

REVISTA

ELETRÔNICA

220 CRUZEIROS

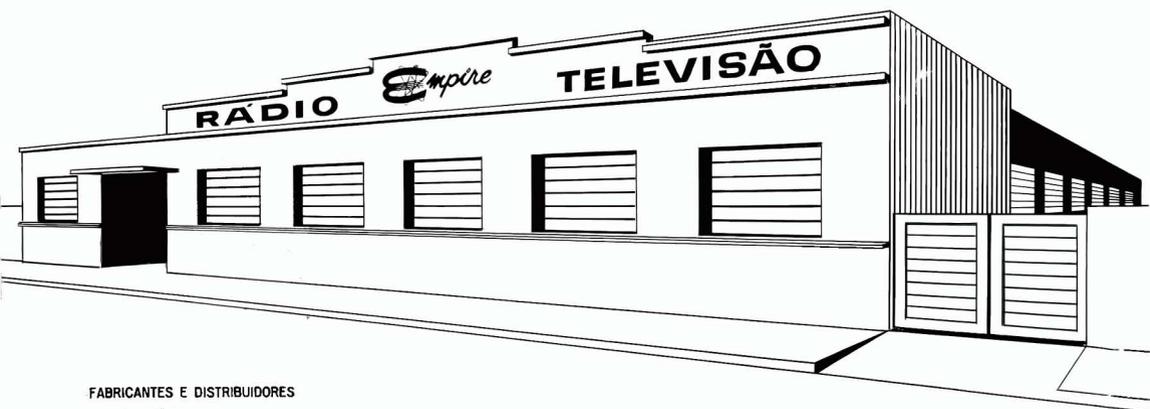
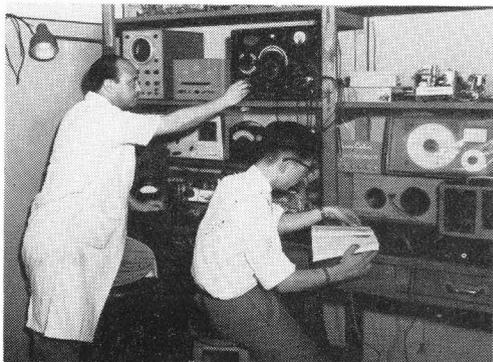
1

JANEIRO
FEVEREIRO
1964



EXCELÊNCIA EM ELETRÔNICA

Instalações industriais as mais modernas e funcionais. Seleccionada equipe de engenheiros e técnicos eletrônicos. Variada linha de rádios, televisores e radiofonos, idealizados para atender ao público mais exigente. São essas apenas algumas das muitas razões que alicerçam nossa afirmativa: Empire - excelência em eletrônica.



FABRICANTES E DISTRIBUIDORES



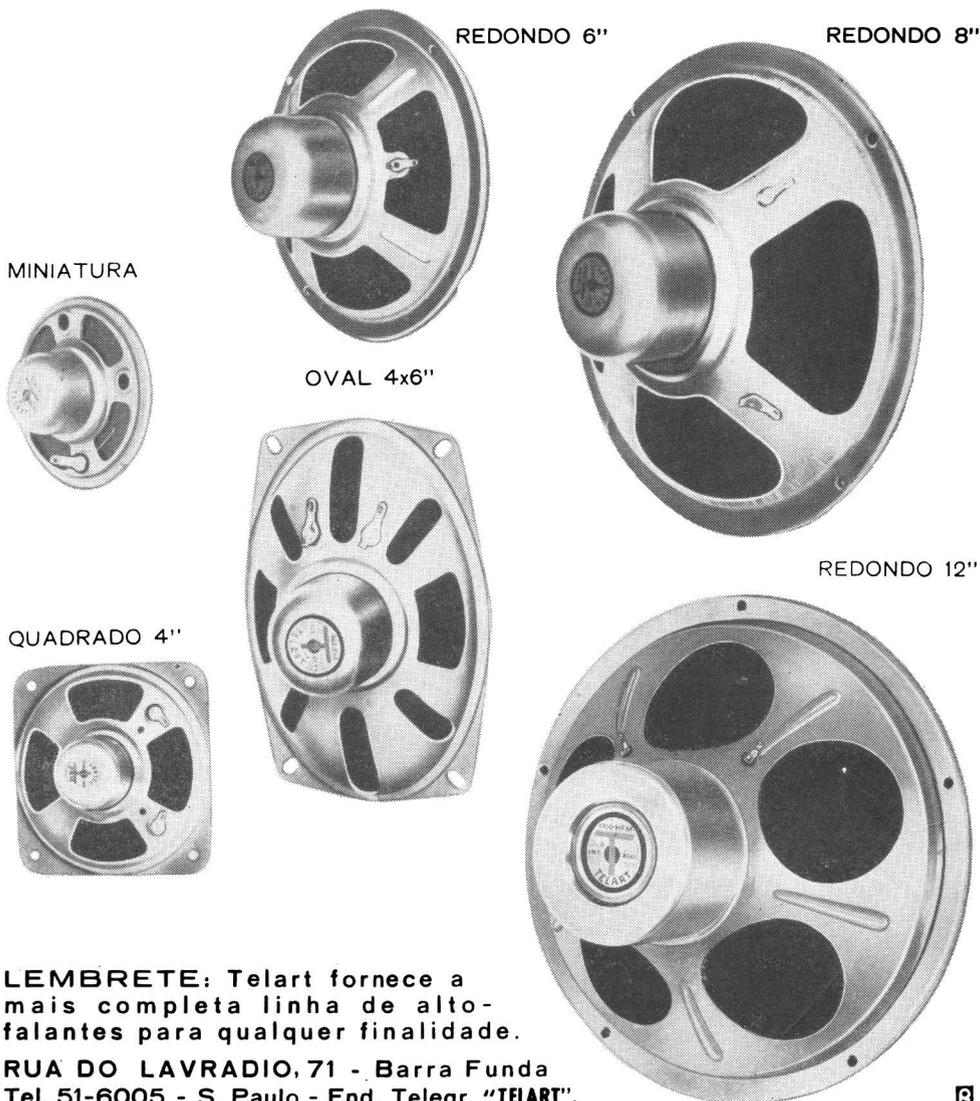
INDÚSTRIA NACIONAL DE RÁDIO E TELEVISÃO S/A
RUA AURORA, 263 — TELEFONES 32-3942 — 33-9376
ENDEREÇO TELEGRÁFICO EMPIRE — SÃO PAULO

ALTO FALANTES TELART

MINIATURAS: 2 1/4"
2 3/4" - 2 5/8" - 3 1/2"

LINHA NORMAL:
4" - 4 1/4" - 5" - 6"
6 1/2" - 8" - 10" - 12"

OVAIS: 4x6" E 6x9" - LINHA ALTA FIDELIDADE: 8" - 10" - 12"





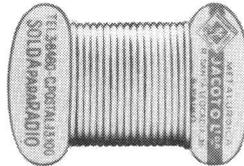
PARAFUSOS E PEÇAS TORNEADAS EM LATÃO E
AÇO LEDLOY SOB ENCOMENDA

“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



SOLDA JACÔTO

A mais bem aparelhada fábrica de solda no Brasil • Pioneira no mercado de soldas para rádio, televisão e afins • Fabricamos soldas em fios nas diversas composições rigorosamente testadas: com 1 a 4 núcleos de resina, em barras, para fábricas de automóveis e funilarias • Pasta para soldar, em latas de 55 – 110 e 450 g.



METALÚRGICA
JACÔTO LTDA.

Rua Santa Leocádia, 246 - Telefone 3-8480 - Endereço Telegráfico METAJALDA - Caixa Postal 13.100 - SÃO PAULO



Além de encontrarem ampla aplicação em receptores de rádio e televisão convencionais, os potenciômetros "Miniwatt", fabricados pela IBRAPE, são indicados para rádios portáteis, rádios de automóvel e outros equipamentos eletrônicos de dimensões reduzidas. A pista resistiva de carvão é feita de modo a reduzir o desgaste superficial ao mínimo e, ao mesmo tempo, obter resistência de contato extremamente baixa entre o cursor e a pista. De construção sólida e tamanho reduzido (23 mm Ø), possui eixo de 60 milímetros, fabricado de alumínio a fim de facilitar adaptação e ajuste em qualquer montagem. Os potenciômetros "Miniwatt", lineares ou logarítmicos, garantem baixo ruído mesmo após muito tempo de uso, mantendo-se inalteráveis sob condições climáticas adversas.

TABELA DE TIPOS PREFERENCIAIS

VALOR	CURVA		$E_{\text{máx. permitido}}$				$W_{\text{máx. permitido, não excedendo } E_{\text{máx.}}}$	
	lin.	log.	25°C		70°C		25°C	70°C
			AC	DC	AC	DC		
1K	1		16	16	11	11	0,25	0,125
2K	1		22	22	16	16	0,25	0,125
* 5K	1		35	35	25	25	0,25	0,125
5K		2	25	25	18	18	0,125	0,063
10K	1		50	50	35	35	0,25	0,125
10K		2	35	35	25	25	0,125	0,063
20K	1		70	70	50	50	0,25	0,125
50K	1		110	110	80	80	0,25	0,125
50K		2	80	80	55	55	0,125	0,063
100K	1		155	155	110	110	0,25	0,125
100K		2	110	110	80	80	0,125	0,063
200K	1		225	225	160	160	0,25	0,125
* 200K		2	160	160	110	110	0,125	0,063
500K	1		350	350	250	250	0,25	0,125
* 50+450K		3	250	250	175	175	0,125	0,063
1M	1		350	500	350	350	0,25	0,125
* 0,1+0,9M		3	350	350	250	250	0,125	0,063
2M	1		350	500	350	500	0,25	0,125

POTENCIÔMETROS

Miniwatt

fabricados pela **IBRAPE** Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S.A.

Caixa Postal 7 383 - São Paulo

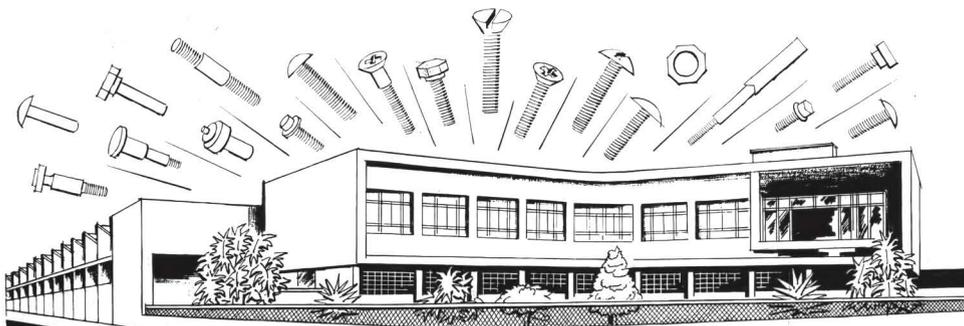
* — Potenciômetros com chave.



realização de 100 Comissários das Rádios Unidas para em Relações com os

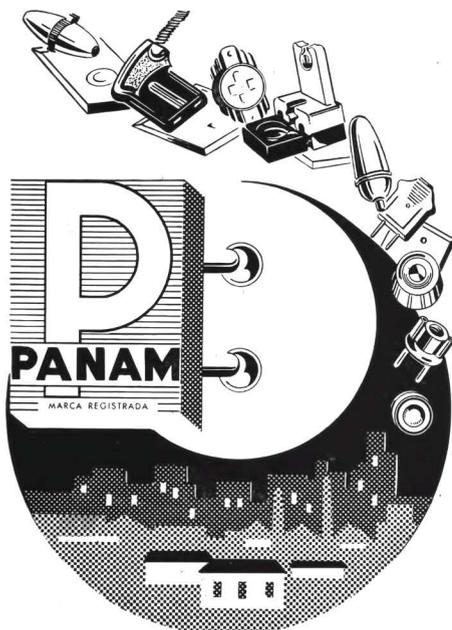
também às suas ordens...

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.



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.



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

Circuitos Eletrônicos	Prof. Luiz Queirós Orsini
Semicondutores	Prof. Etienne Cassagnol
Manual de Hidráulica	Prof. José M. Azevedo Netto
Elementos de Mecânica dos Fluidos	Prof. Lucas Nogueira Garcez
Construções Hidráulicas	Prof. Lucas Nogueira Garcez
Mecânica dos Solos para Engenheiros Rodoviários	
Metalografia dos Produtos Siderúrgicos Comuns	Prof. Humbertus Colpaert
Caderno de Encargos	
Prática das Pequenas Construções	Prof. Alberto C. Borges
Instalações Hidráulicas Domiciliárias	Prof. A. Coutinho
Anais do II Congresso Brasileiro de Mecânica dos Solos	
Estudo de Tempo e Movimento	Prof. Ralph Barnes
Manual de Válvulas Receptoras e Cinescópios Miniwatt	

À VENDA NAS BOAS LIVRARIAS ESPECIALIZADAS

EDGARD BLÜCHER — EDITOR
 Caixa Postal 5450
 São Paulo
 Brasil

REVISTA ELETRÔNICA

ÍNDICE

- 9 AMPLIFICADOR HI-FI A TRANSISTORES
- 12 MATERIAL SEMICONDUTOR EM CABEÇOTES REPRODUTORES PARA FITA MAGNÉTICA.
- 17 O AMPLIFICADOR DE FI VÍDEO
- 22 A PROVA DE TRANSISTORES COM ÔHMETRO
- 24 AS FREQUÊNCIAS DOS CANAIS DE TELEVISÃO
- 25 MODULAÇÃO EM BANDA LATERAL ÚNICA (SSB)
- 29 FONTE ESTABILIZADA DE 6 VOLTS.
- 30 A APLICAÇÃO DE ONDAS SÔNICAS NA INDÚSTRIA
- 37 INTERCOMUNICADOR A TRANSISTORES
- 39 CIRCUITOS BÁSICOS COM TRANSISTORES.

