiva (XC) deverá ser da ordem de 1/10 a 1/40 da resistência do resistor de filtro, contudo, após o filtro em foco, teremos dois sinais de áudio de idêntica freqüência e amplitude, porém *em oposição de fase,* em virtude da modulação alcançar *ambos os lados* da portadora. Em vista disso, torna-se necessário eliminar os semi-ciclos positivos ou negativos da RF, o que se consegue, na prática, com um diodo (fig. 4) ou transistores operando em classe B. Outra fórmula consiste na heterodinação ou batimento zero entre a portadora e outro sinal de idêntica freqüência.

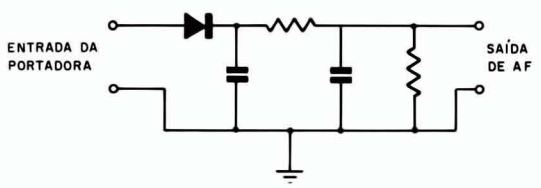


Figura 4

Circuito demodulador a diodo.

Bem, os receptores de demodulação direta clássicos são o receptor galena e o regenerativo. Passaremos, pois, a considerar aspectos práticos da construção dos receptores a cristal (galena), e depois do receptor regenerativo.

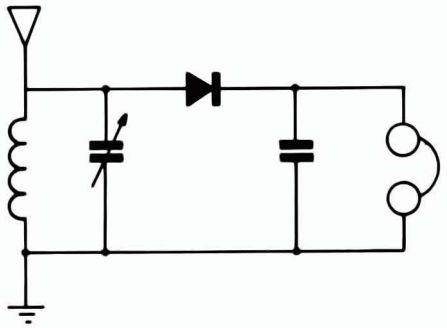


Figura 5

Receptor de galena clássico, com fones de 5 000 Ω.

O receptor galena clássico, ilustrado na figura 5, não dispõe de nenhum circuito amplificador, sendo o sinal de áudio aplicado diretamente aos fones, que devem ser de alta impedância, 2 000 Ω, no mínimo. Como a aquisição de tais fones, atualmente, é problemática, preferimos intercalar um pequeno amplificador, que vai ilustrado na figura 6, o qual funciona com um fone comum, de 8 Ω, ou com um pequeno alto-falante.

Antes de passarmos ao galena, devemos frisar que qualquer receptor deve dispor de meios para separar a portadora que traz o sinal que interessa das *n* portadoras que se induzem na antena. O circuito que faz a seleção é chamado de circuito de sintonia e é um filtro passa-banda ou pára-banda, ou seja, um circuito LC série ou paralelo.

Para construirmos um receptor tipo galena para a faixa de OM, a primeira consideração deveria ser o demodulador, que, pelo projeto, será a diodo; contudo, devemos observar o circuito de sintonia. Bastará um filtro pára-

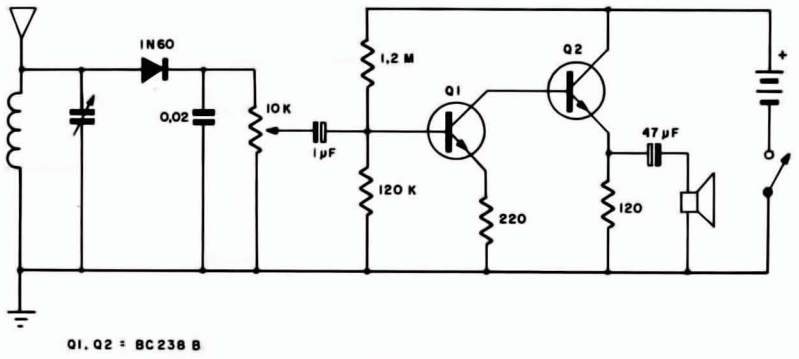


Figura 6

Circuito de um receptor a cristal com etapa amplificadora de áudio.

-banda (LC paralelo) entre a antena e terra. O sinal selecionado encontrará elevada impedância no circuito LC, enquanto os demais escoam para terra. Isso é bem conhecido dos leitores, contudo, o mais interessante é o "quantum" dessa impedância.

A impedância (Z) de um circuito LC paralelo, na freqüência de ressonância, é igual a $\sqrt{L/C.Q}$, onde L é a indutância em μH, C e a capacitância em μF, Q é o Q da bobina e Z será dada em ohms. Via de regra, procura-se uma relação L/C o mais alto possível e um Q igualmente elevado, todavia, a largura de banda (Δf) depende do Q, sendo dada pela expressão $f_0/Q = \Delta f$, onde f_0 é a freqüência de ressonância do circuito. Como o canal de AM tem 10 kHz de largura, segue-se que a banda passante deverá ser igual, daí o Q da bobina será função da freqüência e da banda passante. Considerando-se f_0 como a freqüência central da faixa de OM, então seu valor será de 1 MHz. Sendo $\Delta f_0 = 10$ kHz (0,01 MHz), então o Q será igual a 1/0,01, ou seja, 100.

A razão entre a reatância indutiva (XL) a 1 MHz e a resistência ôhmica do fio deverá ser igual a 100, contudo, na prática, utiliza-se um Q bem superior, pois ao circuito se acrescenta, em paralelo, o circuito demodulador, e isso vem amortecer o circuito, isto é, reduzir o Q. Assim, temos um Q descarregado e outro carregado, quando ao circuito LC acrescentamos os outros.

Em virtude do acima exposto, não precisamos nos preocupar muito com o Q descarregado; todavia, quanto mais alto, melhor.

Resta-nos impor os valores de L e C. Se o filtro tivesse sintonia fixa de *n* combinações possíveis, escolheríamos a que tivesse o maior valor de L e o menor valor de C possível. Na prática, uma elevada indutância só se obtém às custas de um enrolamento volumoso, aparecendo o problema da capacitância parasítica, pelo que seria forçoso uma solução de compromisso. No caso de um receptor, é necessário que um dos dois valores seja variável, a fim de permitir a mudança de estações.

Por motivos de ordem mecânica, tem-se preferido variar a capacitância por meio de capacitores variáveis. Os fabricantes os fornecem com diversos valores de capacitância máxima, de 175 pF até 500 pF, para a secção de antena. Um variável, normalmente, compõe-se de duas secções que poderão ter a mesma capacitância ou uma secção de valor superior à outra, destinando-se esse arranjo aos receptores super-heteródinos. Em nosso caso, será usada apenas uma secção. Por ser fácil de ser obtido, e relativamente barato, elegeremos o variável de polietileno, desses utilizados em receptores portáteis de tamanho "grande".

A secção de antena tem capacitância máxima de 175 pF, com um trimmer em paralelo de 5 pF. A isso podemos acrescentar uns 10 μF de capacitância parasítica, totalizando 190 pF, aproximadamente. Como o capacitor todo fechado sintonizará o início da faixa, calcularemos L de tal modo que, com 190 pF, a freqüência de ressonância esteja nas vizinhanças de 540 kHz. 535 kHz é um bom valor. Assim, temos:

$$0{,}535 = \frac{159}{\sqrt{190 \times}}$$

onde × é o valor da bobina em μF, 159 é uma constante, 190 é a capacitância em pF e 0,535 é a freqüência em MHz. L terá um valor de cerca de 400 μH, valor relativamente alto, exigindo núcleo de ferrite.

Os núcleos para antena normalmente utilizados, com diâmetro de 1 cm e comprimento de 10 a 12 cm, têm uma permeabilidade (μ) com fator 10, aproximadamente; assim, se tivermos uma bobina de 40 μH, colocando-se tal núcleo em seu interior, sua indutância será igual a μ . L, ou seja, 40 . 10, ou 400 μH. Assim, calcularemos uma bobina de 40 μH. Esse cálculo, de per si, é bastante complexo, valendo um artigo só para ele, pelo que o omitiremos, dizendo apenas que se alcança os 40 μH com uma forma de 1 cm de diâmetro, enrolando 95 espiras de fio esmaltado com diâmetro de 0,2 mm. A forma poderá ser de papelão impregnado de cera, devendo-se fixar o início e o fim do enrolamento por meio de um adesivo. Na prática, o diâmetro *externo* da forma será pouco maior que 1 cm.

Formado o circuito LC, resta-nos calcular o demodulador, que será a diodo. Em princípio, qualquer diodo de germânio serve; todavia, como qualquer elemento, o diodo exige uma carga para seu funcionamento. A prática tem demonstrado que o valor mínimo dessa carga é de uns 5 000 Ω, indo até 22 kΩ. Via de regra, utiliza-se uma carga resistiva, representada por um potenciômetro logarítmico que efetua o controle de volume.

O receptor galena original *não* dispunha de nenhuma amplificação, sendo a carga do demodulador um fone de alta impedância. Atualmente, a aquisição desses fones é algo difícil, pelo que optamos pelo intercalamento de um pequeno amplificador, que nos permitirá usar fone comum de 8 Ω. Assim, para o demodulador utilizaremos um diodo 1N60 ou equivalente, cuja carga será um potenciômetro de 10 kΩ logarítmico. O filtro será RC em L, utilizando o próprio potenciômetro como R. Para uma boa filtragem escolheremos um capacitor cuja reatância (XC) seja de 100 a 1 000 Ω, a 300 kHz, ou seja, de 0,005 a 0,05 μF. Podemos usar um de 0,02 μF. Esse capacitor pode ser de cerâmica, e de baixa isolação.

O amplificador consta de um estágio excitador seguido por um estágio de potência, montado em coletor comum. A eficiência é reduzida, porém trata-se de um circuito muito econômico. Na figura 6 apresentamos o circuito completo. Usando-se uma boa antena e ligando-se a massa ou —B à terra, obtém-se uma recepção razoável. Melhores resultados são proporcionados pelo receptor regenerativo, que será objeto do próximo artigo desta série.

Ω

ASSINE A

REVISTA MONITOR

DE RÁDIO E TELEVISÃO



NA FOTO VEMOS O SANFONEIRO LIDINHO, ARTISTA DA GRAVADORA RGE E APRESENTADOR DO MAIS ALEGRE PROGRAMA SERTANEJO DE AUDITÓRIO, O "SERTÃO ALEGRE", AGORA PELA RÁDIO MULHER DE SÃO PAULO, NOS 1260 kHz, TODOS OS DOMINGOS, DAS 19:30 ÀS 23:00 HORAS, NUMA GENTILEZA DO INSTITUTO MONITOR.



PROJETO AVANÇADO DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA PARA AMPLIFICADORES DE ALTO DESEMPENHO

Oscar Juan Bonello*

SUMARIO

A necessidade de alta potência sob baixos níveis de distorção nos leva ao emprego de uma nova técnica de projeto de realimentação. Neste artigo analisaremos uma abordagem teórica e suas regras práticas de projeto. Será estudada a rede de 9 dB/ /oitava de múltiplos pólos e zeros.

Com o auxílio do Teorema de Baxandall será também analisado o método de realimentação por dupla malha e suas vantagens.

INTRODUÇÃO

A necessidade de se obterem níveis mais altos de desempenho nos amplificadores de áudio conduziu-nos ao desenvolvimento de novas técnicas de projeto nos últimos anos. Os projetistas tiveram que levar em conta novos conceitos, tais como a distorção linear ou a distorção por intermodulação transiente (DIT). Embora o conceito de intermodulação transiente não seja totalmente novo, ele tem se tornado cada vez mais importante para o projeto e avaliação de amplificadores. A audibilidade deste tipo de distorção tem sido pesquisada, bem como a possibilidade de se encontrar altas velocidades de crescimento nas fontes de material de programa de áudio.

Podemos portanto afirmar que, atualmente, temos um conhecimento bem fundamentado e bastante exato das causas que produzem a DIT, bem como seus valores limiares de audição e, o que é ainda mais importante para o projetista, os requisitos máximos que serão impostos ao amplificador pelo material de programa. Os projetistas também conhecem agora a condição fundamental para o projeto de amplificadores livres de distorção por intermodulação transiente (DIT): ampla largura de banda em malha aberta. Para se conseguir isto, deverão ser utilizados transistores de potência e de alta velocidade de comutação (os quais são muito dispendiosos), ou deverá ser alterado o método de estabilidade da realimentação negativa. Uma outra possibilidade consiste em se utilizar quantidades mais baixas de realimentação. Mas aqui surge um outro lado do problema: a necessidade de se manter a distorção em valores muito baixos, mesmo nas mais altas freqüências do espectro de áudio.

Se considerarmos a audibilidade como um problema de mascaramento de sinal, onde o tom de mascaramento é a freqüência fundamental e o espectro mascarado é o espectro do produto da distorção (harmônicas e intermodulação), teremos uma base científica para analisar o problema. Para o propósito desta análise, dispomos de uma grande quantidade de informação sobre os efeitos do mascaramento, os quais nos levam a considerar a grande importância que têm as harmônicas de 5.ª ordem e superiores. Este efeito, embora bem conhecido, só foi pesquisado recentemente. Mesmo atualmente, ainda não foi satisfatoriamente plotada a curva na qual as harmônicas mais altas, criadas pela distor-

*Engenheiro. Diretor Presidente da Sistemas Solidyne SRL, Argentina. (Este trabalho foi apresentado originalmente na 67.ª Convenção da "Audio Engineering Society", em Nova Iorque, em outubro de 1980).

ção, possam ser avaliadas de maneira a serem igualadas à percepção do ouvido humano.

Permanece, entretanto, algo óbvio para o projetista: a realimentação negativa deve ser efetiva até a mais alta freqüência da gama de áudio para que se possam obter amplificadores de alta qualidade. Isto se torna ainda mais óbvio se considerarmos os produtos de intermodulação (sejam eles estáticos ou transientes) na gama de freqüências altas. As músicas geradas eletronicamente e os procedimentos de equalização e compensação usados para a gravação de instrumentos musicais, produzem uma alta energia na zona de alta freqüência do espectro de áudio.

Consideremos dois sobretons harmônicos: 15 kHz e 17 kHz. Se o amplificador possuir uma notada distorção nesta zona do espectro, ele produzirá, além das componentes harmônicas inaudíveis, diversas componentes de intermodulação, e dentre elas uma perfeitamente audível de 2 000 Hz. Além disso, devido ao fato de que o efeito de mascaramento é muito pequeno nas freqüências que estejam diversas oitavas abaixo da freqüência de mascaramento, o ouvido humano está apto a discriminar os produtos de distorção mesmo nos mais baixos níveis, tais como 80 dB abaixo da freqüência fundamental (%D = 0,01%/15 kHz). Tudo isto nos ajuda a explicar a razão por que certos instrumentos musicais (como o piano, o violino, etc.) são difíceis de serem reproduzidos; sem nos esquecermos de que, obviamente, existem outros fatores que concorrem para que isto ocorra.

REDE DE PÓLOS MÚLTIPLOS E ZEROS

A técnica mais usual para controlar a resposta em malha aberta é baseada em um pólo dominante (fig. 1). Dependendo da freqüência do pólo, a resposta cai a 6 dB/oitava. Assim sendo, a rotação de fase permanece constante em 90° até o momento em que ela atinge o valor do ganho da malha fechada (produto unitário βA_o). A largura de banda da malha fechada é agora f_c, e são permitidos pólos adicionais acima deste valor. A relação entre f_p e f_c é determinada pela rampa de 6 dB/oitava e o valor da realimentação $Fn = 1 + \beta A_o$. Isto quer dizer que

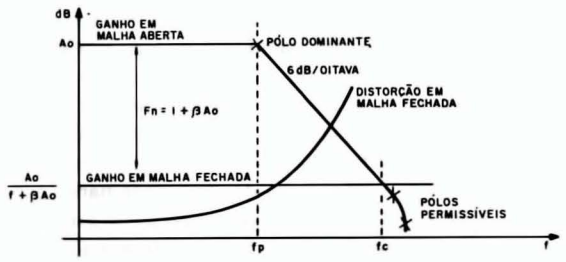


Figura 1

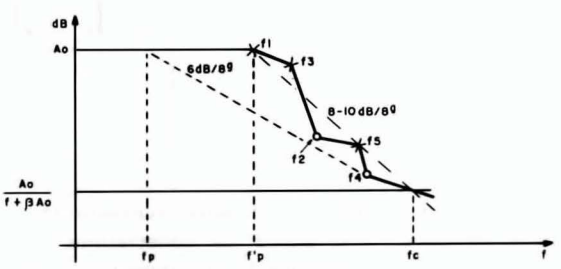


Figura 2

se desejarmos um valor de realimentação Fn = 40 dB, deveremos ter $f_c = 100\ f_p$. Tudo isto implica em uma importante condição de projeto: o pólo dominante é determinado pelo valor da realimentação e pelo primeiro pólo em malha aberta do amplificador, sem compensação.

Por exemplo: Suponhamos que o estágio de potência de saída tenha uma resposta caindo de f_3 = = 1 MHz para cima, e outros pólos (que aumentam a rampa de caída) em 1,5 MHz e 2 MHz. De acordo com a figura 1, se desejarmos uma realimentação Fn = 60 dB, de maneira a diminuir em 1 000 vezes a distorção, a freqüência do pólo dominante deverá ser de f_p = 1 kHz, isto é, de 1 kHz para cima a distorção harmônica da malha fechada deverá ser aceita (fig. 1). Para 10 kHz os valores de distorção serão 10 vezes maiores. A única maneira de se melhorar isso consiste em aumentar-se a resposta do estágio de saída utilizando-se transistores mais dispendiosos (e, algumas vezes, menos confiáveis). A situação do pólo dominante na zona de 1 a 6 kHz é bastante usual nos projetos comerciais, e foi provado que ela causa a DIT.

