

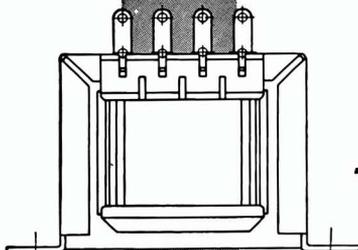
REVISTA

ELETRÔNICA

220 CRUZEIROS

3
MAIO
JUNHO
1964

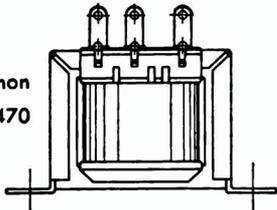
TRANSFORMADORES PARA TRANSISTORES



Tipo Médio - 7400 / 7410

Tipo Mignon
7450 / 7470

Tamanho natural



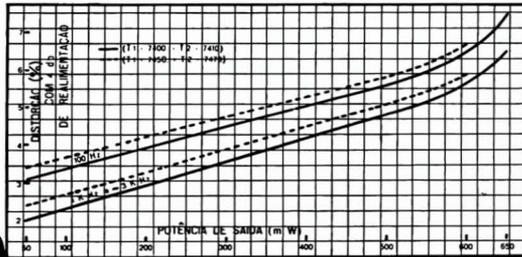
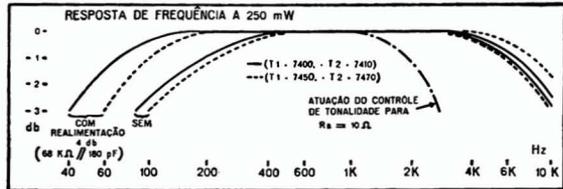
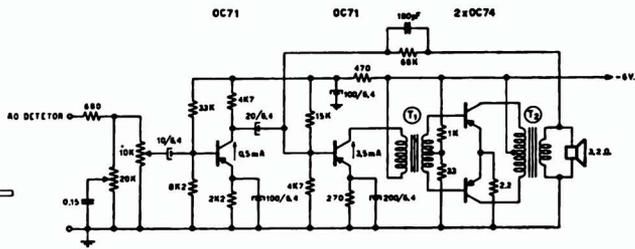
Tipos:

- sub-miniatura
- miniatura, mirim
- mignon
- médio e standard

Para:

- rádios transistorizados
- rádios de automóveis
- amplificadores de potência
- televisores transistorizados
- tipos especiais para circuitos impressos.

**Fabricamos centenas de
modêlos diferentes.**



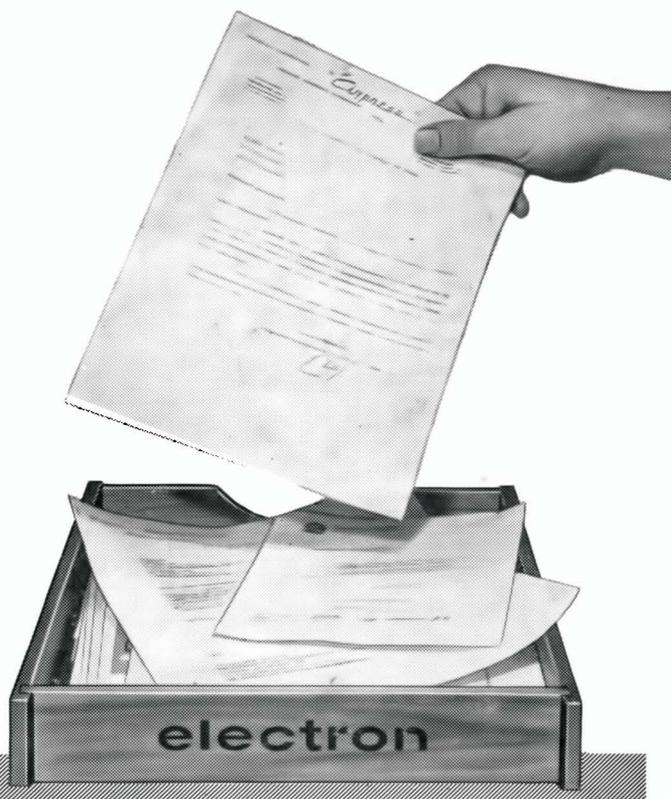
Peça catálogos completo

AUDIUM ELETRO ACÚSTICA LTDA.

AV. PROFESSORA VIRGILIA RODRIGUES ALVES DE
CARVALHO PINTO, 795
CAIXA POSTAL, 13.006 - SÃO PAULO - 20



UM GRANDE ACONTECIMENTO PARA A INDÚSTRIA ELETRÔNICA



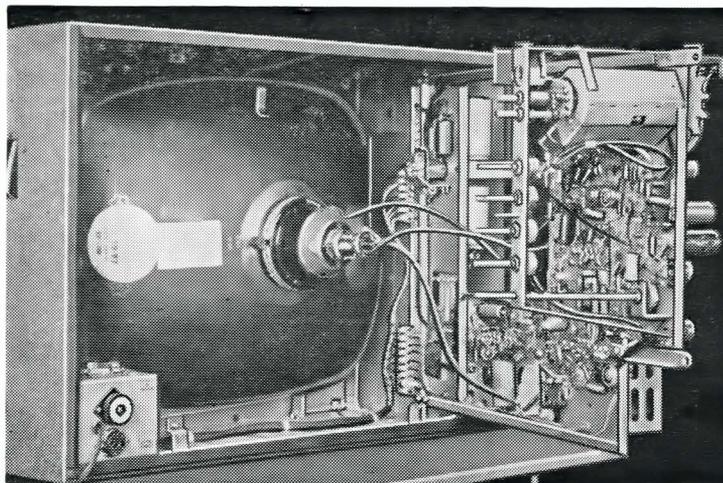
Em síntese, é isso o que afirmam as cartas e telegramas que temos recebido desde o lançamento de ELECTRON. Os industriais, técnicos executivos, engenheiros eletrônicos, técnicos e universitários que nos honraram com suas apreciações, já são assinantes de ELECTRON. Isso porque ELECTRON é uma publicação eminentemente técnica que interessa àqueles que fizeram ou pretendem fazer da Eletrônica uma carreira. Do interesse que a nossa revista de engenharia eletrônica despertou, dizem bem as consultas que recebemos (mal saíra à luz o primeiro exemplar) sobre as possibilidades de colecionar e encadernar as edições de ELECTRON. Nesta mensagem não temos razões para falar a respeito das qualidades de ELECTRON. Afinal, a revista está em suas mãos. Preferimos, portanto, aguardar a sua opinião. Examine cuidadosamente ELECTRON (repare como os anúncios são também de seu interesse) e depois nos mande dizer se a sua opinião é idêntica às dos outros que disseram ser o lançamento de ELECTRON, UM GRANDE ACONTECIMENTO para a indústria eletrônica e correlata.

electron

ETEGIL — Editora Técnico - Gráfica Industrial Ltda.
Av. Guilherme Cotching, 85 — Tel.: 93-7425 — Cx. P. 9 127 — S. Paulo

PROMO

Televisor não se olha apenas pela frente !



Procure observá-lo em sua "intimidade," para avaliar o que é "Qualidade" ! Excelente **PROJETO**. O melhor **MATERIAL** empregado. A perfeita **EXECUÇÃO** da montagem e o mais apurado **CONTRÔLE** são os fatores que ditam os elogios dos técnicos quando se referem aos

TELEVISORES



TELEUNIÃO

— a indústria
que
aproxima
o futuro.



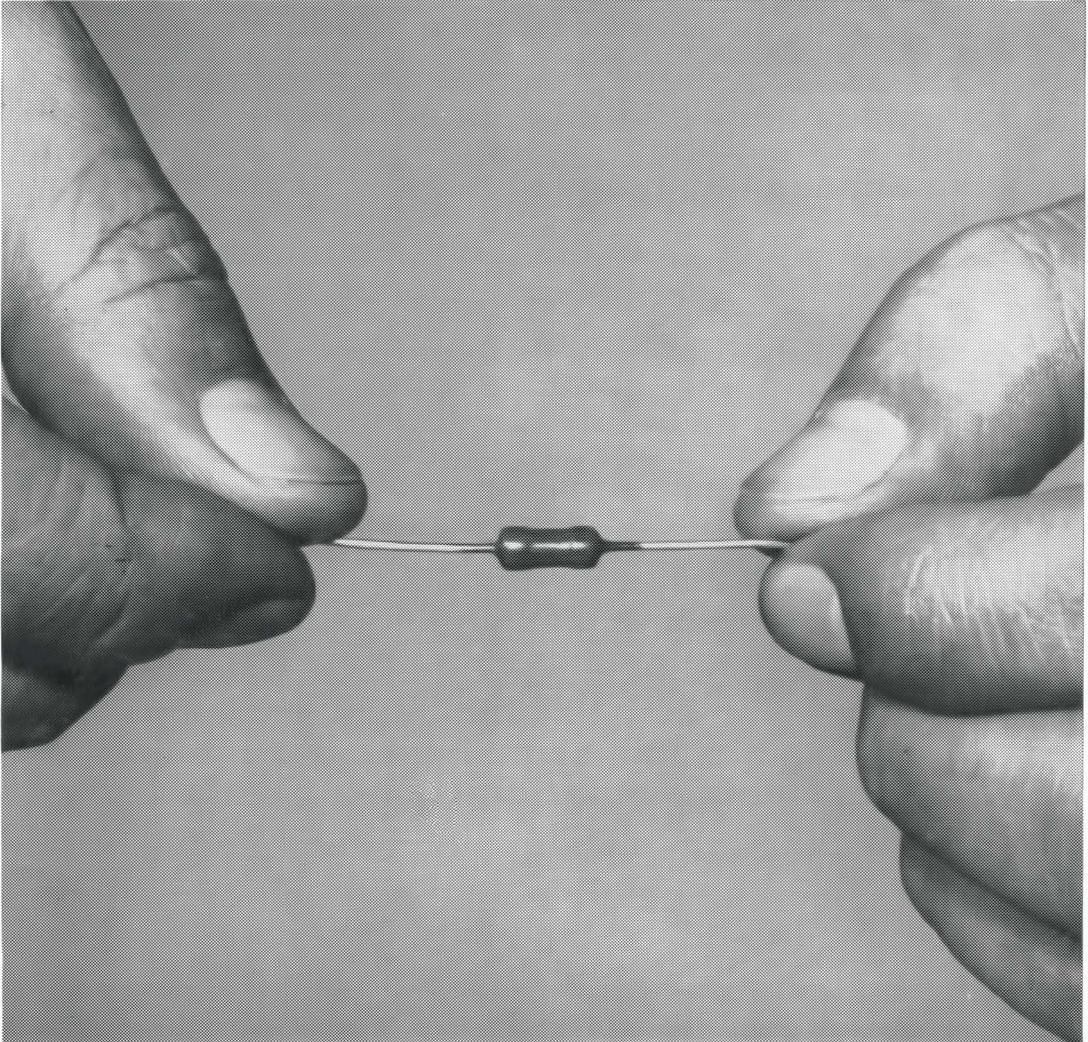
PARAFUSOS E PEÇAS TORNEADAS EM LATÃO E
AÇO LEDLOY SOB ENCOMENDA

"TORMEC" S. A.

FÁBRICA DE PARAFUSOS E PEÇAS TORNEADAS DE PRECISÃO

Esc.: Rua Ferreira Lopes, 121/163 - Cx. Postal, 8626 -

Tel. 61-1016 - 61-7342



Colóbor 04R:340



garantia à sua mão: para os mais simples (ou mais complexos) trabalhos eletrônicos V. exige a garantia de componentes que não deixem dúvidas. Potenciômetros, resistências de carvão ou de fio, soquetes e isoladores devem ter a garantia da marca **constanta.**

constanta eletrotécnica s.a.

Av. São Luiz, 86 - 9.º and. - Fones: 35-9372, 37-3621, 36-9486 - C. Postal 137 - S. Paulo
Filial no Rio de Janeiro: Praça Tiradentes, 9 - sobreloja - conj. 203/204 - Fone: 43-5249
Depositário em P. Alegre: Carlos Engel S.A. - Rua dos Andradas, 1664 - 6.º - Fone: 5-700
Os produtos Constanta são encontrados nas boas casas do ramo.

REVISTA ELETRÔNICA

ÍNDICE

- 9 CONVERSOR DE FREQUÊNCIA MODULADA
- 16 CONTRÔLE AUTOMÁTICO DE GANHO REFORÇADO EM RECEPTORES A TRANSISTOR
- 20 FONTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA PARA HI-FI
- 21 TV A CÔRES
- 26 OSCILADOR AUXILIAR MODULADO
- 27 CONSTRUÇÃO E FABRICAÇÃO DE TRANSISTORES
- 32 PROJETO DE ESTÁGIOS DE SAÍDA A TRANSISTORES
- 35 ELEMENTOS DE ELETRÔNICA
- 38 FONO-AMPLIFICADOR HÍBRIDO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

AV. GUILHERME COTCHING, 85

Tel. 93-7425 — C. Postal 9 127 — São Paulo-Brasil

DIRETOR
REDATOR RESPONSÁVEL
REDATOR CHEFE
SECRETÁRIO
CONSULTORES

ADALBERTO MIEHE
PROF. NAHOR T. MONTEIRO
ALFREDO FRANKE
FAUSTO P. CHERMONT
ENG. TOMÁS HAJNAL
ENG. NELSON ZUANELLA
ALCIDES J. PEREIRA
OSWALDO L. COPPOLA
ESC. PROFISSIONAIS SALESIANAS

DESENHOS
PUBLICIDADE
IMPRESSÃO
DIST. EXCLUS. P/O BRASIL - FERNANDO CHINAGLIA DISTRIB. S.A.

PROPRIETÁRIOS E EDITORES:

ETEGIL - EDITORA TÉCNICO-GRÁFICA INDUSTRIAL LTDA.
AV. GUILHERME COTCHING, 85 - TEL. 93-7425 - C. POSTAL 9.127 - S. PAULO

OS ARTIGOS ASSINADOS SÃO DE EXCLUSIVA RESPONSABILIDADE DE SEUS AUTORES

É VEDADA A REPRODUÇÃO DOS TEXTOS E DAS ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA, SALVO MEDIANTE AUTORIZAÇÃO POR ESCRITO DA REDAÇÃO.

EXEMPLAR AVULSO	Cr\$ 250,00
NÚMERO ATRASADO	Cr\$ 280,00
ASSINATURA — 6 NÚMEROS	
SIMPLES	Cr\$ 1.300,00
REGISTRADA	Cr\$ 1.500,00
AEREA	Cr\$ 1.600,00
AEREA REGISTRADA	Cr\$ 1.800,00

COMENTÁRIO

Este é o primeiro número de Revista Eletrônica posto à venda em bancas de jornais. Quando traçávamos os primeiros planos para o seu lançamento ficou assente — e isto foi amplamente divulgado — que somente após um período inicial (pensávamos, de cêrca de um ano) cogitar-se-ia da distribuição da revista em caráter amplo, através de bancas de jornais e revistas. Durante êsse intervalo, a divulgação ficaria limitada às assinaturas. O que realmente aconteceu, ultrapassou nossas expectativas, mesmo as mais otimistas.

Atingimos, em três meses, a meta estabelecida para o número de assinaturas durante os primeiros doze meses. Essa meta, resultado de uma cuidadosa pesquisa, representa a máxima divulgação que poderia ser esperada, exclusivamente, através de assinaturas. Resolvemos, pois, dar início imediato à segunda fase, confiando sua execução à maior distribuidora de revistas em todo o território nacional, Fernando Chinaglia Distribuidora S/A.

Êsse é mais um passo no sentido de proporcionar a um número cada vez maior de brasileiros, uma revista cujo conteúdo corresponda integralmente aos seus interesses.

CORRESPONDÊNCIA

Prezados Senhores:

... Como, hoje em dia, dificilmente encontramos publicações sôbre a parte de eletrônica que trata da TRANSMISSÃO (teoria, circuitos de transmissores para radioamadores, antenas de transmissão, etc.) sugiro aos Srs. para que incluam na Revista Eletrônica uma parte relativa ao que expus acima, pois acredito virá a agradar grande quantidade de pessoas interessadas no assunto.

Cordialmente,
Edir Backer Costa
Macaé — RJ

Caro senhor:

Realmente, também cremos que êste assunto seja de interesse da grande maioria dos leitores, e assim sendo já nos próximos números iniciaremos a publicação de uma série de artigos sugeridos por V. Sa.

R.

Prezados Senhores Editores:

... Além de trabalhar com TV e HI-FI, sou radioamador. Assim sendo, o artigo sôbre SSB mereceu meu especial interesse. Seria muito desejável a publicação de novos artigos sôbre o assunto, com a apresentação de circuitos de excitadores de realização possível a nós brasileiros. O SSB é de grande interesse atual a todo radioamador experimentador.

Segue-se pequena crítica:

No artigo Amplificador HI-FI a Transistores, nada foi dito sôbre o ajuste das resistências R_7 e R_5 .

No mesmo artigo encontramos pequenos êrros de revisão. Quando o autor se referiu ao trabalho de R_{11} e R_{12} , não queria se referir a R_{10} e R_{12} ? O desenho das curvas de resposta está completo?

Atenciosamente,
Clovis de Vasconcellos Filho
Rio de Janeiro — GB

Prezado Leitor:

A sugestão já está anotada e esperamos satisfazê-lo e a outros interessados dentro em breve.

No artigo Amplificador HI-FI à transistores (Revista Eletrônica n.º 1) o potenciômetro R_5 deve ser ajustado de maneira que $V_{CE}(T_5) + V_{R14} = V_{CE}(T_4) + V_{R13} = 15\text{ V}$, onde os símbolos significam:

$V_{CE}(T_5)$ — tensão de coletor-emissor do transistor T_5

V_{R14} — tensão no resistor R_{14}

$V_{CE}(T_4)$ — tensão coletor-emissor do transistor T_4

R_{13} — tensão no resistor R_{13} .

R_7 deve ser ajustado para a menor distorção; isto deve ser feito com osciloscópio ou um analisador de áudio.

Na página 11, 1.^a linha, deve-se ler R_{10} e R_{12} e não R_{11} e R_{12} , como V. Sa. verificou.

A figura 4 está correta, sendo que as curvas se confundem de 1000 Hz para baixo; de 100 Hz para cima as curvas de 8 e 4 W também se confundem.

R.

Prezados Senhores:

Como assinante dessa conceituada e apreciada revista, e ao ensejo de permitir um intercâmbio mais estreito entre nós leitores e essa Redação, conforme já muito bem sugeriram V. Sas. na página 8 do seu número de Janeiro/Fevereiro, venho solicitar-lhes que, tão logo seja possível, façam publicar em um dos seus números, diagramas e comentários técnicos relativos a amplificadores de potência, de áudio, transistorizados.

Tenho apreciado muito a forma como estão sendo tratados os diversos artigos, e sobre o assunto que indiquei acima para uma futura publicação, tenho a dizer, que achei muito interessante o circuito publicado sob o título "Amplificador HI-FI a Transistores", estando interessado em montar uma unidade daquelas, porém achei-o com pouca potência.

A dificuldade é justamente a de que necessito de unidade com potência maior, e que satisfariam por exemplo, 16 watts de saída.

Essa potência não só atenderia ao meu caso presente, como também a muitos outros interessados, leitores dessa Revista.

Assim sendo, venho solicitar-lhes a especial atenção e colaboração no sentido examinar junto ao autor daquele projeto, a sugestão de utilizar um estágio de saída, quatro transistores AD139, ou seja, dois pares casados da-

quês transistores, em ligação PUSH-PULL PARALELO.

... Para tal, encaminho anexo a esta, um diagrama, no qual figura parte do circuito citado acima, já incluído no mesmo o outro par casado de transistores AD 139, formando a ligação PUSH-PULL PARALELO.

Cordialmente,

Milton Weiss Nogueira
Rio de Janeiro — GB

NOTICIÁRIO

O PRIMEIRO PÊNDULO DO MUNDO INTEIRAMENTE ELETRÔNICO — UMA REALIZAÇÃO SUÍÇA

Embora a indústria relojoeira suíça ainda não tenha anunciado, há vários anos já que vem dedicando esforços no domínio da eletrônica. Resultado de doze anos de trabalho e pesquisas bastante complexas e de milhões em investimento, o pêndulo Soltronic, inventado, criado e construído por Solvil e Titus em Genebra, constitui o primeiro relógio inteiramente eletrônico do mundo não possuindo nenhuma parte móvel. De fato, o Soltronic representa o primeiro aparelho no interior do qual os elétrons se deslocando são as únicas partículas móveis perfazendo todas as funções, inclusive substituindo os ponteiros por painéis luminosos. A energia elétrica fornecida ao sistema pode ser por meio da rede como duma bateria. Partindo de uma frequência dão as parcelas referentes a horas, minutos e segundos. Não contendo qualquer parte móvel ou contato elétrico, o que elimina atritos e possibilidades de oxidação, o relógio em questão tem um desempenho de uma precisão extraordinários, o que faz com que possa ser considerado como o padrão de tempo mais preciso e robusto capaz de ser produzido industrialmente. Foram gastos três anos na sua construção em Genebra, os primeiros protótipos revelando-se altamente sa-

Caro leitor:

Já temos programados artigos acerca dos temas citados por V. Sa. Sua publicação se dará dentro em breve.

Quanto à adaptação mencionada, esta não dará os resultados esperados sem modificações bem mais complexas e extensas no circuito. Oportunamente publicaremos circuito que satisfará as exigências acima enumeradas.