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

AV. GUILHERME COTCHING, 85
Tel. 93-7425 — C. Postal 9 127 — São Paulo-Brasil

DIRETOR	ADALBERTO MIEHE
REDATOR RESPONSÁVEL	PROF. NAHOR T. MONTEIRO
REDATOR CHEFE	ALFREDO FRANKE
SECRETÁRIO	FAUSTO P. CHERMONT
CONSULTORES	ENG. TOMAS HAJNAL
	ENG. PIERRE J. EHRlich
DESENHOS	ALCIDES J. PEREIRA
PUBLICIDADE	OSWALDO L. COPPOLA
IMPRESSÃO	ESC. PROFISSIONAIS SALESIANAS

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.\$ 220,00
NÚMERO ATRASADO	Cr.\$ 250,00
ASSINATURA	
6 NÚMEROS	Cr.\$ 1.200,00

COMENTÁRIO

Não pretendíamos revestir de um simbolismo especial o lançamento da nova Revista Eletrônica, justamente no início do ano. Tampouco foi obra do acaso, mas o resultado, meticulosamente realizado, de um plano iniciado há muitos meses, visando oferecer esta publicação aos técnicos brasileiros, já desde o início do ano de 1964.

Temos absoluta certeza quanto ao que pretendemos realizar com a Revista Eletrônica. Jovem como é, não possui ainda o seu caráter definitivo. A sua evolução deve se realizar paralelamente à da indústria eletrônica em nosso país, que foi sem dúvida, espantosa nos últimos dez anos. Se procurámos dar um caráter flexível à revista, quanto à sua aparência e conteúdo, nossa orientação ficou, desde o início, bem clara e definida.

Não pouparemos esforços para alcançar nossa meta, qual seja, de proporcionar por todos os meios de que dispomos, a oportunidade aos técnicos, amadores, aficionados e simples curiosos, de se familiarizarem mais e mais com este fascinante campo da moderna tecnologia que é a eletrônica. Para isso, a par dos projetos práticos experimentados em laboratório, serão publicados sempre, artigos teóricos e descritivos abordando assuntos que ainda não estão suficientemente conhecidos. Num futuro bem próximo iniciaremos também a publicação de um curso de eletrônica, destinado especificamente para principiantes. Outros planos, ainda no momento insuficientemente amadurecidos, serão levados ao conhecimento dos nossos leitores oportunamente.

CORRESPONDÊNCIA

Para que a Redação de uma revista possa sentir de perto os problemas de seus leitores, é necessário que haja um intercâmbio estreito entre ambas as partes. É preciso que o leitor passe adiante as suas

reclamações, suas queixas, suas sugestões, pois, onde quer que haja alguma destas, há, pelo menos, uma boa probabilidade de aperfeiçoamento. Escrevam-nos, pois, os nossos estimados leitores; suas cartas

merecerão a devida atenção e os assuntos serão sempre encaminhados àquêles que melhor estiverem em condições de solucioná-los. Não poderemos, porém, nesta seção por motivos óbvios, elaborar projetos, fornecer circuitos, peças e indicar fornecedores.

AMPLIFICADOR HI-FI A TRANSISTORES

MARC AUBERT

Nos circuitos convencionais de amplificadores transistorizados, várias limitações devem ser levadas em consideração, principalmente em se tratando de equipamentos de alta fidelidade. Os transformadores, excitador e de saída, são os componentes de maior influência sobre o desempenho do aparelho, limitando a sua dinâmica, introduzindo distorções e não permitindo um nível suficiente de realimentação negativa. Outra desvantagem é que, de um modo geral, o peso e o volume dos transformadores são muito maiores que os de todo o restante dos componentes.

Os circuitos amplificadores de áudio sem transformadores excitador e de saída são, evidentemente, de peso muito inferior, permitindo, além disso, trabalhar com correntes baixas e tensões mais elevadas, vantagem indiscutível no projeto e construção da fonte de alimentação. Muito mais importante, porém, é a melhora na qualidade obtida na reprodução, graças à eliminação dos inconvenientes acarretados pelos transformadores.

O amplificador que apresentamos neste artigo, dispensando o uso de transformadores, foi idealizado para proporcionar uma reprodução sonora de alta fidelidade, em montagem bem mais compacta que as normalmente possíveis com circuitos a válvulas ou mesmo a transistores.

O circuito (Fig. 1) compõe-se de três estágios: pré-excitador usando um transistor AF118, excitador aplicando um par casado AC127/AC132 e de saída utilizando um par casado 2-AD139.

No estágio pré-excitador foi utilizado um transistor projetado para uso em altas frequências, tipo AF118, que apresenta, em relação aos tipos específicos para audio-frequência, baixa capacitância de realimentação e baixa condutância de saída. A baixa capacitância de realimentação é de grande importância para evitar aparecimento de instabilidade e oscilações indesejáveis, ao passo que a baixa condutância de saída é um fator necessário à obtenção de uma curva de resposta ampla.

A polarização de base deste estágio é conseguida através do resistor R_4 que retorna à massa, e do conjunto R_2 , C_2 , R_3 , que retorna aos estágios de saída. Em paralelo com R_2 , R_3 existe um resistor, R_1 , cuja finalidade é proporcionar uma realimentação negativa neste estágio. O capacitor C_3 é utilizado para compensar uma ligeira instabilidade, que pode aparecer em frequências superiores a 15 kHz.

A polarização de emissor foi realizada de maneira a permitir o ajuste preciso do valor apropriado da tensão coletor-emissor V_{CE} . Este ajuste é necessário a fim de evitar o aparecimento de distorção por corte assimétrico. O resistor variável R_7 é utilizado para o ajuste do valor ideal da corrente quiescente do transistor T_1 (AF118). O estágio excitador é composto de dois transistores complementares NPN-PNP, tipos AC127 e AC132.

A utilização de um circuito parafase em terminação simples (single-ended-push-pull) com transistores, apresenta diversas vantagens sobre um amplificador parafase convencional.

Em primeiro plano podemos pôr a eliminação do transformador de saída que traz sensível melhora na faixa de resposta, aumenta o rendimento e baixa a distorção, além de permitir montagem mais leve e compacta.

A utilização de um estágio excitador com um par complementar PNP-NPN permite uma inversão de fase sem utilizar transformador driver, o que apresenta as mesmas vantagens que a eliminação do transformador de saída.

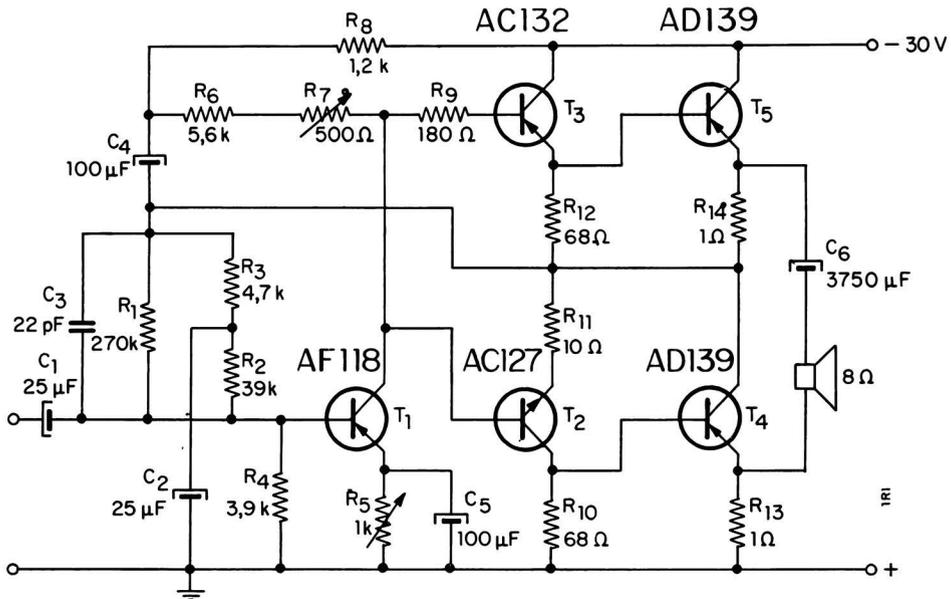


FIG. 1
Circuito esquemático do amplificador de alta fidelidade transistorizado. Os valores dos componentes são:

RESISTORES

R_1	270 k Ω
R_2	39 k Ω
R_3	4,7 k Ω
R_4	3,9 k Ω
R_5	1 k Ω
R_6	5,6 k Ω
R_7	500 Ω
R_8	1,2 k Ω
R_9	180 Ω

R_{10}	68 Ω
R_{11}	10 Ω
R_{12}	68 Ω
R_{13}	1 Ω
R_{14}	1 Ω

CAPACITORES

C_1	25 μ F, 25 v
C_2	25 μ F, 25 v
C_3	22 pF

C_4	100 μ F, 16 v
C_5	100 μ F, 16 v
C_6	3750 μ F, 40 v

TRANSISTORES

T_1	AF118
T_2	AC127
T_3	AC132
T_4	AD139
T_5	AD139

Além disso, a tensão de alimentação do estágio de saída pode chegar quase ao valor máximo da tensão V_{CE} permissível, sem danificar os transistores. Isto não acontece num circuito push-pull classe B convencional, onde esta tensão deve ser mantida abaixo de um valor correspondente a $V_{CE}/2$. A utilização de tensões elevadas faz desaparecer os principais problemas que surgem em amplificadores convencionais, relativos às altas correntes.

Obviamente, o par complementar pode ser usado no estágio de saída, mas, neste caso, a potência de saída máxima conseguida estaria abaixo de 1W. Por essa razão, no nosso caso, foram usados meramente como excitadores/inversores de fase.

O estágio de saída utiliza um par balanceado de transistores AD139. Os resistores

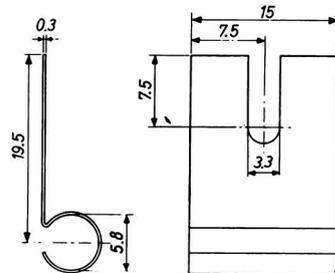


FIG. 2
Dimensões da aleta de refrigeração recomendada para os transistores do estágio excitador.

R_{11} e R_{12} , empregados para a polarização das bases dos transistores de saída T_4 e T_5 (2-AD139), servem simultaneamente à polarização dos emissores dos transistores do estágio excitador, T_2 e T_3 (AC127 / AC132).

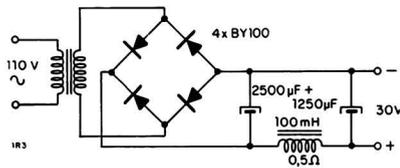


FIG. 3
Circuito da fonte de alimentação para o amplificador.

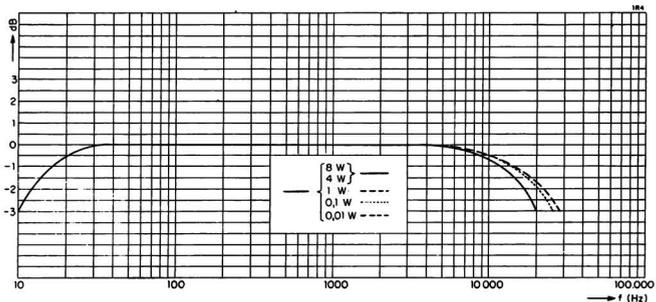
cia de 8Ω) é ligado aos emissores de T_4 e T_5 através de um capacitor, C_6 .

MONTAGEM

A montagem não apresenta dificuldades ou partes críticas. Os transistores de saída devem ser montados sobre chapas de alumínio enegrecido de 3 mm de espessura e área de 90 x 90 mm. Os transistores do estágio excitador devem ser montados em aletas de refrigeração (fig. 2).

A figura 3 mostra o circuito da fonte de alimentação deste amplificador; pode ser

FIG. 4
Curva de resposta de frequência do amplificador para várias potências, até 8 W.



A realimentação negativa deste estágio é limitada pelo capacitor C_4 ; o valor dessa realimentação é determinado pelo resistor R_8 . Da junção de R_{11} e R_{12} são retiradas, a tensão de polarização da base, bem como a realimentação negativa à base de T_1 .