A fim de se poder ter altos valores de f_p e, ao mesmo tempo, manter-se constante os valores de f_c, é necessário utilizar-se as máximas inclinações de descida da malha aberta. Este sistema é utilizado em servo-controles e como compensação para amplificadores operacionais e situações críticas. É recomendável também para amplificadores de áudio, com uma inclinação de 10 dB sugerida como valor ótimo. Entretanto, a maior complexidade dos métodos de cálculo e o receio que se tem de cair nos estados de instabilidade têm limitado consideravelmente o uso dessas técnicas. Veremos mais adiante que o método de pólos e zeros pode ser reduzido a algumas regras facilmente aplicáveis.

A figura 2 mostra a base do sistema. Para se obter uma largura de banda f'_p, maior do que a que se poderia ter com uma inclinação de 6 dB/oitava,



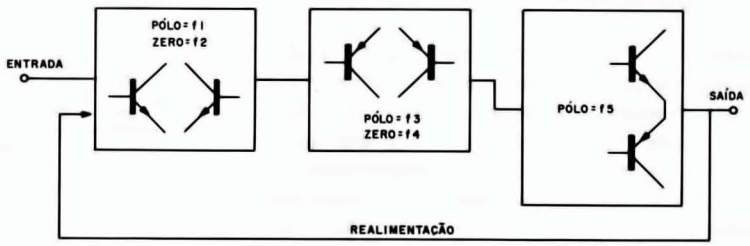


Figura 3

para a mesma realimentação, seria necessário ter-se uma inclinação mais aguda. Se conectarmos duas redes em cascata, teremos 12 dB/oitava (dois pólos coincidentes em f_p). Infelizmente, isto poderia implicar em uma rotação de fase de 180°, o que poderia levar o circuito a uma condição de instabilidade em potencial. Conseqüentemente, teremos que abordar uma função com uma inclinação média de 9 a 10 dB/oitava por meio de inclinações alternadas e sucessivas de 6 e 12 dB/oitava. Essa função terá uma rotação de fase de 120 a 140°. Isto possibilita aceitáveis margens de fase de 40 a 60 graus.

Consideremos as vantagens de um maior valor de f_p, supondo-se que desejemos proporcionar uma realimentação de 60 dB a um amplificador com $f_3 = 2$ MHz. Se utilizarmos o método de pólo dominante deveremos fixar $f_p = 2$ MHz, o que é muito baixo. Utilizando-se uma inclinação média de 9 dB/oitava (30 dB/década), será suficiente fazer-se $f' = 20$ kHz para preencher a condição de estabilidade. Isto assegurará menos distorção nas altas freqüências (devido ao fato de que a distorção aumenta a partir de 20 kHz) e ótimas condições com respeito à DIT.

A fim de se efetuar a aproximação deve-se utilizar 3 pólos e 2 zeros, os quais serão distribuídos da maneira indicada na figura 3. Em cada estágio haverá um pólo e um zero, os quais serão construídos de acordo com o diagrama esquemático mostrado na figura 4. Os dois primeiros pares pólo-zero já foram vistos. O último pólo (f_5) pode ser obtido do estágio de saída, seja pela redução da freqüência f_c, por meio de um capacitor, ou pelo seu aumento, por meio da técnica da malha dupla, que será vista mais adiante.

A fim de se fazer a análise teórica da resposta deste sistema foi elaborado um programa para a calculadora TI-59. Entretanto nossas investigações produziram uma série de coeficientes de aplicação direta que possibilitam ao projetista conhecer antecipadamente a combinação mais eficiente de pólos e zeros, mesmo sem se utilizar do programa.

A análise corresponde ao circuito da figura 5. Sua função de transferência é a seguinte:

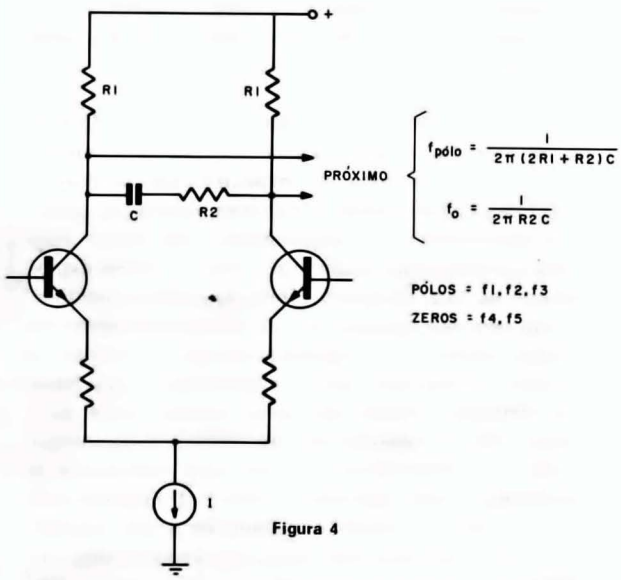


Figura 4

$$H_{(S)} = \frac{(1 + a_2S)(1 + a_4S)}{(1 + b_1S)(1 + b_3S)(1 + b_5S)}$$

Esta função de transferência, expressa com referência à freqüência, será:

$$H_{(W)} = \frac{\left(1 + j\frac{F}{F_2}\right)\left(1 + j\frac{F}{F_4}\right)}{\left(1 + j\frac{F}{F_1}\right)\left(1 + j\frac{F}{F_3}\right)\left(1 + j\frac{F}{F_5}\right)} \quad (I)$$

A solução da equação (I) no campo complexo nos dará o valor $H_{(W)}$ em magnitude e fase. Como poderá o projetista fixar os valores relativos das freqüências de pólos e zeros? Primeiramente, na figura 6 estão definidos quatro coeficientes relacionando pólos e zeros. A função de transferência, expressa com referência à freqüência, foi calculada para cada grupo. Para se efetuar uma padronização, o primeiro pólo (f_1) sempre coincide com a freqüência de 20 kHz.

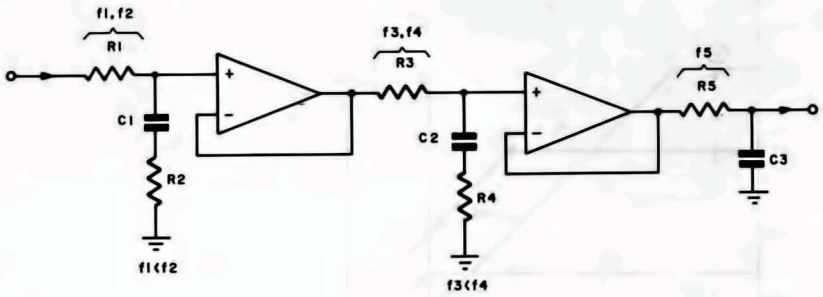


Figura 5

$$f1 = \frac{1}{2\pi (R1 + R2)\, C1} \quad \text{(PÓLO)}$$

$$f2 = \frac{1}{2\pi\, R2\, C1} \quad \text{(ZERO)}$$

TÉCNICA DE MALHA DUPLA

O método de realimentação negativa por malha dupla é uma técnica adicional que, em combinação com a técnica de pólos e zeros, torna-se um eficiente auxílio de projeto. O uso de "realimentação local", a fim de melhorar o desempenho do amplificador, apresenta vantagens bastante conhecidas. Menos claro, entretanto, é qual o mecanismo que nos proporciona tais melhoramentos e qual a melhor maneira de consegui-los. Faremos uma introdução geral ao assunto, passando depois a uma análise mais profunda.

A figura 7 mostra em A um amplificador de 30 dB, sendo sua f_p de 200 kHz. Se for necessário reduzir sua distorção dos 5% originais para menos de 0,01%, mantendo um ganho final de 20 dB, deverão ser adicionados estágios prévios de amplificação. Supõe-se que tais estágios não apresentem distorção adicional, isto é, eles devem ser ideais. Esta suposição é bastante razoável considerando-se o fato de que nos sistemas reais a distorção pertence quase que exclusivamente ao estágio de saída. A figura 7-B mostra a solução convencional com a adição de A_2, que proporciona um ganho de 50 dB. Considerando a curva B da figura 7, torna-se óbvia a necessidade de se utilizar um pólo dominante de compensação em 200 Hz. Para calcular a distorção teremos que dividir por 1 + βA, e abaixo de 200 Hz serão obtidos valores de aproximadamente 0,005%. Mas, para 20 kHz a realimentação será de apenas 20 dB e a distorção aumentará para 0,5%, o que levará a um resultado indesejável.

Consideremos agora a interessante possibilidade sugerida em C. Podemos, de maneira simples e pouco dispendiosa, adicionar uma malha de realimentação interna ao amplificador A_1. Adicionando 20 dB de realimentação torná-lo-emos um novo amplificador (A'_1). O pólo do novo amplificador foi deslocado para 2 MHz; sua distorção é de 0,5% em toda a gama de áudio e seu ganho é de 10 dB. Se for fechada a malha maior, necessitaremos aplicar apenas 40 dB. Conseqüentemente o pólo dominante terá 20 kHz; sempre convencionalmente compensado para este exemplo. A curva C mostra as vantagens oferecidas por este método. A distorção em baixas freqüências é ainda de 0,005% (como esperávamos), mas em 20 kHz teremos agora 0,005%, ou seja, 100 vezes menos que antes, e esta realização é muito importante.

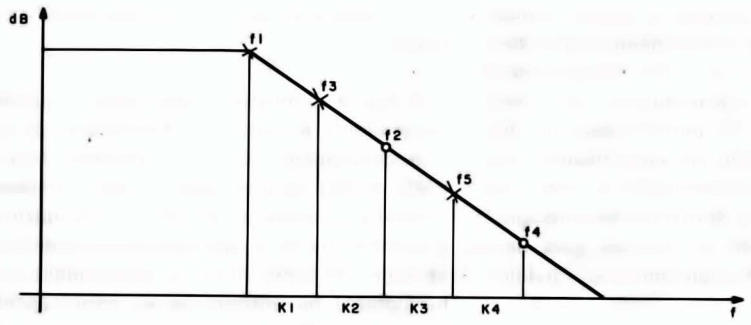


Figura 6

$$\frac{f3}{f1} = K1 \qquad \frac{f5}{f2} = K3$$

$$\frac{f2}{f3} = K2 \qquad \frac{f4}{f5} = K4$$

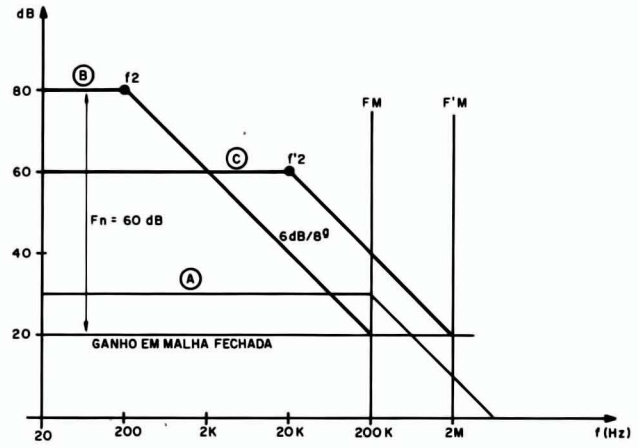
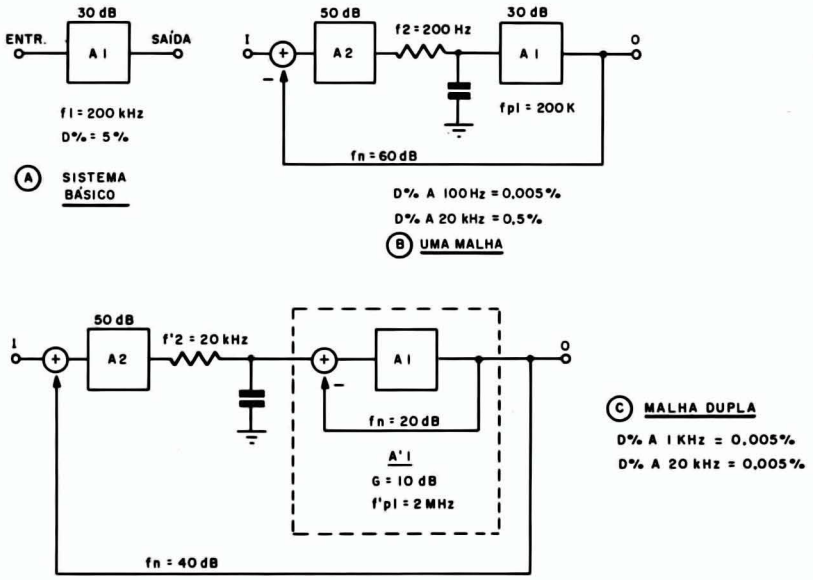


Figura 7



A análise acima mencionada é apenas um esboço simplificado do problema. Com efeito, é bastante sabido que a realimentação negativa não reduz a distorção harmônica de uma maneira linear. Ainda mais, se o amplificador possuir uma elevada distorção em malha aberta, a realimentação tornará as coisas piores, pois dará origem a novas componentes harmônicas de uma ordem maior, o que será pior do ponto de vista audível. Uma das melhores maneiras de se enfrentar esse problema é por meio do Teorema de Baxandall: "A porcentagem de distorção harmônica na saída de um amplificador, que possui elevada taxa de realimentação, e com uma entrada de onda senoidal, é aproximadamente igual à porcentagem de distorção de entrada para uma saída sem distorção, sem realimentação, dividida por 1 + βA".

Conseqüentemente, a fim de se aplicar o Teorema de Baxandall, deve-se calcular (ou conhecer-se antecipadamente) o espectro harmônico que deverá ser introduzido na entrada de um dispositivo a fim de se obter uma onda senoidal na saída, sem realimentação. Mas, a maior importância deste teorema recai no campo conceitual, devido ao fato de que ele nos possibilita analisar circuitos de realimentação de maneira acurada e exata. O próximo passo será a aplicação do teorema nos sistemas de malha dupla.

A figura 8 mostra o diagrama esquemático correspondente à figura 7-B. Consideremos que A_1 esteja conduzindo uma onda senoidal pura de 10 V RMS. A fim de que isso ocorra, é necessário que se tenha na entrada 316 mV. Se introduzirmos agora o conceito de distorção de entrada, é necessário que se tenha 15,8 mV RMS (2.ª harmônica) e 5 mV (3.ª harmônica) na entrada de A_1 para cancelar a distorção. Este sinal deverá ser suprido por A_2 através de um filtro RC com uma freqüência de corte f_2. Na entrada de A_2 necessitamos de um valor de distorção de entrada dado pela amplificação de A_2 e

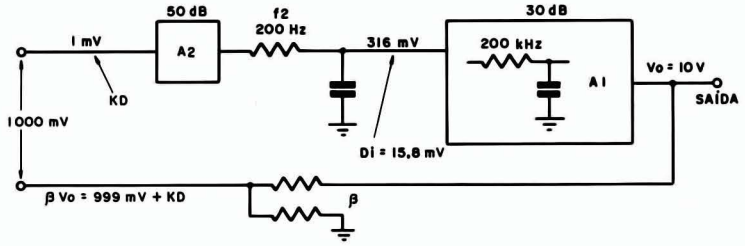


Figura 8

a atenuação de RC. (Nota: deve-se ter em mente que supõe-se que A_2 não apresente distorção). Com a malha aberta, a distorção K_D é suprida por um gerador. Mas se fecharmos a malha e aplicarmos à entrada uma onda senoidal pura de 1 mV RMS surgirá a seguinte questão: quem suprirá agora o sinal (K_D) de distorção de entrada? Obviamente, as condições internas não se alteram quando a malha é fechada. Conseqüentemente, necessitaremos de um sinal puro, de 1 mV, e de K_D na entrada. Sabemos que K_D não pode provir do gerador porque supomos que ele forneça uma onda senoidal pura. Portanto, a resposta será: K_D provém da distorção residual V_o. Tudo isto nos leva a estabelecer as seguintes relações:

$$\%D\ (saída) = \frac{K_D/\beta}{V_o} \cdot 100$$

Nos casos em que $F << F_2$:

$$K_D = \frac{D_i}{|A_2|}$$

Mas, em geral, a resposta da rede RC deverá ser levada em consideração; conseqüentemente:

$$K_D = \frac{D_i}{|A_2|}\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}$$

onde, finalmente,

$$\%D\ (saída) = \frac{100\ D_i}{\beta\ V_o\ |A_2|}\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \quad (II)$$

Com os valores reais:

$$\frac{D_i}{\beta\ V_o\ |A_2|} = \frac{15{,}8\ .\ 100}{999\ .\ 316} = 0{,}005\%\ (2.^a)$$

$$\%D_2\ (saída) = 0{,}005\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}$$

a) Para $F << F_2$, $\%D_2 = 0{,}005$

b) a 1 kHz, $\%D_2 = 0{,}005\sqrt{1 + \left(\frac{2\,000}{200}\right)^2} = 0{,}05\%$

c) a 20 kHz, $\%D_2 = 0{,}005\sqrt{1 + \left(\frac{40\,000}{200}\right)^2} = 1\%$