R.

tisfatórios. O construtor espera posteriormente fazer um novo modelo reduzido de 2/3 isto é, com o volume de um relógio comum de mesa e um relógio de pulso inteiramente eletrônico, cujo preço quando em produção em série, não ultrapassará o de relógios de boa qualidade ora no mercado.

NOVOS PADRÕES DE FREQUÊNCIAS, COM FREQUÊNCIAS MENORES

As estações de frequência WWVB e WWVL foram incluídas no "National Bureau of Standards" dos EUA. A primeira opera na frequência de 60 kHz e a WWVL em 20 kHz. No momento estas estações estão transmitindo somente padrões de frequência mas, num futuro próximo, padrões de tempo também serão fornecidos. Estes sinais são de muito maior estabilidade e precisão que aqueles transmitidos em altas frequências pela WWV e WWVH.

A precisão dos sinais de alta frequência é afetada pelas mudanças na ionosfera, pois esta influencia nas reflexões múltiplas que ocorrem até que o sinal chegue ao seu destino. Em frequências baixas e ultra-baixas, a propagação se dá por meio de ondas que seguem a curvatura terrestre. Neste caso a ionosfera age como extremo superior de um gigan-

tesco conduto e não como um refletor. Então, as variações desta camada pouca influência terão sobre o percurso das ondas.

A WWVB irradia uma potência de 5 kW e foi projetada de modo a cobrir todo o território norte-americano, com uma operação mais estável em grandes distâncias. (mais de 2.000 milhas), que sua co-irmã a WWVL cuja potência é de 1 kW. O sinal de 20 kHz possibilita uma recepção inter-continental, e sua precisão é de uma parte em 10 bilhões num período de 1 dia de observação.

CALCULADORA ELETRÔNICA PARA PROJETAR AUTOMÓVEIS EM USO NA FORD INGLÊSA

Análise da potência e características de um veículo levava outrora quatro anos, mas na Grã-Bretanha os engenheiros da Ford conseguiram reduzir a duração do trabalho a 40 minutos apenas graças ao emprego de uma calculadora eletrônica.

Predizer o rendimento de um veículo ainda em fase de projeto era outra demorada tarefa, que se faz agora em meia hora. Utilizando uma calculadora eletrônica os engenheiros da Ford podem agora conceber carros ideais e submetê-los depois de completos programas de ensaio de estrada sem que eles cheguem na realidade a sair da prancheta dos desenhistas.

Em breve poderão, com o auxílio da calculadora, projetar caixas de câmbio completas e, o próximo modelo de série já será efetivamente equipado com um desses dispositivos.

A Ford reivindica a honra de ser a primeira companhia britânica a por uma calculadora em uso corrente na indústria. Seis outras máquinas do gênero deverão ser utilizadas no cálculo das

folhas de férias, no planejamento da produção, no inventário de peças, no processamento de encomendas e várias outras importantes atividades.

NENHUM PADRÃO OFICIAL EUROPEU DE TV A CÔRES

Após 10 dias de discussões os representantes de 19 nações europeias ao C.C.I.R. não chegaram a decisão alguma quanto à escolha de um padrão para as transmissões de TV a côres no Velho Continente. Os sistemas propostos e que estão sendo considerados são o americano NTSC, o alemão SECAM e o francês PAL. Embora tenham sido apresentadas considerações a respeito de inúmeros aspectos do projeto de equipamento de estúdio, gravadores magnéticos, transmissores, problemas de propagação e receptores, os representantes de várias nações julgam ser os dados ainda insuficientes. Por essa razão, foi fixada a data para nova reunião no decorrer do ano vindouro.

Entretanto, na Grã-Bretanha, existe uma forte pressão por parte das indústrias interessadas sobre os órgãos governamentais, no sentido de ser tomada uma decisão rápida. A tendência da indústria britânica é fortemente favorável ao sistema americano NTSC, sabendo-se que várias indústrias já se encontram preparadas para iniciar a produção de equipamentos segundo as normas desse sistema, imediatamente após a decisão oficial. Notícia-se, por outro lado, que os sistemas alemão e francês estão lentamente perdendo terreno.

"RIFLE" DE LASER PARA PESQUISAS

Foi desenvolvido por uma firma norte-americana um laser em

forma de rifle, que, porém, segundo afirma um porta-voz do Arsenal Frankford de Philadelphia, ao contrário do que se possa presumir, não terá qualquer aplicação letal ou incendiária. Segundo o mesmo porta-voz, este dispositivo seria usado em pesquisas fotográficas, navegação e localização, além de outras, de menor importância.

A LUA DEVERÁ SER ALCANÇADA AINDA NESTA DÉCADA

A agência espacial norte-americana ainda tem a possibilidade de fazer um homem pousar na lua durante esta década, apesar de falhas eletrônicas e uma redução de orçamento por parte do Congresso dos Estados Unidos terem dificultado esta meta.

Esta declaração foi divulgada após a falha do foguete lunar Ranger VI — falha esta que trouxe implicações adversas em conexão com o programa Apollo da NASA.

Dr. George E. Mueller, administrador associado da NASA para vôo espacial humano, declarou ao Comitê de Ciência e Astronáutica do Congresso dos EEUU que uma expedição humana ainda seria possível em 1968 — a meta original — mas que é mais provável a sua transferência para meados de 1969, desde que não surjam problemas técnicos de grande envergadura.

O Dr. Wernher von Braun, diretor do Centro de Vôos Espaciais da NASA em Huntsville, afirmou que a falha do Ranger VI não deverá atrasar o pouso na lua, mas que a falta de atitude bem definida do Congresso a respeito do programa espacial poderão ter efeito adverso.

CONVERSOR DE FREQUÊNCIA MODULADA

K. OGIHARA

Há vários anos são feitas transmissões em frequência modulada nas principais cidades do Brasil. Não podemos, é certo, falar de um desenvolvimento rápido desta técnica em nosso país mas, hoje em dia, as transmissões em FM são muito apreciadas e têm grande número de ouvintes. Todos os maiores fabricantes de receptores de rádio têm em sua linha pelo menos um modelo dotado de faixa de FM. Também os fabricantes menores estão agora lançando receptores AM/FM.

Analisando melhor o projeto de um receptor de FM, chega-se à conclusão, em resumo, que será necessário o seguinte:

- Unidade de sintonia de FM
- Amplificador de FI
- Limitador
- Detetor de FM
- Amplificador de áudio
- Amplificador de potência
- Fonte de alimentação

Material diverso, como chassi, gabinete, caixa acústica (para boa reprodução de graves), alto-falante, antena dipolo, etc.

Estudando em minúcias o circuito, a conclusão lógica é a conveniência de conjugar a recepção de FM à de AM, resultando um receptor de AM/FM.

É claro que, em comparação com um receptor AM, um aparelho de AM/FM necessita de maior número de componentes.

Neste último haveria um sintonizador de FM adicional, mais um estágio de FI, chave comutadora, que faz a permuta das bobinas não só dos estágios de RF e oscilador mas também dos amplificadores de FI, detetor de FM, além de um gabinete suficientemente grande para boa reprodução e uma antena dipolo.

Podemos também combinar a recepção de FM com um circuito de TV e chegamos à conclusão que é mais fácil e econômico montar um receptor de FM/TV combinado, de boa qualidade em FM, comparável à do melhor receptor de AM/FM.

Para combinar recepção de FM e TV temos, em princípio, de adicionar apenas um sintonizador de FM ao receptor de TV, uma vez que todos os demais estágios e requisitos (inclusive gabinete adequado e antena dipolo) já existem neste último.

A aplicação deste sistema não é tão simples quanto parece, sobretudo quando queremos trabalhar com componentes normais; é claro que devem ser tomadas algumas medidas especiais, mas, ainda assim, a combinação FM/TV é bastante econômica e lógica.

O diagrama da fig. 1 ilustra os princípios: os blocos desenhados com linhas cheias correspondem a estágios existentes no receptor de TV; os blocos desenhados em linhas interrompidas devem ser adicionados.

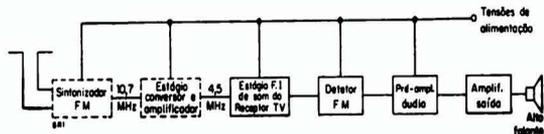


FIG. 1

Diagrama em blocos ilustrando o princípio do conversor para recepção de FM com receptores de TV. Os blocos representados em linhas interrompidas devem ser acrescentados aos já existentes nos receptores de TV representados aqui, em linhas cheias.

Este artigo descreve o estágio conversor, que permite usar um sintonizador normal de FM em conjunto com um estágio, também normal, de FI de som de TV. Descreve além disso, a comutação das tensões de alimentação para a recepção de TV e FM.

Os resultados de medições fornecidos neste artigo foram obtidos usando o circuito de som de alta qualidade da Fig. 3. Entretanto, qualquer estágio de FI de som de TV, de boa qualidade, trará resultados satisfatórios, talvez com sensibilidade um pouco menor, como também com menor rejeição de AM em relação à esperada.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO DE RECEPÇÃO

a) Unidade de Sintonia

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS:

O sintonizador de F.M. é recomendado para receptores onde economia e tamanho reduzido são fatores importantes. Contém uma válvula ECC85, duplo triodo de alto ganho. A impedância de entrada do sintonizador é de 300 ohms (simétrica) e 75 ohms (assimétrica).

O primeiro triodo da ECC85 funciona como amplificador já neutralizado, com o circuito parcialmente neutralizado na entrada. É obtido com isso o melhor compromisso entre amplificação e estabilidade.

Ambos os circuitos, o de anodo no amplificador de R.F. e o de oscilador, são ajustados simultaneamente por permeabilidade.

O segundo triodo funciona como oscilador e misturador, para a obtenção de $f = 10,7$ MHz.

O ganho total é de 100 a 200 vezes (da antena à grade da 1.^a FI) e a faixa de passagem é de 220 kHz. A saída é de baixa impedância, proveniente de algumas espiras enroladas sobre o primeiro circuito sintonizado de F.I. de 10,7 MHz, colocado dentro da unidade.

O circuito ressonante $L_1 - C_1$ que, combinado com o anterior forma o secundário do transformador de F.I. para 10,7 MHz, pode ser acoplado ao primário por cabos torcidos ou cabo coaxial (comprimento max. 140 mm).

b) Oscilador-Misturador

O triodo da válvula ECF80 é usado como misturador e também oscilador em 15,2 MHz. A

realimentação do oscilador é introduzida no catodo e o sinal de 10,7 MHz é injetado na grade. O circuito "tanque" do oscilador, situado no anodo da secção triodo, está em série com o circuito ressonante para a F.I. de 4,5 MHz e para esta frequência a impedância apresentada por L_2 é praticamente nula.

Os circuito $L_2 - C_4$ e $L_4 - C_6 - C_7$ têm alto Q de modo que cada um individualmente apresenta alta impedância para o sinal no qual está sintonizado e baixa para o outro. Além disso a montagem é feita de maneira a não haver interação entre os dois circuitos sintonizados ($L_2 - C_4$ e $L_4 - C_6 - C_7$).

A sintonia no circuito de anodo torna o oscilador independente do sinal aplicado na grade.

Com a inclusão do resistor R_3 de 18 ohms no catodo, em série com a bobina de realimentação do oscilador, foi prevista uma compensação parcial às variações da capacitância de entrada com sinais fortes.

c) Amplificador de F.I. de 4,5 MHz

A amplificação da F.I. de 4,5 MHz é feita pela secção pentodo da ECF80. O sinal de 4,5 MHz é retirado da junção de L_2 e L_4 e acoplado pelo capacitor C_5 de 4,7 pF à grade do pentodo. A polarização da grade é de cerca de $-1,2$ V, resultando transcondutância da ordem de 4 mA/V com tensão de placa de 168 V e de 145 V para a grade auxiliar.

Para sinais fortes o estágio funciona como limitador por grade. A polarização é desenvolvida por "escape de grade", constituído de C_7 e R_4 . A constante de tempo é de 0,85 micros-

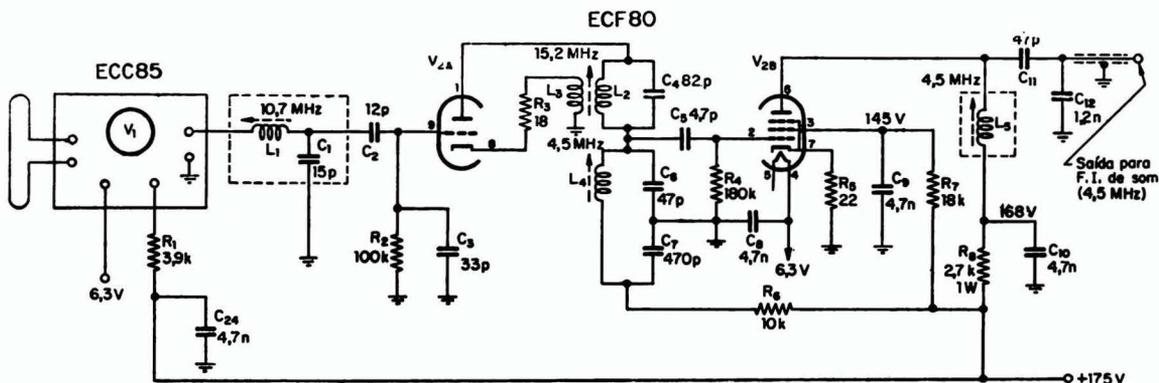


FIG. 2

Circuito esquemático do sintonizador/conversor.

segundos, estando prevista a limitação de pulsos rápidos de ruído.

A inclusão do resistor R_5 de 22 ohms, no catodo, pretende compensar parcialmente as variações da admitância de entrada, sem uma perda excessiva de ganho.

d) Acooplamento para o Limitador

O sinal de 4,5 MHz amplificado pela ECF80 é obtido no anodo e transferido para a grade da válvula limitadora (V_3 — EF184) por acooplamento capacitivo em "T", formado por C_{11} , C_{12} e C_{13} , entre os circuitos ressonantes L_5 — C_{11} no anodo do pentodo da ECF80 e L_6 — C_{13} no limitador.

O acooplamento através do capacitor C_{12} de 1200 pF é de baixíssima impedância e permite o emprêgo de cabo coaxial (blindado) ou cabos torcidos de aproximadamente 50 cm de comprimento. Com isto, é possível a localização do sintonizador e da válvula ECF80 próximo ao painel do televisor.

e) Estágio limitador

O circuito foi originalmente projetado para aproveitar o canal de som (limitador e discriminador, de 4,5 MHz já existente em qualquer receptor de T.V.

Todavia, apresentamos aqui os circuitos do limitador e do detetor de relação que melhor se adaptam às exigências de qualidade em recepção de F.M. (Fig. 3).

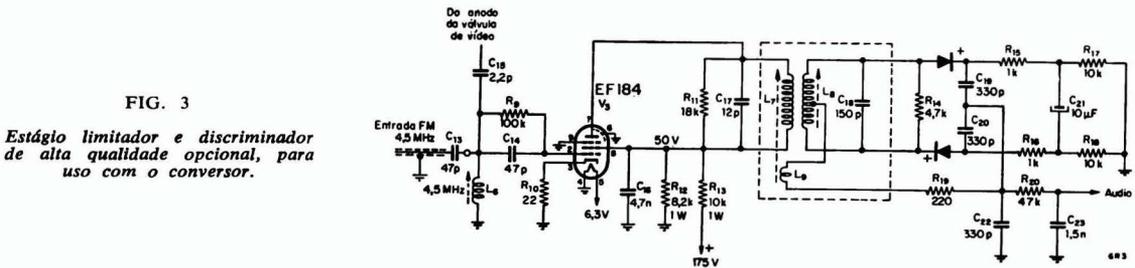


FIG. 3

Estágio limitador e discriminador de alta qualidade opcional, para uso com o conversor.

f) Ganho do circuito

O ganho total do sistema de recepção de F.M. medido desde a antena até o anodo da limitadora, antes da saturação, é de aproximadamente 300 000 vezes.

g) Detetor de F.M.

O detetor de relação por nós adotado é do tipo simétrico. É mais elaborado do que um de-

tetor normalmente usado em T.V., onde a economia é levada em conta. No caso presente, a facilidade de obter a simetria e a melhor qualidade de som assim resultante justificam o emprêgo de mais alguns componentes. São usados 2 diodos OA79 casados, e, mesmo assim, diferenças eventuais nos diodos têm seu efeito diminuído pelo resistor R_{19} que também limita a corrente de pico através deles. A escolha adequada de outros componentes dentro de pequenas tolerâncias manterá o equilíbrio, não havendo necessidade de outros ajustes.

CALIBRAÇÃO

A — Calibração do detetor de relação

Um gerador de R.F. sem modulação ajustado em 4,5 MHz é ligado à grade da válvula limitadora V_3 (pino 2). Um circuito em série, composto de 1 resistor R_1 de 33 k Ω , 1 capacitor cerâmico C_1 de 2 pF e 1 resistor R_2 de 470 k Ω , é ligado ao anodo. Um voltímetro eletrônico é ligado ao ponto-x- na junção de C_1 e R_2 , em série com um diodo de germânio OA85, conforme a fig. 4.

A saída do gerador de R.F. é ajustada para 100 mV aproximadamente. Se corretamente ligado, o voltímetro eletrônico deverá indicar uma deflexão na escala 5 V C.C. O primário do transformador discriminador (L_7) é ajustado para deflexão máxima do ponteiro. A seguir o secundário L_8 é ajustado para a mínima deflexão.

B — Calibração do Amplificador de F.I. de 4,5 MHz

Passa-se o gerador de R.F., ajustado em 4,5 MHz, à grade do pentodo da ECF80 — V2B (pino 2).

Com o voltímetro eletrônico ligado ao ponto -x-, do circuito já descrito, ajustar a saída do gerador de R.F. para uma indicação de mais ou menos 2 V na escala 5 V C.C.

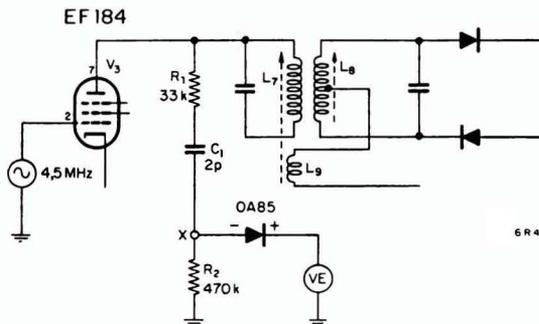


FIG. 4

Ligação do gerador de RF e do voltímetro eletrônico, para calibração do detetor de relação.

Ajusta-se o núcleo de L_6 , na grade da limitadora, para a máxima deflexão do ponteiro. Ajusta-se a seguir o núcleo de L_7 , no anodo do pentodo ECF80, também para o máximo. Se o ponteiro do voltímetro eletrônico ultrapassar o fim da escala, a saída do gerador deverá ser atenuada para manter-se a leitura no centro da escala.

Após esse ajuste, passa-se o gerador para o anodo do triodo da ECF80 (pino 1 da V2A) ligando-o em série com um resistor de $10\text{ k}\Omega$ e um capacitor de 1500 pF . Regula-se o núcleo de L_1 , na grade do pentodo, para saída máxima e retoca-se L_5 e L_6 algumas vezes, até conseguir-se o máximo. Finda esta operação retira-se o gerador e deixa-se ligado o voltímetro eletrônico através do circuito já citado.

C — Calibração do Conversor e da F.I. de 10,7 MHz

Liga-se um gerador de R.F. ou de F.M. sem modulação, ajustado em 10,7 MHz, à blindagem da válvula ECC85 (V1) no sintonizador. A

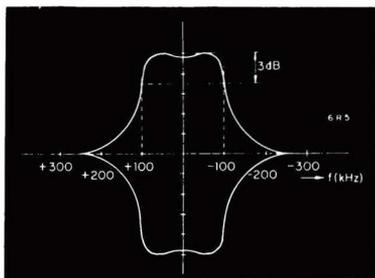


FIG. 5

Curva de resposta de FI do conversor.

blindagem é levantada até um ponto para o qual o contato com a massa é interrompido.

O gerador é ajustado até um deflexão no centro da escala 5 V C.C. do voltímetro eletrônico.

Primeiramente ajusta-se o núcleo da bobina de F.I. de 10,7 MHz, L_1 , para o máximo. Passa-se depois para o núcleo de L_2 (oscilador) sintonizando-o também para o máximo. Por último retoca-se novamente L_4 para indicação máxima. Repete-se a operação até conseguir-se o máximo. Anote-se então, a saída do gerador.

Liga-se agora um gerador de F.M. de 10,7 MHz à blindagem de V_1 . Introduce-se uma modulação de 60 Hz e um desvio (varredura) de $\pm 300\text{ kHz}$.

Liga-se um osciloscópio de R.F. com varredura interna de 60 Hz em substituição ao voltímetro eletrônico e ao diodo no ponto x.

Aplicando-se a saída do gerador anotada na etapa anterior, observa-se a resposta de F.I. do circuito, no osciloscópio.

A curva de resposta vista deverá apresentar-se com os picos achatados (vide figura 5) indicando uma resposta (3 dB de atenuação) de cerca de 180 a 220 kHz.

Caso isto não aconteça, retoca-se L_1 e eventualmente o primário do transformador de 10,7 MHz colocado dentro do sintonizador para que apresente o mencionado aspecto no osciloscópio.

Como o sintonizador já vem calibrado da fábrica, a calibração do circuito de F.M. está finda com esta operação.