Como o circuito dispensa o uso do transformador de saída, o alto-falante (impedân-

usado um transformador com secção do núcleo de 18 mm x 18 mm, 1200 espiras de fio esmaltado n.º 29 AWG no primário e 230 espiras de fio esmaltado n.º 19 AWG no secundário.

Na figura 4 é dada a curva de resposta de frequência do amplificador para várias potências, até 8 W. □□□

MATERIAL SEMICONDUCTOR EM CABEÇOTES REPRODUTORES PARA FITA MAGNÉTICA

Os cabeçotes usados comumente para a reprodução de gravações magnéticas são sensíveis somente às variações do fluxo magnético da fita, e assim têm uma característica básica importante: quando a frequência diminui, a tensão de saída cai proporcionalmente, chegando a zero para frequência nula.

Isto resulta na familiar curva de resposta de corrente da fig. 1-(A). Para compensar a queda em baixas frequências, os amplificadores usados com os cabeçotes de reprodução comuns requerem um reforço nos graves, de 30 a 40 dB em 30 Hz. Em frequências ainda mais baixas, atinge-se um ponto em

há necessidade de gravar alguma coisa a velocidade normal e reproduzi-la em baixa velocidade, para efeito de análise. Outra aplicação é quando são gravados pulsos de controle ou referência, que devem ser detectados e contados a velocidades diferentes e variáveis, mesmo quando a gravação diminui de velocidade, pára e recomeça.

Foram sugeridos vários métodos para cabeças que seriam sensíveis não à variação do fluxo, mas ao próprio fluxo. Estas cabeças têm uma resposta intrinsecamente plana até a frequência zero, como na fig. 1-(B). Uma classe de detectores sensíveis ao fluxo é baseada na idéia de interromper ou modular o fluxo da gravação a uma velocidade bastante alta, dando assim uma taxa de variação de fluxo que pode ser detetada com uma bobina. Foram sugeridas aletas movidas por um motor e varetas vibráteis no núcleo da cabeça, mas o resultado pode ser conseguido mais simplesmente pelo princípio do modulador magnético, onde o fluxo de sinal é modulado por meio de enrolamentos auxiliares numa parte saturável da cabeça.

Outra classe de detectores utiliza efeitos magneto-elétricos que não a indução eletro-magnética, incluindo magneto-resistência, efeito Hall, a deflexão de feixes eletrônicos, e a (pequena) sensibilidade dos transistores a um campo magnético.

Podem ser usados ainda outros efeitos magnéticos, tais como rotação de feixes de luz polarizada, forças magneto-mecânicas, e mudanças na permeabilidade incremental.

De todos eles, o princípio do modulador magnético provavelmente tem sido o de maior sucesso. Entretanto, ele tem algumas limitações: é necessário uma fonte de excitação de alta frequência; há ruído de fundo devido ao efeito Barkhausen; um limite superior da resposta de frequência é inerente à estrutura do núcleo ferromagnético; e são ainda necessários enrolamentos como nas cabeças convencionais.

Os elementos sensíveis ao efeito Hall não têm as limitações acima (apesar de terem algumas outras, que lhes são próprias, como logo veremos). A possibilidade de baixo custo de fabricação e a resposta de reprodução ine-

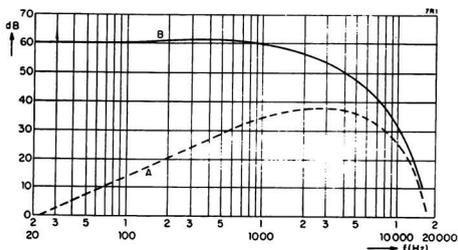


FIG. 1

Resposta em frequência (não-equalizada) de dois tipos de cabeças quando reproduzindo a mesma gravação de corrente constante.

que a saída da cabeça é baixa demais para ser útil, e deve-se encontrar outro método para reproduzir a gravação da fita.

Uma aplicação em que se exige uma resposta a frequência muito baixas é quando

rentemente plana permitiriam eventualmente que tais cabeças viessem a substituir as convencionais, que até o presente não tiveram competidores, exceto para usos especiais e em instrumentos, onde o preço não era consideração primordial. Conseqüentemente, cápsulas com elementos Hall foram investigadas, analítica e experimentalmente, para determinar a possibilidade de ser realizado um projeto vantajoso.

O EFEITO HALL

O efeito Hall recebeu este nome devido a E. H. Hall, que descobriu em 1879 que ele podia modificar a direção das linhas equipotenciais num condutor elétrico pela aplicação de um campo magnético.

O efeito Hall é ilustrado na fig. 2. Um condutor de largura L e espessura E é percorrido por uma corrente I . Na ausência de um campo magnético, um voltímetro V conectado às extremidades opostas de uma mesma linha equipotencial, fornecerá leitura zero. Quando é aplicado um campo magnético H perpendicular aos eixos de tensão e corrente, o voltímetro apresenta imediatamente uma deflexão. A magnitude desta tensão de Hall é

$$V_{Hl} = \frac{R I H}{E}$$

onde R é o coeficiente de Hall, característico do material.

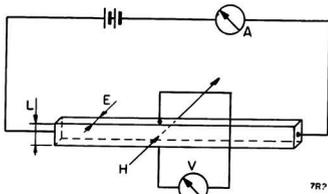


FIG. 2

O efeito Hall

Tensão de Hall, $V_H = RIH/E$

I = corrente

H = campo magnético

E = espessura

R = coeficiente de Hall = v/ne

ρ = resistividade = $1/neu$

$R/\rho = u$

n = número de portadores
 e = carga por portador
 u = mobilidade dos portadores

$n = 2\ 000$ para o germânio

$u = 30\ 000$ para o antimônio de índio (InSb)

A fórmula acima corresponde ao raciocínio de que a tensão gerada deve ser proporcional à intensidade do campo (H), à densidade de corrente (I/LE), e à separação (L) entre os pontos de medida da tensão.

Os materiais condutores comuns têm um efeito Hall muito pequeno para ser de alguma utilidade na detecção de campos magnéticos. Mas, determinados semicondutores possuem coeficiente de Hall apreciavelmente maior, tornando prática a detecção de campos magnéticos de gravações em fita magnética.

CABEÇOTES DE REPRODUÇÃO

Um cabeçote reprodutor utilizando o efeito Hall pode ter a mesma estrutura do núcleo que um cabeçote convencional, mas

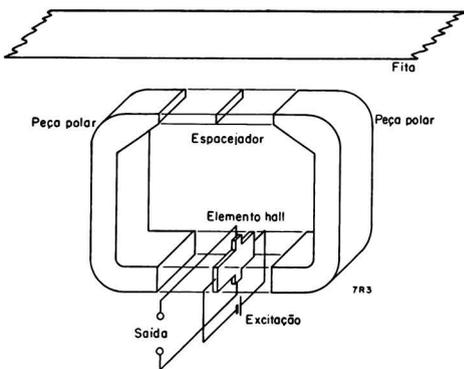


FIG. 3

Elementos de uma cabeça de efeito Hall com abertura posterior.

em vez do enrolamento, um elemento semicondutor é colocado onde o fluxo magnético da fita possa agir sobre ele. A fig. 3 mostra um elemento Hall colocado no entreferro posterior de um par de núcleos em forma de C, ficando o entreferro (abertura) anterior em contato com a fita de gravação. Há quatro terminais dos quais dois recebem excitação por uma corrente contínua de aproximadamente 50 a 500 miliamperes. Nos outros dois terminais aparece uma tensão de saída que depende do fluxo magnético da fita, recolhido pelo núcleo. Isso é válido mesmo que a fita não esteja em movimento; neste caso a saída é uma tensão contínua de polaridade positiva ou negativa, dependendo da direção do fluxo no núcleo.

Mas um núcleo convencional não é necessário, e na realidade é possível construir uma cabeça sem núcleo (bem como sem bo-

bina), como mostra a fig. 4(a). Aqui uma lâmina de material semiconductor é montada de modo que a parte mais estreita pressiona a fita. O campo da fita age diretamente sobre o elemento. Na ausência de bobinas e núcleos, a resposta em alta frequência desta cabeça é limitada apenas pelo efeito Hall; e o efeito Hall opera em frequências

tão ilustradas três maneiras para alcançar esse fim. Na fig. 5 (a) é estabelecido um ponto equipotencial "fantasma" conectando-se um dos terminais de saída a um resistor ligado em lugar do terminal que falta no semiconductor. Com este arranjo é perdida cerca de metade da tensão de saída. A fig. 5 (b) é um elemento com cinco terminais onde a corrente de excitação circula em direções opostas do centro para cada extremidade; assim os terminais de saída **b** e **d** podem estar ao mesmo potencial quiescente, mas assumem potenciais opostos quando estiver presente um campo magnético. Os melhores resultados sob o ponto de vista de saída e baixo ruído foram obtidos com um elemento em forma de **K** (fig. 5c).

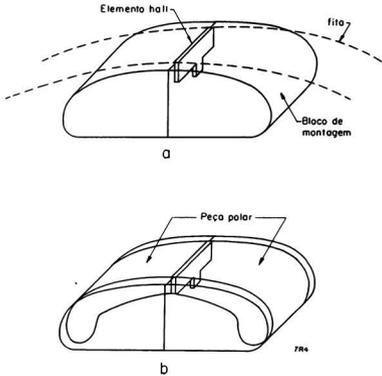


FIG. 4

Cabeças de efeito Hall com abertura anterior.

que podem chegar a 10.000 MHz. Não existem efeitos ferromagnéticos, tais como não-linearidade, histerese, e ruído Barkhausen.

Embora a elegância de um projeto sem núcleo possa ter um interesse especial para matemáticos e entusiastas de alta-fidelidade, a omissão do núcleo age em detrimento do poder de resolução e da sensibilidade da cabeça. Se não precisamos de toda a resposta até 10 000 MHz (e provavelmente não precisaremos até que os engenheiros mecânicos nos dêem mecanismos de transporte da fita mais rápidos) poderemos reforçar a ação do elemento com pedaços de ferrite, como na fig. 4 (b) e ainda alcançar respostas até aproximadamente 100 MHz. Ou podemos usar núcleos finos de metal se o limite superior de frequência não exceder uns poucos megahertz. Por conveniência, as cabeças acima são designadas como cabeças de entreferro anterior ("front gap" heads).

Cabeças como as da fig. 4, onde o elemento está próximo da fita, têm o problema de como ligar o terminal à face do semiconductor sobre a qual desliza a fita. Vários métodos foram propostos para fazer essa conexão. Entretanto, a construção e operação da cabeça são grandemente facilitadas se a ligação for eliminada de todo. Na fig. 5 es-

FATORES PARA UM PROJETO IDEAL

Para cabeças de reprodução estamos interessados em linearidade, sensibilidade e baixo nível de ruído. A linearidade é prati-

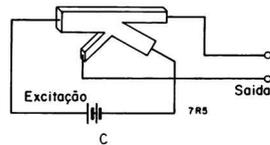
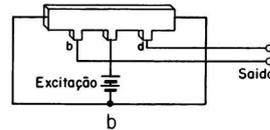
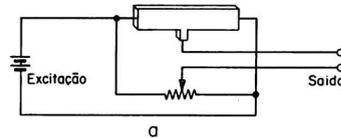


FIG. 5

Circuitos para uso com cabeças de entreferro anterior:

- (a) três terminais com equipotencial "fantasma".
- (b) elemento push-pull de cinco terminais.
- (c) elemento K de quatro terminais.

camente perfeita, mesmo com os campos mais fortes encontrados em gravações magnéticas, como indica a curva experimental da fig. 6, típica para elementos Hall.

A sensibilidade é determinada pela geometria da cabeça e do elemento, e pelas propriedades eletromagnéticas do elemento. Voltando novamente à fig. 2 e à equação da tensão Hall

$$V_H = \frac{R I H}{E}$$

é evidente que devemos procurar um material cujo coeficiente de Hall (R) fôsse o maior possível. A experiência indica que isto não é suficiente porque a resistividade (ρ) do material é também importante de duas maneiras: 1) baixa resistividade provoca menor aquecimento e permite o aumento da corrente (I) de excitação; e 2) menor resistividade significa que a tensão de saída pode ser aplicada a uma carga de menor impedância. Um bom índice de mérito eletromagnético é a mobilidade, que é o coeficiente de Hall dividido pela resistividade.

$$\text{mobilidade} = \mu = \frac{R}{\rho}$$

O germânio tem uma mobilidade de aproximadamente 2000, enquanto que a mobilidade do antimoniato de índio é aproximadamente

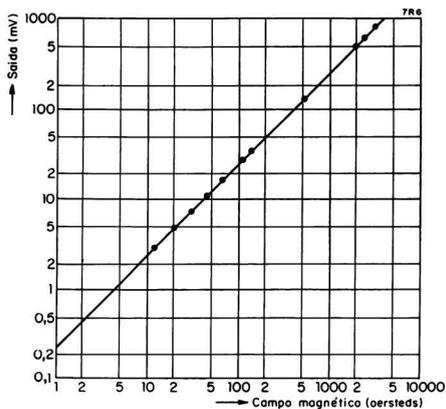


FIG. 6

Varição de saída com o campo para um elemento Hall de germânio.