Da mesma maneira, para a 3.ª harmônica:

a) Para $F << F_2$, $\%D_3 = 0{,}00158\%$

b) a 1 kHz, $\%D_3 = 0{,}00158\sqrt{1 + \left(\frac{3\,000}{200}\right)^2} =$

$= 0{,}0238\%$

c) a 20 kHz, $\%D_3 = 0{,}00158\sqrt{1 + \left(\frac{60\,000}{200}\right)^2} =$

$= 0{,}47\%$

Analisemos agora o mesmo circuito de realimentação com a técnica de malha dupla (fig. 9). Fecha-

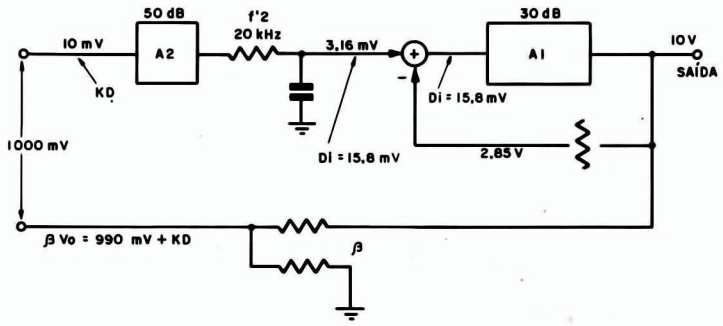


Figura 9



remos a malha A_1 e deixaremos a outra aberta. O valor D_1, na entrada A_1, não pode ser suprido por V_o através do elo de realimentação porque V_o é uma onda senoidal pura (devido ao fato de estar aberta a malha maior). Conseqüentemente, D_1 se espalha, sem que seu valor se altere, até o outro lado da rede somatória s_1. Isto quer dizer que na saída da rede RC necessitaremos de 15,8 mV da 2.ª harmônica. Se agora fecharmos a malha principal e efetuarmos os passos acima mencionados, chegaremos à mesma equação (II); mas agora teremos $f'_2 = 20$ kHz. Assim, substituindo por valores reais, teremos:

a) a 1 kHz, $\%D_2 = 0{,}005\sqrt{1 + \left(\frac{2\,000}{20\,000}\right)^2} =$

$= 0{,}005\%$

$$\%D_3 = 0{,}00158\sqrt{1 + \left(\frac{3\,000}{20\,000}\right)^2}$$

$= 0{,}0016\%$

b) a 20 kHz, $\%D_2 = 0{,}011\%$

$\%D_3 = 0{,}005\%$

E isto, finalmente, confirma as vantagens da técnica de malha dupla.

CONCLUSÃO

Foram analisadas as vantagens do método de aproximação de pólos e zeros, o qual nos permite obter inclinações médias de 9 dB/oitava. Foram definidos quatro coeficientes (K_1, ..., K_4), possibilitando-nos padronizar as freqüências de pólos e zeros de f_1 a f_5; f_1 coincide com a freqüência de corte em malha aberta. A partir da investigação de diversas séries de coeficientes, foram escolhidos quatro conjuntos, os quais são os mais recomendáveis aos projetistas. Como resultado, foram conseguidos amplificadores com baixíssima taxa de distorção harmônica, baixa intermodulação em alta freqüência e livres de DIT e, obviamente, sem aumento de custo do estágio de saída.

O método de realimentação por malha dupla, muitas vezes denominado de "realimentação local", também foi analisado de forma detalhada. O conceito de "malha dupla" é bastante amplo, e um conhecimento profundo das leis que determinam seu comportamento possibilitará aos projetistas melhorar os atuais padrões de desempenho. A combinação de ambas as técnicas, isto é, a realimentação de 9 dB/oitava e a malha dupla conduzirão ao projeto de sistemas de alto desempenho sem necessidade de se alterar a atual tecnologia dos componentes.

AGRADECIMENTO

O autor agradece à equipe do Laboratório de Pesquisas da Solidyne (Argentina) pela sua generosa colaboração ao se efetuarem as demonstrações práticas do método proposto. As técnicas apresentadas neste artigo foram aplicadas em um amplificador comercial dentro do Projeto 7000A, da Solidyne.

Ω

ASSINE
REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO

COMPRAMOS
FALAR C/ SR. DAVID
FONES:
220-4537 - 220-6916
LOTE DE MATERIAL ELETRÔNICO EM QUALQUER QUANTIDADE, TRANSISTORES E CIRCUITOS INTEGRADOS

C.A.
RÁDIO E TV LTDA.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 338
FONE: 221-1191 — SP

Promoção LABO

Osciloscópio
5210
15 MHz
duplo traço



Cr$ 258.000,00

Gerador
de Barras
GP-2



Cr$ 60.000,00

MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO CRISTAL

Peter Kraus
Roland Steffen

Para se assegurar o funcionamento adequado de um gerador de sinais, receptor ou relógio a cristal, um cristal oscilador deve passar por uma série de testes, tanto na fábrica do próprio cristal como na fábrica do equipamento em que ele irá ser utilizado; isto porque sua qualidade é que determina, de maneira preponderante, a qualidade do instrumento de medição ou do equipamento de comunicações no qual ele vai ser utilizado. A maneira mais econômica de se levar a efeito esses testes é obviamente o uso de um sistema de teste automático. O sistema que vamos analisar é um conjunto de teste controlado por computador, baseado no analisador de vetor ZPV (fig. 1), o qual determina todos os parâmetros do cristal em segundos e apresenta-os na tela do sistema de computação que os envia a uma impressora. A adição de um controlador de temperatura PTC também permite que seja determinado o efeito da temperatura no efeito do cristal.

CIRCUITO EQUIVALENTE DO CRISTAL E ADAPTADOR DE CRISTAL

Um cristal oscilador pode ser representado por um circuito equivalente (fig. 2). As quantidades L_1, C_1 e R_1 desta rede de dois terminais descreve o ressoador real, ou seja, a pastilha de cristal. O fator Q do cristal é dado pela equação:

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_1 R_1} = \frac{2\pi L_1}{R_1}$$

A capacitância C_0 é ocasionada principalmente pelos eletrodos evaporados sobre a superfície do cristal.

A impedância do cristal é resistiva em duas freqüências, que são a freqüência de ressonância f_r e freqüência de anti-ressonância f_a. Desprezando-se a resistência R_1, a freqüência de ressonância f_r é igual à freqüência de ressonância f_s:

$$f_1 \approx f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (\text{onde } R_r \approx R_1)$$

e a freqüência de anti-ressonância f_a é igual à freqüência de ressonância paralelo f_p:

$$f_a \approx f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}}$$

Este artigo foi publicado originalmente em "News from Rohde & Schwarz" 92, 1981/I. Direitos de publicação cedidos a esta Revista por G. A. Boleckis.

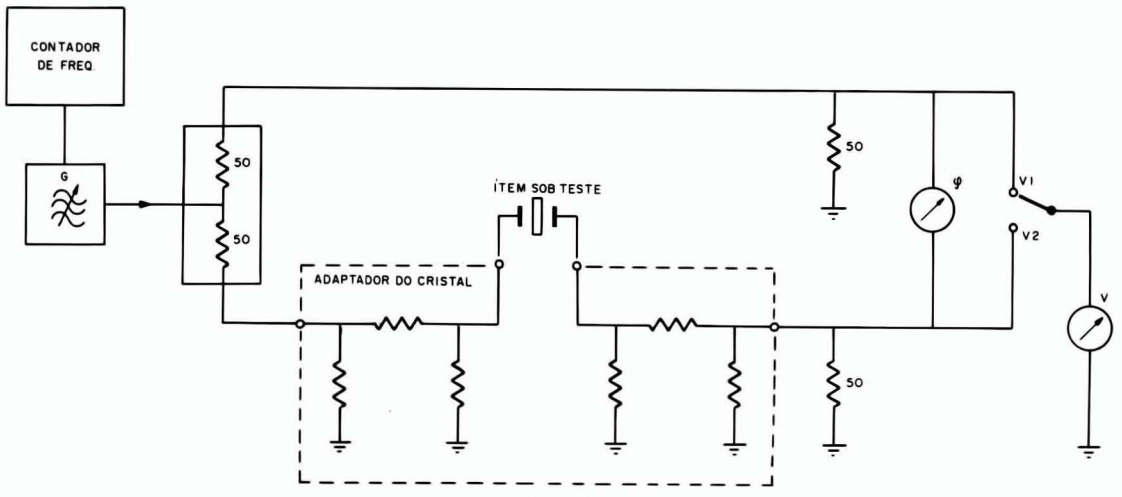


Figura 4

Diagrama em blocos do arranjo de teste para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do cristal: C_1, L_1 e R_1, freqüência de ressonância f_r e Q.

do conjunto de teste são também estabelecidos nas normas acima mencionadas.

ARRANJO DE TESTE

Os parâmetros do cristal podem ser determinados por meio de um arranjo de teste, como o que se mostra na figura 4.

Calibrando o conjunto de teste

Para a calibração de tensão, o elo curto-circuitante é ligado ao adaptador do cristal e um fator de correção K é determinado a partir das tensões presentes na saída do adaptador do cristal e na segunda saída do divisor de potência:

$$K = \frac{V_{2K}}{V_{1K}}$$

Com um resistor de 75 Ω (de precisão) no adaptador, em substituição ao cristal, o medidor de fase é ajustado em zero.

Medindo f_r e R_r

O cristal é inserido no adaptador e a freqüência do gerador de sinais é ajustada de maneira que o medidor de fase indique a leitura zero. A freqüência do gerador corresponde então à freqüência de ressonância f_r do cristal. A impedância de ressonância pode ser calculada a partir das tensões medidas V_1 e V_2 e do fator de correção K:

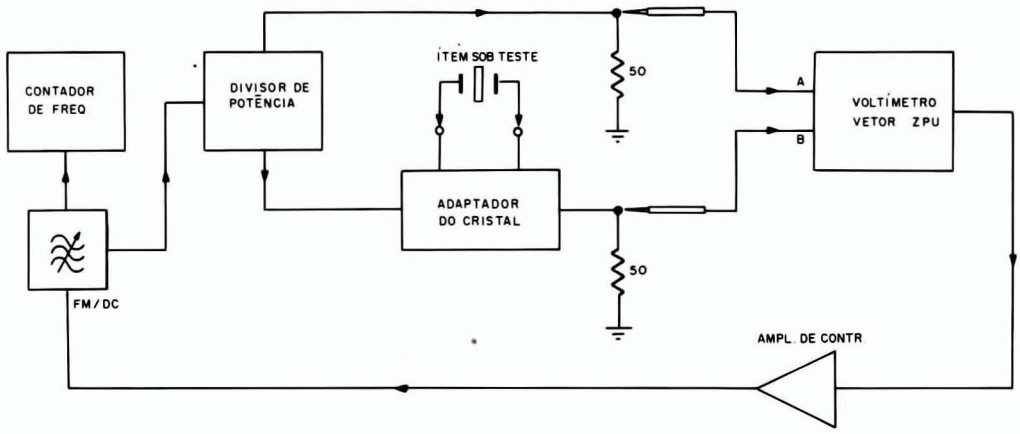


Figura 5

Conjunto de teste baseado no voltímetro vetor ZPU para rápida determinação dos parâmetros do circuito equivalente do cristal.

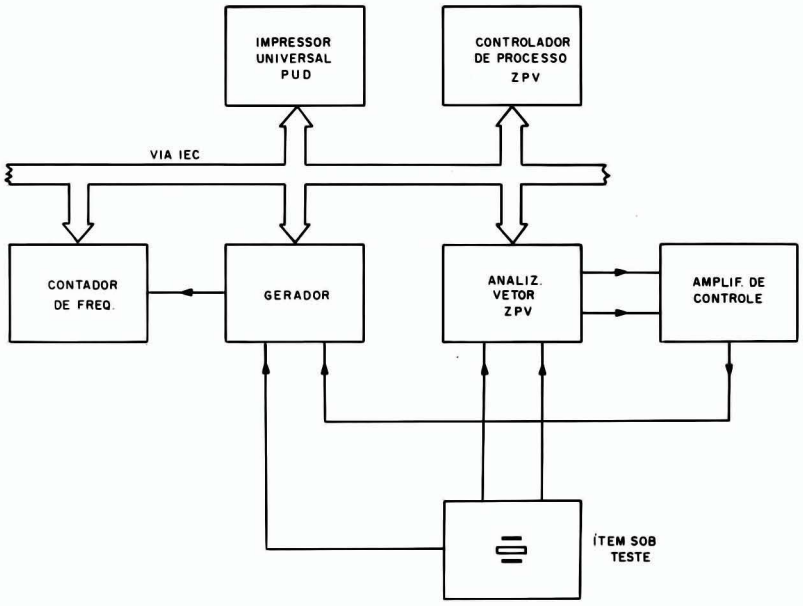


Figura 6

Conjunto de teste para cristais, controlado por computador, baseado no analisador de vetor ZPV (dotado da opção de retardo de grupo).

$$R_r = \left(K \cdot \frac{V_1}{V_2} - 1\right) \cdot 25\ (\Omega)$$

$$L_1 = \frac{(R_r + 25) \cdot \tan\varphi}{2\pi (f_{+\varphi} - f_{-\varphi})}\ (H)$$

onde R_r é em ohms e f em hertz.

Medindo L_1, C_1 e Q

Para se determinar a indutância móvel L_1, são medidas duas freqüências nas quais a fase é $\varphi = \pm 40°$ ou $\varphi = \pm 45°$;

A partir da indutância e da freqüência de ressonância medidas previamente, pode-se calcular a capacitância móvel C_1 e o Q:

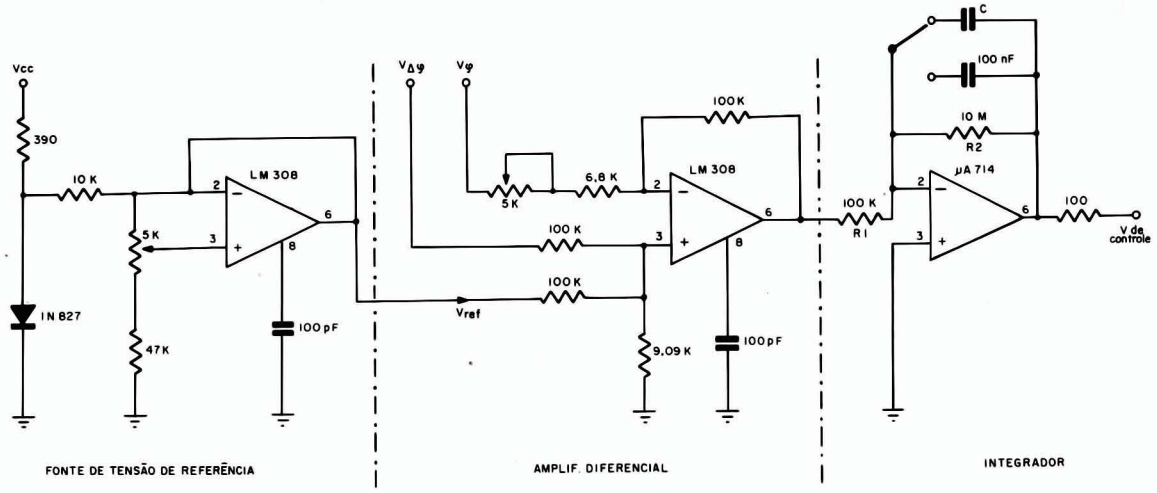


Figura 7

Diagrama esquemático do amplificador de controle necessário em conjunto com o ZPV para a rápida determinação dos parâmetros do cristal. O amplificador de controle compreende três grupos de controle: fonte de tensão de referência, amplificador diferencial e integrador.