Nota: Desejando-se eliminar a metade inferior da curva de resposta, liga-se o osciloscópio em série com um diodo OA85.

MEDIÇÕES E INSTRUMENTOS USADOS

Para as medições que apresentamos a seguir empregamos:

- I — F.M. — A.M. Signal Generator Radiometer, tipo MS24-A.
- II — Como indicador de saída foi usado um milivoltímetro de A.F. PHILIPS GM 6012.
- III — Como indicadores auxiliares o osciloscópio de R.F. PHILIPS GM 5662 e o voltímetro eletrônico HEATHKIT mod. V7A.

A — Sensibilidade

A sensibilidade foi determinada para uma relação Sinal/Ruído de 20 dB.

O gerador de F.M. com terminação de 75 ohms e com modulação $\Delta f = 22,5\text{ kHz}$ e f_m (fre-

quência de modulação) = 400 Hz é ligado aos terminais de antena do sintonizador. A entrada é de 300 ohms simétrica e 75 ohms assimétrica. Portanto o cabo do gerador deverá ser ligado entre uma extremidade e o terminal central correspondente à massa.

O sintonizador e o gerador são sintonizados à mesma frequência. Para facilidade de sintonia é interessante ligar também um voltímetro eletrônico em escala C.C. e um osciloscópio de A.F. na saída de áudio, junto com o voltímetro indicador (milivoltímetro de áudio).

Ao ser sintonizado o sinal, o voltímetro acusará uma súbita deflexão para um lado da escala e logo voltará passando pelo ZERO e prosseguindo para o lado oposto. A sintonia é correta quando o voltímetro indicar exatamente ZERO. Simultaneamente, o milivoltímetro indicará a máxima deflexão e o osciloscópio mostrará a saída de áudio de 400 Hz que deverá ser senoidal sem distorção visível.

A saída do gerador de F.M. é então atenuada para um valor tal que com a modulação ligada ($\Delta f = 22,5$ kHz e $f_m = 400$ Hz) e desligada (CW), apresente uma relação de 20 dB.

Para o nosso caso, temos as seguintes sensibilidades:

88 MHz 5 μ V)
 98 MHz 4 μ V) p. saída de áudio aprox.
 12 mV e
 108 MHz 5 μ V) SINAL/RUÍDO = 20 dB

B — Rejeição de A.M.

Sintoniza-se o gerador e o sintonizador de F.M. para a mesma frequência (98 MHz).

Principia-se com uma entrada de 10 mV com o gerador modulado de F.M. com $\Delta f = 22,5$ kHz e $f_m = 400$ Hz. Anota-se a leitura no milivoltímetro de áudio.

Passa-se o gerador para A.M., na mesma frequência e para a mesma entrada de 10 mV, com modulação interna de 400 Hz e profundidade de 30%.

A diferença em dB é a rejeição de A.M.

Diminuindo-se a intensidade do sinal de entrada temos:

SINAL		REJEIÇÃO
10 mV	—	30 dB
1 mV	—	30 dB
100 μ V	—	26 dB
10 μ V	—	22 dB
5 μ V	—	19 dB

C — Ação do Limitador

Para determinar a ação do limitador, a saída modulada do gerador de F.M. é incremen-

tada desde ZERO até um valor em que a saída de áudio do adaptador de F.M. fica constante e insensível a variações do sinal de entrada (nível de 0 dB).

Atenuando-se o sinal a partir desse ponto temos:

SINAL	VARIAÇÃO DE SAÍDA
1 mV	— 1,8 dB
500 μ V	0 dB
300 μ V	0 dB
200 μ V	— 0,2 dB
100 μ V	— 2,9 dB
50 μ V	— 8 dB
20 μ V	— 16 dB
10 μ V	— 21,5 dB
5 μ V	— 27 dB
0 μ V	— 47 dB (Ruído)

D — Característica do Detetor

Para a determinação da característica do detetor de relação usa-se o gerador de F.M. com modulação externa de 60 Hz. O desvio (Δf) é ajustado a ± 300 kHz. Usa-se somente o osciloscópio na saída de áudio, sincronizado em 60 Hz da rede.

O gerador é ajustado para uma saída de 1 mV.

A varredura vista no osciloscópio é a curva "S" do detetor de relação.

A largura da parte reta da característica é determinada diminuindo-se o desvio (Δf) de ± 300 kHz até um valor em que a curva "S" fique reduzida à sua parte linear que é vista no osciloscópio como uma reta inclinada em relação aos eixos horizontal e vertical.

Conseguimos em nosso circuito uma parte linear de aproximadamente 200 kHz.

SISTEMAS DE ADAPTAÇÃO

Os sistemas de adaptação são necessariamente diversos para diferentes tipos de televisores.

Enquanto o método de acoplamento, já descrito, entre o circuito sintonizado na placa do pentodo da ECF80 e o da entrada do limitador, pode servir para a quase totalidade dos receptores de T.V. existentes, a adaptação, ou melhor, a comutação entre o som de T.V. e o som de F.M. pròpriamente dito, apresenta questões por vèzes complexas referentes à comutação das fontes de + B e da alimentação dos filamentos.

Como condição para o bom funcionamento é preciso que o limitador, detetor e estágios de som funcionem em ambos os sistemas com a mesma eficiência. Isto significa que estes estágios devem ficar ligados tanto em recepção de T.V. como de F.M. com a mesma fonte de alimentação, cuja tensão + B não sofra variação pela comutação de um sistema para outro.

Outra condição é a uniformidade na alimentação dos filamentos do receptor de T.V., os quais devem estar ou todos ligados em série ou todos em paralelo.

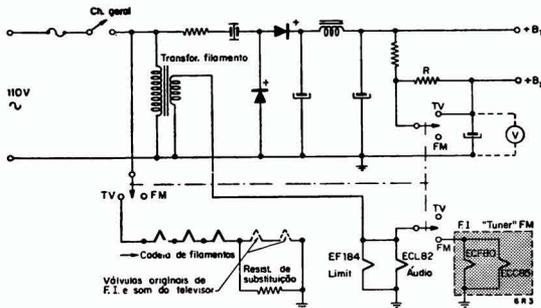


FIG. 6

Circuito para a comutação TV/FM para televisores com filamentos em série. O valor de R deve ser escolhido para compensar o aumento da tensão +B quando é usado o conversor e ficam desligadas as demais válvulas do receptor TV. (+B1 corresponde à totalidade das válvulas do televisor, exceto às de FI e som; +B2 corresponde a estas duas)

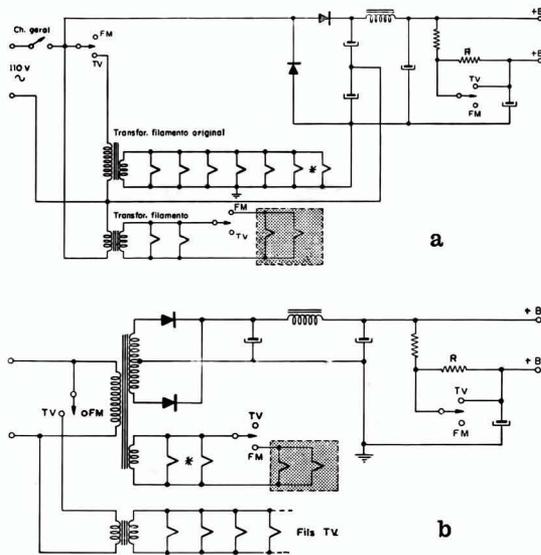


FIG. 7

Esquema de comutação para filamentos em paralelo: a) quando é usado um transformador de filamentos e b) quando é usado transformador de força. Neste caso, o transformador de força alimenta somente os filamentos das válvulas de FI de som e áudio. Os demais, são ligados a um transformador de filamento separado. O asterisco indica as válvulas limitadora e de áudio do receptor de TV.

As figuras 6 e 7 dão todos os detalhes necessários à adaptação do conversor a televisores com filamentos em série e em paralelo.

CONSTRUÇÃO DAS BOBINAS

A — Bobina de F.I. de 10,7 MHz (L₁):

A bobina L₁ em conjunto com o primário colocado dentro do sintonizador forma o transformador de F.I. de 10,7 MHz.

Construção:

55 esp. fio Litz 7 x 44 sobre fôrma de φ 5 mm (3/16") enroladas lado a lado em espaço de aprox. 15 mm.

Núcleo de ferrite ajustável.

MONTAGEM EM CANECA

Características:

$$L_1 = 13 \mu H$$

$$Q = 105 - 110$$

B — Bobina osciladora 15,2 MHz — Construção:

L₂ 16 esp. fio 22 esmalt. enroladas lado a lado fôrma de 9/32" núcleo de "ferrite" ajustável

L₃ 3 esp. fio 33 esmaltado sobre L₂ espaçadas pelas próprias espiras de L₂.

Características

$$L_2 = 1,32 \mu H \quad Q \cong 140$$

C — Bobinas de F.I. de 4,5 MHz (L₄ — L₅ — L₆):

Estas bobinas são de tipo comumente usado para a F.I. de som de T.V.

Construção:

53 esp. fio 35 esmalt. enroladas lado a lado sobre fôrma de 1/4" e núcleo de ferrite ajustável. (Fig. 8c).

MONTAGEM EM CANECA é desejável.

Características:

$$L_4 = L_5 = L_6 = 25 \mu H \quad Q \cong 55$$

D — Bobina discriminadora p. 4,5 MHz

Para a confecção desta bobina pode ser aproveitado um transformador discriminador para T.V.

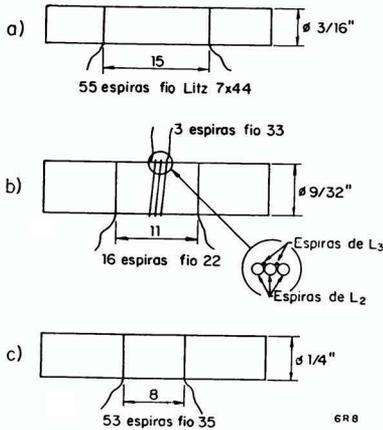


FIG. 8

Dimensões dos enrolamentos de L1 (a), L2 e L3 (b) e L4, L5 e L6 (c).

É possível conseguir as características requeridas mediante ajuste do acoplamento e pela redução da indutância do primário.

Contudo, damos aqui a sua construção porque há casos em que ela é mais rápida que o ajuste.

Construção

Primário: L₇

57 esp. de fio Litz 7 x 41 enrolamento Honey-comb em espaço de 4 mm, sôbre fôrma de 1/4" com núcleo ajustável de ferrite.

Secundário: L₈

34 esp. de fio esmaltado n.º 28 com C.T. (bifilar), enroladas lado a lado, e fôrma de 1/4" com núcleo ajustável de ferrite. Comprimento de bobina: 12 mm.

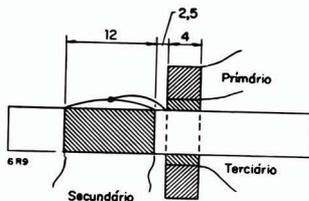
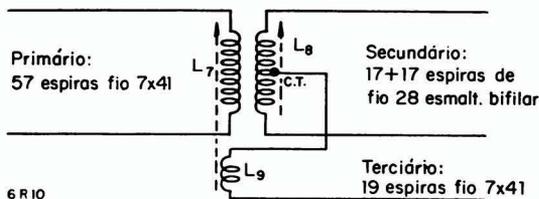


FIG. 9

Dimensões e ligações da bobina discriminadora para 4,5 MHz (L7, L8, L9).



6 R 10

Terciário: L₉

19 esp. de fio Litz 7 x 41, enrolamento Honey-Comb em espaço de 4 mm, sôbre a mesma fôrma de L₇.

CONSTRUÇÃO

Nota: O enrolamento primário é feito diretamente em cima do terciário. (Fig. 9).

MONTAGEM EM CANECA

Características:

Primário:

L₇ = 52 μH Q = 50 (não carregado)

Secundário:

L₈ = 11,6 μH Q = 50 (não carregado)

KQ = 1,45 (no circuito)

LISTA DE MATERIAL

Resistores

R ₁	3,9 kΩ	1 W
R ₂ , R ₉	100 kΩ	1/4 W
R ₃	18 Ω	1/2 W
R ₄	180 kΩ	1/4 W
R ₅ , R ₁₀	22 Ω	1/2 W
R ₆ , R ₁₃	10 kΩ	1 W
R ₇	18 kΩ	1/2 W
R ₈	2,7 kΩ	1 W
R ₁₁	18 kΩ	1/4 W
R ₁₂	8,2 kΩ	1 W
R ₁₄	4,7 kΩ	1/4 W
R ₁₅ , R ₁₆	1 kΩ	1/2 W
R ₁₇ , R ₁₈	10 kΩ	1/2 W
R ₁₉	220 Ω	1/4 W
R ₂₀	47 kΩ	1/2 W

(Tolerância: A tolerância geral é de ± 20% exceto para R₁₅, R₁₆, R₁₇ e R₁₈ onde é desejada uma tolerância de 5%)

CAPACITORES

C ₁	15 pF
C ₂	12 pF
C ₃	33 pF
C ₄	82 pF
C ₅	4,7 pF
C ₆ , C ₁₁ , C ₁₃ , C ₁₄	47 pF
C ₇	470 pF
C ₈ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₆	4,7 pF
C ₁₂	1,2 pF

(Continua na pág. 41)

CONTRÔLE AUTOMÁTICO DE GANHO REFORÇADO EM RECEPTORES A TRANSISTOR

A. IDIKA

INTRODUÇÃO

Nêste artigo serão abordadas algumas idéias básicas a respeito de diversos métodos para obtenção do CAG reforçado. Empregamos o termo "reforçado" porque, introduzindo no circuito arranjos adicionais, consegue-se reforçar o funcionamento do CAG convencional, aumentando a eficiência total do controle automático.

Os circuitos apresentados servirão sòmente para elucidar o funcionamento em princípio, sem pretensão à exatidão dos valores

indicados e sem detalhes de ordem secundária.

Dos vários arranjos que serão tratados individualmente mais adiante, o projetista poderá escolher um ou combinar alguns, conforme conveniências e características finais desejáveis.

CAG pela transcondutância variável (contrôle de estágios anteriores)

Nõ diagrama da figura 1, temos o circuito de CAG convencional. O controle automático atua no 1.º estágio de FI, mudando a polarização da base conforme a intensidade do sinal: com sinais mais fortes a base do transistor torna-se mais positiva, a corrente do coletor diminui e o ganho cai, pois o ganho, entre outros fatores, é uma função do I_c .

No gráfico (fig. 2) damos a curva típica do ganho de potência em função da corrente do coletor I_c , para transistores.

O ganho de potência pode ser expresso pela seguinte formula:

$$A_p = \frac{|y_{fe}|^2 \cdot R_{en} \cdot R_{sd}}{4} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_o}\right)^2$$

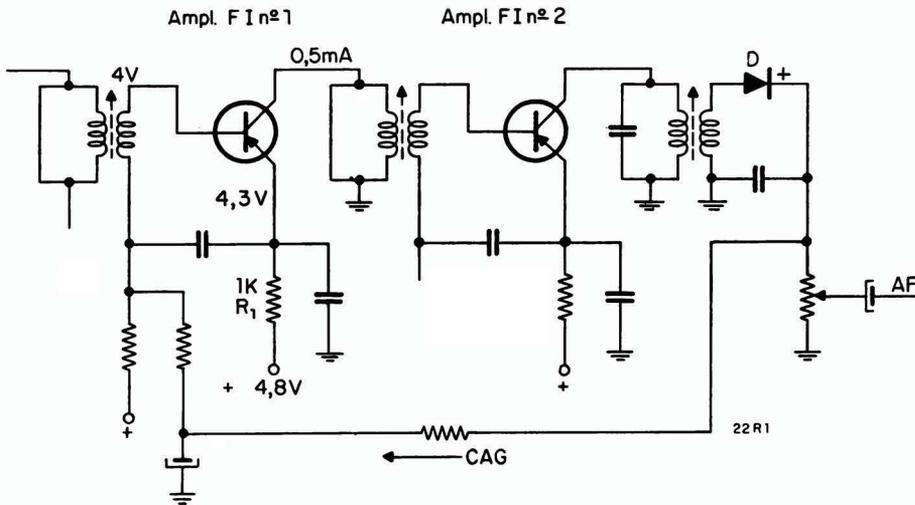


FIG. 1

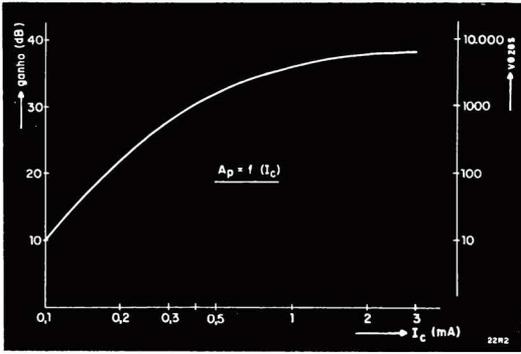


FIG. 2

Sendo:

- $|y_{fe}|$ — admitância de transferência em Ω^{-1} ou transcondutância
- R_{in} — impedância de entrada
- R_{out} — impedância de saída
- Q_{v} — fator de qualidade do circuito sintonizado em vazio (sem carga)
- Q_{L} — idem, com carga

Analisando a fórmula de ganho, logo notamos que temos duas possibilidades de influir no ganho do estágio:

- a) mudando a transcondutância $|y_{fe}|$
- b) mudando a impedância de carga

As duas possibilidades são aproveitadas para o CAG, porém a segunda com menor frequência. A admitância de transferência y_{fe} é função de I_c , e é diretamente proporcional à corrente de coletor. Na figura 3 damos a variação da transcondutância $|y_{fe}|$ em função da corrente do coletor.

Voltamos agora para o circuito apresentado na figura 1.

Suponhamos as seguintes tensões e correntes no 1.º transistor amplificador de F.I.

Sem sinal

(ou sinal fraco)

- tensão de base: = 4 V
- tensão de emissor: = 4,3 V
- corrente de coletor: = 0,5 mA

$$\Delta V_{BE} = -0,3 \text{ V}$$

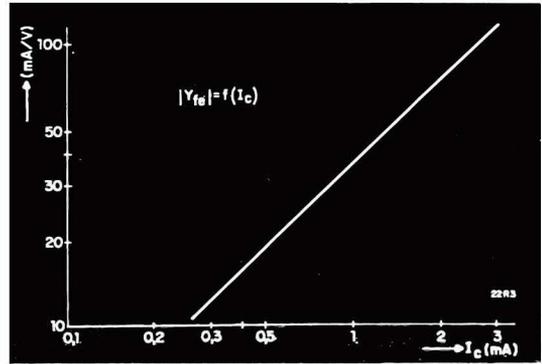


FIG. 3

Sinal forte

- tensão de base: = 4,8 V
- tensão de emissor: = 4,6 V
- corrente de coletor: = 0,2 mA

$$V_{BE} = +0,2 \text{ V}$$

A tensão do emissor não é estacionária. Quando a base se torna positiva, a corrente de coletor $I_c \cong I_e$ diminui, a queda de tensão em

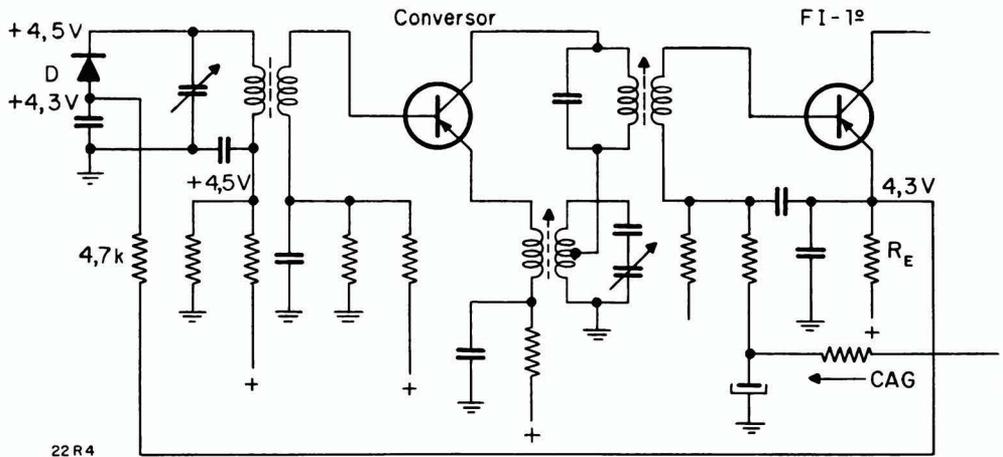


FIG. 4

R_E diminui também, e o resultado final é que o emissor acompanha a subida de base, mas sempre com certo atraso, fazendo CAG menos eficiente. Por exemplo, se ficasse o emissor estacionário, sempre a 4,3 V, a diferença de

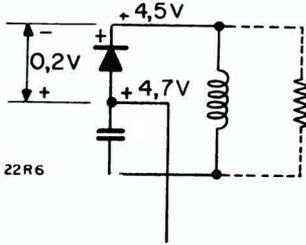


FIG. 5

tensão ΔV_{BE} seria bem maior e em consequência disso a corrente do coletor deveria cair muito mais.

Em caso de sinal forte:

tensão de base: — 4,8 V
 tensão de emissor: — 4,3 V
 corrente do coletor: 0,1 mA

O CAG seria mais eficiente para a mesma intensidade de sinal de entrada.

Mais adiante veremos que é possível manter a polarização do emissor constante aumentando a eficiência do CAG.