30 000. Experiências com cabeças usando esses semicondutores confirmaram que o antimoniato de índio é superior.

A corrente de excitação (I) será normalmente fixada no mais alto valor possível, que ainda ofereça segurança, uma vez que a tensão de saída aumenta proporcionalmente.

A maior limitação é o calor gerado por perdas ôhmicas no circuito de excitação. Os elementos semicondutores são sensíveis à temperatura, e o nível da saída irá variar com o aquecimento da cabeça. A corrente de excitação é portanto determinada pela estabilidade com a temperatura, bem como pela possibilidade de queima.

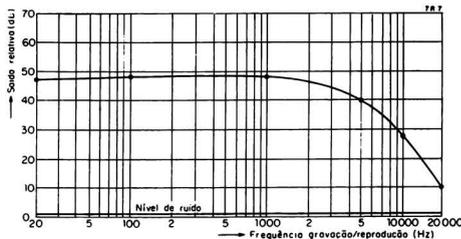


FIG. 7

Características de resposta não-equalizada de uma cabeça experimental de efeito Hall.

O campo (H) é resultante de qualquer fluxo da fita que possa ser canalizado através do elemento Hall. Uma fita da largura de um quarto de polegada, na saturação, pode proporcionar cerca de 1/2 Maxwell; mas para comprimentos de onda, intensidades e larguras da trilha normalmente gravados, uma estimativa realista seria um até dez por cento desse total. Fugas e perdas no núcleo reduzem isto ainda mais, de modo que o elemento opera em níveis muito baixos. Um projeto magnético eficiente é mais importante em cabeças de efeito Hall que nos tipos comuns porque as baixas tensões de saída, que são uma fração de milivolt, não permitem margem de segurança. As fugas e perdas de acoplamento devem ser reduzidas ao mínimo.

A espessura (E) aparece no denominador da equação da tensão de Hall, e assim deve ser a mínima possível. A redução da espessura da lâmina de Hall também melhora a eficiência magnética pela redução da relutância do circuito magnético. Estas vantagens são compensadas por uma seção transversal menor do elemento e conseqüentemente, maior resistência ôhmica, de modo que a corrente de excitação deve ser reduzida. Desde que o aquecimento varia com I^2 , a corrente precisa ser reduzida somente em proporção à raiz quadrada da maior resistência ôhmica, e há vantagem global no uso de elementos delgados.

APLICAÇÕES

As cabeças magnéticas empregando o efeito Hall são a forma mais simples de detetor para reproduzir informações em baixa frequência de fitas em baixa velocidade. Isto é vantajoso na análise de informações, sistemas de controle, e instrumentação.

A saída da cápsula é um sinal análogo do fluxo magnético registrado. Assim, formas de onda complexas podem ser reproduzidas e observadas sem distorção de fase.

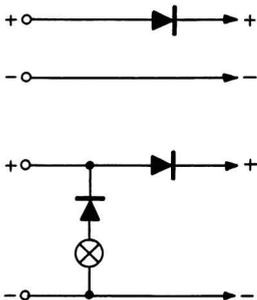
A sensibilidade estática a áreas magnetizadas muito pequenas, da ordem das di-

mensões da abertura, faz da cabeça Hall uma ferramenta útil no estudo do próprio processo de gravação.

As limitações de alta frequência e não-linearidade do núcleo ferromagnético e construção da bobina podem ser evitadas por certos projetos de cabeças Hall.

As cápsulas de efeito Hall são também úteis para usos gerais como por exemplo reprodução de áudio de alta fidelidade; mas sua aplicação nesse campo depende do aspecto econômico de sua produção, e relativa vantagem nos circuitos, se comparada com as cabeças atuais. □□□

IDÉIAS PRÁTICAS



Aparelhos transistorizados são muito sensíveis à inversão da polaridade da tensão alimentadora. Para evitar danos quando acidentalmente é feita uma inversão, basta usar o arranjo da figura (em cima). Caso se queira um alarma, é usado o arranjo da figura de baixo. O diodo usado pode ser do tipo BY 100 ou semelhante.

IMAGEM DE TV EM OSCILOSCÓPIO

Freqüentemente, na reparação de televisores, é vantajoso substituir o cinescópio por um osciloscópio. A maneira de realizar essa substituição é simples (é necessário possuir-se um osciloscópio com modulação de feixe-eixo Z):

— A entrada vertical do osciloscópio é ligada ao anodo da válvula de saída vertical.

— A entrada horizontal é ligada à saída do oscilador horizontal do receptor TV (co-

nexão de grade da válvula de saída horizontal).

— A entrada do eixo Z é ligada à grade ou ao catodo do cinescópio, dependendo se o receptor emprega modulação por grade ou catodo.

— A massa do osciloscópio é ligada à do televisor e o controle de frequência horizontal é colocado na posição "externo".

Observação: ao desligar o receptor de TV, é necessário antes reduzir a intensidade do feixe do osciloscópio ao mínimo.

O AMPLIFICADOR DE FI VÍDEO

O amplificador de FI de um receptor de televisão deve amplificar corretamente o sinal de vídeo, modulado em AM até as mais altas frequências de modulação, isto é, de 4 MHz. Isto significa que o amplificador de FI deve ter uma curva de resposta com largura de faixa da ordem de 4 MHz. Esta largura de faixa pode ser comparada com a amplitude total da curva de sintonia da faixa de ondas médias de 1 MHz (500 kHz — 1500 kHz), na recepção de rádio AM. Se a curva de resposta fôsse formada por um único circuito, teria o aspecto da curva apresentada na fig. 1.

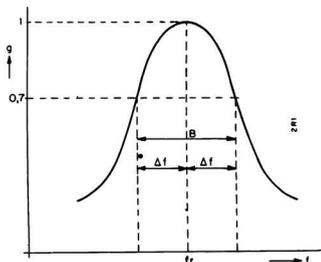


FIG. 1

Desde que a largura de faixa B em um circuito ressonante é derivada da relação entre a frequência ressonante e o fator de mérito do circuito, torna-se fácil avaliar as qualidades requeridas.

Suponhamos uma frequência ressonante (meio da faixa) de 43 MHz. Obtém-se, en-

$$\text{tão, o valor de } Q = \frac{f_r}{B} = \frac{43}{4} = 10,8$$

A fim de se conseguir maior amplificação possível em cada estágio considera-se como capacitância do circuito somente a ca-

pacitância de fiação e a capacitância da válvula (grande relação L/C). O valor destas capacitâncias em um estágio amplificador normal atinge aproximadamente 15 pF. Com 43 MHz a impedância será:

$$R_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6,28 \times 43 \times 10^6 \times 15 \times 10^{-12}} \approx 250 \text{ ohms}$$

Então, pode-se determinar também a resistência de ressonância do circuito, ou seja $R_{res} = Q \cdot R_c = 10,8 \times 250 \text{ ohms} = 2,7 \text{ kilohms}$. Em vista do fator de mérito real do circuito — e, portanto, em vista da resistência de ressonância do circuito de sintonia ser substancialmente maior, a resistência de ressonância deve ser diminuída para 2,7 k Ω , devendo-se para isto, empregar um resistor de amortecimento adicional. Cada circuito ressonante no amplificador de FI do receptor tem, portanto, um resistor de amortecimento adicional.

Pode-se agora determinar a estrutura fundamental de um estágio amplificador de FI. A fig. 2 mostra que o circuito ressonante é formado pela indutância L e pelas capacitâncias de fiação e da válvula, representadas por C_s , enquanto a qualidade correta do circuito, e consequentemente, a largura de faixa requerida são determinadas pelo resistor de amortecimento R . A resistência de 2,7 K do circuito proporciona a resistência de carga para a válvula amplificadora de FI. Se supormos um ganho real de 5 mA/V para a válvula amplificadora de FI, obtemos um fator de amplificação de:

$$g_1 = S \cdot R_n = 5 \times 10^{-3} \times 2,7 \times 10^3 = 13,5 \text{ vezes, no estágio amplificador de FI.}$$

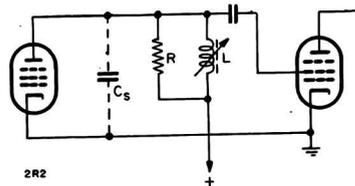


FIG. 2

Um receptor de televisão moderno deve apresentar um ganho igual a 10 000 vezes na amplificação total de FI, a fim de se obter uma certa estabilidade e segurança contra interferência, mesmo com os menores sinais de entrada. Deve-se, portanto, ligar 4 estágios amplificadores de FI iguais, cada um com amplificação da ordem de 10 vezes. Infelizmente ao fazer isto, estreita-se a faixa consideravelmente e conseqüentemente provoca-se uma perda na largura de faixa total. O diagrama simplificado da figura 3 ilustra o que acima citamos. Dois estágios com um circuito ressonante de largura de faixa igual a 4 MHz cada, são ligados em série. Como consequência disto os estágios de amplificação são multiplicados um pelo outro. Podemos, portanto, multiplicar as curvas de resposta uma pela outra pois estas representam a amplificação dos estágios com respeito à frequência.

Cada um dos dois circuitos tem uma largura de faixa de 4 MHz e as curvas de resposta apresentam uma queda nos limites da faixa (pontos onde o ganho cai a 0,7 vez o valor máximo) — veja figura 3.

Dois estágios ligados em série, portanto, apresentam uma queda de amplificação de $0,7 \times 0,7 \cong 0,5$ vez nos mesmos limites da faixa ($B = 4$ MHz). O mesmo se aplica aos valores localizados entre os dois acima calculados.

Dêstes valores obtemos a curva de resposta indicada pela linha interrompida (fig. 3), com a largura de faixa correspondente

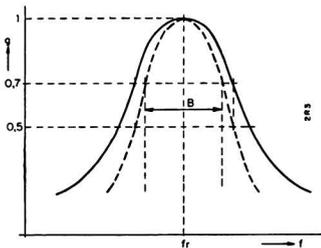


FIG. 3

B' (queda 0,7 vez) que, agora, tem somente cerca de 3 MHz. Se quatro estágios forem ligados em série, é evidente que a largura de faixa total de todos os estágios torna-se consideravelmente menor.

Entretanto, uma vez que se requer uma largura de faixa total de 4 MHz no amplificador de FI, é necessário tornar a largura de faixa substancialmente maior em cada circuito individualmente. Uma largura de faixa maior em cada circuito, entretanto, requer uma resistência de amortecimento menor e, conseqüentemente, menos amplificação em cada estágio. A fim de se conseguir a

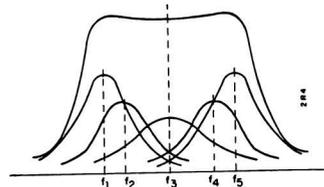


FIG. 4

amplificação total necessária, deve-se novamente usar mais do que quatro estágios de amplificação. Isto, entretanto, estreita ainda mais a largura de faixa e, desde que as duas influências mencionadas acima são interdependentes, é quase impossível construir um amplificador de FI, em ligação série, com circuitos perfeitamente sintonizados em cada estágio, sem grande dispêndio de esforço e dinheiro.

Por esta razão, aplica-se o princípio de "sintonia escalonada" no amplificador de FI. As frequências ressonantes de cada um dos circuitos são escalonadas através de toda a gama de resposta.

Portanto, cada circuito tem uma frequência ressonante diferente e, similarmente, sua largura de faixa depende da posição da frequência ressonante na curva de resposta. Sintonizando-se cada um dos circuitos para as frequências ressonantes e larguras de faixa corretas, pode-se obter uma largura de faixa total de 4 MHz, com uma amplificação média de 10 vezes para cada estágio, independentemente do número de estágios. A fig. 4 apresenta o aspecto básico das curvas de um amplificador sintonizado pelo princípio de escalonamento.

Naturalmente, baseando-se nestas curvas, é possível construir um amplificador de FI que possua filtros de banda passante ao invés de circuitos simples.