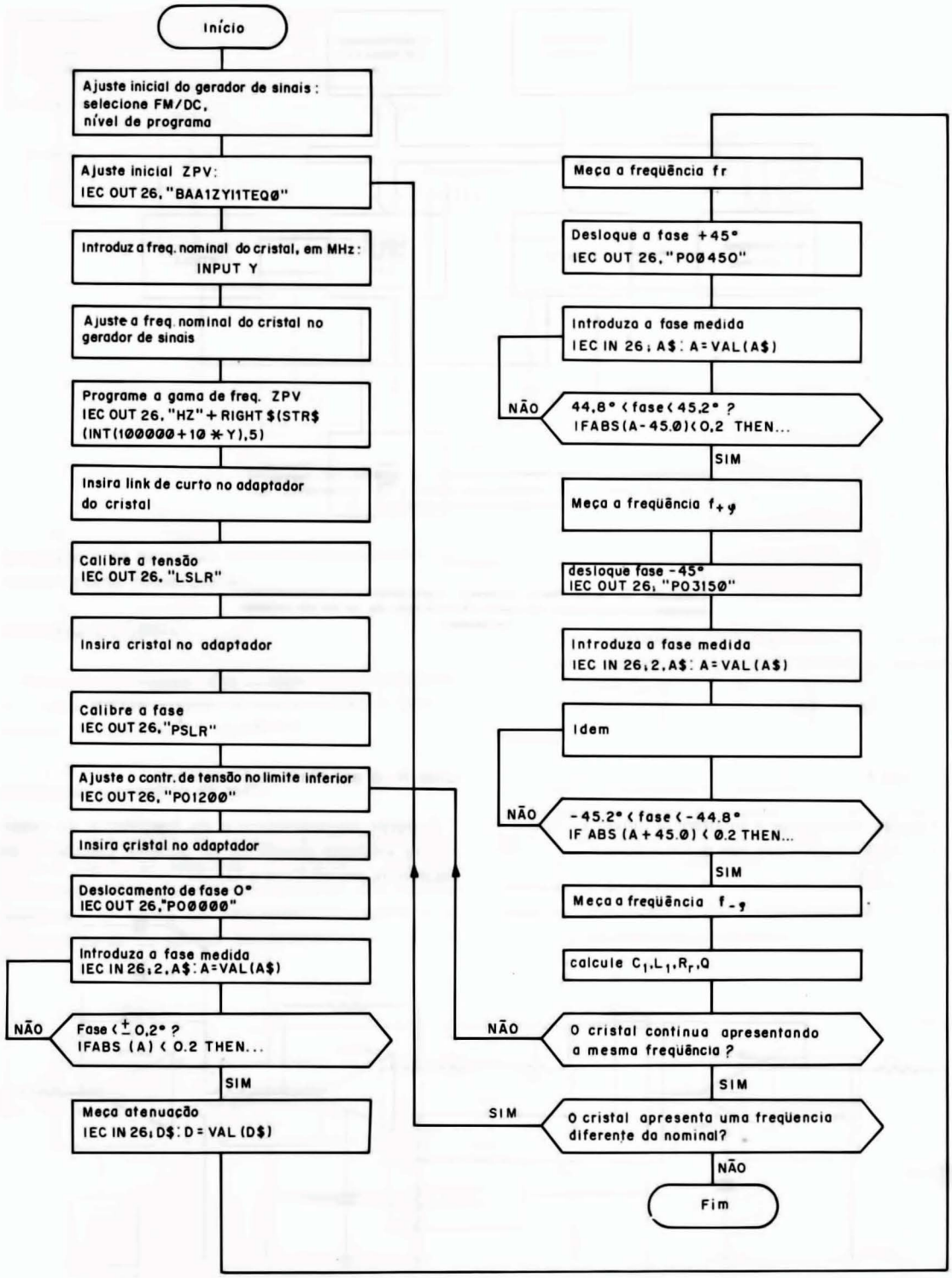


Figura 8

Fluxograma do programa de computador para determinação dos parâmetros do cristal com analisador de vetor ZPV e controlador de processo PPC. (Os comandos de controle da via IEC para o ZPV estão ilustrados em letras maiúsculas e símbolos).

$$C_1 = \frac{1}{4\,\pi^2\,f_r^2\,L_1}\ (F)$$

onde f_r é em hertz e L em henries.

$$Q = \frac{2\,\pi\,f_r\,.\,L_1}{R_r}$$

Geralmente, para a medição do relacionamento de fase e relação de tensão utiliza-se um voltímetro de vetor, como o ZPU[1] da Rhode & Schwarz (fig. 5). Para um ajuste rápido da freqüência de ressonância é utilizado um amplificador de controle, o qual sintoniza automaticamente a freqüência através da entrada FM/DC do gerador de sinais de maneira que o deslocamento de fase seja zero. Isto é particularmente importante na produção, para o ajuste da freqüência do cristal durante o processo de evaporação e para o teste do cristal, onde o tempo gasto nas medições é muito importante.

SISTEMA DE TESTE AUTOMÁTICO

Um sistema de teste baseado no **analisador de vetor ZPV**[2] controlado pela via de dados IEC (fig. 6) aumenta consideravelmente a velocidade de medição, acuracidade e facilidade de teste. O ZPV é operado com a opção de retardo de grupo, que oferece vantagens decisivas:

— rápida saída analógica de informação de fase e leitura simultânea, no "display", do valor medido;

— entrada de deslocamento de fase através de computador externo;

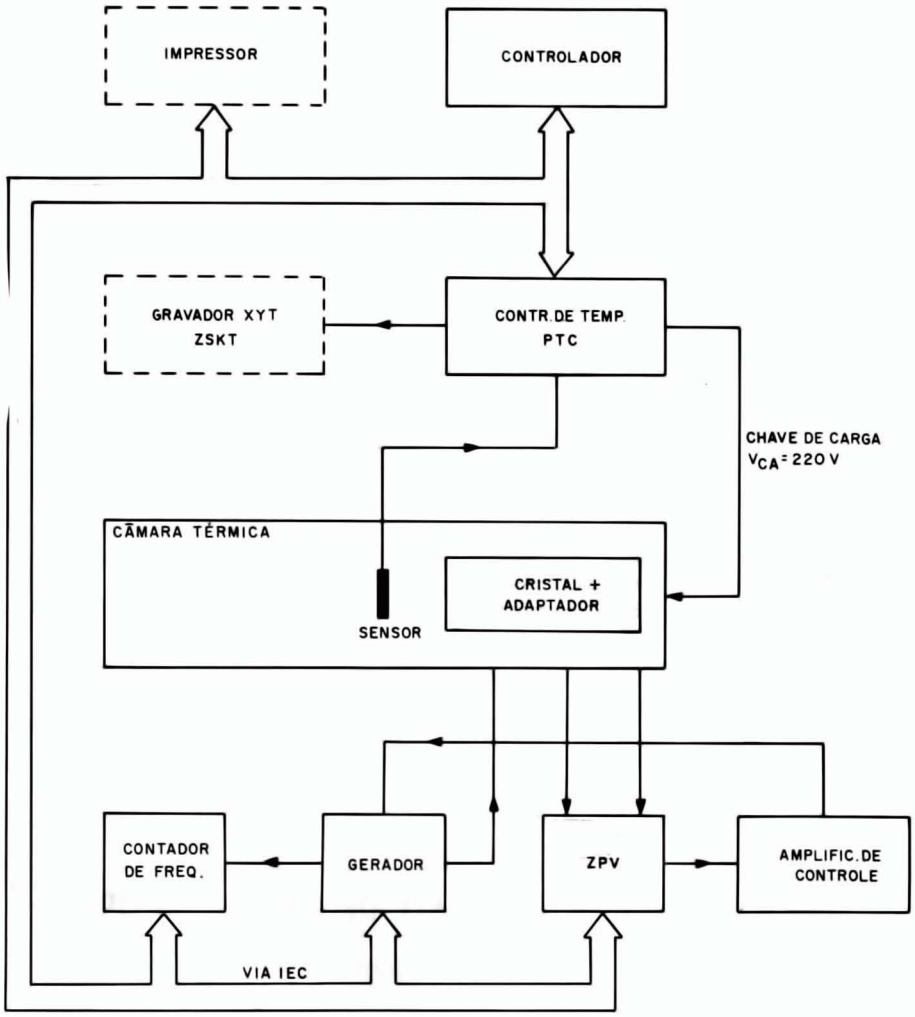


Figura 9

Conjunto de teste controlado por computador para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do cristal em função da temperatura.

— saída de tensão CC do ZPV correspondendo ao deslocamento de fase.

A opção de adição do parâmetro S permite que a resistência de ressonância seja lida diretamente no "display", sem necessidade de um computador externo. Isto é particularmente útil para testes de produção, onde são vitais os curtos tempos de medição.

O gerador de sinais utilizado no conjunto de teste deve satisfazer os seguintes requisitos:

1) a gama de freqüências deve corresponder à dos cristais a serem testados (0,4 a 250 MHz);

2) o freqüência, o nível e, possivelmente, a sensibilidade FM/DC devem poder ser controlados por uma via de dados IEC;

3) o tempo de estabelecimento para todos os parâmetros mencionados deve ser curto;

4) deve haver uma entrada FM/DC para controle automático de freqüência.

Se houver um contador de freqüência incorporado ao gerador de sinais e sua informação por disponível através do compatibilizador ("interface") da via de dados IEC, não será necessário um contador de freqüência separado no conjunto de teste. A resolução de freqüência abaixo de 10 MHz deverá ser de 0,1 Hz. Para cristais com Q de várias vezes 10^6, será desejável uma resolução de 0,01 Hz.

A tensão de controle para sintonia automática de freqüência do gerador de sinais é derivada de um **amplificador de controle** especial, que inclui fonte de tensão de referência, amplificador diferencial e integrador. O amplificador diferencial forma a diferença entre a tensão de referência V_φ (ou a soma da tensão de referência e a tensão de deslocamento de fase suprida pelo ZPV) e a tensão dependente da fase $V_{\Delta\varphi}$ do ZPV. O capacitor de integração deve ser comutável para a medição de cristais de baixa freqüência e alto Q.

A figura 7 mostra o diagrama esquemático de um amplificador de controle que foi utilizado em um conjunto de teste na Rohde & Schwarz e é adequado para cristais entre 10 e 100 MHz. Abaixo de 10 MHz as resistências R_1 e R_2 e a capacitância C devem ser casadas com as propriedades do cristal (fator Q).

O **controlador de processo PPC**[3] pode ser recomendado como um sistema de computação no conjunto de teste, permitindo a leitura simultânea, em sua grande tela de "display", de todos os dados medidos. O **impressor universal PUD**[4] pode ser utilizado em conjunto para a impressão dos dados.

Com este conjunto de teste são dispendidos apenas de 5 a 10 segundos para se efetuarem todas as medições dos parâmetros de um cristal: freqüência, Q, impedância na ressonância e capacitância e indutância mocionais. A figura 8 mostra o fluxograma para um teste automático.

A integração do **controlador de temperatura PTC**[5], compatível com a via de dados IEC, no conjunto de teste (fig. 9), permite que todos os parâmetros do cristal sejam medidos de maneira automática total e registrados em função da temperatura.

REFERÊNCIAS

[1]Beranek, J.: Vector voltmeter ZPU for 1 to 1 000 MHz. News from Rohde & Schwarz 1975) N.° 68, pp. 4-8.

[2]Friedl, F.: Vector analyzer ZPV measures more than just voltage and phase. News from Rohde & Schwarz (1977) N.° 79, pp. 7-9.

[3]Burkhart, D.: PPC process controller, in-expensive control of IEC-bus systems. News from Rohde & Schwarz (1980) N.° 88, pp. 12-15.

[4]Burkhart, D.: Universal printer PUD. News from Rohde & Schwarz (1981) N.° 92, p. 32.

[5]Maier, J.: Digital thermometer PTM and temperature conroller PTC for automatic test equipment. News from Rohde & Schwarz (1979) N.° 87, pp. 8-11.

Ω

CURSO DE PROGRAMAÇÃO DE COMPUTADORES

— LINGUAGEM "COBOL" —

Estude por correspondência e esteja preparado para um mercado de trabalho carente de mão-de-obra especializada. Solicite informações preenchendo o cupom da página 80.

APARELHOS E COMPONENTES PARA ELETRÔNICA DE ENTRETENIMENTO E PROFISSIONAL.

TELETRON

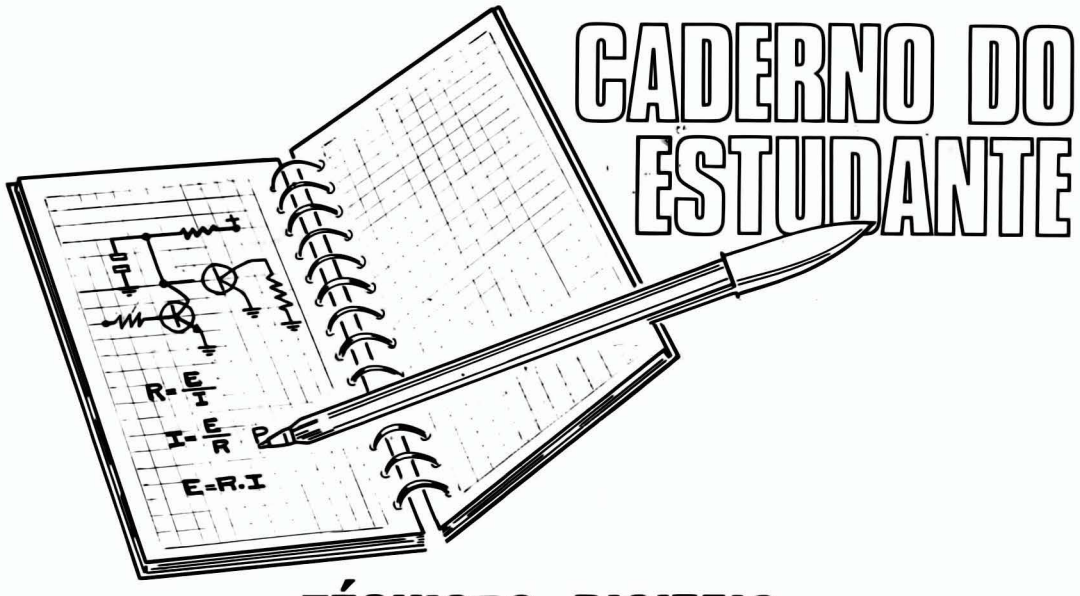
SOMOS DISTRIBUIDORES DOS PRODUTOS:

ICOTRON	NOVIK	IBRAPE
CONSTANTA	BRAVOX	SEMIKRON
TELEWAT	PHILIPS	LESON
RCA	RELES-SCHRACK	DELTA

AMPLIAMOS NOSSAS INSTALAÇÕES PARA MELHOR SERVIR

CASA RÁDIO TELETRON LTDA.

Rua Santa Ifigênia, 569/573 Tels.: 223-1310 · 220-3955 · 222-5624
220-3599 · 223-4522 · São Paulo · SP



TÉCNICAS DIGITAIS

Lição 8

ADIÇÃO E SEUS CIRCUITOS

Homero Sette Silva*

Objetivos

Ao final deste artigo o leitor deverá ser capaz de:

1.º) Executar a operação de adição em qualquer base.

2.º) Estar bastante familiarizado com os conceitos da adição binária.

3.º) Entender e utilizar corretamente os circuitos somadores binários.

8.1. INTRODUÇÃO

As operações aritméticas, tão familiares na base 10, podem, repentinamente, ganhar aspecto algo temerário e nebuloso quando as tentamos realizar, pela primeira vez, em outro sistema que não o decimal. Isto é decorrente de havermos, ao longo dos anos, automatizado um procedimento sem, na maioria das vezes, atentarmos para a razão deste ou daquele proceder.

Deste modo é conveniente executar, primeiro, na base 10, passo a passo, observando os detalhes que normalmente não nos merecem reflexão, as operações que desejamos processar em outras bases.

8.2. ADIÇÃO NA BASE 10

Ao somarmos, por exemplo, 9 + 8, automaticamente dizemos "sete e vai um", ou seja, 17. Deve-se o "vai um" ao fato de que o resultado 17 = = 10 + 7 não pode ser inteiramente contido na posição de peso $10^0 = 1$, que admite, no máximo, 9 unidades. Daí em diante o excesso deverá ser enviado para a ordem seguinte, de peso $10^1 = 10$. Por esta razão o excedente 10 será representado pelo algarismo 1 colocado na ordem 10^1, pois, devido ao peso da mesma, passa a valer exatamente 10.

Na figura 8.2.1 vemos uma adição decimal executada passo a passo.

*Engenheiro e professor

```
  1 1
  1 8 5      7 + 5 = 12 = 10 + 2 → 2 e vai um
+ 7 1 7      8 + 1 + 1 = 10 = 10 + 0 → 0 e vai um
-------      7 + 1 + 1 = 9
  9 0 2
```

Figura 8.2.1

Adição executada na base 10.

8.3. ADIÇÃO NA BASE 4

Na base 4, toda vez que o resultado de uma adição ultrapassar 3, o excesso deverá ser enviado à ordem imediatamente superior. O procedimento é análogo ao empregado na base 10, mudando, evidentemente, a tabuada da adição, mostrada na figura 8.3.1.

	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	1	2	3	10
2	2	3	10	11
3	3	10	11	12

Figura 8.3.1

Tábua da adição na base 4.

Exemplos:

8.3.1.

```
  1 1
  1 3 2    2 + 3 = 5 = 4 + 1      → 1 e vai 1
  2 1 3    3 + 1 + 1 = 5 = 4 + 1  → 1 e vai 1
---------  2 + 1 + 1 = 4 = 4 + 0  → 0 e vai 1
  1 0 1 1
```

8.3.2.

```
    1
  3 3 0    0 + 2 = 2
  1 3 2    3 + 3 = 6 = 4 + 2      → 2 e vai 1
---------  3 + 1 + 1 = 5 = 4 + 1  → 1 e vai 1
  1 1 2 2
```

	0	1
0	0	1
1	1	10

Figura 8.4.1

Tábua da adição binária.

8.4. ADIÇÃO NA BASE 2

As operações na base 2 são extremamente simples devido à facilidade da tabuada, cuja Tábua da Adição está representada na figura 8.4.1.