CAG pela impedância de carga variável

Amortecimento do circuito de antena pelo diodo de sobregarga (fig. 4). O diodo "D" é ligado em paralelo com o circuito sintonizado da antena. O catodo tem polarização fixa, digamos + 4,5 V em relação ao negativo comum. O anodo recebe tensão variável de

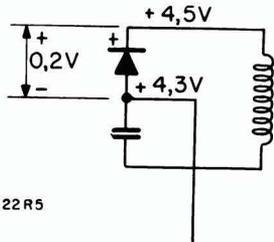


FIG. 6

22R5

R_E . Em consequência do CAG a tensão de emissor da 1.ª FI varia de 4,3 V (sem sinal) a 4,7 V (sinal forte).

Em seguida vamos analisar o comportamento do diodo "D" para duas condições:

- a) sem sinal (ou sinal fraco)
- b) sinal forte

a) no primeiro caso o diodo não conduz e portanto não carrega o circuito sintonizado. (Fig. 5).

b) no segundo caso o diodo conduz, pois é polarizado na direção de condução e o circuito sintonizado é fortemente amortecido. (Fig. 6).

CAG reforçado — diodo comutador

Com sinais mais fortes a tensão de emissor sobe de 4,3 V para, digamos 4,5 V. (Fig. 7).

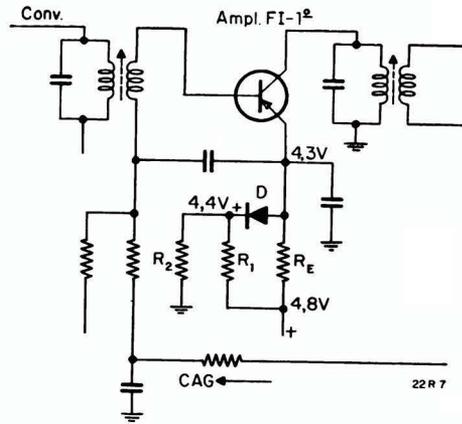


FIG. 7

22R7

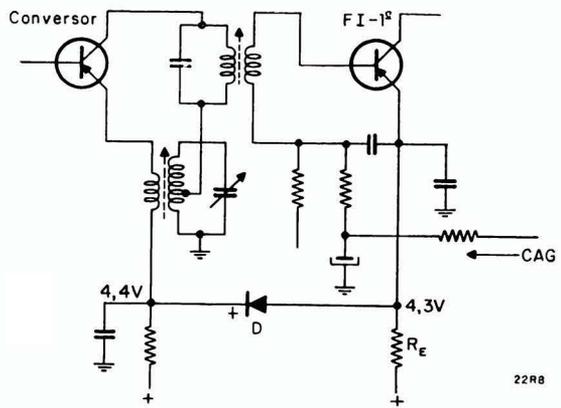


FIG. 8

22R8

O diodo começa a conduzir colocando o emissor no valor de tensão determinado pelo divisor de tensão R_1, R_2 . Agora o emissor permanece fixo em redor de 4,45 volts, não dependendo mais do sinal de entrada.

O funcionamento do CAG fica mais eficiente, pois com sinais fortes sobe somente a tensão de base, permanecendo a tensão do emissor constante.

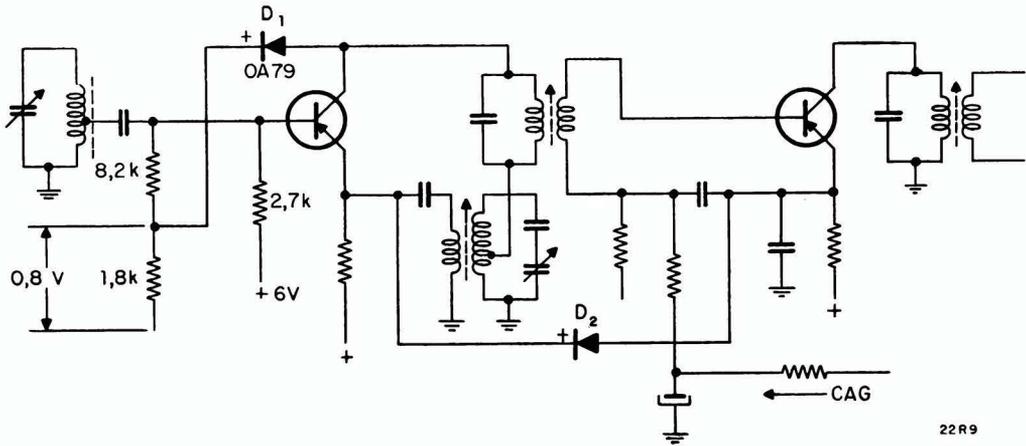


FIG. 9

O diodo comutador pode ser ligado entre o emissor do 1.º transistor amplificador de FI e o emissor do transistor conversor ou outro ponto no circuito onde a tensão permanece fixa e 0,1 — 0,2 volt mais positiva em relação à do emissor do 1.º transistor amplificador de FI. (Fig. 8).

Com sinais fortes na antena, a tensão de FI (445 kHz) no coletor do estágio conversor alcança um valor em redor de 1 volt e faz conduzir o diodo D_1 (diodo de sôbre-carga). Além d'êste diodo temos no circuito (Fig. 9) mais um diodo D_2 (diodo comutador) o qual reforça a eficiência do CAG convencional.

Diodo comutador mais diodo de sôbre-carga

Em vez de amortecer o circuito de antena (fig. 4), para sinais fortes de entrada, podemos combinar outro arranjo amortecendo o filtro do 1.º estágio de FI no circuito de coletor do conversor.

Contrôle dos estágios anteriores e seguintes mais diodo sôbre-garça

Quando uma parte da energia é encaminhada aos estágios precedentes, com a finalidade de comandar o ganho, o arranjo pode ser denominado CAG para trás. Todos os

(Continua na pág. 43)

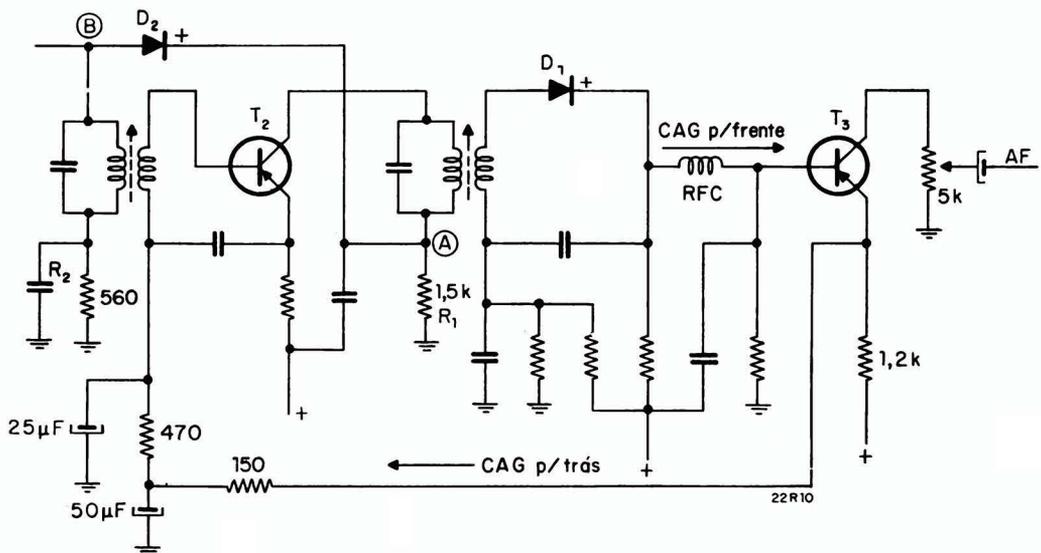


FIG. 10

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA PARA HI-FI

MARC AUBERT

É apresentada neste artigo uma fonte de tensão contínua de 30 V a 500 mA para alimentação de amplificadores de áudio transistorizados, que trabalham com circuitos do tipo "push-pull" de terminação simples, circuitos estes que, em geral, utilizam tensões de alimentação desta ordem.

Descrição Geral

O circuito utilizado é do tipo regulador série, constando de um transistor de potência regulando em série com a fonte, transistor este controlado por um amplificador de erro.

O retificador consta de um circuito em ponte (diodos D_1 a D_4), sendo C_1 o capacitor de filtro.

O transistor V_1 é o regulador série, e é controlado pelo amplificador de erro V_2 que tem sua tensão de emissor estabilizada por meio do diodo Zener D_5 .

R_1 é o resistor de polarização da base de V_1 e R_2 do diodo Zener.

C_2 é colocado para diminuir a componente alternada sobreposta, agindo da seguinte maneira: a tensão alternada sobreposta existente no emissor de V_1 é aplicada por meio de C_2 à base de V_2 . Em V_2 a componente alternada é amplificada e aplicada à base de V_1 em contra-fase com a tensão alternada sobreposta proveniente da fonte, cancelando-a em parte.

R_3 e R_4 fazem parte do divisor de polarização da base de V_2 e ao mesmo tempo deter-

minam a amplitude da tensão de erro a ser aplicada à base. Como o ajuste dessa polarização é crítico devido às variações dos próprios resistores R_3 e R_4 e dos demais componentes do circuito, principalmente V_1 , V_2 e D_5 , é aconselhável utilizar aí um potenciômetro, o que foi feito no protótipo de laboratório (ver circuito final, Fig. 1).

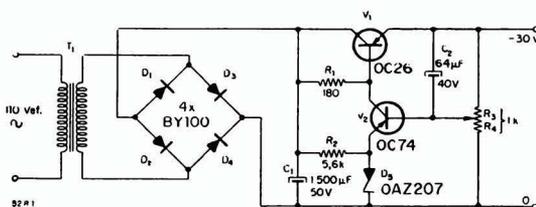


FIG. 1

Circuito esquemático de fonte de alimentação estabilizada para amplificadores de alta fidelidade a transistores.

Montagem

V_1 deve estar montado sobre um dissipador de alumínio de 3 mm com uma área de 100 cm².

V_2 e D_5 necessitam de uma aleta de refrigeração.

Estes dissipadores são necessários a fim de que o circuito trabalhe bem a temperaturas de até 50°C.

Características

No projeto foram levadas em conta:

- I — Tensão de rede: variação máxima permitível: 100 a 120 V para funcionamento ideal. A tensão máxima de 120 V não deve ser ultrapassada, caso contrário o Zener pode ser danificado. O circuito funcionará relativamente bem com tensões de rede de até 90 V, não havendo porém, regulação alguma.

No caso de o aparelho funcionar em regiões onde a tensão de rede ultrapassar 120 V, como às vezes é o caso, deverá ser mudado o número de espiras do secundário do transformador, de maneira que a corrente no Zener não ultrapasse os 45 mA máximos;

(Continua na pág. 45)

TELEVISÃO

A

CÔRES

Em fevereiro último, reuniu-se novamente o C.C.I.R., a fim de serem discutidas e adotadas definitivamente as normas européias para televisão a côres. Nenhum resultado prático trouxe essa reunião, pois a decisão foi adiada para uma futura reunião. Continua, pois, a luta pela preferência, na Europa, dos três grandes sistemas rivais de TV a côres: NTSC, PAL e SECAM. Damos, neste artigo, um resumo das principais características de cada um, as suas diferenças, semelhanças, vantagens e desvantagens.

SISTEMA N.T.S.C.

No sistema americano N.T.S.C. existem três sinais transmitidos simultaneamente, um sinal de luminância e dois sinais de crominância. O sinal de luminância ocupa toda a faixa do canal de vídeo e fornece informações a respeito da luminosidade da cena transmitida. Os outros dois sinais de crominância modulam uma onda sub-portadora tanto em amplitude como em fase, de tal modo que a qualquer instante informações são transmitidas sobre a saturação e a tonalidade da cor da parte da imagem que está sendo varrida.

A frequência da onda sub-portadora é escolhida entre os múltiplos ímpares da metade da frequência da varredura de linha para que as frequências transportando informações de cor fiquem compreendidas entre as bandas laterais do sinal de luminância.

A sub-portadora é eliminada na transmissão e o sinal de crominância é suprimido quando não há variações de cromaticidade, mas só de luminosidade na cena transmitida.

SISTEMA SECAM

O sistema francês SECAM utiliza um sinal de luminância e dois de crominância mas transmite somente um dos dois sinais de crominância simultaneamente com o de luminância.

Existe entretanto um "revezamento" entre os dois sinais de crominância, sendo que um deles é transmitido pelo tempo de duração de uma linha de imagem, quando é desligado, e o outro sinal é transmitido pelo tempo de duração da segunda linha, após o que volta a ser transmitido o primeiro sinal e assim por diante.

O sinal de crominância modula em frequência a sub-portadora cuja frequência é escolhida (como no sistema N.T.S.C.) entre os múltiplos ímpares da metade da frequência de varredura.

Será visto, entretanto, que existe uma interação entre o sinal de luminância e o de crominância, que está compreendido entre as bandas laterais do primeiro, pelo fato de a modulação ser feita em frequência. São tomadas medidas para evitar que essa interferência seja muito prejudicial numa imagem em branco e preto.

SISTEMA PAL

O sistema PAL é um desenvolvimento do sistema N.T.S.C. onde se procura resolver os problemas da distorção cromática introduzida por variações de fase durante a transmissão.

Como no sistema N.T.S.C. as informações sobre coloração são transmitidas pela fase da onda sub-portadora, qualquer variação dessa fase (causada, por exemplo, por reflexão em obstáculos ou interferência entre vários sinais que chegam simultaneamente à antena do receptor) pode causar distorções de tonalidade da imagem recebida em côres.

Apesar de o sistema PAL transmitir informações sobre a coloração através do ângulo de fase da onda sub-portadora, as distorções introduzidas por variações do ângulo são diminuídas de modo a não serem prejudiciais, invertendo-se a fase de um dos sinais de crominância em linhas alternadas. A fase do outro sinal permanece constante durante toda a transmissão.

Essa alternância de fase (o nome PAL é derivado de "Phase Alternation Line") suaviza a distorção cromática entre as linhas e diminui a sensibilidade do sistema à distorção de fase. No tocante ao resto o sistema PAL se assemelha ao sistema N.T.S.C.

CARACTERÍSTICAS COMUNS AOS TRÊS SISTEMAS

A partir destas sumárias descrições, será visto que existem características comuns aos três sistemas. O ponto de partida para cada sistema é o conjunto de sinais da câmara correspondentes às cores rubra (*), verde e azul da cena. Os sinais emitidos devem produzir, no receptor, outros que correspondam às componentes de cores que vão ser enviadas ao cinecópio.

Uma vez que os sistemas devem ser compatíveis, os sinais de luminância devem ser idênticos. Os sinais de crominância, embora um pouco diferentes nos sistemas N.T.S.C. e SECAM, são formados por sinais provenientes de diferenças de cores.

O método de intercalar os sinais de luminância e os de crominância na banda de vídeo é o mesmo para os três sistemas.

Estas características semelhantes vão ser melhor estudadas antes de serem vistos os vários métodos de codificação e transmissão, usados em cada sistema.

SINAIS DE LUMINANCIA

O sinal de luminância em cada um dos sistemas é originado na câmara, correspondendo às componentes rubras, verdes e azuis da cena. Uma vez que algumas cores parecem ter mais intensidade que outras, mesmo tendo sido elas projetadas com a mesma energia (a diferente sensibilidade às cores é uma das características do olho humano que deve ser levada em conta na reprodução em cores), os três sinais provenientes da câmara são misturados na proporção de suas intensidades visuais.

Se $E_{I'}$ representa a tensão do sinal "gama-corrigido" correspondente à coloração rubra num certo instante, E_V , a tensão correspondente à coloração verde e E_A , à coloração azul, então o sinal de luminância E_y , é dado por:

$$E_y = 0,30 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_A,$$

SINAIS DE CROMINANCIA

Os sinais de crominância nos três sistemas são formados por sinais originados de diferenças de cores.

Nos sistemas N.T.S.C. e PAL os sinais de diferenças de cores são usados para produzir

(*) Utilizamos a designação "rubra" ao invés de "vermelha", a fim de poder usar as iniciais R, V, e A, respectivamente, rubra, verde e azul.

dois sinais de crominância que modulam a sub-portadora. Estes dois sinais são conhecidos como sinais I e Q.

Para o sinal Q a banda transmitida é simétrica em relação à frequência da sub-portadora e tem largura total de 0,5 MHz.

O sinal I é transmitido em banda vestigial (banda lateral inferior completa — 1,5 MHz — e banda lateral superior incompleta — 0,6 MHz —). O nível do sinal I à 1,3 MHz abaixo da sub-portadora é de — 2 dB.

Estas faixas de frequências são escolhidas a fim de se ajustarem às características do olho humano.

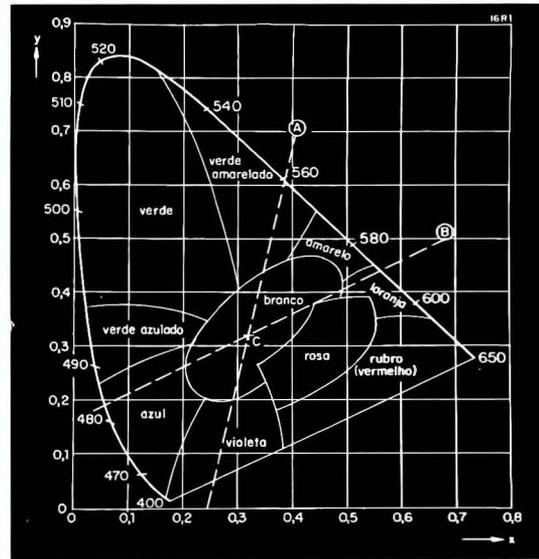


FIG. 1

Já foi estabelecido que o olho humano não só tem menos poder de resolução a variações de cromaticidade do que de intensidade de luz, como também a discriminação varia com a cromaticidade.

A faixa mais larga de frequência exigida corresponde aos sinais que representam as cromaticidades situadas numa linha entre a cor laranja e o azul de quinolina no Diagrama de Cromaticidade.

A faixa mais estreita corresponde aos sinais que representam as cromaticidades situadas na linha verde — magenta. Estas duas linhas são mostradas na Fig. 1 (Linhas A e B). O sinal I representa a linha laranja-azul e o sinal Q representa a linha verde-magenta. Se E_I e E_Q representam respectivamente as tensões dos sinais I e Q, gama-corrigidos, prova-se

experimentalmente que a melhor relação possível entre os sinais dados é obtida quando:

$$E_I = 0,74 (E_R - E_V) - 0,27 (E_A - E_Y) \text{ e}$$

$$E_Q = 0,48 (E_R - E_V) + 0,41 (E_A - E_Y)$$

Nestas expressões $(E_R - E_V)$ representa a diferença entre o sinal rubro que vem da câmara e o sinal de luminância, e $(E_A - E_Y)$ representa a diferença entre o sinal azul e o sinal de luminância. $(E_R - E_V)$ e $(E_A - E_Y)$ são, portanto, chamados sinais de "diferença de cores". Dependendo dos valores de E_R , E_A e E_V , os sinais de diferença de cor podem ter valores positivos ou negativos.

As expressões para I e Q (E_I e E_Q) podem ser equacionadas em relação às tensões das três válvulas de imagem substituindo o valor de E_V :

$$E_I = 0,60 E_R - 0,28 E_V - 0,32 E_A,$$

$$E_Q = 0,21 E_R - 0,52 E_V + 0,31 E_A,$$

Pode-se notar que quando $E_R = E_V = E_A$, o que ocorre quando uma parte cinza da cena está sendo varrida, tanto I como Q se anulam. Isto é importante porque estas partes cinzas representam uma variação de brilho e não de cromaticidade e devem portanto ser produzidas somente por variações do sinal de luminância.

Esta técnica de anular o sinal de crominância para partes cinzas da cena, ou, de maneira geral, fazer com que o brilho de qualquer parte da imagem permaneça constante para um sinal de luminância invariável — apesar de existirem variações no sinal de crominância — é chamado de princípio da luminância constante. Na prática, este princípio da luminância constante não funciona sempre, pois são necessárias as correções-gama dos sinais azul, rubro e verde que vêm da câmara.

A correção-gama é necessária por causa da não-linearidade das características do cinescópio, produzindo uma saída luminosa proporcional à potência 2,2 da tensão do sinal aplicado. Esta "expansão" no cinescópio é corrigida por meio de uma "compressão" dos sinais da câmara, que é chamada correção-gama. O desvio da luminância constante, na prática, é relativamente pequeno. O método pelo qual os sinais I e Q modulam a onda sub-portadora será considerado a posteriori.

No sistema SECAM os dois sinais de crominância que são transmitidos alternadamente são formados diretamente dos sinais de diferença de cores. Se E_{c1} e E_{c2} , representam as tensões dos dois sinais de crominância gama-corrigidos, em qualquer instante:

$$E_{c1} = 1,43 (E_R - E_V)$$

$$E_{c2} = 1,12 (E_A - E_Y)$$

Estas expressões podem ser escritas como anteriormente com os termos das tensões do iconoscópio, dando:

$$E_{c1} = 1,0 E_R - 0,84 E_V - 0,16 E_A,$$

$$E_{c2} = -0,34 E_R - 0,66 E_V + 1,0 E_A,$$

Será visto que quando $E_R = E_V = E_A$, tanto E_{c1} e E_{c2} , se anulam, e, conseqüentemente, o desvio da frequência da onda sub-portadora é nulo.

TRANSMISSÃO NO SISTEMA N.T.S.C.