A curva de resposta de FI em receptores que funcionam no sistema interportadoras,

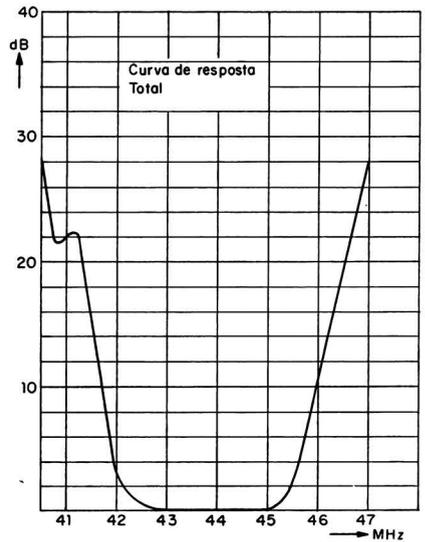
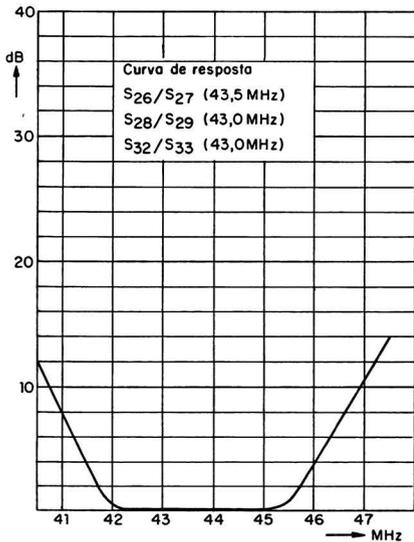
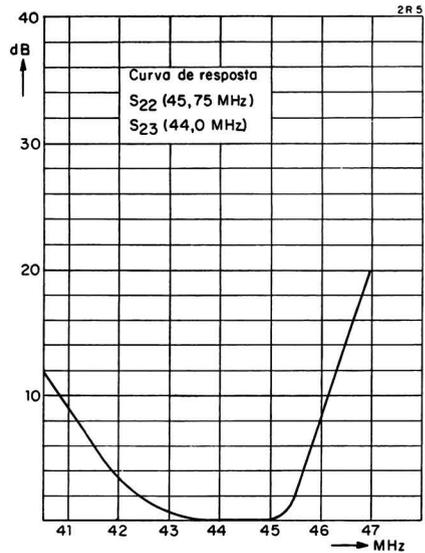
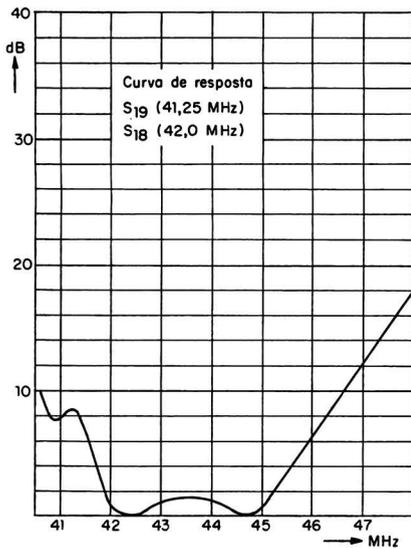


FIG. 5

nas proximidades da portadora de som do canal sintonizado, apresenta uma queda gradual em forma de degrau. Esta queda se verifica entre alturas de 5 a 8% em relação ao meio da faixa, evitando a influência da portadora de som na de vídeo e, de forma

inversa, a interferência de modulação de amplitude muito grande da portadora de vídeo na frequência interportadoras resultante, ou seja, 4,5 MHz.

Na descrição do circuito, que faremos a seguir, encontraremos, portanto, os cinco cir-

cuitos ressonantes do amplificador de FI de quatro estágios. A portadora de som do canal sintonizado tem um circuito de absorção.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O amplificador de FI de quatro estágios consiste das válvulas B8, B9, B10 e B11, com os cinco filtros de banda passante correspon-

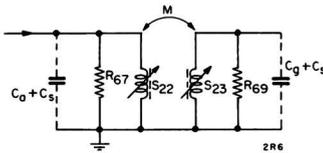


FIG. 6

dentos, ou seja, S18-S19, S22-S23, S26-S27, S28-S29, e S32-S33. Estes cinco filtros de banda passante determinam a forma completa da curva de resposta, por meio das respectivas frequências de sintonia e pelas larguras de faixa de cada circuito; a inclusão de filtros de onda aplicados nos limites da faixa tem uma influência decisiva sobre o aumento da inclinação da curva de resposta. Os quatro estágios da fig. 5 apresentam a constituição da curva de resposta total dos filtros de banda passante montados em série.

Os cinco filtros de banda passante não têm capacitâncias paralelas adicionais; assim pode-se conseguir a relação L/C mais favorável e, conseqüentemente, a mais alta amplificação. Somente as capacitâncias da válvula e da fiação agem como capacitância do circuito. A capacitância de anodo da válvula precedente é decisiva para o circuito do pri-

mário do filtro e a capacitância de grade da válvula seguinte, para o circuito do secundário, com as respectivas capacitâncias de fiação.

O valôr destas capacitâncias é de 10 a 15 pF para cada circuito. Cada circuito é provido de uma resistência de amortecimento separada, a fim de se obter as larguras de faixa necessárias.

A fig. 6 apresenta a disposição básica do filtro de banda passante S22-S23. O circuito do primário é formado pela bobina S22, com a capacitância de anodo e capacitância de fiação $C_a + C_s$, sendo R67 a resistência de amortecimento requerida. O circuito do secundário, que é acoplado indutivamente ao

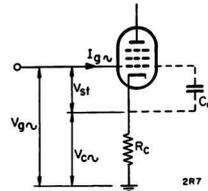


FIG. 7

circuito do primário, consiste da bobina S23, das capacitâncias de grade e de fiação $C_g + C_s$ e da resistência de amortecimento R69.

A porção da curva de resposta que representa o som no sistema de interportadoras é formada pela combinação C73-S19/C74; S19/C74 tem características indutivas com respeito à portadora FI de som de 41,25 MHz e juntamente com C73 forma um circuito de absorção para esta frequência. A atenuação

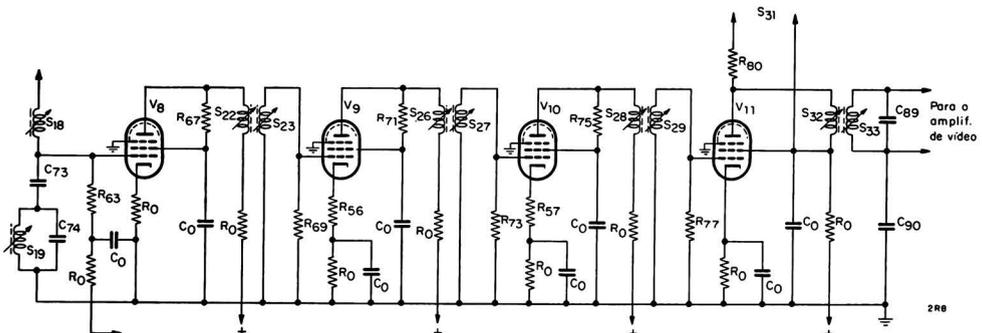


FIG. 8

em relação ao meio da curva de resposta de FI é aproximadamente 20 vezes.

Com uma tensão de CAG e com o auxílio da primeira válvula de controle de FI, B8, a tensão de saída é mantida constante, independente da tensão de entrada. Desde que a capacitância de entrada da válvula C_g , dependendo do potencial de controle, altera-se em 2 ou 3 pF, aplica-se um resistor de 68 ohms não desacoplado ao catodo da válvula de FI sob controle, B8 (fig. 7).

Se a carga capacitiva do circuito ressonante deve ser constante na grade da válvula de FI sob controle, a corrente de grade I_g , bem como, a tensão alternada de grade V_g devem igualmente ser constantes. Consegue-se isto calculando-se o resistor de catodo não desacoplado, R_c , de tal forma que, com um aumento do potencial negativo de controle, (ganho menor) por exemplo, a diminuição da tensão alternada de catodo V_c

esteja em equilíbrio com a atenuação da capacitância de entrada da válvula C_g . A queda na tensão alternada de catodo V_c proporcional a tensão de controle V_{st} . Esta tensão aumenta em tal proporção que a corrente alternada de grade I_g seja constante, apesar de a capacitância de grade C_g mudar com a tensão de CAG. Com um resistor de catodo não desacoplado, de 68 ohms, a válvula B8 mantém quase constante e uniforme a carga do circuito de grade, sobre a extensão da faixa de controle.

A fig. 8 apresenta o circuito completo de um amplificador de FI de quatro estágios. Os filtros ou elementos desacopladores no circuito são assinalados por C_o ou R_o , respectivamente. No último estágio amplificador de FI, B11, o supressor de interferência S31 é acoplado ao circuito ressonante S32 por meio de R80, enquanto o diodo detetor de vídeo é ligado ao circuito do secundário S33.

LEMBRE-SE:

Revista Eletrônica é distribuída somente através de assinaturas.

Envie seu pedido sem demora, a:

ETEGIL — Editôra Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

Caixa Postal 9127

SÃO PAULO — BRASIL

A PROVA DE TRANSISTORES COM ÔHMETRO

Ao se trabalhar com transistores, é muitas vezes conveniente uma verificação rápida e fácil de seu funcionamento correto. Isto é de particular importância para os amadores, que normalmente fazem suas experiências utilizando transistores retirados da "sucata" e que não dispõem de meios para a aquisição de um provador para fazer a verificação mais elaborada.

Um ôhmetro permite apenas uma verificação aproximada do funcionamento das junções do transistor. Esse processo é mais seguro no exame individual dos diodos constituintes do transistor, para a constatação de interrupção ou curto-circuito.

Para constatar interrupção, basta ligar o pólo negativo do ôhmetro à base do transistor, ligando a seguir, alternadamente, o outro pólo ao coletor e emissor. Se a resistência indicada for inferior a $1\text{ k}\Omega$, não há interrupção dos dois diodos.

Para o teste de condução inversa, procede-se de maneira inversa, isto é, liga-se o pólo positivo à base e o negativo, alternadamente ao coletor e emissor. A indicação do ôhmetro deve ser superior a $5\text{ k}\Omega$; caso contrário, as junções do transistor estão com defeito. A única exceção são os transistores de avalanche ("drift"), cujo diodo emissor-base tem resistência muito baixa. Possuem também uma tensão de ruptura do emissor muito baixa, da ordem de $0,7 - 2\text{ V}$. Porém, a limitação da corrente pelo ôhmetro impede que uma sobrecarga danifique o transistor.

Um critério muito adequado para o julgamento de um transistor é fornecido pelas correntes de fuga. São uma consequência da resistência inversa não ideal dos diodos. Nesta prova, é necessário que o transistor esteja à temperatura ambiente, pois, as correntes de fuga variam fortemente com a temperatura.

Um transistor apresenta quatro tipos diferentes de corrente de fuga de coletor: I_{CEO} , para a base aberta, I_{CBO} , para emissor aberto, I_{Cet} , para curto-circuito entre base e emissor, I_{CER} , quando há um resistor entre coletor e emissor. Todas essas correntes podem ser medidas com bastante precisão, usando-se um pequeno circuito auxiliar, de fácil montagem (V. fig. 1).

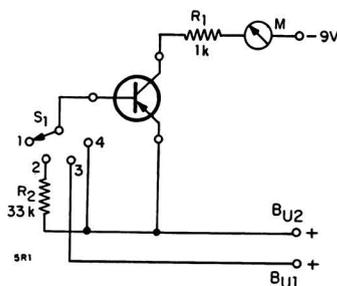


FIG. 1

Circuito básico para o teste de transistores PNP por meio de um multímetro. As medidas efetuadas para as várias posições de S_1 são relacionadas na Tabela I. Nas posições 1, 2 e 4 é usada a bucha Bu 2 e na posição 3, a bucha Bu 1

TABELA I

POSIÇÃO DE S_1	MEDIÇÃO
1	I_{CER}
2	I_{CEO}
3	I_{CBO}
4	I_{Cet}

Em série com o coletor do transistor em prova, é colocado um resistor de proteção e o multímetro M. Como as correntes de fuga são em geral bastante diminutas, da ordem de 1 a 10 μA , o multímetro deve possuir uma

escala bastante sensível, por exemplo com 30 μA de deflexão total. O pólo positivo da bateria será ligado, através da bucha Bu 1 e da posição 3 da chave S_1 , à base do transistor, para a medição de I_{CBO} ou então, através da bucha Bu 2, ao emissor. A tabela I dá as indicações necessárias para a medição. A base fica sem ligação na posição 1 da chave S_1 , na posição 2 fica ligada ao emissor através de R_2 e na posição 4 diretamente ao pólo positivo (Bu 2). O circuito da fig. 1 pode ser utilizado para transistores PNP; para transistores NPN é necessário inverter os pólos da bateria.

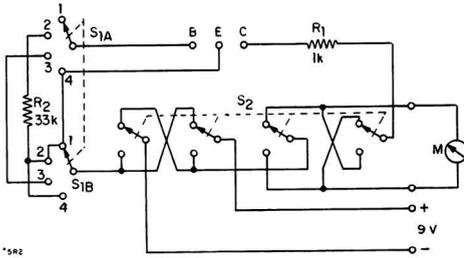


FIG. 2

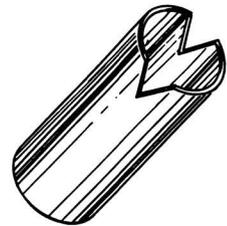
Circuito aperfeiçoado, permitindo fazer todos os testes com a bateria ligada às mesmas buchas e a escolha do tipo de medição é feita pela chave S_1 ; S_2 permite testar, com o mesmo arranjo, transistores NPN ou PNP. As posições de S_1 correspondem também à Tabela 1

Pode-se aperfeiçoar o circuito, substituindo a chave S_1 por um tipo de 2 pólos (ao invés de 1) e 4 posições, e colocando uma chave adicional, de 4 pólos 2 posições, para a inversão da bateria e do medidor (fig. 2).