Exemplos:

8.4.1.

```
  1 1 1 1 1 1
    1 0 0 1 1 1   1 + 1 = 2 + 0          → 0 e vai 1
+   1 1 0 1 1     1 + 1 + 1 = 3 = 2 + 1  → 1 e vai 1
-----------
  1 0 0 0 0 1 0
```

8.4.2.

```
  1 1   1
  1 0 1 1 0 1   1 + 1 = 2 + 0          → 0 e vai 1
+ 1 1 1 0 0 1   1 + 0 = 1
-------------   1 + 1 + 1 = 3 = 2 + 1  → 1 e vai 1
  1 1 0 0 1 1 0
```

8.5. ADIÇÃO NA BASE 16

Esta base, com seus dezesseis algarismos, apresentará uma tabuada mais complexa que a base 10, sendo no entanto o procedimento idêntico ao dos demais sistemas (fig. 8.5.1.).

Exemplos:

8.5.1.

```
  1 1
  1 A 9    9 + 7 = 16 = 16 + 0      → 0 e vai 1
+ 4 B 7    A + B + 1 = 22 = 16 + 6  → 6 e vai 1
-------    4 + 1 + 1 = 6
  6 6 0
```

8.5.2.

```
    1
  8 7 A    A + 3 = 13 = D
+ 4 D 3    7 + D = 20 = 16 + 4 → 4 e vai 1
-------    1 + 8 + 4 = 13 = D
  D 4 D
```

8.5.3.

```
    1
  5 A 0    0 + 0 = 0
+ F A 0    A + A = 20 = 16 + 4      → 4 e vai 1
-------    1 + 5 + F = 21 = 16 + 5  → 5 e vai 1
  1 5 4 0
```

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10
2	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11
3	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12
4	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13
5	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14
6	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15
7	7	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16
8	8	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17
9	9	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18
A	A	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
B	B	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A
C	C	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B
D	D	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C
E	E	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D
F	F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E

Figura 8.5.1.

Tábua da adição hexadecimal.

8.5.4.

```
  1 1
  1980   0 + 0 = 0
  1980   8 + 8 = 16 = 16 + 0          → 0 e vai 1
  ----   1 + 9 + 9 = 19 = 16 + 3 → 3 e vai 1
  3300
```

8.6. CIRCUITO MEIO SOMADOR ("HALF ADDER")

O circuito é assim denominado por não estar habilitado a executar uma soma de dois algarismos genéricos, limitando-se sua capacidade à adição dos algarismos menos significativos.

Este circuito receberá, como variáveis de entrada, os bits A_0 e B_0 e fornecerá, na saída, o resultado S_0 e um possível "carry" ("vai um") desta adição, denominado C_0.

A tabela de verdades da figura 8.6.1 permite o equacionamento do problema.

A_0	B_0	S_0	C_0
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

$$S_0 = \bar{A}_0 B_0 + A_0 \bar{B}_0 = A_0 \oplus B_0 \quad (8.6.1)$$

$$C_0 = A_0 B_0 \quad (8.6.2)$$

Figura 8.6.1

Tabela de verdades e equações do meio somador.

Na figura 8.6.2. vemos o diagrama do circuito meio somador e sua representação em blocos.

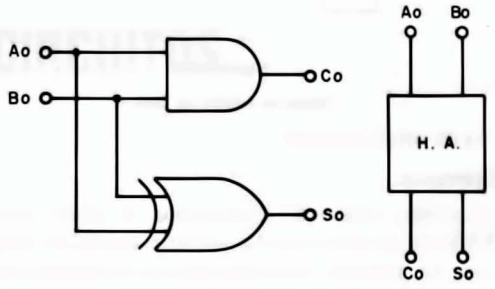


Figura 8.6.2

Diagrama esquemático e representação em blocos do circuito meio somador.

8.7. CIRCUITO SOMADOR INTEIRO ("FULL ADDER")

O somador inteiro deverá ser capaz de adicionar dois bits de posição genérica. Assim sendo, deverá ter uma entrada de "carry" para receber o "vai um" da adição dos bits imediatamente anteriores e, além de fornecer o resultado da soma, apresentará o possível "carry" desta em uma saída adequada (fig. 8.7.1).

O problema é equacionado pela tabela de verdades da figura 8.7.2.

Obtidas as equações (8.7.1.) e (8.7.2) e montados os respectivos circuitos, teríamos a solução do problema (fig. 8.7.3). No entanto, o usual é expressar o circuito somador inteiro através do bloco meio somador, conforme veremos a seguir.

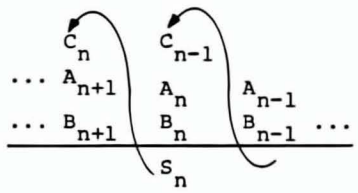


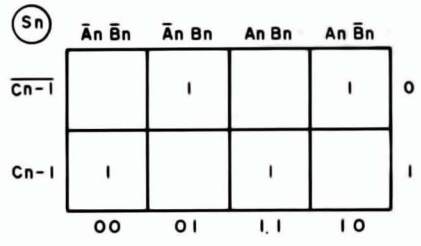
Figura 8.7.1

Idéia do somador inteiro.

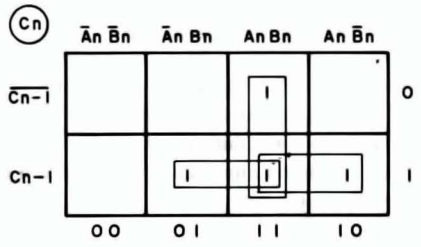
A_n	B_n	C_{n-1}	S_n	C_n
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Figura 8.7.2

Tabela de verdades do somador inteiro.



$$Sn = \bar{A}n\,\bar{B}n\,Cn-1 + \bar{A}n\,Bn\,\bar{C}n-1 + An\,Bn\,\bar{C}n-1 + An\,Bn\,Cn-1 \quad (8.7.1)$$



$$Cn = An\,Bn + An\,Cn-1 + Bn\,Cn-1 \quad (8.7.2)$$

Figura 8.7.3

Mapas de Karnaugh e equações simplificadas do somador inteiro.

A finalidade deste tipo de solução é a utilização repetida de um bloco padrão, já existente, para a resolução de novos problemas.

Manipulando algebricamente a equação (8.7.1) teremos:

$$\bar{A}_n\,(\bar{B}_n C_{n-1} + B_n \bar{C}_{n-1}) + A_n\,(\bar{B}_n \bar{C}_{n-1} + B_n C_{n-1})$$

$$\bar{A}_n\,(B_n \oplus C_{n-1}) + A_n\,\overline{(B_n \oplus C_{n-1})}$$

$$A_n \oplus B_n + C_{n-1} \quad (8.7.3)$$

Pela equação (8.7.3.) vemos que o resultado S_n é obtido através de um circuito EX-OR recebendo em suas entradas as variáveis envolvidas. Este resultado é extremamente lógico e poderíamos a ele chegar diretamente através do raciocínio: uma soma algébrica é obtida através do circuito EX-OR (excetuando o possível "carry" gerado).

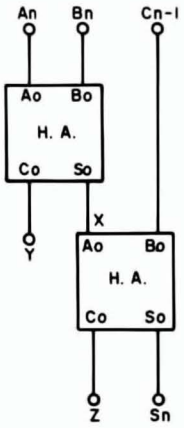


Figura 8.7.4

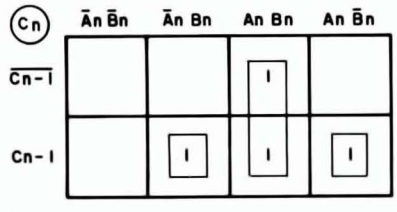
Obtenção de S_n através de dois circuitos meio somadores.

Se combinássemos dois circuitos meio somadores poderíamos obter S_n, conforme a figura 8.7.4. Além disso, temos as saídas X e Y que nos fornecem os seguintes termos, de interesse para a obtenção de C_n:

$$Y = A_n \cdot B_n$$

$$Z = X \cdot C_{n-1} = (A_n \oplus B_n)\,C_{n-1}$$

Se no Mapa de Karnaugh correspondente a C_n simplificássemos de outro modo, obteríamos:



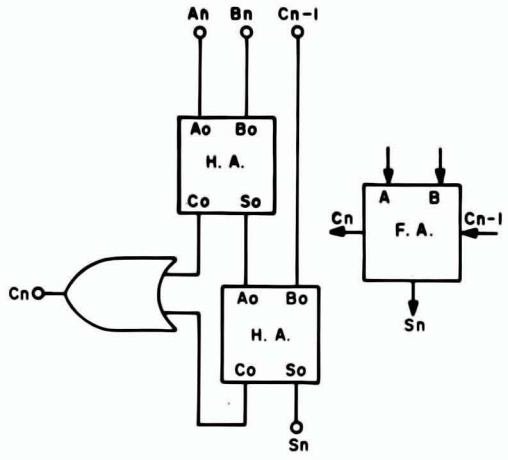


Figura 8.7.5

Representação do somador inteiro através de meio somadores e por blocos.

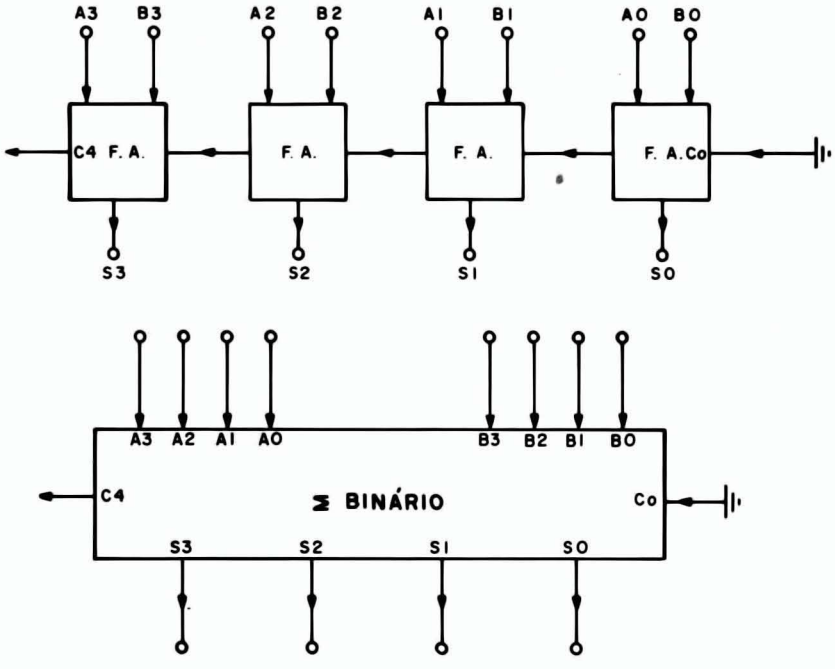


Figura 8.7.6

Somador binário para 4 bits, construído a partir de somadores inteiros e representado por blocos, tipo 7483.

$$C_n = A_n B_n + \overline{A}_n B_n C_{n-1} + A_n \overline{B}_n C_{n-1}$$

$$C_n = A_n B_n + C_{n-1} (\overline{A}_n B_n + A_n \overline{B}_n)$$

$$C_n = A_n B_n + C_{n-1} (A_n \oplus B_n) = Y + Z$$

o que nos indica a necessidade de interligar as parcelas Y e Z da figura 8.7.4, através de porta ou, para a obtenção de C_n, o que está mostrado na figura 8.7.5.

Um circuito somador, capaz de adicionar dois números binários de 4 bits cada um, está mostrado na figura 8.7.6. Nesta aplicação podemos utilizar 4 somadores inteiros acoplados de modo que a saída de "carry" do menos significativo alimente a entrada de "carry" do seguinte.

8.8. TESTES DE AVALIAÇÃO

8.8.1. Efetue na base 5: 241 + 432.

8.8.2. Efetue na base 2: 1101 + 11011 + 110.

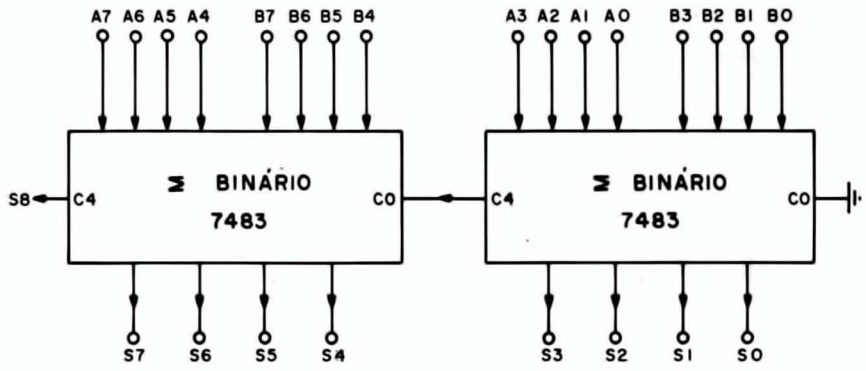


Figura 8.9.1

Somador binário de 8 bits, utilizando dois circuitos 7483.

8.8.3. Efetue na base 16: SE + 99.

8.8.4. Apresente o diagrama de um somador binário, para números de oito bits, utilizando dois somadores tipo 7483.

8.9. RESPOSTAS DOS TESTES DE AVALIAÇÃO

8.9.1. 1223
8.9.2. 10110
8.9.3. F7
8.9.4. Veja a figura 8.9.1.

8.10. BIBLIOGRAFIA

8.10.1. Sistemas de Numeração e Operação Aritméticas — Homero Sette Silva — Dpto. de Treinamento da EMBRATEL — 1981.

8.10.2. Digital Computer Circuits and Concepts — Bill R. Deem/Kenneth Muchow/Antony Zeppa — Reston Publishing Co.— 1974.

8.10.3. Digital Computer Fundamentals — Thomas C. Bartee, McGraw-Hill — 1971.

Ω

FÓRMULAS E TABELAS

RESSONÂNCIA

Pode-se dizer que qualquer rede de dois terminais, contendo resistência e reatância, estará em ressonância quando a tensão de alimentação e a corrente drenada da fonte estiverem em fase; conseqüentemente, o ângulo de fase do circuito é zero. Desta definição pode-se deduzir que um circuito ressonante possui um fator de potência unitário.

Vejamos agora a ressonância em um circuito LCR em série.

De acordo com a definição de ressonância, o ângulo de fase ($\phi°$) é igual a zero. Com referência à figura 1, isto requer que XL = XC e, portanto, VL = = VC; a soma de VL e VC (levando-se em conta a fase) é igual a zero, de maneira que E = VR e o circuito é puramente resistivo. A potência real é EI = I^2R = E^2/R watts. Em termos de magnitude, E = VR e Z = R. Isto significa que a impedância total do circuito possui um valor mínimo na ressonância e, conseqüentemente, a respectiva corrente (I = E/R) encontra-se no seu máximo. Por esse motivo, o circuito série LCR na ressonância é às vezes mencionado como sendo um circuito "aceitador". Para determinados valores de L e C, a ressonância ocorre em uma determinada freqüência,

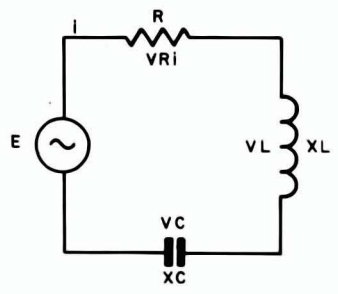


Figura 1

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{0{,}159}{\sqrt{LC}}$$

onde f_r é medida em Hz, L em henries e C em farads.

Observe que a freqüência de ressonância, f_r, está relacionada com o produto de L e C, mas é independente de R. Sintonizar um circuito série LCR significa ajustar-se os valores de L e C até que a freqüência de ressonância seja igual à freqüência do sinal desejado. O comportamento de um circuito LCR série, à medida que é variada a freqüência do sinal, é ilustrado por meio de curvas de resposta. Essas curvas são gráficos de determinados circuitos variáveis, os quais são plotados em função da freqüência. As curvas de resposta mais comuns são aqueles que apresentam a impedância total, Z, e a corrente do circuito, I; nas figuras 2 e 3 temos, respectivamente, a impedância característica de um circuito L e C acima e abaixo da freqüência de ressonância, e a curva de resposta de corrente de um circuito contendo L e C acima e abaixo da freqüência de ressonância.

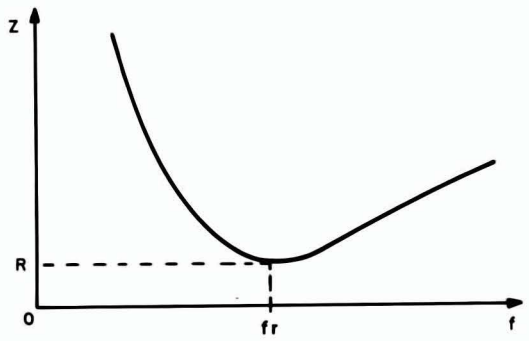


Figura 2

Nas freqüências abaixo da freqüência de ressonância, f_r, XC é maior que XL, a corrente está adiantada em relação à tensão e o circuito se comporta capacitivamente. Nas freqüências acima, XL é maior que XC, a corrente está atrasada em relação à tensão e o circuito se comporta indutivamente.