Até agora foi mostrado que são formados dois sinais de crominância e um de luminância. Agora será visto o método de transmissão.

Os sinais I e Q são usados simultaneamente para modular em amplitude a sub-portadora em quadratura. Realmente os sinais I e Q mo-

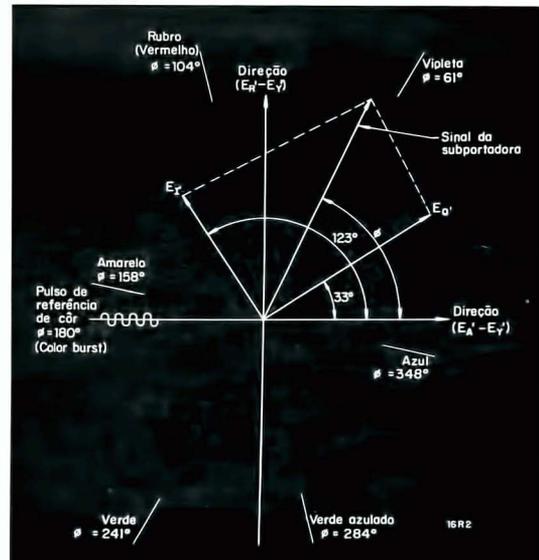


FIG. 2

dulam duas sub-portadoras de frequências idênticas, mas defasadas de 90°, que são depois somadas. A Fig. 2 é um diagrama vetorial mostrando as duas sub-portadoras em quadratura moduladas por I e Q e a resultante que é o sinal da sub-portadora definitiva.

Como I e Q variam em amplitude com a cromaticidade da parte da imagem que é varrida, também variarão a amplitude e o ângulo de fase da resultante, produzindo sinais correspondentes ao tom e à saturação da cor da cena. A amplitude da resultante dá informação

sobre a saturação, ao passo que os ângulos correspondem às variações de tonalidades (Ver Fig. 2).

Pode-se mostrar que o sinal da portadora pode ser descrito em função dos vetores ($R' - Y'$) e ($A' - Y'$). Eles têm a relação de fase com I e Q mostrada na Fig. 2, o sinal Q fazendo um ângulo de 33° com a direção ($A - Y$). Os sinais de luminância e som são

No receptor a côres, mostrado no diagrama de bloco da Fig. 4, o sinal da portadora é separado do sinal de luminância por meio de um filtro passa-banda. A banda desse filtro (para o sistema americano) é de 2,1 MHz a 4,2 MHz, uma vez que os componentes da crominância da cena se estendem de cerca de 1,5 MHz abaixo da frequência da sub-portadora até cerca de 0,6 MHz acima da mesma.

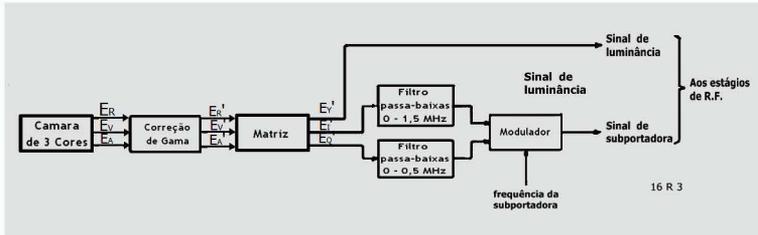


FIG. 3

transmitidos de maneira convencional, como no sistema de televisão branco e preto, por modulação das ondas sub-portadoras de vídeo e de som.

Um diagrama de bloco dos principais estágios de transmissão de vídeo é mostrado na Fig. 3. Os sinais da câmara são gama-corrigidos e passados para a "Matriz", onde são adicionadas nas proporções corretas a fim de formarem os sinais I, Q e o sinal de luminância Y.

Os sinais I e Q atravessam um filtro passa-baixo para limitar a largura das bandas às medidas requeridas, e depois vão ao estágio modulador. A saída do modulador corresponde ao sinal de crominância com a frequência da sub-portadora suprimida. Esta frequência deve ser um múltiplo ímpar da metade da frequência

O sinal da sub-portadora passa através do estágio de demodulação sincronizada onde pode ser "heterodinizado" com o sinal de um oscilador local cuja frequência é a mesma da sub-portadora. Notar-se-á que a frequência deste oscilador local deverá ser exatamente a mesma que a da sub-portadora e que uma certa referência de fase deve ser usada, do contrário ocorrerão distorções de tonalidade. É necessária, portanto, uma forma de pulso de sincronização, e este é produzido transmitindo-se um curto sinal de sub-portadora não modulada depois do pulso de sincronização de linha. Este é o pulso de "referência de cor" mostrado na Fig. 2 onde se pode ver que este pulso é defasado de 180° em relação ao eixo de referência ($A' - Y'$).

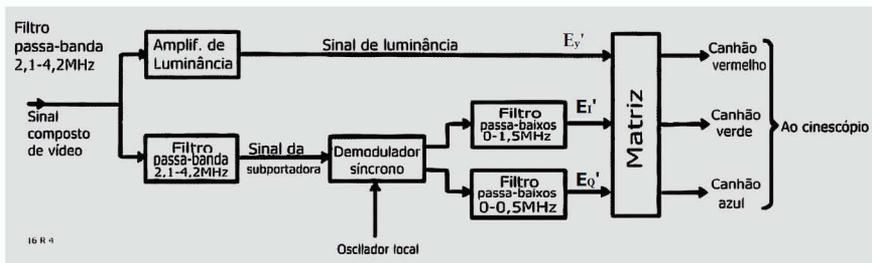


FIG. 4

da varredura horizontal, tendo sido escolhido o valor 3,57954 MHz no sistema americano. Esta é a harmônica de ordem 455 da metade da frequência de varredura horizontal numa imagem de 525 linhas.

A supressão da sub-portadora evita interferência numa cena em branco e preto, que de outra maneira apareceria como um conjunto de pontos.

Saindo do demodulador, os sinais I e Q são introduzidos através de filtros passa-baixo, na matriz. A saída desta corresponde aos três sinais originais da câmara, e é encaminhada ao cinescópio.

Um outro método de demodulação usado em receptores domésticos deteta os sinais ($R' - Y'$) e ($A' - Y'$) diretamente da onda sub-portadora. Esses dois sinais são dirigidos à

matriz, e são obtidos, na saída da mesma, sinais correspondendo a $(E_R, -E_y)$, $(E_V, -E_y)$ e $(E_A, -E_y)$. Esses sinais polarizam as grades do cinescópio, enquanto que o sinal de luminância E_y , polariza os catodos.

Os feixes eletrônicos dos canhões correspondem aos sinais $E_{R'}$, $E_{V'}$, e $E_{A'}$.

patível branco e preto. A fim de reduzir esse fenômeno, diminui-se a amplitude da sub-portadora até o menor nível possível que ainda dê proteção a ruídos.

No receptor, mostrado no diagrama de bloco da Fig. 6, o sinal de crominância é separado do sinal de luminância através de um

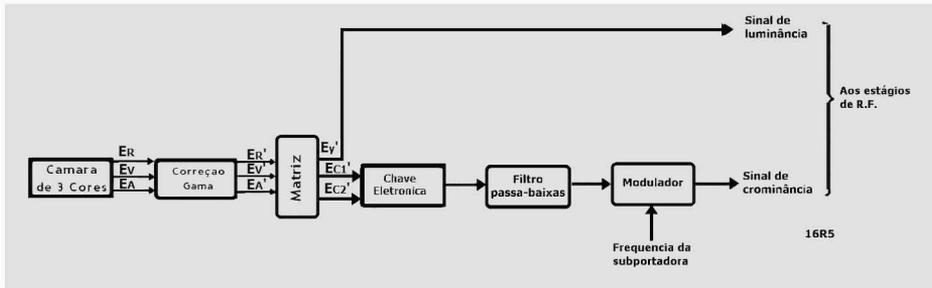


FIG. 5

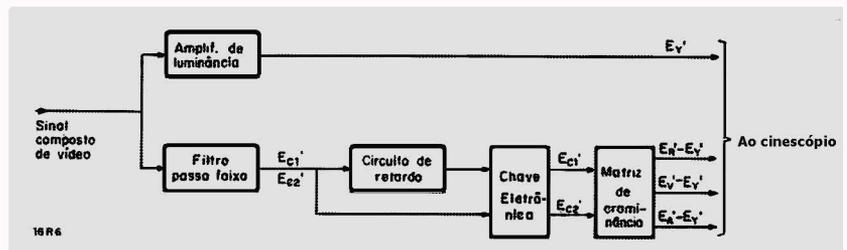
TRANSMISSÃO NO SISTEMA SECAM

Um diagrama de bloco dos principais estágios do transmissor SECAM é mostrado na Fig. 5. Os três sinais da câmara são gama-corrigidos e enviados à matriz, cuja saída corresponde ao sinal de luminância e aos dois de crominância de acordo com as equações dadas anteriormente. Os sinais de crominância vão para um relé eletrônico que os seleciona alternadamente para a transmissão e esse sinal selecio-

filtro passa-banda. A saída do filtro, que é E_{c1} , ou E_{c2} , dependendo do instante considerado, vai para um relé eletrônico, diretamente e através de um circuito de tempo. O tempo de retardo desse circuito é o tempo de duração da varredura de uma linha, $64 \mu s$ para uma imagem de 625 linhas.

As duas entradas do relé eletrônico são portanto a sequência $E_{c1}, E_{c2}, E_{c1}, etc.$, para uma entrada e $E_{c2}, E_{c1}, E_{c2}, etc.$ para a outra.

FIG. 6



nado, depois de passar por um filtro passa-baixo, modula em frequência a sub-portadora. A frequência nominal da sub-portadora para uma imagem de 625 linhas é de 4,4 MHz.

Sendo a modulação feita em frequência, a "intercalagem" do sinal de crominância no sinal de luminância não será perfeita, podendo haver interferência. Isto acontece porque a sub-portadora não pode ser suprimida, como no sistema N.T.S.C. A interferência aparece como um desenho pontilhado na imagem e é especialmente desagradável na imagem com-

Esta chave é comutada na frequência da varredura, e as saídas constituem sinais independentes E_{c1} , e E_{c2} . Esses dois sinais são passados à matriz e são obtidos sinais na saída correspondendo a $(E_R, -E_y)$, $(E_V, -E_y)$ e $(E_A, -E_y)$. Como descrito anteriormente, esses dois sinais vão às grades dos canhões correspondentes e o sinal de luminância E_y , é levado aos catodos.

(Continua na pág. 41)

OSCILADOR AUXILIAR MODULADO

LUIZ VELLEGO FILHO

Na maioria dos modernos receptores de rádio é encontrada uma tomada para a ligação de fonocaptadores. Fazem exceção os receptores portáteis e os de alimentação por c.a.—c.c., à maioria dos quais é necessário incorporar essa tomada.

A adaptação de uma dessas tomadas não é, em geral, muito complicada; no entanto, podem surgir problemas, quer mecânicos, quer elétricos. Nos receptores de c.a.—c.c., a ligação de um dos terminais de rede ao chassi pode ter resultados desagradáveis.

Uma das soluções freqüentemente adotadas é o uso de um "oscilador fonográfico", que transmite um sinal de RF modulado ao receptor. O sinal de modulação é fornecido por um fonocaptor e o receptor pode estar localizado a vários metros do oscilador. Esse tipo de aparelho é, na realidade, um pequeno transmissor e a rigor, não passa de uma brincadeira. Além disso, quando incorretamente construído ou operado sem o necessário cuidado, pode constituir-se numa fonte de interferências muito inoportuna.

O pequeno aparelho, descrito neste artigo, elimina os inconvenientes das alterações do circuito, assim como os do uso do tipo "sem fio".

Trata-se de um oscilador trabalhando num dos extremos da faixa de ondas médias (poderia trabalhar em qualquer outra) e cujo sinal é modulado pelo sinal de áudio fornecido pelo fonocaptor. Seus terminais de saída são ligados aos terminais de antena e terra do receptor, eliminando com isto a irradiação de interferências e reduzindo ao mesmo tempo a potência de saída necessária. Evidentemente, não se terá a possibilidade de levar o fonocaptor e o oscilador a qualquer ponto da sala, mas isto não representa desvantagem na grande maioria dos casos, pois ninguém estará constantemente carregando seu toca-discos em baixo do braço...

O circuito

Trata-se de um oscilador Colpitts, que opera no extremo inferior da faixa de ondas médias, modulado por um fonocaptor cerâmico ou de cristal, ou ainda, microfone de cristal ou dinâmico.

Foi utilizado um transistor OC71, em configuração de base à massa (através de C_1). Nestas condições, os sinais no emissor e no coletor estão em fase e o divisor capacitivo C_3 - C_6 introduz a realimentação necessária para que o transistor oscile. A freqüência de oscilação é determinada pela capacidade do con-

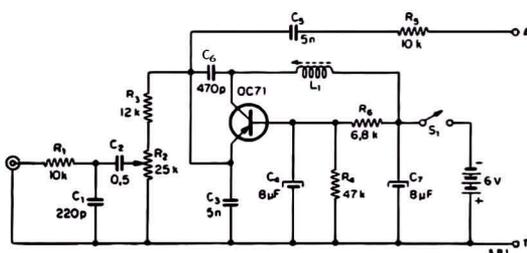


FIG. 1

Circuito esquemático do oscilador auxiliar modulado.

junto C_3 - C_6 e pela indutância da bobina L_1 . Esta indutância pode ser variada pelo ajuste do respectivo núcleo de ferrite, permitindo a escolha da freqüência de operação mais adequada, isto é, onde não se encontra emissora interferente.

A modulação é obtida fazendo-se percorrer o potenciômetro R_2 pela corrente de áudio. Como esse potenciômetro faz parte do circuito de polarização do emissor, uma variação da corrente de áudio altera o valor do potencial emissor-base. Em outras palavras, a amplitude das oscilações varia de acordo com a amplitude do sinal de áudio na entrada. Por essa mesma razão o potenciômetro R_2 serve igualmente para ajustar a profundidade de modulação.

O sinal de saída é retirado através de C_5 e R_5 .

Montagem

A montagem do protótipo deste aparelho foi feita sobre uma placa de fenolite de

(Continua na pág. 43)

CONSTRUÇÃO E FABRICAÇÃO DE TRANSISTORES

Tanto aqueles que já estão familiarizados com os aspectos teóricos do funcionamento dos transistores, como os que estão se iniciando no seu estudo, certamente encontrarão no presente artigo informações de grande interesse, raramente descritas em revistas do ramo.

Além dos aspectos físicos da estrutura dos transistores de junção, descreveremos também duas modernas técnicas que permitem a fabricação desse tipo de transistores em escala industrial — aquela conhecida como método de junção por liga e o processo de difusão de liga.

O método de junção por liga é adotado principalmente na produção de transistores de áudio-frequência e, numa forma modificada, na produção de transistores de potência. A técnica de difusão de liga, embora seja muito mais complexa e requeira padrões de precisão e tecnologia quase inacreditáveis, permite a fabricação de transistores particularmente recomendados para aplicações em altas frequências, tendo em vista o seu ótimo desempenho.

O TRANSISTOR DE JUNÇÃO POR LIGA

A Fig. 1 ilustra o corte transversal de um transistor típico de junção por liga.

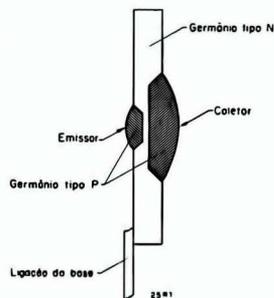


FIG. 1

De acordo com a figura, a estrutura deste tipo de transistor consta de uma pequena fatia de germânio do tipo N, em cujas faces principais são fundidos, um em cada face, dois minúsculos grãos do metal chamado índio. A temperatura e a duração do processo de fusão são controladas de tal modo que alguns átomos de índio penetram nos reticulados de germânio formando com este uma liga metálica, constituindo assim duas zonas P, uma em cada face da fatia de germânio que originalmente era do tipo N.

O processo de fabricação começa com a produção de germânio altamente refinado, cujo teor de impurezas residuais é de ordem tal que não ultrapassa a proporção de um átomo de impureza em cada dez milhões de átomos de germânio. Esse padrão de pureza é bem mais elevado que aqueles que se conseguem com processos químicos usuais, e é obtido por uma técnica conhecida por refino local ou refino superficial. O processo, que é realizado num ambiente quimicamente inerte, consiste em fazer passar vagarosamente um lingote de germânio razoavelmente puro através de um tubo circunvolto por bobinas dispostas em intervalos convenientes, atravessadas por correntes de R.F. Na Fig. 2 está ilustrado um forno de refino local empregado no processo.

A medida que o lingote se move através do tubo, as zonas que momentaneamente ficam rodeadas pelos enrolamentos se fundem sob o efeito da indução de correntes parasíticas de RF que as percorrem, ocasionando a concentração de impurezas nas regiões fundidas, uma vez que a solubilidade geralmente é maior no estado líquido que no estado sólido (recristalizado). Depois de várias passagens através do tubo, todas as impurezas ficam concentradas na extremidade posterior do lingote a qual é rejeitada.

O germânio puro assim obtido necessita ser preparado em forma de cristais simples, seja do tipo N ou P. Isso é feito submetendo, primeiramente, o metal ao estado de fusão, e em seguida adicionando, em proporção desejada o metal escolhido como doador ou acceptor. Em geral a proporção dessas impurezas propo-sitais é da ordem de um para cem mil.

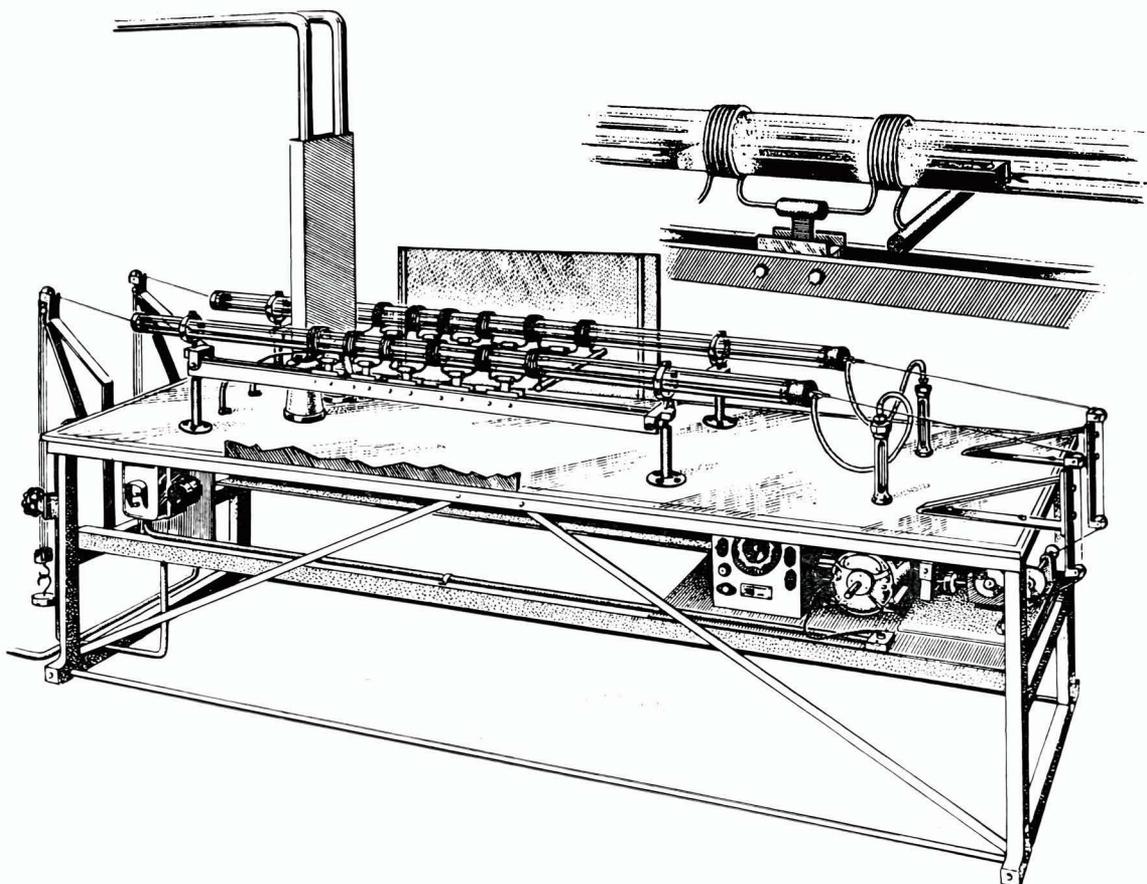


FIG. 2

Um pequeno monocristal previamente preparado, conhecido como "cristal-semente" é agora introduzido e vagorosamente retirado. Em torno da semente desenvolve-se um cristal simples contínuo de mesma configuração estrutural que a semente e é, logicamente, de germânio do tipo N ou P, conforme a impureza adicionada. A formação de cristal pode constituir um processo separado ou pode ser combinado com o processo de refino local.

A técnica de formação de cristal acima descrita é a mesma tanto para a fabricação de transistores de junção por liga como para os de difusão de liga. Nos parágrafos seguintes continuaremos com a descrição das etapas sucessivas de fabricação dos transistores de junção por liga; a fabricação dos de difusão de liga será tratada com certa extensão no item seguinte.

O primeiro passo consiste em cortar o cristal formado em fatias delgadas e dividi-las novamente em pedaços menores. Em seguida esses pedaços são submetidos aos tratamentos

químicos até atingir as espessuras requeridas. Os cristais assim preparados estão agora prontos para serem aproveitados para formar a região de base dos transistores.