O conjunto todo pode ser montado sobre uma pequena placa de material isolante. Convém usar um soquete especial para transistores, a fim de facilitar a colocação e retirada destes do circuito. □□□

IDEIAS PRÁTICAS

Rebarbas de furos feitos em chapas de ferro, alumínio, latão ou outro material usado para fazer chassis podem ser retirados com a ferramenta simples mostrada no clichê: um pedaço de tubo de aço, de diâmetro apropriado e com um recorte em "V".



Um método "elegante" para cortar os eixos de potenciômetros ou outros controladores emprega uma máquina elétrica de furar. Prende-se o eixo no mandril e, colocando o motor em funcionamento, apoia-se os dentes

da lâmina de serra ao ponto onde se deseja cortar. A rebarba ficará assim no centro e o corte mais limpo. Naturalmente, esse método não funciona com eixos chanfrados.

AS FREQUÊNCIAS DOS CANAIS DE TV

<i>Canal N.º</i>	<i>Faixa de Freq.</i> MHz	<i>Port. Vídeo</i> MHz	<i>Port. Audio</i> MHz
33	584 — 590	585,25	589,75
34	590 — 596	591,25	595,75
35	596 — 602	597,25	601,75
36	602 — 608	603,25	607,75
37	608 — 614	609,25	613,75
38	614 — 620	615,25	619,75
39	620 — 626	621,25	625,75
40	626 — 632	627,25	631,75
41	632 — 638	633,75	637,75
42	638 — 644	639,25	643,75
43	644 — 650	645,25	649,75
44	650 — 656	651,25	655,75
45	656 — 662	657,25	661,75
46	662 — 668	663,25	667,75
47	668 — 674	669,25	673,75
48	674 — 680	675,25	679,75
49	680 — 686	681,25	685,75
50	686 — 692	687,25	691,75
51	692 — 698	693,25	697,75
52	698 — 704	699,25	703,75
53	704 — 710	705,25	709,75
54	710 — 716	711,25	715,75
55	716 — 722	717,25	721,75
56	722 — 728	723,25	727,75
57	728 — 734	729,25	733,75
58	734 — 740	735,25	739,75
59	740 — 746	741,25	745,75
60	746 — 752	747,25	751,75
61	752 — 758	753,25	757,75
62	758 — 764	759,25	763,75
63	764 — 770	765,25	769,75
64	770 — 776	771,25	775,75
65	776 — 782	777,25	781,75
66	782 — 788	783,25	787,75
67	788 — 794	789,25	793,75
68	794 — 800	795,25	799,75
69	800 — 806	801,25	805,75
70	806 — 812	807,25	811,75
71	812 — 818	813,25	817,75
72	818 — 824	819,25	823,75
73	824 — 830	825,25	829,75
74	830 — 836	831,25	835,75
75	836 — 842	837,25	841,75
76	842 — 848	843,25	847,75
77	848 — 854	849,25	853,75
78	854 — 860	855,25	859,75
79	860 — 866	861,25	865,75
80	866 — 872	867,25	871,75
81	872 — 878	873,25	877,75
82	878 — 884	879,25	883,75
83	884 — 890	885,25	889,75

V H F

<i>Canal N.º</i>	<i>Faixa de Freq.</i> MHz	<i>Port. Vídeo</i> MHz	<i>Port. Audio</i> MHz
2	54 — 60	55,25	59,75
3	60 — 66	61,25	65,75
4	66 — 72	67,25	71,75
5	76 — 82	77,25	81,75
6	82 — 88	83,25	87,75
7	174 — 180	175,25	179,75
8	180 — 186	181,25	185,75
9	186 — 192	187,25	191,75
10	192 — 198	193,25	197,75
11	198 — 204	199,25	203,75
12	204 — 210	205,25	209,75
13	210 — 216	211,25	215,75

U H F

<i>Canal N.º</i>	<i>Faixa de Freq.</i> MHz	<i>Port. Vídeo</i> MHz	<i>Port. Audio</i> MHz
14	470 — 476	471,25	475,75
15	476 — 482	477,25	481,75
16	482 — 488	483,25	487,75
17	488 — 494	489,25	493,75
18	494 — 500	495,25	499,75
19	500 — 506	501,25	505,75
20	506 — 512	507,25	511,75
21	512 — 518	513,25	517,75
22	518 — 524	519,25	523,75
23	524 — 530	525,25	529,75
24	530 — 536	531,25	535,75
25	536 — 542	537,25	541,75
26	542 — 548	543,25	547,75
27	548 — 554	549,25	553,75
28	554 — 560	555,25	559,75
29	560 — 566	561,25	565,75
30	566 — 572	567,25	571,75
31	572 — 578	573,25	577,75
32	578 — 584	579,25	583,75

MODULAÇÃO EM BANDA LATERAL ÚNICA (SSB)

Os rádio-amadores têm à sua disposição uma faixa de fonia relativamente estreita. Portanto, tratam de usá-la tão racionalmente quanto possível. Um dos meios existentes para melhor se aproveitar as faixas de transmissão disponíveis é a modulação em banda lateral única ("single sideband").

O objetivo deste artigo é proporcionar aos amadores de radiodifusão que ainda desconhecem os princípios do "SSB", uma análise resumida a respeito deste sistema de modulação. Para que se entenda melhor o princípio do SSB, deve-se compará-lo com a modulação em amplitude, comumente empregada. Analisando o espectro de frequências da transmissão pelo sistema AM, verifica-se que uma onda portadora é continuamente transmitida. Se o transmissor for modulado, aparecerão duas bandas laterais, que serão simétricas com respeito à onda portadora (veja Fig. 1).

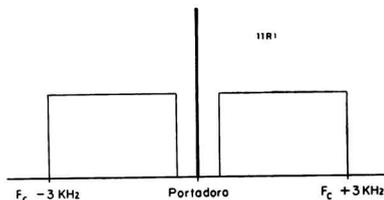


FIG. 1

A largura de faixa, dentro da qual um transmissor de AM opera, depende do sinal de baixa frequência a ser transmitido. Nas faixas destinadas aos amadores, os sinais de baixa frequência transmitidos raramente ul-

trapassam 3 kHz; portanto, a largura de faixa requerida é de 6 kHz.

Como a onda portadora não transmite qualquer informação, sendo usada somente como meio de transporte do sinal de baixa frequência, poderá ser suprimida no transmissor, desde que seja reintroduzida artificialmente no receptor. Neste último, um oscilador local pode se encarregar de reintroduzir a onda portadora suprimida no transmissor, contanto que seja projetado para operar na mesma frequência desta. Isto é necessário para recuperar o número correto de oscilações de baixa frequência após o circuito detetor do receptor.

Este método de transmissão resulta em considerável aumento de eficiência, pois a energia que seria consumida pela onda por-

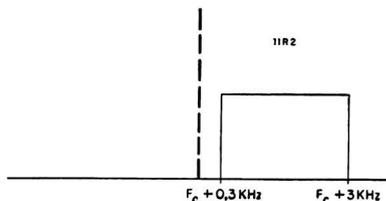


FIG. 2

taçora pode ser utilizada para transmissão apenas das duas bandas laterais.

A onda portadora pode ser facilmente suprimida no transmissor; no receptor, entretanto, podem surgir dificuldades, pois a onda portadora adicionada pelo oscilador local pode estar fora de fase em relação àquela suprimida no transmissor. Entretanto, se uma das bandas laterais for também suprimida na transmissão, a fase da onda portadora adicionada não terá grande importância durante a detecção.

A supressão de uma das bandas laterais não afeta a modulação a ser transmitida, pois ambas as bandas são simétricas com respeito à onda portadora, possuindo portanto, cada uma, a mesma informação. Com isto, o aumento de eficiência, com respeito à modulação AM, torna-se ainda maior. A Fig. 2 mostra o espectro da frequência resultante da supressão de uma das bandas laterais.

Para fazermos uma comparação entre as modulações AM e SSB, suponhamos que um sinal de alta frequência esteja 100% modulado com um sinal de 3 kHz. Observando-se

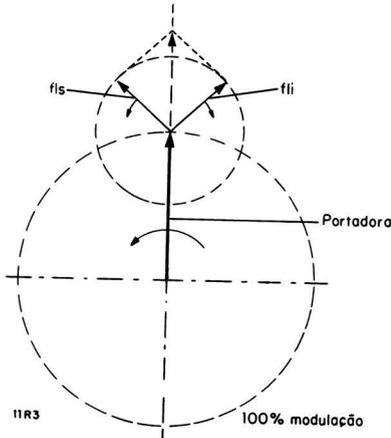


FIG. 3

o diagrama representativo da modulação AM (veja Fig. 3) nota-se que a 100% de modulação a amplitude da banda lateral é igual à metade da amplitude máxima da onda portadora. A Fig. 4 apresenta o espectro da frequência correspondente.

Analisaremos, em primeiro lugar, o que uma porção percentual de potência da onda portadora representa com respeito à potência das bandas laterais. Se a tensão de

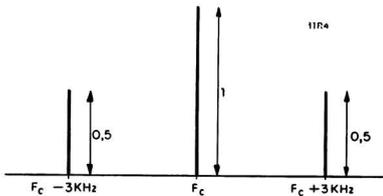


FIG. 4

pico da onda portadora tem valor 1, a tensão de pico de cada uma das bandas laterais terá o valor 0,5; se a potência de pico da onda portadora for igual a 1, a potência de pico de cada banda lateral deve ser 0,25. (W_{pico} é proporcional a V_{pico}^2)*. Segue que a

(*) Potência da onda portadora: Potência da primeira banda lateral: Potência da segunda banda lateral = $\frac{1}{4} : \frac{1}{4} = \frac{4}{6} : \frac{1}{6} = \frac{1}{6} = \frac{2}{3} : \frac{1}{6} = \frac{1}{6}$

potência da onda portadora é igual a 2/3 da potência total da alta frequência; a potência de cada banda lateral é somente 1/6 da potência total.

Em outras palavras, um transmissor de SSB de 100 W funciona tão eficientemente quanto um transmissor de AM de 600 W.

Se a onda portadora for suprimida juntamente com uma das bandas laterais, teremos então a energia total para ser aplicada em uma única banda lateral. Desta forma, a eficiência de potência é aumentada em mais ou menos 6 vezes. Outra vantagem do sistema SSB reside no fato de que, em relação ao sistema AM, pode-se operar com somente metade da largura de faixa. Conseqüentemente, basta que a largura de faixa na saída do transmissor seja de 3 kHz.

As interferências existentes nas proximidades do receptor são reduzidas consideravelmente, devido à pequena largura de faixa empregada. Como a onda portadora não é transmitida, é impossível que o sinal de SSB seja prejudicado por "fading" seletivo. Por outro lado, um sinal de SSB causa menos interferências, que os sinais de AM.

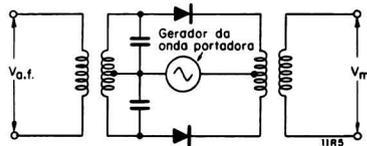


FIG. 5

Em princípio, um transmissor de SSB deve preencher dois requisitos:

- a) Suprimir a onda portadora
- b) Suprimir uma das bandas laterais

Supressão da onda portadora

Existem diversas formas de suprimir a onda portadora. O circuito mais usado para este fim é um modulador balanceado (veja Fig. 5).

A tensão da onda portadora é aplicada simetricamente através das duas derivações centrais do primeiro transformador, enquanto a tensão de modulação é aplicada ao enrolamento primário do mesmo. Deve-se fazer com que a amplitude da onda portadora seja um múltiplo da amplitude do sinal de baixa

freqüência, ou seja, o fator de modulação deve ser pequeno. A onda portadora faz os dois diodos conduzirem ou não, de acôrdo com sua freqüência. Os diodos, praticamente, desempenham a função de interruptores. Se os dois diodos conduzirem, os dois transformadores estarão ligados em série e somente a tensão de modulação passará através deles. Se os dois diodos estiverem cortados, a ligação entre os dois transformadores estará interrompida. Então, a tensão de baixa freqüência é interrompida de acôrdo com a freqüência da tensão da onda portadora.

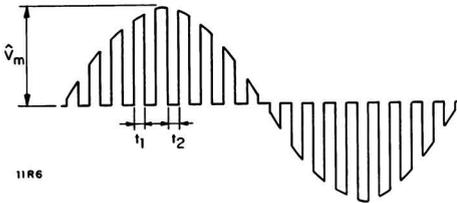


FIG. 6

A forma da tensão de saída do modulador (V_m) é mostrada na Fig. 6. Durante t_1 os diodos conduzem — durante t_2 os diodos estão cortados. Se esta curva for analisada de acôrdo com "Fourier", pode-se notar que, primordialmente, as duas bandas laterais

(f port. + f mod.) e

(f port. — f mod.) estão presentes.

A freqüência da onda portadora não está mais presente pode-se observar que o modulador é perfeitamente simétrico, pois as correntes da onda portadora nas duas metades do enrolamento são opostas e iguais entre si. O mesmo resultado pode ser obtido por meio de válvulas (modulador balanceado). Neste caso as grades de um circuito "push-pull" são excitadas em anti-fase enquanto os anodos são ligados em paralelo (veja Fig. 7).

Com este circuito, a tensão V_m obtida representa as duas bandas laterais de um sinal AM, sem qualquer componente da onda portadora.