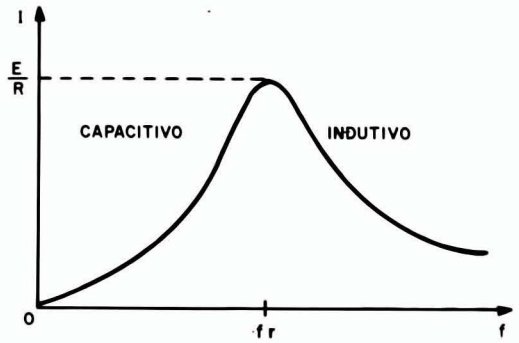


Figura 3

Vejamos agora diversos exercícios para que o leitor possa fazer um teste de seus conhecimentos relativos à resolução prática de problemas sobre circuitos ressonantes LCR em série. As soluções encontram-se no final do artigo.

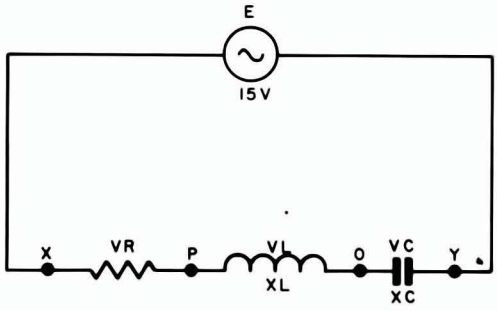


Figura 4

Exercício I

No circuito da figura 4, R = 1 kΩ, XL = 1 kΩ e XC = 1 kΩ. Assim sendo, a tensão entre os pontos X e P será:

a) 5 V
b) 10 V
c) 0 V
d) 15 V

Exercício II

Com os mesmos dados do Exercício I, a tensão entre os pontos P e Y será:

a) 0 V
b) 20 V
c) 15 V
d) 10 V

Exercício III

Com os mesmos dados do Exercício I, a tensão entre os pontos X e Q será:

a) 21,2 V
b) 7,5 V
c) 10 V
d) 0 V

Exercício IV

Com os mesmos dados do Exercício I, a corrente no circuito será:

a) 75 mA
b) 30 mA
c) 15 mA
d) 45 mA

Exercício V

Com relação aos dados do Exercício I, suponhamos que o valor da indutância tenha sido reduzido para a metade e que o valor da capacitância seja agora o dobro. Em relação à freqüência de ressonância original, a nova freqüência de ressonância será:

a) a mesma
b) o dobro
c) a metade
d) a freqüência original vezes 3,14

Exercício VI

Uma bobina, possuindo uma reatância indutiva de 330 Ω, e cuja resistência seja de 25 Ω, é conectada em série com um capacitor de 0,002 μF. A freqüência de ressonância, resultante desta combinação, será:

a) 407 kHz
b) 241 kHz
c) 170 kHz
d) 623 kHz

Exercício VII

Uma bobina de 250 μH, cuja resistência é de 8 Ω, é conectada em série com um capacitor de 350 pF. A freqüência de ressonância da combinação será:

a) 2,73 MHz
b) 125 kHz
c) 1,16 MHz
d) 538 kHz

Exercício VIII

Um circuito série LCR possui uma freqüência de ressonância de 475 kHz. Se a indutância da bobina for de 850 μH e a resistência for de 15 Ω, o valor do capacitor será:

a) 151 pF
b) 66 pF
c) 132 pF
d) 302 pF

Exercício IX

Um circuito ressonante série, operando em 1,25 MHz, consiste de uma bobina e um capacitor cuja reatância é de 350 Ω. Em uma nova freqüência de ressonância (com o valor de C inalterado), a reatância capacitiva é de 570 Ω. Qual é a nova freqüência de ressonância?

a) 768 kHz
b) 622 kHz
c) 514 kHz
d) 813 kHz

Exercício X

Um circuito ressonante série, operando em 375 kHz, é constituído de uma bobina e um capacitor de sintonia cuja capacitância é de 275 pF. Se a capacitância deste capacitor for alterada para 150 pF, a nova freqüência de ressonância será:

a) 610 kHz
b) 508 kHz
c) 475 kHz
d) 498 kHz

Soluções dos exercícios propostos

Exercício I — Uma vez que XL = XC, o circuito é ressonante e VR = E = 15 V. Portanto, a tensão entre os pontos X e P é de 15 V. A resposta correta é a da letra **d.**

Exercício II — Uma vez que o circuito é ressonante, com XL = XC = R, VL = VC = VR = 15 V, mas como VL e VC estão defasadas de 180°, a soma de VL com VC (levando-se em consideração a fase) é zero. Portanto, a tensão entre os pontos P e Y é igual a zero. A resposta correta é **a.**

Exercício III — Uma vez que VL e VR estão defasadas de 90°, a tensão entre os pontos X e Q será:

$$\sqrt{VR^2 + VL^2} = \sqrt{15^2 + 15^2} = \sqrt{450} = 21{,}2\ V$$

A resposta correta é **a.**

Exercício IV — Uma vez que o circuito é ressonante, a impedância total será Z = R = 1 kΩ. Portanto a corrente será:

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{15\ V}{1\ k\Omega} = 15\ mA$$

A resposta correta é **c.**

Exercício V — Uma vez que o valor de L foi reduzido pela metade e o valor de C foi dobrado, o produto de L . C permanece inalterado. Conseqüentemente, a freqüência de ressonância, dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

permanece a mesma. A resposta correta é **a.**

Exercício VI — Uma vez que na ressonância XL = XC, a reatância do capacitor de 0,002 μF é de 330 Ω. Portanto, a freqüência de ressonância será de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C\,XC} = \frac{0{,}159}{0{,}002 \cdot 10^{-6} \cdot 330}\ Hz =$$

$$= \frac{15{,}9 \cdot 10^5}{2 \cdot 3{,}3} = 2{,}409 \cdot 10^5\ Hz =$$

$$= 241\ kHz\ (arredondadamente)$$

A resposta correta é **b.**

Exercício VII — Indutância L = 250 μH = 250 . 10^{-6} H; capacitância C = 350 pF = 350 . 10^{-12} F. A freqüência de ressonância será:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\ Hz = \frac{0{,}159}{\sqrt{250 \cdot 10^{-6} \cdot 350 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 538\ kHz$$

A resposta correta é **d.**

Exercício VIII — Indutância L = 850 μH = 8,5 . 10^{-4} H; freqüência de ressonância f_r = 475 kHz = 4,75 . 10^5 Hz. O valor do capacitor será:

$$C = \frac{0{,}0253}{f_r^2\,L} = \frac{0{,}0253}{(4{,}75 \cdot 10^5) \cdot 8{,}5 \cdot 10^{-4}} =$$

$$= \frac{2{,}53^{-2} \cdot 10^{12}}{(4{,}75) \cdot 8{,}5 \cdot 10^{-6}}\ pF = 0{,}01319 \cdot 10^4 =$$

$$= 132\ pF\ (arredondadamente)$$

A resposta correta é **c.**

Exercício IX — Uma vez que o valor da reatância capacitiva é inversamente proporcional à freqüência, temos:

$$\frac{\text{nova freqüência de ressonância}}{\text{freqüência de ressonância anterior}} =$$

$$= \frac{\text{reatância capacitiva anterior}}{\text{nova reatância capacitiva}} =$$

$$= \frac{350}{570}$$

A nova freqüência de ressonância será igual a:

$$1{,}25 \cdot \frac{350}{570}\ MHz = 0{,}7675\ MHz =$$

$$= 768\ kHz\ (arredondadamente)$$

A resposta correta é **a.**

Exercício X — A freqüência de ressonância é $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$, e é portanto inversamente proporcional à raiz quadrada da capacitância. Conseqüentemente:

$$\frac{\text{nova freqüência de ressonância}}{\text{freqüência de ressonância anterior}} =$$

$$= \sqrt{\frac{\text{capacitância anterior}}{\text{nova capacitância}}}$$

A nova freqüência de ressonância será igual a:

$$375 \cdot \sqrt{\frac{275}{150}} = 375 \cdot \sqrt{1{,}833} = 508\ kHz$$

A resposta correta é **b.**

Ω

CURSO DE ELETRÔNICA

por correspondência

Informações através do cupom da página 80.

ELETROMEDICINA

EFEITO TERAPÊUTICO DA RF PULSANTE

A. Fanzeres*

O efeito das ondas curtas sobre os tecidos é em grande parte atribuído ao calor diatérmico. Porém, há algumas décadas, certos autores abordaram a possibilidade de que ao lado dos efeitos benfazejos que o calor diatérmico produz, existiriam outras ações positivas das ondas curtas operando na faixa dos 27 MHz.

Tivemos ocasião de apresentar, no fim da década de 50, perante a Academia Nacional de Medicina, uma comunicação sobre o assunto, que intitulamos de "Efeitos Secundários das Ondas Curtas", e apontávamos para a possibilidade de certos resultados positivos serem devidos à criação ou surgimento de pequenas correntes galvânicas oriundas da retificação da RF, nas áreas internas dos tecidos submetidos à ação das ondas curtas. Esta retificação seria devido à heterogeneidade dos tecidos e líquidos, que agiriam como diminutos diodos, retificando a corrente e assim produzindo uma ação galvânica inter-pontos, sem a aplicação de eletrodos externos.

Em 1966 um grupo de pesquisadores do Instituto Karolinska, na Suécia, observou outro efeito, que foi denominado de "onda curta pulsante", em que o aparelho basicamente desenvolvido por A. J. Ginsberg ("A Description of My Athermic Shortwave Apparatus with Clinical Applications" — exibido na Academia de Medicina de Nova Iorque em outubro de 1940) foi utilizado para produzir uma terapia de ondas curtas atérmica, isto é, sem o aquecimento característico das aplicações clássicas, no tratamento de cirurgias orais, problemas ortopédicos e de amputações.

Basicamente, o aparelho produz picos de rádio-freqüência da ordem de 975 watts, na freqüência de 27,12 MHz. A duração de cada pulso é da ordem de 65 microsegundos e a freqüência, ou ritmo de repetição dos pulsos, é de 600/segundo. O intervalo inter-pulsos é de 1,67 milisegundos. O efeito médio é de 38 watts e os picos, como já dissemos, de 975 watts.

Nos Estados Unidos já existe a produção comercial deste equipamento pela Diapulse Corporation of America. Ignoramos se no Brasil existe alguma unidade destas.

Destas colunas fazemos um apelo aos técnicos que trabalham em hospitais, clínicas, consultórios, etc.: se conhecem médicos que estejam utilizando esta técnica de RF pulsante teríamos muito interesse

*Professor do M.E.C.; responsável pelo serviço eletromédico do Setor de Fisiatria do HC da UERJ; chefe do Setor de Manutenção Eletromédica da Real Sociedade Portuguesa de Beneficência do Rio de Janeiro; conselheiro científico da Sociedade Brasileira de Medicina Física e Reabilitação — Regional Rio; Life Member da Pan American Association. Possui vários livros publicados e ministra um curso de Eletromedicina no Setor Médico do HC da UERJ.

em manter contacto, pois neste ano de 82, no HC da UERJ, Serviço de Fisiatria, o Dr. Mauro Meireles Pena pretende expandir em muito o Centro de Estudos, e uma das pautas é justamente a utilização das ondas curtas em aplicações não clássicas, das quais, sem dúvida, a RF pulsante seria merecedora de estudos.

Os técnicos eletrônicos que trabalham junto a hospitais, consultórios, etc., estão numa posição de ajudar-nos neste propósito, daí nosso apelo. Toda a correspondência deverá ser dirigida para A. Fanzeres — Caixa Postal 2483 — CEP 20001 — Rio de Janeiro — RJ.

Ω

ESTÁGIOS EM HOSPITAIS

Para um número limitado de técnicos, será aberta oportunidade de estagiar em hospitais no Rio de Janeiro, no setor de manutenção eletromédica. Requisitos mínimos: boa experiência em Eletrônica, condições de pagar sua passagem e estadia no Rio durante o período de treinamento (30 dias).

Maiores detalhes, escrever para A. Fanzeres — Caixa Postal 2483 — CEP 20001 — Rio de Janeiro — RJ.

CURSO DE MANUTENÇÃO EM ELETROMEDICINA

O HC da UERJ realizará este ano novo curso de curta duração, para técnicos eletrônicos, com vistas a preparar pessoal para manutenção de aparelhos eletromédicos. A duração do curso será de três meses, com intensa prática. Haverá o pagamento apenas de uma taxa e as despesas com passagens, alimentação e habitação correrão por conta dos interessados.

Para maiores detalhes os interessados devem escrever para: Diretor Administrativo do HC da UERJ, Dr. Jorge Leão — Av. 28 de Setembro, 87 — CEP 20551 — Rio de Janeiro — RJ, ou Serviço de Fisiatria do HC da UERJ, Dr. Mauro Meireles Pena — Av. 28 de Setembro, 87, CEP 20551 — Rio de Janeiro — RJ, até o dia 30 de março de 1982.

NOVOS LANÇAMENTOS

WOOFER 12"
Com ou sem borda de espuma. Diâmetro 300 mm. Freqüência de ressonância 30 Hz. Potência conforme solicitação, de 50 W a 90 W.



TWEETER TD
Tipo dommer
Diâmetro 89 mm.
Resposta de freqüência 5-20 kHz.
Potência 30 W.
Peso 400 g.

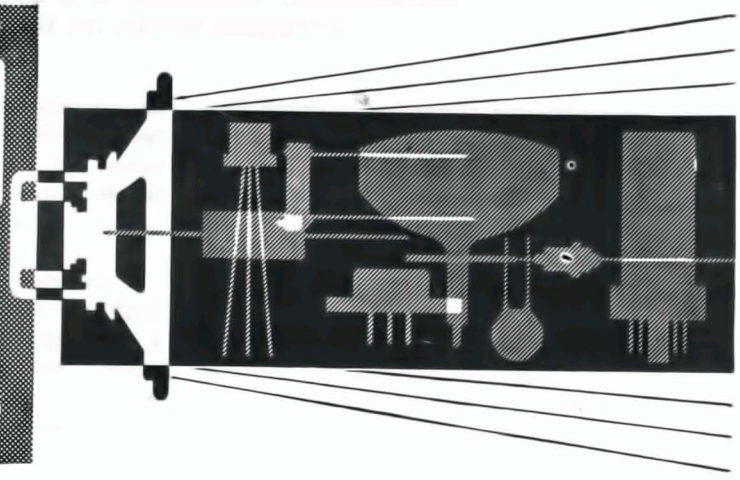




LIFON
ALTO FALANTES

Av. do Espigão, 30 - Km 21 V. Raposo Tavares
Fones: 492-2559 - 492-2215 - 492-2217
06700 - Cotia - SP

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



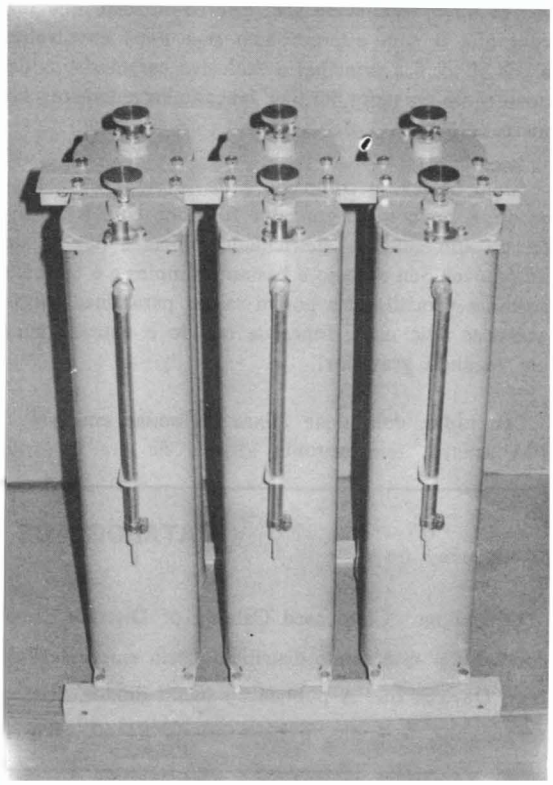
FILTROS DE CAVIDADES SINTONIZAVEIS PARA VHF — 144 A 174 MHz

Os filtros de cavidades sintonizáveis da ELECTRIL, modelos DPX-04, foram projetados para serem usados entre a etapa e o receptor ou entre a antena e o transmissor, a fim de reduzir as interferências provenientes de outros sistemas próximos.

Construídos em alumínio-liga externamente, acabamento com pintura a duco cor verde internamente suas peças são em cobre eletrolítico em banho de prata. O comprimento físico equivale a um quarto de onda. A estabilidade com relação à variação da temperatura é obtida através de um sistema compensador do pistão interno, o que permite o seu emprego, sem reajustes, em ambientes com variação de temperatura entre 0ºC e 80ºC.

Na recepção as interferências são atenuadas ou completamente eliminadas, dependendo do índice de acoplamento utilizado. Aumenta-se a seletividade aumentando-se o índice de acoplamento, ou ainda empregando-se combinações de duas ou três cavidades.

Na transmissão, com um mínimo de perda são eliminados os sinais laterais e os espúrios interferentes nos receptores próximos.