As zonas que constituem o emissor e o coletor são formadas fundindo, primeiramente, uma minúscula pastilha cilíndrica de índio sobre cada uma das faces do cristal-base, sendo que a pastilha de coletor é três vezes maior que aquela do emissor. O processo de fusão é realizado numa atmosfera redutora, a fim de evitar a oxidação. Quando as pastilhas se fundem, uma certa quantidade de germânio se dissolve no índio, e, posteriormente, quando o conjunto esfria e o material começa a se recrystalizar, forma-se uma zona de material do tipo P em cada superfície que separa o sólido do metal fundido. Devido ao método peculiar de preparação e corte do cristal, as superfícies de junção são relativamente planas. A temperatura e a duração são controladas de modo a resultar apenas uma zona extremamente delgada de germânio do tipo N, entre as zonas do tipo P.

O conjunto é agora soldado ao suporte de cristal feito de níquel, ou terminal de base, e o conjunto todo montado sobre uma base de vidro atravessada por três fios ou lides. Um desses lides é soldado ao terminal de base, e os outros dois às pastilhas de emissor e coletor, respectivamente.

Finalmente o transistor completado é encerrado dentro de um invólucro de vidro contendo graxa silicosa à prova de umidade e o conjunto encapsulado num invólucro cilíndrico de metal que auxilia a remoção do calor gerado no interior do transistor durante o funcionamento.

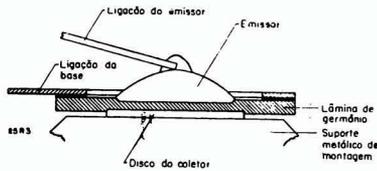
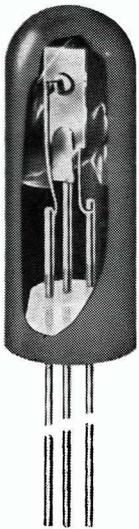


FIG. 3

A descrição acima diz respeito mais particularmente aos transistores de áudio-frequência de pequenas potências. Os transistores de potência do tipo junção por liga são fabricados de maneira essencialmente análoga, mas, para aumentar a dissipação térmica permitida, os próprios elementos são consideravelmente maiores que os de outros tipos e o transistor completo é montado com seu coletor sobre uma placa maciça de cobre, de modo que há apenas dois eletrodos de ligação, sendo o terceiro a



TRANSISTOR TÍPICO DE JUNÇÃO POR LIGA

própria placa de cobre. A estrutura de um transistor de potência acha-se reproduzida em corte transversal esquemático na Fig. 3.

O TRANSISTOR DE DIFUSÃO DE LIGA

Para se produzir um bom transistor de RF é imprescindível manter a capacitância interna a menor possível, e, isso, na prática, significa manter a área da junção de base com o coletor a mínima possível. Esse requisito é satisfeito no transistor de difusão de liga graças à adoção de uma estrutura completamente diferente daquela do transistor comparativamente mais simples que é o de junção por liga, já descrito. Todavia, o seu processo de fabricação envolve uma série de operações demoradas e complexas.

Em vista disso, será mais conveniente começarmos pelo exame da estrutura geral de um transistor de difusão por liga, ilustrada esquematicamente na Fig. 4.

O transistor é fabricado da seguinte maneira:

Sobre uma fatia delgada de germânio do tipo P que posteriormente constitui o coletor, produz-se uma camada de material base do tipo N. Sobre ela funde-se, lado a lado, dois grãos de liga de chumbo e antimônio, e em seguida submete-se o conjunto ao tratamento térmico, a fim de garantir a difusão do anti-

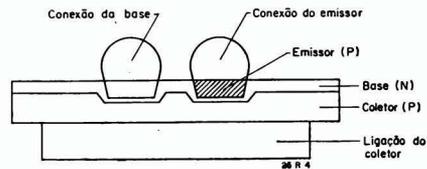


FIG. 4

mônio através da camada do tipo N e também no material do tipo P, o que aumenta a profundidade do material de base do tipo N na região imediatamente abaixo dos grãos. O grão à esquerda forma a ligação base, ao passo que o da direita, após recoberto com película de alumínio num estágio intermediário de fabricação e tratamento térmico, forma uma pequena zona P imediatamente abaixo dele, e forma o emissor.

Feita essa breve explanação, podemos passar à descrição dos estágios sucessivos da fabricação propriamente dita.

A produção de transistores de junção por difusão de liga começa a partir de um cristal simples de germânio do tipo P. O cristal é cortado em fatias que, por sua vez, são polidas e subdivididas em tiras como no caso de transistores de junção por liga; porém, mais largas e suficientes, na realidade, para fabricar oito transistores, embora não sejam separáveis senão após o estágio de formação de base e emissor.

Essas tiras são desbastadas quimicamente até a espessura requerida. Depois de cauterizadas, lavadas e secas, cada cristal é aferido quanto à espessura num aparelho automático que a classifica em diferentes compartimentos de acordo com o tamanho, dentro de pequenas tolerâncias.

A etapa seguinte, conhecida por pré-difusão, é a produção de uma camada delgada de tipo N sobre toda a superfície do cristal do tipo P, a fim de diminuir a resistência de base do futuro transistor, e assim possibilitar melhor resposta de frequência. Para esse fim, os cristais são colocados em ampolas de quartzo contendo uma proporção rigorosamente pesada de pó de germânio-antimônio. As ampolas são submetidas ao alto vácuo e seladas, e depois aquecidas a altas temperaturas durante um tempo rigorosamente especificado. Isso provoca a vaporização do antimônio, bem como a penetração do mesmo, por difusão, no cristal até a profundidade desejada. Após o resfriamento, as ampolas são abertas e o seu conteúdo peneirado, a fim de separar o pó remanescente dos cristais.

Enquanto isso preparam-se os grãos que vão formar a base e o emissor. Num forno de pre-

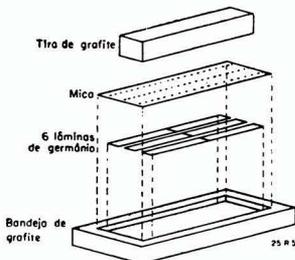


FIG. 5

paração de ligas funde-se, em proporção apropriada, chumbo e o antimônio e o metal fundido é vazado em barras que posteriormente são cortadas em pedaços menores. Estes, por

sua vez, são transformados em pequenos grãos do tamanho indicado na Fig. 6, mediante um processo engenhoso no qual o metal é re-fundido e extrudado sob pressão através de pulverização, caindo num banho de óleo onde ele se solidifica em forma de pequenas esferas. Depois de sucessivas limpezas os grãos são colocados num dispositivo automático de peneiração que retém somente aqueles de dimensões corretas.

Agora é necessário fundir os grãos sobre as tiras de cristal. Essa operação na qual 16 esferas de metal, cada uma de diâmetro um pouco maior que um décimo de milímetro, são presas ao cristal deixando espaçamentos entre centros de exatamente 200 microns, isto é com intervalos vazios de apenas 50 microns, é de grande delicadeza e requer grande perícia e equipamentos engenhosos. O gabarito empregado está ilustrado na Fig. 5.

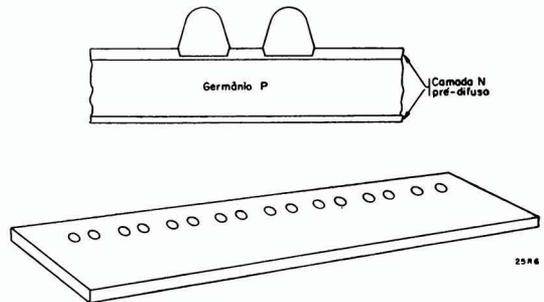


FIG. 6

As tiras de cristal são arranjadas numa pequena bandeja de grafite e sobre elas é colocada uma tira fina de mica dotada de furos apenas um pouco maiores que os grãos e espaçados a distâncias corretas. Sobre a tira de mica coloca-se um certo número de grãos, distribuindo-os de maneira tal que apenas um grão caia em cada furo, sendo removidos os grãos excedentes. Em seguida coloca-se uma tampa de grafite sobre a tira, a fim de segurar os grãos em posição e prende-se a mesma com grampos.

Os gabaritos cheios são agora transportados em transportadores através de um forno onde são submetidos a um programa de tratamento térmico rigorosamente controlado, durante o qual os grãos são firmemente fundidos às tiras de cristal. A Fig. 6 mostra na parte superior uma pequena seção transversal da tira de cristal e em baixo o aspecto da tira toda.

Deve-se lembrar que nessa etapa os grãos estão meramente vinculados à camada do tipo N de uma face do cristal, por um processo de liga. A etapa seguinte é o processo de difusão durante o qual o grão do lado esquerdo de cada par transforma-se em conexão de base e o emissor é formado pelo grão à direita.

Uma pequena quantidade de tinta de alumínio é aplicada automaticamente nos grãos à direita e, por ser esse metal material acceptor, é capaz de formar a zona P necessária. Os cristais, revestidos de uma película refratária que impede que os grãos se soldem por fusão durante o processo seguinte são novamente submetidos a um tratamento térmico cuidadosamente controlado e cronometrado.

Os grãos se difundem agora mais profundamente no germânio, até mesmo abaixo da camada N pré-difundida. Uma vez que a temperatura máxima durante esse tratamento

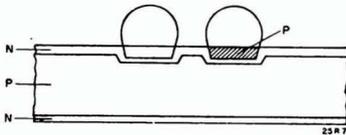


FIG. 7

térmico é mais elevada que durante o processo de liga e fica acima da temperatura de vaporização do antimônio, este se difunde no chumbo e forma uma camada do tipo N abaixo dos grãos, constituindo assim a base, juntamente com a camada N pré-difundida.

Além disso, nos grãos à direita, o alumínio se difunde no germânio. Já que a velocidade de difusão do alumínio é menor que a do antimônio, forma-se uma camada P entre o grão e a base difusa do tipo N. Durante a recristalização é dissolvido mais alumínio que o antimônio no grão, de modo que o grão à direita e a camada P adjacente constituem o emissor.

Quando os cristais já estiverem frios, a camada refratária é removida por dissolução, deixando o conjunto tal como se afigura na vista de corte ilustrada na Fig. 7, onde estão indicadas as diversas zonas.

A camada do tipo N situada no fundo do cristal deve ser agora removida a fim de deixar livre uma superfície de germânio do tipo P sobre a qual é soldado o terminal de ligação do coletor. Isso é feito por corrosão química, protegendo-se a face que aloja o cristal com

uma tinta especial anti-corrosiva. Depois desse processo de corrosão procede-se à lavagem e secagem.

Um "pente" de níquel apresentando oito "dentes" que, eventualmente, formam os terminais de ligação dos coletores dos oito transistores, é agora soldado à superfície plana (do tipo P) de cada cristal, usando uma solda de liga de índio, pois este metal é um elemento acceptor. Os transistores são separados cortando-se os pentes.

Cada transistor é então montado sobre uma base constituída de disco de vidro, atravessado por quatro lides soldados ao vidro da base. Em volta do disco coloca-se uma cinta de aço estanhada com uma solda conveniente. Um dos lides, o "lide de grade", é soldado a essa cinta e os demais são cortados e dobrados na medida. O terminal de coletor é soldado a um dos lides; os grãos de base e emissor são ligados aos lides restantes por meio de fios estanhados de cobre extremamente finos.

TRANSISTOR DE DIFUSÃO DE LIGA



O passo seguinte consiste em remover o máximo possível de material desnecessário, a fim de reduzir ao mínimo a área da superfície que divide a base do coletor, e assegurar, desse modo baixa capacitância entre a base e o coletor. Durante esse processo a pequena área compreendida entre os lides de coletor e emissor é protegida.

A Fig. 8 mostra a constituição do transistor nesse estágio, onde as linhas tracejadas indicam as partes que devem ser removidas.

(Continua na pág. 39)

PROJETO DE ESTÁGIOS DE SAÍDA A TRANSISTORES

A. A. DUBBELMANN

2.^a Parte

Transformadores

Como vimos na 1.^a parte deste artigo, uma tensão alternada aplicada a uma indutância induz nesta outra uma tensão igual e de fase oposta a tensão aplicada.

Supondo-se existir, no campo magnético da primeira, outra bobina com o mesmo número de espiras, é claro que também nesta será induzida uma tensão e que esta tensão será igual à induzida na primeira bobina. É também evidente que, quando o número de espiras secundárias for n vezes maior que o número de espiras primárias, a tensão induzida será n vezes maior que a tensão aplicada ao primário.

O fator n é denominado relação de espiras e é determinado, como já vimos, pelo quociente do número de espiras N_s do secundário pelo número de espiras N_p do primário. Dêsse modo $n = N_s / N_p$. Evidentemente, n também pode ser menor que 1, e neste caso, a tensão de saída E_s será menor que E_p . Generalizando:

$$E_s = n \cdot E_p \text{ ou } E_s / E_p = n$$

Aplicando-se uma carga resistiva R_c ao secundário do transformador, fluirá uma corrente $E_s / R_c = I_s$.

Supondo-se o transformador livre de perdas, a potência absorvida por R_c deve ser igual à potência fornecida pela fonte de tensão ligada ao primário.

Assim,

$$P_s = P_p \text{ ou } E_s \cdot I_s = E_p \cdot I_p \text{ ou ainda } I_s = I_p \cdot E_p / E_s$$

Porém,

$$E_p / E_s = 1/n \text{ e portanto, } I_s = I_p/n \text{ ou } I_p = n \cdot I_s$$

Vemos daí, que se E_s corresponde a n vezes E_p , observa-se o inverso no que diz respeito à relação de I_s e I_p , ou seja, I_s corresponde a I_p dividido por n .

Exemplo:

Um transformador com relação de espiras $n = 3$ é ligado a 110 V e carregado com um resistor de 1000 Ω . Pergunta-se os valores de E_s , I_s , I_p e P_s

Solução:

$$E_s = nE_p = 3 \times 110 = 330 \text{ V}$$

$$I_s = E_s / R_c = \frac{330}{1000} = 0,33 \text{ A}$$

$$I_p = n \cdot I_s = 3 \times 0,33 = 0,99 \text{ A}$$

$$P_s = E_s I_s = 330 \times 0,33 = 108,9 \text{ W}$$

IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Considerando novamente $P_p = P_s$, a impedância de entrada do transformador pode ser facilmente calculada:

$$P_p = E_p^2 / Z_p \text{ e } P_s = E_s^2 / R_c$$

e portanto

$$E_p^2 / Z_p = E_s^2 / R_c$$

ou ainda

$$Z_p \cdot E_s^2 = R_c \cdot E_p^2$$

Em conseqüência disso:

$$Z_p = R_c \cdot E_p^2 / E_s^2$$

ou

$$Z_p = R_c / n^2$$

No caso do exemplo acima,

$$Z_p = R_c / n^2 = 1000 / 9 = 111 \Omega$$

A fórmula $Z_p = R_c / n^2$ mostra claramente que, através de uma escolha apropriada do valor de n , pode ser obtida qualquer impe-

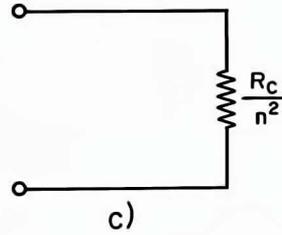
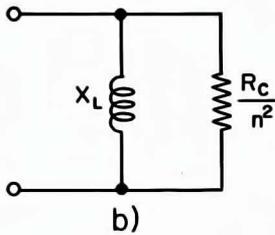
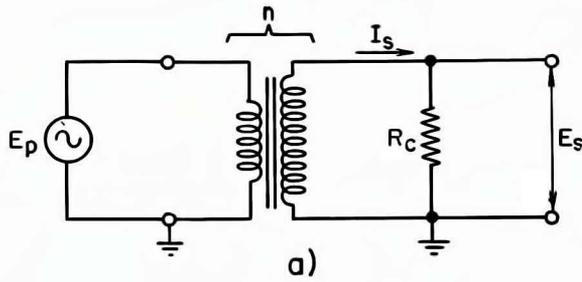
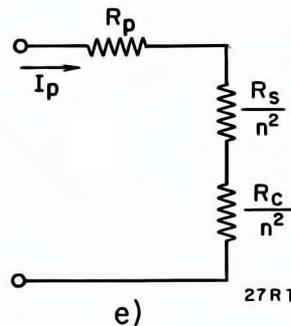
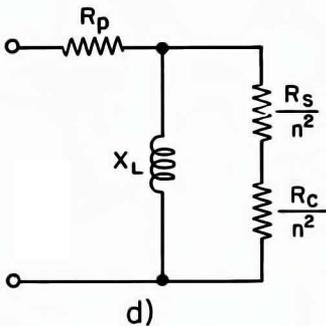


FIG. 1



dância primária desejada, para qualquer valor de R_c ; esta é a importante característica mencionada na primeira parte deste artigo.

PERDAS E EFICIÊNCIA

Até agora consideramos o transformador livre de perdas. Isto, porém, na prática, nunca acontece, pois os enrolamentos do transformador têm uma certa resistência; as lâminas do núcleo agem como espiras em curto-circuito (correntes parasíticas) e é necessária uma certa potência para compensar as perdas por histerese. Normalmente, as duas últimas formas de perdas do transformador são relativamente insignificantes quando se usam lâminas

delgadas para reduzir as perdas por correntes parasíticas.

O que resta são as chamadas perdas no cobre, decorrentes da resistência dos enrolamentos. O circuito equivalente de um transformador livre de perdas é realmente muito simples, pois consiste simplesmente de um resistor de valor igual a R_c/n^2 em paralelo com a reatância x_L do enrolamento primário, como pode ser visto na figura 1B. Nas frequências do meio da faixa (1000 Hz) a reatância x_L torna-se tão grande que sua influência pode ser desprezada, permitindo simplificar ainda mais o circuito equivalente que neste caso consiste somente do resistor R_c / n^2 .

Porém, como já vimos, os transformadores não são, de modo algum, dispositivos perfeitos, devendo-se por essa razão levar em conta uma certa resistência dos enrolamentos primário e secundário. A fig. 1D mostra o circuito equivalente de um transformador real. A resistência do primário é indicada por R_p e a do secundário por R_s . Refletida ao primário, R_s torna-se R_s / n^2 e dessa maneira a impedância de entrada do primário fica:

$$Z_p = R_p + (R_c / n^2) + (R_s / n^2)$$

ou

$$Z_p = R_p + (R_c + R_s) / n^2$$

desde que a frequência seja suficientemente elevada para permitir desprezar a influência de x_L . Esta última condição é ilustrada na fig. 1E.

A eficiência, que é o quociente da potência absorvida pela carga pela potência consumida no primário (multiplicado por 100%) pode ser facilmente calculada. Observando a fig. 1E, vemos que a corrente I_p atravessa as três resistências, fornecendo a cada uma a potência de

$I_p^2 R$; a potência de saída é

$$P_s = I_p^2 \cdot R_c / n^2$$

a potência de entrada total

$$P_e = I_p^2 [R_p + (R_s + R_c) / n^2] = I_p^2 \cdot Z_p$$

e a eficiência

$$\eta = P_s / P_e = (R_c / n^2) / Z_p = (R_c / n^2 Z_p) \times 100\%$$

Exemplo:

Um transformador de saída está carregado com um alto-falante cuja bobina móvel possui impedância de 3,2 Ω . Temos:

$$n = 0,34, R_s = 0,4 \Omega, \text{ e } R_p = 2,32 \Omega$$

Calcular (a) impedância de entrada do primário
(b) eficiência

$$(a) \quad Z_p = R_p + (R_c + R_s) / n^2 \\ Z_p = 2,32 + (3,2 + 0,4) / 0,116 = \\ = 2,32 + 31,03 = 33,35 \Omega$$

$$(b) \quad \eta = (R_c / n^2 \cdot Z_p) \times 100\% \\ \eta = (3,2 / 0,116 \times 33,35) \times 100\% = 82\%$$

RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

Normalmente, o espectro completo de áudio não é transferido à carga com eficiência uniforme. Capacidades parasíticas e indutância de

fuga reduzem a eficiência na parte alta do espectro ao passo que o baixo valor de x_L tem efeito semelhante na parte baixa.

A resposta de alta frequência dos transformadores geralmente em uso nos circuitos a transistores é boa (30—50 kHz), graças aos baixos valores de impedância aí encontrados. Por essa razão, não trataremos das altas frequências, considerando o transformador ideal neste aspecto.

A resposta de baixa frequência do transformador é determinada pela relação entre sua indutância primária e a carga refletida para o primário, em paralelo com a impedância de saída da fonte excitadora. A resposta de baixa frequência é dada pela frequência na qual a potência de saída de um transformador excitado por corrente cai à metade do seu valor a 1000 Hz. Esta frequência é designada como ponto de corte de baixa frequência (ponto de —3 dB) e varia entre 2 Hz (para um amplificador de alta fidelidade) e 200 Hz (para um amplificador de “public-address”); um valor de 50 Hz é normalmente considerado suficiente para um bom receptor de rádio.

É fácil calcular a frequência de corte, bastando lembrar que P_s é proporcional ao quadrado da tensão E sobre a impedância Z , consistindo esta última do arranjo em paralelo da resistência R (igual a $(R_s + R_c) / n^2$) e da reatância x_L (Fig. 1D).