Supressão de uma das bandas laterais

Existem dois meios para se efetuar a supressão de uma das bandas laterais:

- 1 — Método de filtragem
- 2 — Método de alteração de fase

Há um 3.º método, mas este é bastante complicado, razão pela qual não entraremos em detalhes a respeito. O método de filtragem é o mais simples e, portanto, o mais empregado. Aqui, o sinal de dupla banda lateral produzido pelo modulador balanceado é aplicado a um filtro de banda lateral única. Este filtro permite a passagem de uma só banda lateral.

Verifica-se pela Fig. 1, que este filtro deve apresentar uma curva de resposta com um declive muito bom para desempenhar bem a sua função. Atualmente, conhece-se dois tipos de filtro que apresentam o declive requerido, ou seja, o filtro de cristal e o filtro eletromecânico. Muitos dos filtros eletromecânicos são baseados no assim chamado efeito magnetostriitivo. Entretanto, este tipo de filtro é muito caro e, além disso, os amadores não são capazes de construí-lo.

Um bom declive pode ser conseguido também com o uso de um filtro de cristal, que possui a vantagem adicional de ser mais barato e poder ser eventualmente construído pelo amador.

Com o método de alteração de fase é necessário introduzir uma mudança de fase de 90.º na tensão de modulação, através de toda a gama de freqüência de áudio, e tam-

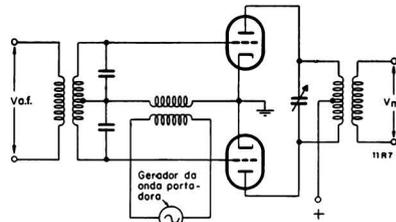


FIG. 7

bém alterar os sinais de alta freqüência de 90.º entre si. Isto ocasiona dificuldades na construção e ajuste dos moduladores. Além disso, a supressão da banda lateral é de menor eficiência do que com o método de filtragem.

A Fig. 8 apresenta o diagrama em blocos de um transmissor simples para SSB. A supressão da onda portadora é efetuada no modulador M1, que é um modulador balanceado ou em anel. M1 é alimentado com o sinal de um oscilador a cristal, proporcionado

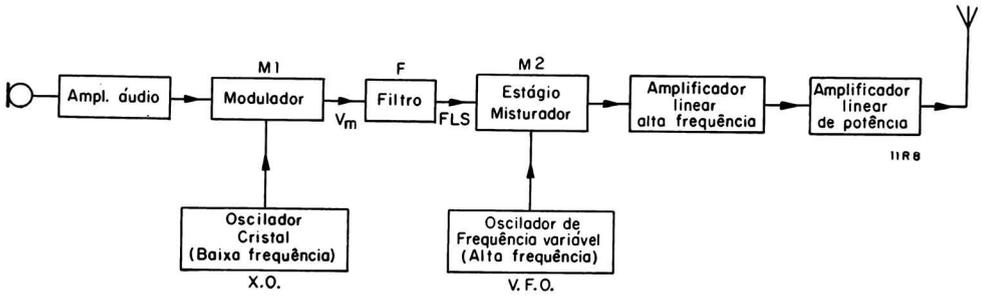


FIG. 8

por XO, que representa a onda portadora, e ainda com um sinal de baixa frequência (modulação). Na saída do modulador, aparecem somente as duas bandas laterais. Uma das bandas laterais é suprimida no filtro F e o sinal da outra é combinado com o sinal de um VFO no estágio misturador M 2.

O sinal resultante é amplificado no estágio de saída. Os estágios de alta frequência e de saída não podem provocar distorção, razão por que só podem ser ligados em classe B (ou em classe A).

Recepção de um sinal de SSB

Na recepção de um sinal de SSB a onda portadora suprimida na saída do transmissor deve ser reintroduzida no receptor. Suponha-se que um transmissor de SSB opere numa frequência de 3,6 MHz, isto é, a onda portadora suprimida tem uma frequência de 3,6 MHz. Se este transmissor for modulado com um sinal de baixa frequência de 2 kHz,

para operar na banda superior ($f \text{ port.} + 2 \text{ kHz}$), será transmitido um sinal de 3,602 MHz. O receptor é sintonizado em 3,602 MHz e tem uma FI de 470 kHz. Se a frequência do oscilador local do receptor for menor que a frequência de entrada (3,130 MHz), o sinal do transmissor excita uma FI de 472 kHz.

Fornecendo o oscilador de batimento uma frequência de 470 kHz a combinação desta frequência com a de FI (472 kHz) dará lugar a um sinal-diferença de 2 kHz, correspondente à frequência de modulação.

Ao se trabalhar com SSB devem ser tomadas todas as precauções para que, tanto o transmissor quanto o receptor tenham a máxima estabilidade de frequência.

Se as frequências do transmissor e do receptor não forem exatamente iguais, ocorrerá uma mudança total da modulação de baixa frequência. Uma mudança de 50 Hz já resulta em uma distorção apreciável na qualidade do som. □□□

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA PARA 6 VOLTS

SATOSHI YOKOTA

Nas experiências com circuitos transistorizados é importante poder-se contar com uma tensão de alimentação bastante estável. Como em geral a rede elétrica, na maioria das localidades em nosso país, está sujeita a flutuações bastante acentuadas, é difícil, sem provisões especiais, conseguir a necessária estabilidade. Uma solução seria o uso de pilhas, mas nem sempre isto é interessante ou possível.

Por essa razão, resolvemos publicar, no presente artigo, a descrição de uma dessas fontes, capaz de propiciar uma regulação satisfatória, sem que o tamanho fôsse excessivo. No projeto, foram levadas em conta variações da tensão de rede, entre 80 e 130 V, pois tais variações são frequentemente encontradas nas redes de distribuição de energia elétrica em algumas regiões de nosso país.

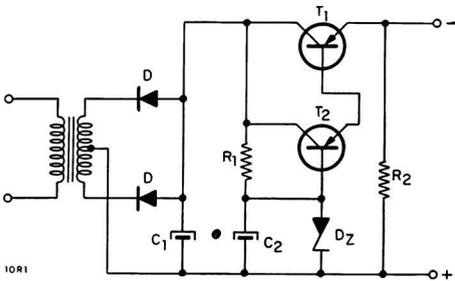


FIG. 1

Circuito esquemático completo da fonte de tensão estabilizada de 6 V.

O circuito utilizado neste projeto é capaz de fornecer tensão de 6V, a uma corrente de até 200 mA. Foram usados, um total de dois transistores e um diodo Zener, na parte reguladora. A figura 1 evidencia a simplicidade do circuito.

O diodo Zener, do tipo BZZ 10, é usado apenas para fornecer um padrão de tensão.

Um aumento da tensão de saída fornecida pela fonte não regulada, constituída pelo transformador e pelo retificador) acarreta um aumento na corrente através do diodo Zener e, conseqüentemente, um aumento na queda de tensão através do transistor T_2 (OC74). Portanto, o diodo Zener fornece a corrente de controle para T_2 e, através deste, para T_1 (OC26 ou ASZ18). R_1 é o resistor de polarização para os transistores e o diodo Zener; seu valor (390 Ω) foi escolhido de tal maneira que, mesmo com a máxima tensão de rede que possa ser esperada, a corrente através do diodo Zener nunca possa ultrapassar o valor máximo permissível. O valor de R_2 é de 270 Ω , e o capacitor C_2 é de 1000 μF , 10V.

A fonte de tensão não regulada é constituída pelo transformador TR e pelo retificador. Neste, podem ser empregados dois diodos de silício do tipo BY 100, que, podendo fornecer até 500 mA de corrente retificada, trabalharão "folgados". O capacitor C_1 é de 650 μF , 16 V.

O transformador de força (TR) possui secção do núcleo de 1/2" x 1/2" (12 x 12 mm) com primário (110 V) constituído por 2000 espiras de fio n.º 35 AWG esmaltado e secundário de 2 x 175 espiras de fio n.º 29 AWG esmaltado.

Na montagem, não se fazem necessárias recomendações especiais. O diodo Zener dispensa, no caso presente, o uso de um dissipador de calor, o mesmo acontecendo com o transistor T_2 (OC74). O transistor regulador (T_1) OC26 ou ASZ18, trabalhando bastante abaixo de sua máxima potência admissível, requer apenas um dissipador de área moderada. Pode ser, por exemplo, usada uma chapa de alumínio enegrecido com 3 mm de espessura e 50 cm² de área, para temperaturas ambientes até 60°C.

Nas medições experimentais realizadas com esta fonte, foram os seguintes os resultados constatados:

Tensão de Rede (V)	Corrente de carga (mA)	Tensão de saída (V)
80	200	5,4
110	200	5,7
130	200	5,8
130	20	6,0

Resistência de saída: 1,1 Ω

"Ripple" (C. A. sobreposta): 0,05%

A APLICAÇÃO DE ONDAS SÔNICAS NA INDÚSTRIA

Durante os últimos vinte e cinco anos desenvolveu-se uma nova classe de técnicas industriais empregando ondas sônicas para as mais diversas finalidades. O conhecimento dos fenômenos fundamentais destas técnicas surgiu, em muitos casos, de simples pesquisas que a princípio não se destinavam a qualquer aplicação imediata. Os desenvolvimentos subseqüentes permitiram o aperfeiçoamento de valiosas "ferramentas" industriais. Outras ainda estão em fase de execução e experiência.

Para que se possa apresentar um esboço da atual situação é conveniente dividir o campo de aplicação das ondas sônicas em duas áreas. A primeira delas compreende as aplicações de "processamento". A onda acústica é aqui empregada para produzir trabalho ativo e para iniciar ou acelerar alguma modificação nas propriedades do material sob trabalho. A segunda área de aplicação refere-se a uma variedade de técnicas de inspeção e teste, nas quais a onda acústica é usada para proporcionar informações sobre as propriedades de materiais ou componentes.

Antes de examinar em detalhes as técnicas disponíveis é útil observar resumidamente as propriedades das ondas sônicas e definir alguns dos termos que usaremos. O som é transmitido através de meios sólidos, líquidos ou gasosos por ondas elásticas, que podem ser de diversos tipos. Por exemplo, o meio pode vibrar de forma compressional (transmissão comum do som no ar), de forma transversal (as partículas do meio movem-se perpendicularmente à direção da propagação), ou de forma torsional (como aconteceria com uma vara fina e comprida



FIG. 1-A

Na propagação de uma onda elástica compressional, as partículas que formam o meio condutor do som vibram em direção paralela à da propagação.

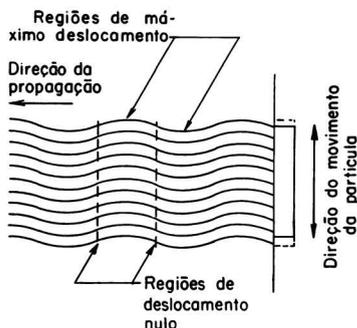


FIG. 1-B

O movimento da partícula, de forma transversal, é perpendicular à direção propagação.

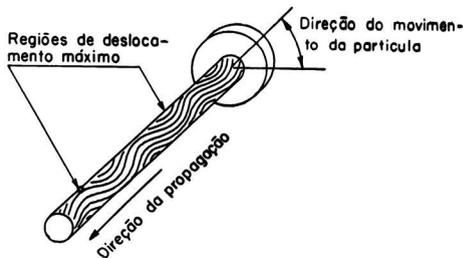


FIG. 1-C

Em um bastão fino podem existir vibrações de forma torcida. O bastão oscila em direção de sua extensão (longitudinalmente).

se uma de suas extremidades fôsse súbitamente torcida).

Nos meios líquidos o som, normalmente, só pode ser propagado de forma compressional. Os modos ou formas de propagação são ilustrados na fig. 1. Podem ocorrer também ondas de superfície, como as ondulações de um lago.

As frequências das ondas sônicas perceptíveis pelo ouvido humano, em média, localizam-se abaixo de 16 000 Hertz. As frequências superiores a 16 000 Hz são chamadas ULTRA-SÔNICAS. Estas frequências — que podem alcançar alguns milhões de Hertz, são particularmente úteis na indústria, sendo o termo “ultra-som” empregado corriqueiramente para qualquer processo que envolva ondas sonoras.

O valor particular destas altas frequências no trabalho industrial consiste principalmente de duas propriedades que possuem. As frequências na escala de 10 kHz a 1 MHz são capazes de produzir em líquidos o fenômeno conhecido como cavitação, isto é, formação de bolhas de gás dissolvido dentro do líquido, por meio de vibrações. Estas vibrações provocam choque entre as ondas e proporcionam pressões de muitas atmosferas. (As bolhas são produzidas quando a pressão instantânea no líquido atinge valor inferior à sua pressão de vaporização. Normalmente, são necessárias intensidades substanciais de som para que se inicie este fenômeno). Estas grandes pressões de choque produzem efeitos poderosos de erosão e destruição que são utilizados para limpeza ultra-sônica, processos de emulsão, etc.