Características técnicas

Dimensões externas: 130 x 130 x 750 mm
Peso: 3 kg/cavidade
Conectores de ligação tipo UHF fêmea (recebe macho PL-259)
Capacidade de carga com 1 dB de perda: 350 W
R.O.E. máxima: 1,2/1

(Electril — Equipamentos e Instalações Elétricas Ltda. — Rua Chamantá, 383 — CEP 03127 — São Paulo — SP).

BERNARDINO, MIGLIORATO & CIA. LTDA. RECEBEM VISITA DA GE

Várias companhias que representam a General Electric, dos Estados Unidos, foram visitadas por uma comitiva chefiada pelo Gerente-Geral do Dpto. de Instrumentação, Richard Thurner, e da qual fizeram parte Harry A. Downs, Gerente da divisão para a América Latina, e Aaron Duvidovich, Gerente do Dpto. de Manutenção Industrial no Brasil.

Uma das companhias visitadas foi a Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda. (Rua Vitória, 554-A — São Paulo), que há mais de 30 anos (desde 1950) é reparadora autorizada da GE (a única na América Latina). A comitiva ficou impressionada com a quantidade de aparelhos e instrumentos reparados diariamente (mais de 100); além dos instrumentos GE, são reparados muitos outros, das mais diversas marcas e procedências. Digno de nota é também o grande número de técnicos (28) especializados na reparação de instrumentos e em plena atividade.

O contrato entre a General Electric e a Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda., outorgando a esta última a qualificação de "reparadora autorizada" para todo o Brasil, tem sido renovado de três em três anos. Isso demonstra o apreço da GE pelos bons serviços que sua representante vem prestando durante todos esses anos, proporcionando uma assistência técnica perfeita e garantindo assim o perfeito funcionamento dos instrumentos GE.

NOVO RÁDIO-GRAVADOR PHILIPS ESTÉREO-ESPACIAL

Um novo sistema de som estéreo-espacial, que faz com que o som estereofônico seja mais envolvente e cristalino, é a principal e exclusiva característica do novo rádio-gravador Philips, lançado recentemente no mercado.

Além de leve e compacto e de "design" ultra moderno, o novo rádio-gravador funciona com três fontes de alimentação: eletricidade, pilhas e bateria de automóvel. Seu manejo é bastante simples e é também bastante versátil, pois possui saídas para duas caixas acústicas adicionais, fones de ouvido e entrada para um segundo gravador.

Seu rádio, com duas faixas de ondas em AM e FM estéreo, tem sintonia através de um controle automático de freqüência (AFC — "Automatic Frequency Control"), que permite um alto nível de qualidade. E, para quem gosta de dormir ouvindo música, o novo rádio-gravador Philips oferece a tecla "soneca": em um tempo pré-ajustado, que pode variar de 1 a 60 minutos, ele fornece música e desliga-se automaticamente.

O novo rádio-gravador estéreo-espacial ainda oferece mais uma série de recursos, que o coloca entre os aparelhos de tecnologia mais avançada do país, tais como: sistema "cue" e "review", que possibilita o avanço ou retrocesso da fita sem necessidade de acionar a tecla "stop"; controle eletrônico de velocidade da fita; dois sensíveis microfones embutidos e cabeças magnéticas tipo "long-life".

CATÁLOGO DE SEMICONDUTORES

O catálogo "Condensed Catalog of Discrete Semiconductors" está sendo distribuído pela empresa Walbern Devices Inc. A publicação inclui diodos, zeners, transistores de áudio, transistores de RF-FI, transistores de média potência, transistores de potência, transistores de epoxy, e muitos outros.

As empresas interessadas podem solicitar seu exemplar à Walbern Devices Inc. — 18623 Ventura Boulevard, Tarzana, California 91356, USA.

COMPONENTES PARA MICRO-ONDAS

Um catálogo relacionando a extensa linha de componentes coaxiais para micro-ondas, de 1 a 18 GHz, incluindo acopladores, divisores, atenuadores e terminações, isoladores, detectores, diodos, chaves, adaptadores, cabos, etc., está sendo distribuído pela Lars Microwave Corp. — 145 Cedar Lane, Englewood, New Jersey 07631, USA.

NOVA LINHA "MICRO SERIES" DA QUASAR

Em sintonia com as tendências arquitetônicas atuais, e visando uma harmonia ideal em relação ao ambiente doméstico, a Quasar pesquisou e desenvolveu uma nova linha de equipamentos com reduzidas dimensões, evitando a saturação visual provocada pelos aparelhos volumosos e de difícil mobilidade. Trata-se da linha "Micro Series". Nessa nova linha estão o amplificador estéreo QA 2200 e o sintonizador AM/FM estéreo QT 2200.

Dentre as características especiais do QA 2200 podemos destacar: utilização de transformador toroidal, que permitiu uma redução de 50% no peso do equipamento e ausência total de zumbido; "image mode control", recurso exclusivo da Quasar, que permite obter-se o efeito "spatial expander"; controle de "loudness" e filtro sub-sônico automático; "tape copy", que permite gravações equalizadas de fita para fita, inclusive com o efeito "spatial expander"; gabinete no padrão "rack" internacional, dotado de alças de fixação e rebaixos de apoio para superposição nos demais equipamentos Quasar.

As principais especificações técnicas do QA 2200 são:

Potência de saída RMS (mínima): 30 W, com 0,1% de distorção harmônica
Sensibilidade: phono = 2 mV; mic. = 1,1 mV; tuner, tape 1 e tape 2 = 150 mV
Fator de amortecimento: 45 (sob 8 Ω)
Resposta de freqüência: 20 Hz (−2,8 dB) a 20 kHz (−1,4 dB)
Filtro sub-sônico: 10 Hz (−8 dB)

Dentre as características especiais do sintonizador AM/FM estéreo QT 2200, podemos destacar: sistema de sintonia eletrônica empregando monobloco eletrônico com 5 estágios de sintonia; dial eletrônico utilizando LEDs, que elimina o uso de peças móveis; controle automático de freqüência (AFC) de alta eficiência na faixa de FM; circuito especial de silenciamento ("mute") entre emissoras de AM e FM.

As principais especificações técnicas do QT 2200 são:

Circuito FM estéreo em "phase locked loop"
Sensibilidade utilizável: 1,8 μV (mono), 2,7 μV (estéreo) IHF
Resposta de freqüência: 10 a 15 000 Hz
Distorção harmônica total: <0,2%
Relação de rejeição de FI: 70 dB
Supressão de AM: 70 dB
Separação em estéreo: 45 dB em 1 000 Hz
Sensibilidade de silenciamento: 100 μV



SISTEMA DE PROJEÇÃO DE FILME TRIDIMENSIONAL

O Stereorama é o primeiro sistema de projeção de filmes em três dimensões, através de uso de um sistema panorâmico estereoscópico, que anula a necessidade do uso de óculos polarizantes. Com o Stereorama, os filmes poderão ser assistidos a 6 metros de distância ou mais da tela. Qualquer imagem que aparecer na tela dará a impressão de sair por vários metros à frente, e voltar por várias dezenas de metros. Qualquer objeto filmado dará a impressão de ser sólido, tridimensional, e de estar suspenso no espaço.

O filme pode ser visto por um grupo de pessoas situadas virtualmente em qualquer posição na frente da tela. Quando um assistente se deslocar para um lado ou outro, verá o objeto panoramicamente associado ao efeito de profundidade.

O Stereorama tem grande aplicação na educação, onde por exemplo estudantes de Medicina poderão estudar o corpo humano em todo o seu tamanho e em três dimensões, podendo ainda analisar os órgãos e a estrutura do corpo. Quando o estudante se mover

ângulos e assim tomar melhor conhecimento do corpo humano. Os estudantes de arquitetura terão a possibilidade de estudar formas arquitetônicas e monumentos com total perspectiva tridimensional.

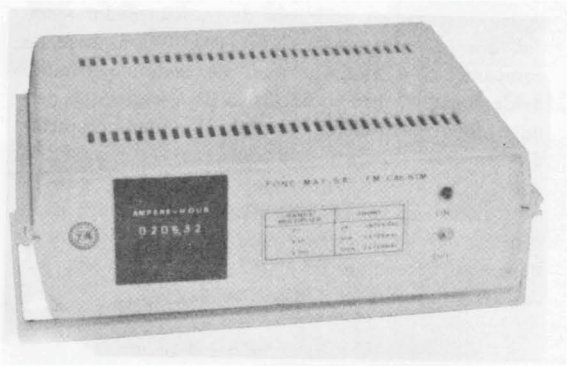
Outras aplicações de grande impacto para o Stereorama: propaganda em lojas de departamentos ou em terminais, diversos tipos de entretenimento, reconhecimento aéreo, estudos sísmicos e exploração de e com terminais de computadores.

O móvel do projetor Stereorama possui as seguintes dimensões: 117 cm de altura x 96 cm de largura x 81 cm de profundidade. A dimensão da tela é de 36 cm de altura x 55 cm de largura. Seu consumo é de 2 850 watts e é alimentado por 115 V CA.

(G. A. Boleckis — Caixa Postal 1162 — CEP 24000 — Niterói — RJ).

CONTADOR DE AMPÈRES-HORA PARA CORRENTE CONTÍNUA

A Fone-Mat S.A. está lançando o Contador de Ampères-hora FM-CAh-81M, que é um instrumento eletromecânico para medir a carga ou descarga de um sistema de corrente contínua.



Entre outras aplicações, pode ser utilizado para verificação de cargas ou descargas em quaisquer sistemas com baterias. Pode ser aplicado, por exemplo, nos postos de recarga de empilhadeiras elétricas, para monitorar a carga das baterias, garantindo uma uniformidade de carga recomendada pelo fabricante e aumentando a vida útil da bateria, minimizando assim os custos de operação.

A vantagem deste novo aparelho sobre os sistemas convencionais normalmente empregados (por exemplo, amperímetro) é o fato de integrar a corrente através do tempo. A leitura é mantida mesmo com o aparelho desligado. Internamente, o aparelho possui um "shunt" de 3 A/60 mV, com limite superior de corrente em 6 A. A leitura máxima é 999,99 Ah.

Quando se necessita maior capacidade, o aparelho permite ligar, no painel traseiro, "shunts" externos de 30 A/60 mV ou 300 A/60 mV, multiplicando a leitura da escala por 10 e 100, respectivamente. Por exemplo, se com "shunt" de 30 A/60 mV a leitura na escala for 0034,25 Ah, o valor correto será 0034,25 . 10 Ah = 342,5 Ah.

A Fone-Mat também pode atender pedidos de FM-CAh-81M com "shunt" interno de 300 mA/60 mV. Nesse caso a leitura da escala deve ser multiplicada por 0,1. Aplicação típica: processos de galvanoplastia, obtendo-se metalizações uniformes, com grande economia de matéria-prima.

O Contador de Ampères-hora FM-CAh-81M é elaborado com as técnicas digitais mais avançadas, possuindo grande estabilidade e precisão.

Características elétricas

Tensão de alimentação: 110/110 V CA
Temperatura ambiental: 0°C a +50°C
Número de dígitos no mostrador eletromecânico, com "reset": 5
"Shunt" externo: 30 a 300 A, 60 mV
Precisão do contador: 5%
Corrente nominal com "shunt" interno: 3 A CC
Corrente máxima com "shunt' interno: 6 A CC
Máxima variação da leitura em função da temperatura: ±0,07%/°C
Dimensões: 270 x 81 x 204 mm
Peso líquido: 1,1 kg

(Fone-Mat S.A. - Av. Robert Kennedy, 747 — CEP 09700 — São Bernardo do Campo — SP).

MICROPROCESSADOR DE 16 BIT

O novo microprocessador tipo HD 68000, de 16 bit, endereça diretamente 16 M byte, possui 14 modos de endereçamento, 17 multi-funções, etc. É totalmente compatível com o MC 68000, sendo disponível em três versões, com respectivamente 8, 6 e 4 MHz "clock rates". É fabricado usando a tecnologia 3d NMOS. Informações: Hitachi Electronic Components Europe GmbH — Konigsallee 6, 4000 Dusseldorf 1, Alemanha Ocidental.

PRESIDENTE DA TELEBRÁS ENTREGOU OS PRÊMIOS DO CONCURSO DE IDÉIAS AVEL

O Presidente da TELEBRÁS, Gal. Alencastro e Silva, entregou no final do ano passado os prêmios do Concurso de Idéias Avel. A promoção, que se repetirá durante 82, visa estimular os integrantes do Sistema TELEBRÁS a apresentar soluções para problemas relacionados com as atividades profissionais diárias do setor.

O concurso, dividido em seis premiações bimestrais e uma anual, recebeu colaborações de Brasil inteiro, focalizando situações comuns, enfrentadas pelos engenheiros de telecomunicações. A melhor idéia de 1981, com o prêmio de Cr$ 100.000,00, coube aos engenheiros Tibiriçá Krueger Moreira, da TELEPAR, e Frederico Couto Gondin, da TELEBAHIA.

Com premiação simbólica, o concurso instituído pela Avel do Brasil procurou manter aceso o interesse da área pelos problemas de telecomunicações. Procurou, também, repartir com as empresas do Sistema TELEBRÁS as soluções, testadas por outras companhias, envolvendo dificuldades similares.

3.º SIMPÓSIO BRASILEIRO DE ACÚSTICA

O 3.º Simpósio Brasileiro de Acústica, organizado pela ABRAC — Associação Brasileira de Acústica, será realizado entre os dia 19 e 23 de julho deste ano, no auditório do Clube de Engenharia, no Rio de Janeiro. As sessões técnicas abordarão assuntos relacionados a acústica arquitetural, ruídos e vibrações, acústica musical, audição, etc.

Os interessados no 3.º Simpósio Brasileiro de Acústica devem entrar em contacto com a Secretaria do Simpósio, na ABRAC — Av. Ataulfo de Paiva, 1079, sala 405, Leblon — Rio de Janeiro — RJ — Fone: 274-7896.

GERADOR LÓGICO DA ROHDE & SCHWARZ

O novo gerador lógico IGA da Rohde & Schwarz permite a realização de testes mais racionais e simulações, seja dos modernos módulos microprocessarizados ou dos convencionais circuitos digitais. Graças ao seu conceito de utilização para propósitos em geral, testes de adaptação, sua orientação de uso e operação de extrema facilidade, o IGA libera o usuário das montagens anti-econômicas de seu gerador de dados para os circuitos lógicos.



Em contraste com os geradores convencionais, o IGA facilita a simulação de microprocessadores, testes de adaptação, entrada e saída de dados, simplificando assim consideravelmente as medições de circuitos digitais usados na engenharia mecânica e elétrica, construções de aviões e na Química.

NOVA SUBSIDIÁRIA DA THOMSON-CSF

A empresa Videosil é a mais nova subsidiária do conglomerado Thomson-CSF. Foi criada para desenvolver e produzir retinas para a próxima geração de câmaras eletrônicas. Estas retinas, ou sensores sólidos, farão uso dos específicos semicondutores desenvolvidos há muitos anos pela divisão de válvulas eletrônicas na cidade de St. Egrève.

Cerca de 25 engenheiros especializados no projeto de circuitos integrados formarão o núcleo do quadro técnico da nova empresa de pesquisas para o projeto e desenvolvimento de circuitos integrados. O centro técnico na cidade de Grenoble, Franca, fará uso de todas as tecnologias atuais para a produção de circuitos integrados (bipolar, MOS, etc.).

PRÊMIO INTERNACIONAL PARA CONTRIBUIÇÕES NA AREA DE TELECOMUNICAÇÕES

O prêmio internacional LM Ericsson foi apresentado pela primeira vez em maio de 1976, em conexão à celebração do 100.º aniversário da companhia. Este prêmio — em memória de Lars Magnus Ericsson, fundador — é voltado para encorajar as pesquisas avançadas e o desenvolvimento dentro do campo da engenharia de telecomunicações.

Num valor de 200 000 coroas suecas, o prêmio é oferecido a cada período de três anos, em reconhecimento de uma notável contribuição científica ou tecnológica nas telecomunicações, durante os três anos precedentes ao evento.

A premiação é selecionada por um comitê independente, que consiste de membros escolhidos pela "Royal Swedish Academy of Engineering Sciences" e outros institutos tecnológicos da Suécia.

Para solicitar informações suplementares, o interessado deve contactar: G. A. Boleckis — "LM Ericsson Prize" — Caixa Postal 1162 — CEP 24000 — Niterói — RJ.