Se chamarmos à tensão E , sobre Z , de E_1 à frequência de 1000 Hz e de E_2 à frequência de corte, e aos valores correspondentes de P_s , respectivamente P_1 e P_2 , teremos:

$$P_2 / P_1 = P_2 / 2P_1 = E_2^2 / E_1^2$$

de maneira que

$$E_2^2 = E_1^2 / 2 \quad \text{ou} \quad E_2 = E_1 / \sqrt{2} \quad \text{ou ainda,}$$

$$E_2 / E_1 = 1 / \sqrt{2}$$

A tensão E é proporcional ao valor de Z , pois é fornecida uma corrente constante ao primário do transformador. Designando por Z_1 a impedância a 1000 Hz e por Z_2 aquela à frequência de corte, teremos

$$Z_2 / Z_1 = E_2 / E_1 = 1 / \sqrt{2}$$

O valor de Z pode ser calculado de:

$$Z = \frac{\omega LR}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

(Continua na pág. 47)

ELEMENTOS DE ELETRÔNICA

ELETRICIDADE

1.^a PARTE

1 — O que é o átomo?

Suponhamos que temos um bloco cúbico de cobre com tôdas as arestas iguais a 1 cm, ou seja 1 cm³ de cobre.

Agora suponhamos que partimos o bloco ao meio com um cinzel afiado. Depois partimos uma das metades em duas partes iguais e continuamos esta operação até que o bloco torne-se tão pequeno que não possa mais ser visto a olho nu (Fig. 1). Se fôssemos capazes de encontrar um cinzel infinitamente afiado e uma lente que ampliasse 100 000 vêzes, poderíamos

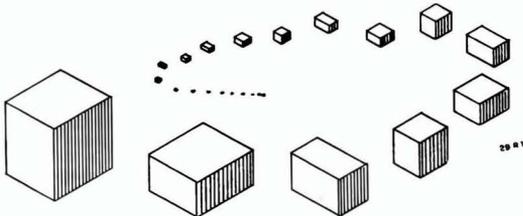


FIG. 1

Partindo um cm³ em 100.000 pedaços a partícula mais pequena obtida é o átomo.

dividir o bloco em 100 000 pedaços aproximadamente. Nestas condições chegaríamos a uma pequeníssima partícula que, se tornasse a ser dividida, deixaria de ter as características do bloco de cobre inicial. (Por propriedades características entendemos o ponto de fusão, condução da eletricidade e do calor, etc.). Esta pequeníssima partícula é chamada átomo e todos os materiais como o cobre, ferro, alumínio, etc., são compostos destes átomos. Para ter uma idéia de quão pequeno é este átomo reparemos no seguinte exemplo: se ampliássemos uma gota de chuva 2 000 milhões de vêzes ela terá as dimensões da terra; se aumentássemos um átomo o mesmo número de vêzes este teria apenas as dimensões duma bola de futebol!

A distância entre os átomos é cêrca de 10 vêzes o seu diâmetro; esta curiosa circunstância faz com que uma barra de cobre, por exemplo, seja formada na sua maior parte por espaços vazios e por uma pequena parte de cobre prôpriamente dito. Pode-se perguntar: “a barra não se separa numa quantidade de pequenos átomos”? “O que mantém a barra sem se desagregar”? A razão é que existe uma forte ligação entre os átomos (chamada coesão) que os mantém juntos.

Para demonstrar que há espaço entre os átomos, deixe-se cair uma esfera de metal num solo de pedra. O ressalto da esfera é devido à ação elástica do espaço entre os átomos.

2 — Em que consiste um átomo?

Se fôssemos capazes de ver um átomo através dum conjunto de lentes de ampliação bastante grande, ficaríamos assombrados com o que veríamos: partículas muito menores gravitando à volta dum núcleo. Faz lembrar crianças correndo à volta da mãe, mas sem nunca a agarrarem (Fig. 2). Têcnicamente falando, as crianças são os elétrons e a mãe o núcleo com os prótons. Os elétrons são as menores porções de eletricidade e designam-se por carga elétri-

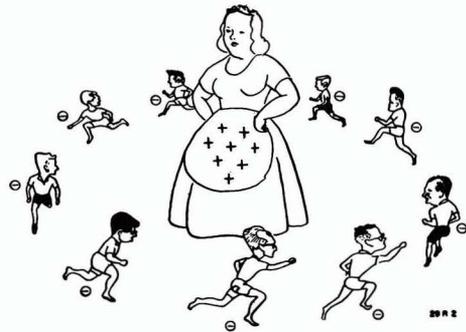


FIG. 2

Um átomo é constituído por um núcleo positivo à volta do qual giram os elétrons negativos.

ca. Já se calculou que o núcleo tem um diâmetro 100 vêzes menor que o próprio átomo. O elétron é, por sua vez umas 1 000 vêzes menor, de tal modo que praticamente o átomo pouco contém no seu interior.

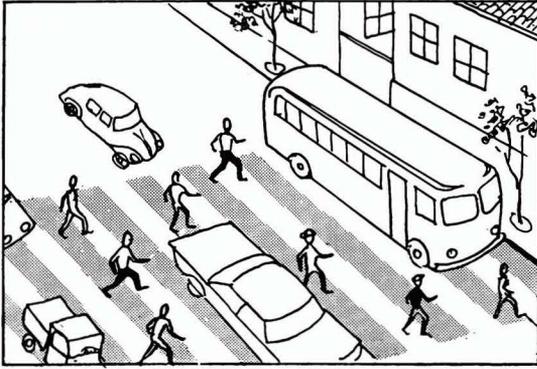


FIG. 5a

Muitos elétrons livres vão-se deslocando entre os átomos do condutor.

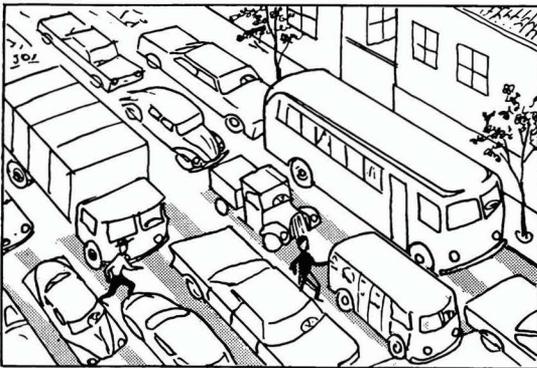


FIG. 5b

Num isolador dificilmente há elétrons livres.

entre eles, avaliado em 10 vezes o diâmetro dos próprios átomos. Um elétron que tenha abandonado o seu próprio átomo (isto pode ser causado por influência de um outro átomo, por ex.) deslocar-se-á chocando-se aqui e acolá com os outros átomos do fio. Pode ser que êle

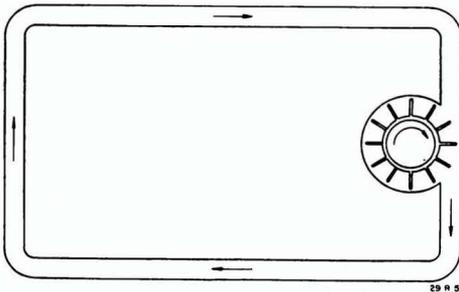


FIG. 6

É necessária uma força de condução para produzir o movimento da água: o mesmo se aplica à eletricidade.

se ligue a um outro átomo ou vá chocar-se de tal modo contra outro que liberte um novo elétron.

O fato de haver muitos ou poucos destes elétrons errantes depende inteiramente da constituição do material. São estes elétrons errantes — chamados elétrons livres — que se encarregam de transportar a eletricidade.

3 — O que é a corrente elétrica

Enquanto o fio de cobre está abandonado a si próprio, os elétrons podem deslocar-se entre os átomos mas nunca abandonar o próprio fio. Contudo, quando nós ligamos este fio a uma bateria, que tem um polo positivo e um polo negativo, os elétrons livres do fio serão impe-

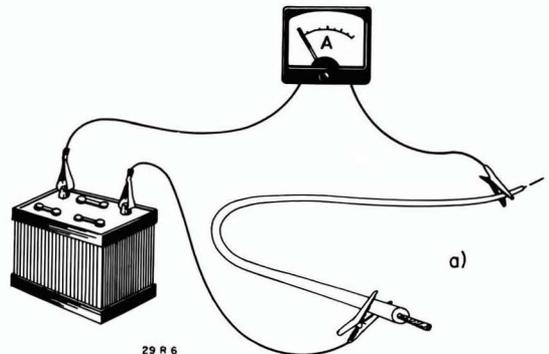


FIG. 7a

O isolamento à volta do fio praticamente não conduz corrente e o ponteiro fica no 0.

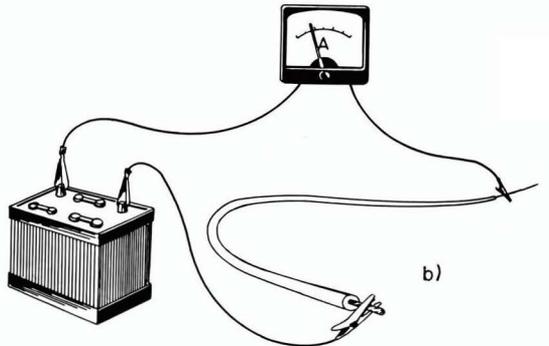


FIG. 7b

Liguemos uma fonte de F.E.M. através de um amperímetro, a um fio de cobre; o ponteiro move-se, sinal de que passa corrente.

lidos pela força de condução da bateria para o polo positivo. Esta força de condução, chamada força-eletromotriz (em abreviatura F.E.M.),

(Continua na pág. 47)

FONO-AMPLIFICADOR HÍBRIDO

Eng. REINALDO S. RAMOS

Conforme havia sido prometido, publicamos neste número o circuito de um pré-amplificador para o AMPLIFICADOR HÍBRIDO (Revista Eletrônica n.º 2, pag. 26).

Este pré-amplificador, de alta impedância de entrada (aproximadamente 220 k Ω), permite o emprêgo de fontes de sinal de impedância elevada, sejam cápsulas de cristal ou cerâmica, sejam estágios detetores de TV, AM ou FM, ou ainda, microfones de cristal.

O circuito da fig. 1 incorpora, além do estágio pré-amplificador, também o estágio híbrido já publicado anteriormente.

O pré-amplificador é composto de dois estágios, ambos utilizando transistores OC75. O primeiro estágio está ligado em configuração de coletor comum (ou seguidor de emissor, correspondente ao seguidor de catodo). Esta configuração proporciona uma alta impedância

de entrada, razão por que foi escolhida no presente caso. Não fornece, por outro lado, amplificação alguma, pelo contrário, introduz alguma atenuação; por essa razão, foi adicionado um segundo estágio.

A adição de um resistor de 270 k Ω em série com a entrada permite seu uso com cápsulas de cristal ou cerâmica e microfone de cristal. Esta resistência é necessária para fins de equalização. Se uma cápsula de cerâmica que exige mais que 500 k Ω de carga fôr empregada, R₁ pode ser aumentada pois o pré-amplificador tem ganho suficiente.

Embora R₁ reduza a relação sinal/ruído, esta é suficientemente alta para permitir essa redução sem prejudicar o desempenho do pré-amplificador.

O controle de tonalidade utilizado reforça os graves ao mesmo tempo que corta os agudos, de maneira que êle introduz uma equalização extra.

O pré-amplificador suporta uma tensão de 2 V_{ef} na base do 1.º transistor sem a ocorrência de distorção por sobrecarga, o que é plenamente suficiente. (a máxima tensão que se pode obter de uma cápsula de cristal é cêrca de 1 V_{ef} para discos de 78 rpm).

A tensão máxima de saída é cêrca de 1 V_{ef} sem corte do sinal no coletor de T₂.

A resistência R₁₆ aumenta artificialmente a carga do pré-amplificador (uma vez que o

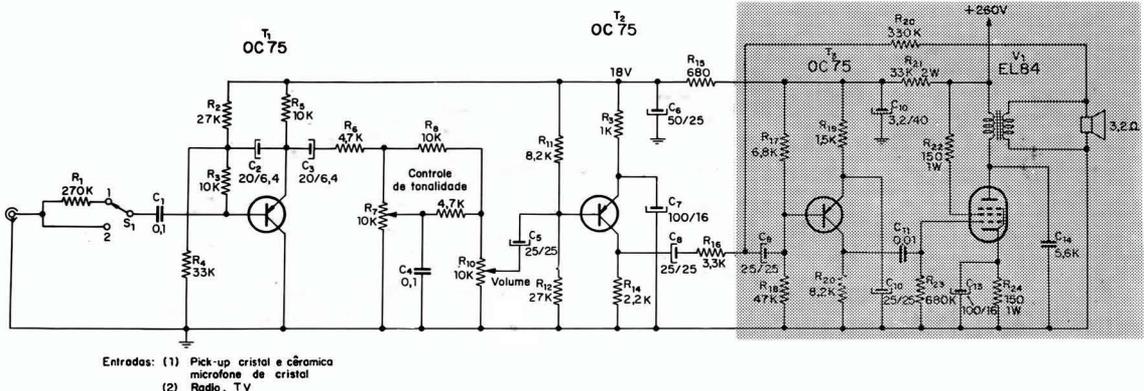


FIG. 1

Circuito esquemático completo do Fono-Amplificador Híbrido. Incorpora o Amplificador Híbrido da Revista n.º 2 (com pequenas alterações) e um pré-amplificador que permite o uso de fontes de sinal de alta impedância.

amplificador oferece uma carga de cerca de 1,2 k Ω).

Seu uso permite a obtenção de alto ganho com baixa distorção.

Resultados Experimentais

Impedância de entrada (S_1 na pos. 2): 220 k Ω . Distorção para 1,5 V de entrada e 0,5 V de saída (S_1 na posição 2), controle de tonalidade com derivação à terra, controle de volume ajustado para 0,5 V em carga de 1,2 k Ω):

< 1% a 1000 Hz

Relação sinal/ruído com S_1 na posição (1) (pior situação)

> 70 dB (entrada em curto)

> 60 dB (entrada aberta)

(medidas feitas com chassi fechado)

Resposta de frequência:

50 Hz a 10 kHz (— 3 dB)

Distorções para 250 mV na entrada (S_1 na posição 1) e volume ajustado para 100 mV de saída:

100 Hz — 0,5%

1 kHz — 0,25%

10 kHz — 0,5%

Atuação do controle de tonalidade:

Controle de volume na posição média, controle de tonalidade na posição de corte das altas, entrada ajustada para saída de 100 mV:

+ 6 dB a 200 Hz

— 10 dB a 3,5 kHz

— 20 dB a 9 kHz

Sensibilidade do amplificador 35 mV para 3,5 W
Sensibilidade total:

pos. 1 25 mV p/ 3,5 W

pos. 2 10 mV p/ 3,5 W

CONSTRUÇÃO E FABRICAÇÃO DE TRANSISTORES

(Continuação da pág. 31)

Agora vem uma seqüência complexa de processos de desbaste eletrolítico, lavagem e limpeza (dez ao todo) durante o qual todo o material desnecessário é removido e a superfície toda do transistor é completamente libertada da contaminação produzida pelos reagentes, vernizes, etc., usados nos processos precedentes, os quais se não removidos dariam lugar a fugas de corrente entre os grãos.

Os transistores estão agora aptos a serem submetidos aos testes preliminares que incluem a verificação das correntes de fuga entre emissor e base, coletor e base, bem como a corrente de base sob condições especificadas, e a tensão entre base e emissor numa corrente especificada.

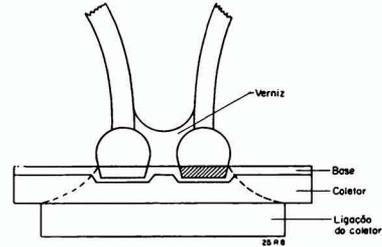


FIG. 8

Os transistores aprovados nesses testes recebem banho de verniz à base de silício a fim de receber reforço mecânico nas juntas soldadas, reduzindo assim o risco de formação de fraturas devidas às conexões defeituosas. Procedem-se agora ao teste de capacitância entre base e coletor e os transistores estão assim prontos para o estágio final de fabricação, ou seja o encapsulamento.

Os transistores são encerrados no interior de cápsulas metálicas estanhadas internamente. Antes de alojarem os transistores, as cápsulas são enchidas de graxa silicosa e submetidas à centrifugação, a fim de impedir que alguma bolha de ar fique retida, e são aquecidas ao vácuo para expulsar toda a umidade.

A operação de encapsulamento é realizada numa prensa quente, de modo que a camada estanhada da cinta da base se solde à camada estanhada da cápsula, proporcionando assim uma junção à prova de umidade.

Os transistores são agora submetidos ao teste final que consiste na medição de características estáticas e dinâmicas, teste de ruído e medição do ganho de potência num circuito prático.

Acreditamos que os leitores concordarão que, no decorrer do processo de fabricação, esses transistores sofrem inúmeros processos engenhosos, os quais atestam eloqüentemente quão intensas foram as pesquisas científicas e tecnológicas que possibilitaram a fabricação dos transistores atuais. Outrossim, não de concordar que os numerosos e variados tratamentos a que esses dispositivos são submetidos, alguns dos quais de natureza um tanto drástica, são tais que visam não somente assegurar excelentes características elétricas como também o mais elevado grau de confiança no serviço.

Radio Importadora Webster Ltda.

— IMPORTADORES —

ACESSÓRIOS PARA RADIOTELEFONIA, ALTA FIDELIDADE E TELEVISÃO

MATRIZ:

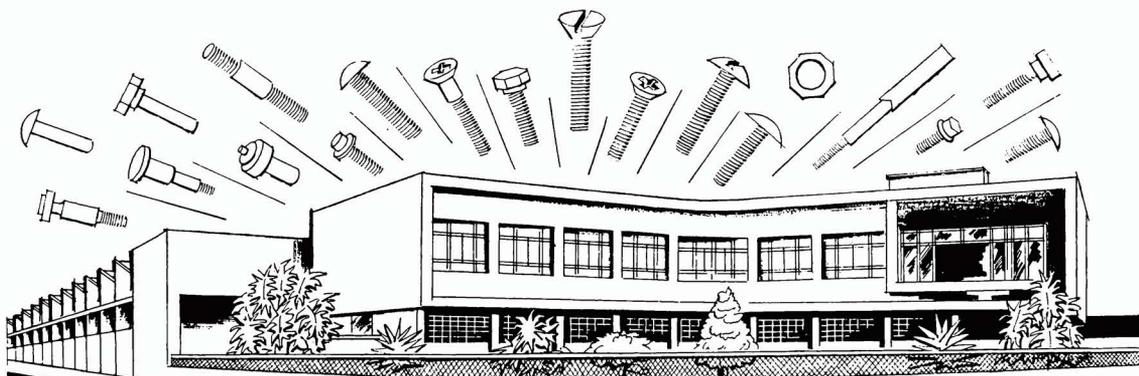
Rua Santa Ifigênia, 339 — Fones: 34-7814, 34-1874 — São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 261 Rua Santa Ifigênia, 414 Rua Timbiras, 301
Fone 34-1281 - S. Paulo Fone 35-1556 - S. Paulo Fone 34-1281 - S. Paulo

Caixa Postal, 8279 — End. Telegr. "WEBSRADIO"

FILIAIS:

também às suas ordens...

A Indústria de Parafusos Mapri S. A. fabrica parafusos de rosca para máquina e madeira, rebites, prisioneiros, porcas, parafusos auto-atarrachantes, parafusos sextavados e parafusos especiais de todos os tipos, de ferro, aço, latão e alumínio sendo fornecedora tradicional das maiores indústrias do país destacando-se a elétrica e eletrônica.



MAPRI

INDÚSTRIA DE PARAFUSOS MAPRI S. A.

Fábrica e escritório: Av. Mofarrej 971 (Vila Leopoldina) São Paulo —
Fones: 5-0126 e 5-0127 — Filial: Av. Marechal Floriano, 6 — 13.º andar
— Fone: 45-5350 — Rio de Janeiro — GB.

CONVERSOR DE FREQUÊNCIA MODULADA

(Continuação da pág. 15)

C ₁₅	2,2 pF
C ₁₇	12 pF
C ₁₈	150 pF
C ₁₉ , C ₂₀ , C ₂₂	330 pF
C ₂₁ eletrolítico	10 µF x 25 V
C ₂₃	1,5 nF
C ₂₄	4,7 nF

VÁLVULAS

- 1 válvula ECF80
- 1 " EF184

DIVERSOS

- 1 par de diodos OA79 casados
- 1 sintonizador IBRAPE cod. FM600 (com ECC85) ou equivalente.

CUIDADOS DE CONSTRUÇÃO

Embora o circuito de F.M. que apresentamos seja de fácil montagem e funcionamento estável, alguns cuidados devem ser observados:

- 1 — Fiação a mais curta possível, exceto para o cabo de acoplamento ao limitador.
- 2 — Impedir o acoplamento entre as bobinas L₂ e L₁, montando-as à noventa graus.
- 3 — Ligar à massa o pino central dos soquetes das válvulas.
- 4 — As ligações à massa de terminais dos soquetes devem ser curtas, retas e soldadas no chassi em local o mais próximo possível.
- 5 — Os circuitos sintonizados devem ser montados afastados das fontes de calor. Capacitores cerâmicos de coeficientes N330 ou N750 são indicados para a correção de temperatura.

TELEVISÃO A CÔRES

(Continuação da pág. 25)

TRANSMISSÃO NO SISTEMA PAL

Exceto pela alternância de fase de um dos dois sinais de crominância, o método de transmissão do sistema PAL é semelhante ao do sistema N.T.S.C. A fase do sinal I é invertida em

linhas alternadas para que em uma linha sejam transmitidos + I e + Q, e na linha seguinte — I e + Q. Quaisquer erros de fase que ocorram durante a transmissão serão de sentidos opostos em linhas adjacentes. Os erros de tonalidade serão também de sentidos contrários e a integração realizada pelo olho humano irá cancelar esses erros.

São possíveis dois tipos de receptores, um deles utilizando um circuito de tempo e outro um relé eletrônico. No receptor que usa o circuito de tempo os sinais I e Q transmitidos durante a duração de uma linha são armazenados por igual tempo e depois adicionados e subtraídos dos sinais I e Q transmitidos na próxima linha. Devido à defasagem, são obtidos sinais correspondentes a 2I e 2Q.

Um receptor mais simples pode ser construído usando-se um relé eletrônico, invertendo-se o sinal — I para + I em linhas alternadas. O método de formação dos sinais a serem aplicados no cinescópio é o mesmo que o usado no sistema N.T.S.C.

COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS

Existe uma controvérsia, com a qual os leitores já devem estar familiarizados, sobre qual o melhor dos três sistemas a ser usado. Seria possível fazer uma lista de vantagens e desvantagens dos vários sistemas mas o critério para a seleção seria muito teórico. O único modo objetivo de julgar o desempenho dos sistemas rivais é por meio de testes comparativos "no ar".

Qualquer que seja o sistema, são poucas as diferenças entre as imagens quer em cores, quer em branco e preto. A escolha do sistema afetará o projeto do receptor — por exemplo, receptores SECAM requerem um circuito de tempo de que os receptores N.T.S.C. não necessitam; o dispendioso receptor PAL precisa de um circuito de tempo mais acurado que o receptor SECAM; receptores N.T.S.C. requerem circuitos de demodulação síncronos que os SECAM dispensam, e daí por diante. Essas diferenças entre os circuitos dos receptores refletem-se em alguma diferença de custo, mas não se sabe de quanto este custo pode ser sobrepujado pelo do cinescópio que é relativamente muito maior.

Em outras palavras, se a diferença entre as imagens recebidas é pequena, será mais razoável usar o sistema que estiver tecnicamente mais elaborado.

LIVROS DE ELETRÔNICA

CASTELHANO

La Visión de los Colores por Ir. J. Bergmans — 1961, brochura, 92 pgs.

Com a introdução da televisão em cores é de grande importância o técnico se familiarizar com os fundamentos de visão das cores, para poder acompanhar a técnica da TV colorida.

Cr\$ 2.960,00

Televisión sin Matemáticas por W. A. Holm, 1959, encad. 361 pgs.

Obra indispensável para o técnico e estudante que se interessa pela televisão, explica todos os problemas relacionados sem fazer uso de matemática.

Cr\$ 6.340,00

Introduccion al servicio de TV por H. L. Swaluw. 1961 encad. 294 pgs.

Este livro foi escrito especialmente para o radiotécnico que se queira especializar em consertos de televisores. No fim da obra são apresentadas muitas fotografias de imagens, originadas por defeitos nos receptores.

Cr\$ 6.950,00

La Radio en el Automovil por D. Santano. 1961 encad. 196 pgs.

Livro dedicado especialmente ao conserto de receptores de automóvel com válvulas, dando especial ênfase na supressão de ruídos, originados pela instalação elétrica do carro.

Cr\$ 4.230,00

Electronica aplicada a la Industria por R. Kretzmann. 1962, encad. 350 pgs.

Dado o avanço rápido de eletrônica em aplicações industriais, esta obra é de interesse para todos os engenheiros e técnicos que queiram aprofundar seus conhecimentos neste ramo.

Cr\$ 7.750,00

Manual de Luminotécnica, por H. Zyl. 1958, encad. 242 pgs.

O presente livro cobre os princípios teóricos e científicos de luminotécnica de um modo simples e prático e é destinado a todos que se veem diante de problemas de iluminação.

Cr\$ 10.100,00

Registro Magnético del Sonido por D. A. Snel. 1961 encad., 187 pgs.

Exposição completa sobre a técnica de gravação e reprodução magnética e seus últimos aperfeiçoamentos, inclusive a estereofonia. Uma obra indispensável a todos que desejam conhecer esta aplicação da eletrônica.

Cr\$ 4.930,00

PORTUGUÊS

Semicondutores, Física e Eletrônica, por E. J. Cassagnol — 1963, encad., 344 pgs.

Estudo rigoroso e detalhado das propriedades físicas dos diodos e transistores, bem como apresentação do transistor como elemento de circuito.

Cr\$ 5.800,00

Circuitos Eletrônicos, por L. Q. Orsini. 1963, encad. 369 pgs.

Esta obra destina-se essencialmente a estudantes de Engenharia ou de Física, interessados em dedicar-se à Eletrônica. Será também útil aos profissionais que queiram atualizar ou aprofundar seus conhecimentos fundamentais sobre circuitos eletrônicos.

Cr\$ 5.800,00

Manual de Válvulas e Cinescópios Miniwatt — broch. 212 pgs.

Contém todos os dados e curvas exatas das válvulas e cinescópios Miniwatt, em uso no Brasil. Um livro indispensável para todos os engenheiros e técnicos de nosso país.

Cr\$ 2.300,00

Pagamento: cheque em nome de ETEGIL - São Paulo - caixa postal 9127
Despacho pelo correio registrado. Porte e embalagem gratuitos.
Atendemos também no nosso escritório no endereço abaixo (Belenzinho)

ETEGIL —

EDITORA TÉCNICO-GRÁFICA INDUSTRIAL LTDA.

Av. Guilherme Cotching, 85 — S.P. C. Postal 9127 — Fone 93-74-25

OSCILADOR AUXILIAR MODULADO

(Continuação da pág. 26)

50 × 70 mm, colocada no interior de uma caixa plástica, transparente, de 60 × 90 × 30 mm. Na entrada foi empregada uma tomada coaxial tipo RCA; as ligações de saída, bem como à

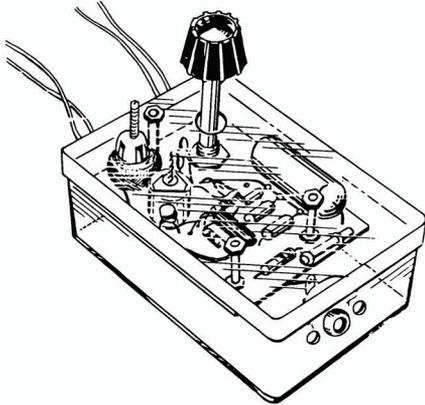


FIG. 2

Aspecto do protótipo, montado em caixa plástica de 60 x 90 x 33 mm.

fonte de alimentação, são feitas por meio de fios. A figura mostra a construção do aparelho. A chave S_1 (Fig. 1) pode ser de 1 polo, ou, melhor ainda, de 2 polos, sendo, neste caso, um para ligar o motor do toca-discos.

Dados para o enrolamento da bobina

Fôrma de fenolite, ϕ 7 mm
250 espiras de fio n.º 36, com capa de seda.

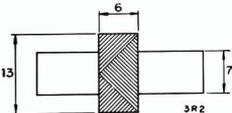


FIG. 3

Dimensões da bobina L_1 .

Ajuste

Montado o aparelho, resta fazer o ajuste. Os terminais A e T são ligados, respectivamente, aos terminais de antena e terra do receptor, que é sintonizado na parte inferior da faixa de ondas médias, num ponto onde não haja emisoras. A entrada do oscilador auxiliar é ligado um fonocaptor. Fazendo funcionar o toca-discos, procura-se, através do ajuste do núcleo de L_1 , fazer com que no alto-falante do receptor seja ouvido a gravação do disco. Uma vez conseguido isso, está concluído o ajuste.

Outras aplicações

Além da aplicação descrita, talvez a mais interessante seja como intercomunicador, caso em que se apresentam várias alternativas.

- Entreligação de várias estações, através de um único par de condutores. É necessário ter, em cada estação, um oscilador e um receptor, o primeiro com várias frequências, uma correspondente a cada uma das outras estações, e o segundo de frequência fixa. As frequências do oscilador seriam selecionadas por meio da ligação de capacitores de valor apropriado em paralelo com C_6 . Nestas condições cada estação somente poderá ouvir as mensagens que lhe são destinadas.
- Uso da rede de c.a. como linha de transmissão. Neste caso, porém, devem ser tomadas as precauções necessárias para isolar o aparelho da corrente alternada.

Valores dos componentes

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 25 \text{ k}\Omega \text{ pot.} \\ R_3 &= 12 \text{ k}\Omega \\ R_4 &= 47 \text{ k}\Omega \\ R_5 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_6 &= 6,8 \text{ k}\Omega \\ C_1 &= 220 \text{ pF} \\ C_2 &= 0,5 \text{ }\mu\text{F} \\ C_3 &= 5 \text{ nF} \\ C_4 &= 8 \text{ }\mu\text{F} \times 10 \text{ V} \\ C_5 &= 5 \text{ nF} \\ C_6 &= 470 \text{ pF} \\ C_7 &= 8 \text{ }\mu\text{F} \times 10 \text{ V} \\ T_1 &= \text{OC71} \end{aligned}$$

CONTRÔLE AUTOMÁTICO DE GANHO REFORÇADO EM RECEPTORES A TRANSISTOR

(Continuação da pág. 19)

circuitos de CAG convencional são de funcionamento para trás.

No circuito da figura 10 temos um arranjo de CAG para frente e para trás.

O demodulador D_1 fornece tensão positiva com respeito à massa, a qual depende da tensão de FI e é sobreposta à polarização da base do estágio de áudio. Com sinais mais fortes, a tensão de FI aumenta, a base de T_3



INDÚSTRIA
PANAM S. A.
 DE MATERIAL
 ELÉTRICO

INTERRUPTORES
 TOMADAS - PLUGS
 PINOS - ESPELHOS
 SOQUETES PARA
 LUZ FLUORESCENTE
 KNOBS PARA RA-
 DIOS OU PARA
 OUTROS FINS

AV. SANTA MARINA, 2.194
 FONE: 62-1266 • C.P. 3322
 SAO PAULO

CONFIANÇA!

CONFIANÇA na sua habilidade
 depende de Instrumentos de CONFIANÇA.

Utilize no SEU laboratôrio *únicamente* INSTRUMENTOS de ALTA PRECISÃO **INCATEST**, pois eles merecem CONFIANÇA.

PEÇA AINDA HOJE O ÚLTIMO CATÁLOGO COMPLETO NO SEU REVENDEDOR OU DIRETAMENTE NA FABRICA.

À **INCATEST** *Peço mandar-me o seu ultimo catalogo e lista de preços dos Instrumentos de Teste INCATEST para o seguinte endereço:*

INSTRUMENTOS ELETRÔNICOS LTDA
 Cx. Postal 4346 - São Paulo - I (SP)

NOME: _____

ENDEREÇO: _____

CIDADE: _____ ESTADO: _____

torna-se mais positiva e a corrente do emissor diminui. O ganho do amplificador de áudio (T_3) cai (CAG para a frente).

Agora vamos mais adiante. A corrente de emissor T_3 diminui provocando menor queda de tensão no emissor, o que resulta em aumento de tensão no emissor, com respeito à massa. Esta tensão positiva, que varia conforme a intensidade do sinal, é aproveitada para o CAG, controlando a polarização da base do 2º amplificador de FI (T_2). Isto é CAG para trás.

Temos dupla ação de CAG: para a frente e para trás.

Além do demodulador D_1 , temos no circuito mais um diodo, D_2 . Este último é diodo de sobrecarga.

Sem sinal, (ou com sinais fracos) o ponto "A" é polarizado de maneira a ficar mais positivo do que o ponto "B". Com sinal forte, em consequência da ação de CAG, a corrente do coletor de T_2 diminui, a queda de tensão no resistor R_1 diminui também na proporção da corrente, e o ponto "A" torna-se negativo com respeito ao ponto "B", logo, o diodo D_2 começa conduzir amortecendo o filtro de FI e consequentemente o ganho fica reduzido.

FUNTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA PARA HIFI

(Continuação da pág. 20)

esta alteração modificará a faixa de regulação, que passará a ser de 110 a 130 V.

- II — Variação de carga de 30 a 500 mA. A carga mínima é mantida pelo divisor de base de V_2 (R_3 — R_4). A carga máxima não deve ser ultrapassada sob pena de se danificarem os diodos retificadores.

Ajustes

Para o correto funcionamento do circuito um único ajuste deve ser feito, a saber:

- 1.º) Inserir um miliamperímetro entre o catodo do diodo D_5 e a massa.
- 2.º) Aplicar ao primário do transformador uma tensão de 120 V.
- 3.º) Não colocar carga alguma.
- 4.º) Ajustar o divisor de base de V_2 de maneira que a corrente no diodo Zener seja da ordem de 40 mA.

Depois disto feito a fonte estará pronta para funcionar.

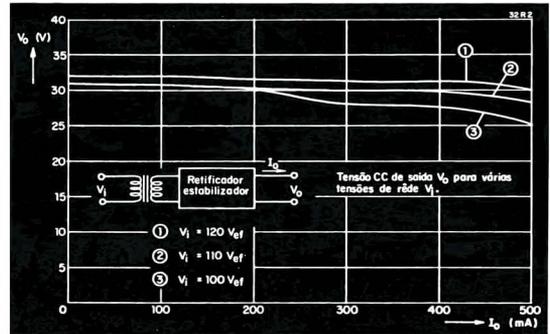


FIG. 2

Tensão contínua de saída V_o em função da corrente consumida I_o para várias tensões de entrada V_i .

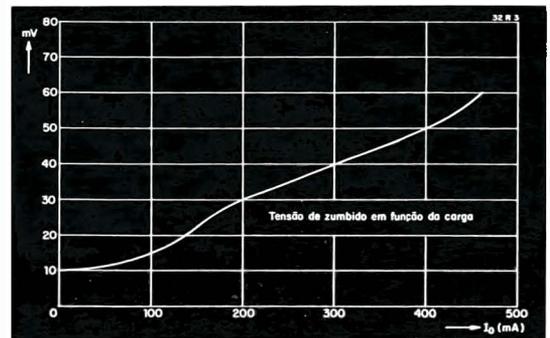


FIG. 3

Tensão de zumbido em função da carga.

Lista de Materiais

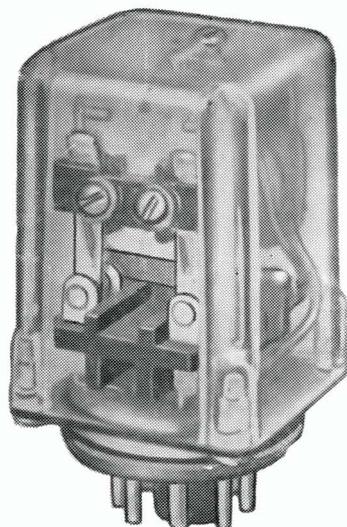
T_1 : Transformador de força:

Primário: 110 V_{ef} — 1100 espiras de fio 28
 secundário: 26 V_{ef} — 280 espiras de fio 22
 secção do núcleo:
 3,7 cm^2 .

$D_{1, 2, 3, 4}$: Diodos de silício BY100
 D_5 : Diodo Zener OAZ 207
 C_1 : 1500 $\mu F/50 V$
 C_2 : 64 $\mu F/40 V$
 R_1 : 180 $\Omega/1 W$
 R_2 : 5600 $\Omega/1/2 W$
 R_3 }
 R_4 } : potenciômetro 1000 Ω (fio)
 V_1 : OC26
 V_2 : OC74

RELÉS DA TRADICIONAL MARCA

METALTEX



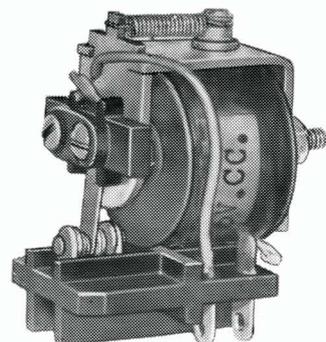
TIPO OP2: 2 pólos revers.

TIPO OP3: 3 pólos revers.

TAMANHO NATURAL

TIPO AB1: 1 pólo revers.

TAMANHO NATURAL



Os relés sensíveis da série OP e da série AB são de alta qualidade, de tipo miniatura. As bobinas são enroladas com fio especial e impregnadas para resistir quaisquer condições climáticas. O tipo OP é encerrado em caixa plástica transparente, que protege contra a poeira e desajustes externos.

As aplicações principais dos relés OP e AB são: relés de placa em circuitos com válvulas, com transistores, para comandos eletrônicos em geral, para corrente contínua e alternada.

RELÉS ESPECIAIS PARA TRANSISTORES

À VENDA NAS CASAS ESPECIALIZADAS DO RAMO

PRODUTOS ELETRÔNICOS METALTEX LTDA.
CAIXA POSTAL 1532 ————— SÃO PAULO

VENDA DE MATERIAL ELETRÔNICO

Fábrica de aparelhos eletrônicos em liquidação vende material eletrônico, elétrico, acessórios, instalações, aparelhos de laboratório técnico, móveis, novos e usados.

SERVO SYSTEM LTDA.

Rua Mourato Coelho, 936

Tel. 8-4498

PROJETO DE ESTÁGIOS DE SAÍDA A TRANSISTORES

(Continuação da pág. 19)

(Ver 1.^a parte) mas, a 1000 Hz, o termo $\omega^2 L^2$ é tão grande em relação a R^2 que este pode ser desprezado e assim,

$$Z_1 = \frac{\omega LR}{\sqrt{\omega^2 L^2}} = R$$

Porém
$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega LR}{R \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

e assim, $2 \omega^2 L^2 = R^2 + \omega^2 L^2$. Portanto $\omega L = R$, donde resulta para a frequência de corte f_{co} :

$$f_{co} = \frac{R}{2 \pi L}$$

Na maioria dos casos, R é praticamente idêntica à impedância primária de entrada Z_p e assim,

$$f_{co} = Z_p / 2 \pi L$$

ELEMENTOS DE ELETRÔNICA

(Cont. da pág. 37)

um movimento de elétrons toma lugar no fio de cobre, movimento que é conhecido pelo nome de corrente elétrica. Podemos medir a corrente elétrica intercalando um medidor de corrente (amperímetro) entre uma extremidade do fio de cobre e um dos terminais da bateria. A corrente de elétrons pode ser comparada ao movimento da água. A Fig. 6 representa um sistema fechado de condutos com água. Nada acontecerá se nenhuma causa externa exercer influência na água. Mas logo que intercalemos no circuito uma roda hidráulica ou uma bomba e a acionarmos com um motor, pomos a água em movimento, movimento este

semelhante ao dos elétrons livres no fio de cobre (Fig. 6).

Inversamente, quando se deseja calcular a indutância necessária para uma certa frequência de corte, usa-se a expressão:

$$L = \frac{Z_p}{2 \pi f_{co}}$$

Exemplo:

O transformador de saída mencionado no exemplo anterior tem impedância primária de 200 mH (0,2 H). Qual a sua frequência de corte?

$$f_{co} = Z_p / 2 \pi L = 33,35 / 6,28 \times 0,2 \cong 27 \text{ Hz}$$

Qual poderia ser o valor de L , se para f_{co} fôsse permissível um valor de 100 Hz?

$$L = Z_p / 2 \pi f_{co} = 33,35 / 6,28 \times 100 = 0,053 \text{ H} = 53 \text{ mH}$$

(Continua no próximo número)

Há materiais, notadamente o pertinax, a borracha, o vidro, etc., onde praticamente não existem elétrons livres. A constituição destes materiais é tal que os elétrons são tão fortemente atraídos pelo núcleo nas suas trajetórias, que não se podem afastar dele.

Estes materiais são chamados maus condutores ou isoladores (Fig. 7a). Por outro lado, materiais como o cobre ou a prata que permitem facilmente o movimento dos elétrons são chamados bons condutores (Fig. 7b).

Compreende-se assim que, em tais materiais, o movimento de elétrons livres seja muito reduzido, mesmo quando ligados a uma bateria para lhes fornecer a força de condução (F.E.M.).

(Continua no próximo número)

**ESTA PÁGINA É
PARA V. FAZER SEU ANÚNCIO DE PROCURA DE EMPRÊGO**

REGULAMENTO:

- 1.º) Cada assinante receberá, no início de sua assinatura, 3 (três) formulários, cada um valendo uma inserção gratuita.
- 2.º) O interessado deve preencher todos os dados solicitados no formulário e redigir o texto de um anúncio no espaço para isso reservado.
- 3.º) Fica estabelecido o limite de 25 (vinte e cinco) palavras para o texto do anúncio. Os textos que ultrapassarem esse limite, poderão ser rejeitados pela Redação.
- 4.º) O texto do anúncio deve conter o endereço para remessa de correspondência, que, no entanto, não poderá ser o de nossa Redação. Anúncios que não tiverem esse endereço não serão publicados, pois, não dispõe a Redação de possibilidades de efetuar o redespacho.
- 5.º) Cada formulário dará direito a uma inserção. Para inserções repetidas, é necessário enviar um novo formulário para cada inserção.
- 6.º) A Redação reserva-se todos os direitos de rejeitar qualquer anúncio que não se enquadre no espírito da seção.
- 7.º) Serão publicados em cada número, os textos **recebidos até 30 dias antes da data da saída.**

SIRVA-SE DO FORMULÁRIO ABAIXO

	RE-3
NOME	
RUA N.º	
CIDADE ESTADO	
IDADE ANOS — PROFISSÃO	
TEXTO DO ANÚNCIO (ATÉ 25 PALAVRAS):	
ENDEREÇO PARA RESPOSTAS:	