G. A. BOLECKIS

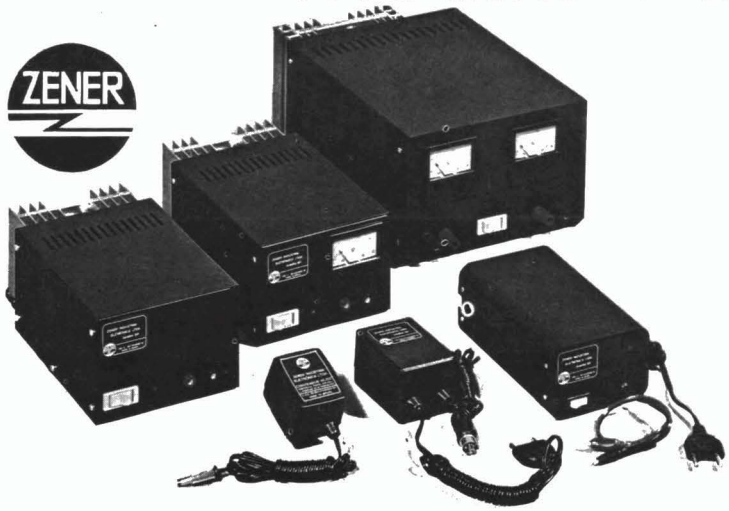
ÓPTICA — ELETRÔNICA — ACÚSTICA — COMUNICAÇÕES

IMPORTAÇÃO DE COMPONENTES, ACESSÓRIOS E EQUIPAMENTOS.
CONSULTORIA, ESPECIFICAÇÃO E RECOMENDAÇÃO.
ASSESSORIA PARA INDÚSTRIA E COMÉRCIO.

Praia de Icaraí, 291/1304 - Fone: (021) 711-7528 - Telex 2132051
Caixa Postal 1162 - CEP 24000 - Niterói - RJ

ZENER

...a marca diz tudo



ZENER INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Fone: 434-6494 - C. Postal 325 - CEP 13200 - Jundiaí - SP



LIVROS EM REVISTA

ESQUEMÁRIO TV EM CORES — PHILCO

Editado por: Philco Rádio e Televisão Ltda., D.S.V.C. — Setor de Literatura Técnica. **Idioma**: Português. **Formato**: 28,5 x 21 cm. **Edição**: 2.ª — outubro/81.

Fiel à sua meta de proporcionar, não só aos seus Agentes de Serviço, mas também aos técnicos em geral, acesso à literatura técnica referente aos aparelhos de sua fabricação, a Philco acaba de lançar a 2.ª edição do "Esquemário TV em Cores".

Nele estão reunidos os diagramas esquemáticos dos receptores de TV a cores fabricados pela Philco desde 1971 até outubro de 1981; estão incluídos também os desenhos das placas de circuito impresso, localização dos componentes e as formas de onda que deverão ser observadas nos pontos de teste.

Os esquemas são claros e concisos, proporcionando ao técnico todas as informações necessárias para que ele efetue a reparação de maneira rápida e perfeita.

O manuseio do manual é bastante simples:

1.º) Identifica-se o modelo do aparelho (por exemplo B814, D828, etc.) através das fotografias dos gabinetes (que se encontram logo nas primeiras páginas do manual).

2.º) Na tabela "Equivalência entre Chassi e Modelo" localiza-se o chassi (por exemplo, TV-389, TV-384, etc.) que o referido modelo utiliza.

3.º) Os diversos esquemas são classificados por chassi. Deste modo, localizado o chassi, ficará fácil encontrar-se o diagrama esquemático procurado.

ESQUEMÁRIO TV B&P — PHILCO

Editado por: Philco Rádio e Televisão Ltda., D.S.V.C. — Setor de Literatura Técnica. **Idioma**: Português. **Formato**: 29,5 x 21 cm. **Edição**: 8.ª — outubro/81.

Neste esquemário estão reunidos os diagramas esquemáticos dos receptores de TV em branco e preto fabricado pela Philco desde 1956 até outubro de 1981.

Para este esquemário são válidos os mesmos comentários que fizemos acima, com referência ao "Esquemário TV em Cores".

MODERN COMMUNICATIONS SWITCHING SYSTEMS — 2nd EDITION (Tab Book n.º 1278)

Autor: Marvin Hobbs. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 308. **Ilustrações**: 190. **Edição**: 2.ª — maio/81.

Todos aqueles cujo trabalho envolve comutação em telecomunicações, ou aqueles que simplesmente se interessam pelos aspectos técnicos desta arte, encontrarão grande utilidade neste manual. Por mais de seis anos a primeira edição tem sido uma referência clássica sobre o assunto. Ela cobre, com detalhes, todos os principais sistemas utilizados no mundo, incluindo

as mais recentes inovações da eletrônica digital e suas aplicações, e inclui dados completos sobre os sistemas de troca eletromecânicos ainda bastante utilizados em todo o mundo.

Esta obra, de fácil consulta, auxiliará a todos os interessados a se manterem atualizados com o assunto, e a assimilarem os mais recentes desenvolvimentos sobre comutação em telecomunicações. Ela abrange desde os conceitos básicos de comutação e tráfego até álgebra de comutação lógica e circuitos de controle, bem como relés e controles para sistemas rotativos, eletromecânicos, "crossbar", trocas eletrônicas e trocas típicas controladas por programa armazenado (SPC).

Todos aqueles que se dedicam à telefonia e aos sistemas de comutação em telecomunicações encontrarão neste livro um instrumento vital para seu arsenal de conhecimentos técnicos.

O autor: Marvin Hobb é redator técnico "senior" da Bell Telephone Laboratories em Naperville, IL, Estados Unidos, e um perito em comutação eletrônica para trocas em telefonia.

HOW TO DESIGN, BUILD & USE ELECTRONIC CONTROL SYSTEMS
(Tab Book n.º 1229)

Autor: Frank P. Tedeschi. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 308. **Ilustrações**: 218. **Edição**: novembro/80.

Um manual completo para todos aqueles que desejam criar, construir e utilizar sistemas de controle eletrônico; uma verdadeira "bíblia" sobre o assunto e que estava sendo aguardada por todos aqueles que se interessam pelo assunto, quer como "hobby", quer profissionalmente.

Desde uma simples máquina de lavar roupas até uma complexa fábrica de automóveis, utilizam controles eletrônicos para tornar a vida mais fácil. Para todos aqueles que estejam buscando um livro-guia realmente prático sobre sistemas de controle de qualquer espécie — desde a teoria e a matemática até o projeto e a utilização — esta é a obra indicada.

Partindo dos conceitos fundamentais, este livro ensina tudo sobre a classificação e tipos de sistemas de controle, incluindo malhas abertas e fechadas, controle de processos, servo-mecanismos, controle seqüencial, controle numérico, e mais as vantagens e desvantagens de cada tipo de controle.

O autor: Frank P. Tedeschi é professor associado de tecnologia eletrônica na Universidade Estadual de Cleveland (Estados Unidos). É também autor e co-autor de diversos livros publicados pela Tab-Books.

THE MC6809 COOKBOOK
(Tab Book n.º 1209)

Autor: Carl D. Warren. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 176. **Ilustrações**: 72. **Edição**: dezembro/80.

Trata-se de um guia completo utilizando a nova pastilha de microprocessador, para aplicações múltiplas, da Motorola: o MC6809. Destinado ao "hobbysta", ao experimentador, e mesmo ao engenheiro profissional, este manual pode ser utilizado para ampliar a habilidade do leitor quanto ao projeto de sistemas de "software" com uma pastilha que está se tornando favorita nos meios de computação.

A simplicidade de arquitetura do MC6809 e a facilidade de programação tornam-no adequado a múltiplas aplicações. Aprenda tudo sobre esta pequena maravilha, inclusive uma grande variedade de modos de projeto. Tanto o experimentador como o programador profissional encontrarão neste livro um grande auxiliar para pôr o MC6809 em funcionamento.

É explicada a arquitetura geral da pastilha, incluindo detalhes sobre os acumuladores, registradores, códigos de condição, ponteiros do escaninho, contadores de programa, etc. São dadas as definições de cada bit no registrador, bem como todos os fatos sobre os dois complementos usados para assinalar os números no microprocessador.

O autor: Carl D. Warren é redator de uma revista profissional de engenharia eletrônica e autor de artigos em várias outras publicações.

A BEGINER'S GUIDE TO COMPUTERS AND MICROPROCESSORS — WITH PROJECTS
(Tab Book n.º 1015)

Autor: C. K. Adams. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 308. **Ilustrações**: 207. **Edição**: julho/78.

É necessário procurar-se muito antes de se encontrar a melhor introdução sobre compu-

tadores e microprocessadores. Esta obra, de maneira clara e concisa, proporciona todas as informações necessárias para se compreender, montar, programar e reparar um pequeno sistema de computador prático. É um guia compreensível que leva o leitor passo a passo desde a teoria básica até aos computadores complexos. São abrangidos a teoria, técnicas de programação, "hardware", circuitos, aplicações e todos os aspectos do assunto a partir de todos os ângulos relevantes; e isso é feito sem que a abordagem seja muito técnica, sem supor que o leitor seja um perito em computadores.

Para reforçar o que foi assimilado pelo leitor, o autor incluiu dois capítulos completos de projetos prontos para serem construídos em torno de um simples microprocessador de 8 bits, do tipo 8080A. Ali se encontram todos os elementos para tornarem um sucesso o projeto de um microprocessador, desde uma EPROM de 512 bytes até um teclado de entrada de 16 teclas. A um custo razoável, partindo de componentes comuns, o leitor estará apto a construir um pequeno sistema funcional de computador, e prográmá-lo.

A obra está dividida em treze capítulos.

THE MOST POPULAR SUBROUTINES IN BASIC
(Tab Book n.º 1050)

Autor: Ken Tracton. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 182. **Ilustrações**: 389. **Edição**: dezembro/79.

Este é um guia facilmente compreensível sobre a sub-rotina BASIC e de como ela pode ser utilizada em qualquer integrador ou computador BASIC de ponto flutuante, evitando o tédio, economizando o tempo de utilização do computador e tornando mais rápido o andamento dos programas.

Trata-se de um manual prático (e não teórico) escrito tanto para o "hobbysta" como para o profissional, e destina-se também àqueles que trabalham em computação, auxiliando-os a integrar a sub-rotina em seus programas de diversas maneiras práticas, ajudando-os a economizar tempo. Estão incluídos os mais úteis e mais requisitados programas, todos eles organizados sob a forma de uma coleção de manuseio extremamente simples.

Qualquer leitor pode aprender a utilizar fácil e rapidamente as sub-rotinas BASIC. Se a matemática não for o forte do leitor, não há problema: o autor fornece todas as informações necessárias à racionalização do programa de cada um. O livro é ilustrado com amostras de programa que auxiliam a ilustrar os métodos nele descritos.

AC/DC ELECTRICITY AND ELECTRONICS MADE EASY
(Tab Book n.º 1233)

Autor: Victor F. Veley. **Idioma**: Inglês. **Número de páginas**: 308. **Ilustrações**: 281. **Edição**: fevereiro/81.

Este livro é a "chave" para a compreensão básica da eletricidade e da eletrônica. Tanto para o principiante como para o técnico eletrônico avançado, é um guia prático, em linguagem acessível, para ensinar os "quês" e "por quês" e "como" da eletricidade CA/CC e da prática eletrônica. Começando com uma cobertura geral das unidades básicas de medida, o leitor é levado gradativamente até as complexas aplicações das análises de formas de onda.

Após a parte básica, são analisadas as forças do campo magnético, bem como as esferas de capacitância, indutância e teoremas das malhas. É explicada a corrente alternada, inclusive o relacionamento entre CA e CC, representação matemática da CA por meio de um fator rotativo. É analisado ainda o que ocorre quando é introduzida uma onda senoidal em um circuito série LR, CR, LC e LCR.

São analisados também: a importância da ressonância, circuitos mutuamente acoplados, bem como projeto e operação de transformadores.

N.R. — Os livros comentados nesta Secção, com exceção dos dois primeiros, são editados pela TAB BOOKS — Blue Ridge Summit, PA. 17214 — USA.

Conheça o curso de
MONTAGEM E REPARAÇÃO DE APARELHOS ELETRÔNICOS
Informações através do cupom da página 12.



LIVROS TÉCNICOS? COMPRE EM QUEM SABE MELHOR, E HÁ MUITO MAIS TEMPO!

É nossa especialização DESDE 1926, quando foi fundado o Grupo Editorial Antenna: naquele tempo, era o "Rádio"; hoje é a Eletrônica, em seus inumeráveis setores de aplicação, desde as montagens para principiantes, até os microprocessadores e demais componentes e técnicas da Informática. Temos o que há de melhor, em todos os níveis, de todas as procedências; quanto a nosso atendimento, tanto pessoalmente, ou pelo correio, é sempre perfeito; *manter clientes satisfeitos há mais de 55 anos é a nossa credencial.*

Nesta página (e nas seguintes) veja pequena amostra do que temos em estoque. Os dois primeiros algarismos indicam a seção (assunto); os quatro ou cinco seguintes, o número de referência de nosso estoque; seguem-se o nome do autor, o título do livro, e suas características básicas (nível e idioma). (E) = nível Elementar; (E/M) = entre Elementar e Médio; (M) = Médio; (M/S) = entre Médio e Superior; (S) = Superior. O sinal [§] caracteriza livros dedicados primordialmente a realizações práticas (montagens). Idiomas: (Port.) = Português; (Esp.) = Espanhol; (Ingl.) = Inglês. Os livros cujos títulos aparecem EM LETRAS MAIÚSCULAS são obras distribuídas com exclusividade (atacado e varejo) pelas Lojas do Livro Eletrônico.

Os preços dos livros são publicados como simples orientação, pois estão sujeitos às taxas cambiais e às listas das editoras. Os livros marcados com (*) estão a chegar; sendo de seu interesse, faça uma reserva (pessoalmente ou em carta) e será avisado quando for recebido. A "reserva" não significa de sua parte nenhum compromisso de compra.

Para você estar bem informado dos livros disponíveis, as novidades e as descrições do conteúdo de cada um, peça-nos um exemplar grátis da "REVISTA DO LIVRO ELETRÔNICO": basta escrever (com seu nome e endereço completos) para "Lojas do Livro Eletrônico" — Caixa Postal 1131 — Rio de Janeiro, RJ — 20001.

ANTENAS E PROPAGAÇÃO

01-560 — Gill & Valente — **TUDO SOBRE ANTENAS DE TV** — (E/M) (Port.) — **Cr$ 1.000,00**

01-1319-A/C — Cunha — **Curso Profissional Montador de Antenas de Televisão** — (E/M) (Port.) — **Cr$ 240,00**

01-1387 — Orr & Cowan — **Beam Antenna Handbook** — (M) (Ingl.) — **Cr$ 1.490,00**

01-2549 — Judd — **Two-Metre Antenna Handbook** — (E/M) (Ingl.) — **Cr$ 2.500,00**

01-2653 — Esteves — **Antenas: Teoria Básica e Aplicações** — (S) (Port.) — **Cr$ 1.400,00**

AUTOMÓVEIS, MOTOCICLETAS, EMBARCAÇÕES, AERONAVES

02-400 — Penna Jr. — **EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS PARA SEU AUTOMÓVEL** — (E/M) [§] (Port.) — **Cr$ 500,00**

02-799 — Almeida — **Conheça seu Volkswagen** — (E/M) (Port.) — **Cr$ 900,00**

02-830 — Penna Jr. — **NOVOS EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS PARA SEU AUTOMÓVEL** — (E/M) [§] (Port.) — **Cr$ 500,00**

02-1198 — Judge — **Manual Completo do Eletricista de Automóveis** — (M) (Port.) — **Cr$ 800,00**

02-1635 — Pugliese — **Manual Completo do Automóvel** — (E/M) (Port.) — **Cr$ 1.100,00**

COMPONENTES E MATERIAIS ELETROELETRÔNICOS

03-760 — Waters & Valente — **ABC DOS COMPONENTES ELETRÔNICOS** — (E/M) (Port.) — **Cr$ 950,00**

ELETROACÚSTICA
(EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS)

05-1091 — Glem — **Circuitos Modernos de Amplificadores** —(M) [§] (Esp.) — **Cr$ 3.000,00**

05-1427 — Crowhurst — **Electronic Musical Instruments** — (M) (Ingl.) — **Cr$ 1.490,00**

05-1896 — Leon — **The ABC Book of Hi-Fi/Audio Projects** — (M) (Ingl.) — **Cr$ 1.490,00**

ELETRÔNICA
(REPARAÇÃO, MANUTENÇÃO, ESQUEMÁRIOS)

11-2102 — Goodman — **How to Repair Video Games** — (M) (Ingl.) — **Cr$ 2.490,00**

11-2530 — King — **Radio and Audio Servicing Handbook** — (M) (Ingl.) — **Cr$ 4.250,00**

ELETROELETRÔNICA RECREATIVA E EXPERIMENTAL

18-880 — Rayer — **MONTAGENS ELETRÔNICAS PARA O PRINCIPIANTE** — (E/M) [§] (Port.) — **Cr$ 300,00**

18-1184 — RCA — **Circuitos de Estado Sólido para Hobbystas** — (M) (Esp.) — **Cr$ 1.500,00**

ENERGIA SOLAR

20-1776 — Foster — **Homeowner's Guide to Solar Heating & Cooling** — (E/M) (Ingl.) — **Cr$ 1.240,00**

20-2370 — Solarex — **Making & Using Electricity From the Sun** — (E/M) (Ingl.) — **Cr$ 1.490,00**

20-2742 — Palz — **Energia Solar** — (M/S) (Port.) — **Cr$ 1.200,00**

FOTOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA

24-910 — Thierson — **Guia Técnico do Cinematografista** — (M) (Port.) — **Cr$ 655,00**