A segunda propriedade, de particular importância, é mais evidente em ondas sônicas de frequências de 1 MHz para cima. Estas ondas sônicas podem ser comparadas com um feixe de luz, sendo que os fenômenos de reflexão e refração ocorrem da mesma maneira. Podem, portanto, ser dirigidas para dentro de um material qualquer a fim de verificar possíveis falhas ou defeitos internos, exatamente como uma luz visível poderia ser usada para examinar um diamante. A transparência relativa dos materiais para o som e o modo pelo qual este é refletido e refratado propiciam informações a respeito das propriedades elásticas e da homogeneidade dos materiais.

Os métodos empregados para gerar ondas acústicas são numerosos, mas para finalidades práticas somente três são importantes:

1) Apitos, nos quais um líquido ou gás processado é bombado através de um orifício, provocando vibrações ao colidir com uma lâmina, ou então, é introduzido por uma cavidade ressonante.

Este processo pode ser empregado somente com líquidos de fluidez média.

2) Transdutores magnetostritivos, que são feitos de certos tipos de materiais ferromagnéticos. Tais materiais possuem a propriedade de mudar suas dimensões quando colocados num campo magnético. Um campo magnético alternado é produzido pela passagem de corrente, fornecida por um gerador elétrico de alta frequência, através de uma bobina que envolve o transdutor. Isto faz com que o transdutor passe a vibrar. Extremamente resistentes, estes transdutores são usados em diversas aplicações, em frequências acima de 100 kHz.

3) Transdutores “piezoelétricos” e eletrostritivos, feitos de materiais que respondem a um campo elétrico de modo similar àquele onde os materiais magnetostritivos respondem a um campo magnético. Os materiais adequados para sua fabricação são: quartzo, titanato de bário, ou zirconato de chumbo. Consideravelmente mais frágeis, são empregados em altas frequências, notadamente acima de 100 kHz, onde os transdutores magnetostritivos são impraticáveis.

Os geradores elétricos empregados para excitar os tipos de transdutores magnetostritivos e eletrostritivos são em geral equipados com válvulas termiônicas robustas. Usualmente, compõem-se de um oscilador que excita um estágio de saída, mas às vezes, consistem de uma grande válvula de potência usada como auto-oscilador. Em algumas aplicações de alta potência requerendo diversos kW em frequências relativamente pequenas, abaixo de 25 kHz por exemplo, empregam-se alternadores rotativos.

LIMPEZA E PROCESSAMENTO DE MATERIAIS

Provavelmente, a aplicação do ultra-som mais divulgada é a limpeza ultra-sônica. Resultados absolutamente notáveis foram alcançados em grande variedade de aplicações e grandes melhoramentos foram obtidos em relação aos métodos convencionais, tanto no que se refere à rapidez como aos resultados da limpeza.

Os sucessos mais admiráveis são obtidos no caso de pequenos objetos de superfície irregular, tais como, esferas de mancais, componentes de relógios, elementos de válvulas eletrônicas, etc. Trabalhos recentes, entretanto, têm propiciado a extensão destas técnicas para muitos componentes volumosos, tais como, corpos de válvulas hidráulicas e para peças fundidas antes do processo de galvanoplastia, sendo que neste setor novos melhoramentos já se fazem notar. Em princípio, os componentes a serem submetidos à limpeza são imersos em um solvente adequado, que é posto em estado de cavitação por irradiação de ondas sônicas de alta intensidade. A frequência empregada, normalmente não ultrapassa 1 MHz. A cavitação desprende as partículas de sujeira, que são então eliminadas pelo solvente. Em frequências mais altas parece provável que a alta aceleração das partículas no solvente também desempenhe parte importante na ação de limpeza. Existem tanques de limpeza de vários tipos e tamanhos, cuja capacidade varia desde algumas frações de litro a vários litros.

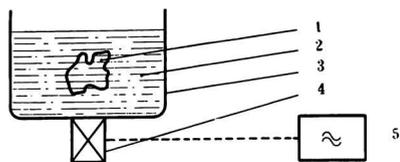


FIG. 2

Princípio da limpeza ultra-sônica.

- 1 — Objeto a ser limpo; 2 — Líquido;
3 — Recipiente; 4 — Transdutor; 5 —
Gerador de ultra-som.

Pequenas "tijelas" de limpeza, operando desde 50 W de potência elétrica, são fabricadas para usos em bancadas de montagem. Servem para efetuar a limpeza de pequenos componentes de precisão antes de seu emprego na montagem de um equipamento qualquer. Existem também grandes instalações utilizando diversos kW de potência, que são necessárias para fazer parte de métodos modernos de alta produção. Estes equipamentos grandes de limpeza possuem outras vantagens, tais como: pré-lavagem, enxaguamento e possibilidade de constante filtragem e destilação do solvente. Pode-se encontrar também equipamentos de capacidades intermediárias.

Equipamento aproximadamente similar é usado para vários tipos de outros processamentos. A extração de óleos e decapagem de metais são processos que se destacam. Para decapagem de metais fundidos e das folhas de metal normalmente submete-se o material a um banho de ácido, cuja concentração é razoavelmente alta. Com o uso de ultra-som no banho de decapagem a concentração pode ser reduzida em alguns casos a um vigésimo do valor normal. Além da economia resultante, isto significa redução do risco de danificar a superfície do material.

A extração de óleos essenciais de muitos produtos naturais, incluindo os destinados à alimentação, pode ser consideravelmente acelerada, com o emprego de irradiação de som de grande intensidade. A matéria prima é tratada em quantidades, ao invés de peça por peça, devendo ser colocada em um tanque provido de diversos transdutores e contendo um líquido que age como portador do óleo extraído: Os transdutores normalmente são do tipo magnetostriativo. O líquido deve ser agitado por meios mecânicos a fim de assegurar uma irradiação uniforme. A quantidade de produto extraído, para uma certa proporção de matéria prima, é aumentada significativamente e o tempo de extração é substancialmente reduzido, em relação ao normalmente necessário.

Emulsificação de líquidos e dispersão de pigmentos também podem ser executadas com equipamento similar ao acima descrito. Entretanto, para tais processos, é mais comum o emprego do sistema de fluxo contínuo, usando apitos de alta frequência, devendo o líquido passar diretamente através de um conduto portador. A intensa cavitação produzida pelo ultra-som rompe as características do líquido e proporciona completa mistura dos componentes, produzindo uma emulsão ou suspensão muito boa.

Existem diversos tipos de reações químicas que podem ser iniciadas ou aceleradas por meio do ultra-som, sendo que a eletro-galvanização destaca-se entre estas. Embora ainda esteja sendo usada experimentalmente, as conclusões obtidas permitem que se espere ótimos resultados. Um aumento de dez a quinze vezes na intensidade de corrente resultou em melhoria da qualidade de galvanização. Já se encontram em uso pequenos equipamentos para deposição de ródio e para banho de ouro.

TÉCNICAS DE FABRICAÇÃO

Os processos já descritos referiam-se a trabalhos químicos ou acabamento de superfícies. Além destes, entretanto, desenvolveu-se um sem número de técnicas que são de grande valôr na própria fabricação de componentes.

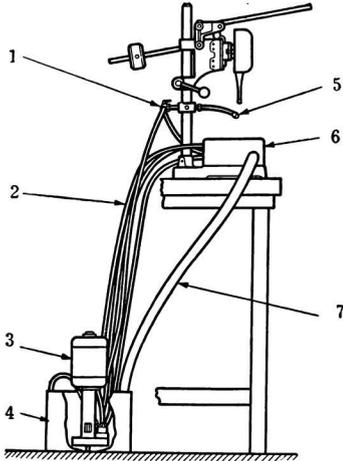


FIG. 3
Construção de uma perfuratriz ultra-sônica.

1 — Registro de duas vias; 2 — Tubulação ao bocal de saída, à mesa e aos jatos; 3 — Bomba; 4 — Tanque de sedimentação; 5 — Bocal de saída; 6 — Mesa de trabalho; 7 — Tubulação de retorno.

A tendência atual para o uso de materiais excessivamente duros, particularmente a cerâmica, foi iniciada pelo desenvolvimento de equipamentos ultra-sônicos. Isto permite que tais materiais, resistentes aos métodos normais, possam ser trabalhados com relativa facilidade. Uma ferramenta de metal mole, fabricada para proporcionar um orifício de determinada forma, é posta a vibrar em alta frequência, com uma amplitude de alguns milésimos de milímetro. Esta ferramenta é posta em contato com a peça que se pretende perfurar, aplicando-se um jato de água e um pó abrasivo fino. Com a vibração as partículas abrasivas são impulsionadas para o interior da peça extraíndo desta pequenos fragmentos. Devido aos milhares de golpes que ocorrem a cada segundo, o tempo de corte é muito pequeno.

Pode-se notar que, desde que a ferramenta não efetua rotações, mas age princi-

palmente como um martelo impulsionando as partículas abrasivas, não há limitações sobre a forma dos cortes que se pode efetuar. Sem dúvida, as aplicações mais úteis referem-se à perfuração de materiais intratáveis dotando-os de orifícios das mais variadas formas, o que requereria muitas horas de trabalho manual pelos métodos convencionais.

Existem perfuradores ultra-sônicos nas diversas medidas em que são encontradas as brocas rotativas padronizadas. Uma pequena máquina de bancada, é ideal para efetuar orifícios acima de 9,5 mm em vidros, cerâmica e carbonetos sinterizados. Tal máquina opera em 20 kHz, alimentada por um gerador de 60 W. Existem máquinas maiores, trabalhando com potência acima de 2 kW e capazes de efetuar cortes numa espessura de 76 mm. Tais máquinas são, às vezes, providas de dispositivos de transporte, como nas máquinas ferramentas. Outra máquina, recentemente desenvolvida, operando com base em princípio diferente, é adaptada para perfurar e escariar orifícios redondos em materiais duros e quebradiços.

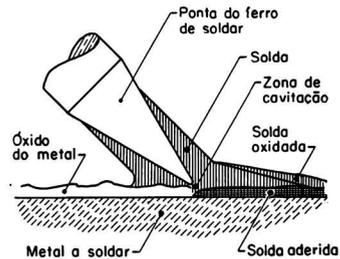
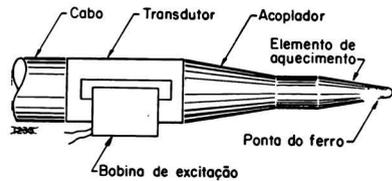


FIG. 4
O soldador a ultra-som (em cima) e a maneira como funciona (em baixo).

No que se refere à junção de metais, a soldagem e ligação ultra-sônica oferecem certas vantagens. Muitos metais podem ser unidos pela aplicação de suficiente pressão, particularmente em altas temperaturas, mas normalmente não se pode juntá-los em vista

da presença de uma camada de óxido que se forma sobre a superfície. O ultra-som pode ser usado para eliminar esta camada e permitir que as superfícies limpas do metal estejam em perfeito contato. No caso da solda, a camada de óxido é destruída pelo efeito de cavitação na própria solda fundida. Este método é tão eficiente que, por exemplo, o alumínio e suas ligas, que são praticamente impossíveis de soldar, são facilmente estanhados. Usa-se dois tipos de equipamento. Componentes pequenos podem ser estanhados mergulhando-os em um banho de solda fundida, que é colocada em estado de cavitação por meio de irradiação ultra-sônica. Um soldador ultra-sônico, no qual a ponta de um ferro aquecido de modo convencional é posto a vibrar ultra-sônicamente, é adequado para uso em componentes que não possam ser bem estanhados por imersão.

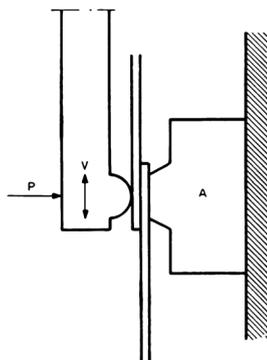


FIG. 5

Princípio da união ultra-sônica de metais.

A — apoio fixo; P — força que comprime as duas chapas; V — Elemento de compressão, vibrando na direção da seta.

A união de metais por meio de ultra-som é um desenvolvimento relativamente novo. Os dois componentes a serem juntados são unidos e presos entre as garras da máquina, não com muita força. Uma das garras é vibrada ultra-sônicamente, rompendo as camadas de óxido que separam as superfícies dos dois metais e permitindo que estas fiquem em perfeito contato. Proporciona-se então uma união por pressão. Normalmente, as operações de união consideradas difíceis, podem ser facilmente executadas. Os metais podem ser unidos mesmo em camadas espessas e pode-se juntar também metais de

espécies diferentes. Além disso, não ocorre usura excessiva das peças. Esta técnica ainda não encontrou aplicação comercial em nosso país, mas poderá tornar-se valiosa quando for melhor conhecida.

APLICAÇÕES EM INSPEÇÃO E TESTE DE MATERIAIS

Não menos importantes que as aplicações já descritas, são as técnicas de inspeção, que se tornaram possíveis com o uso do ultra-som.

Dentre estas, a que mais se desenvolveu é a detecção de defeitos de materiais. Nos casos onde a segurança de um componente é considerada vital, como ocorre na indústria de aviões, ou onde maquinária de grande valor deve funcionar com exatidão, é importante que se examine a estrutura interna dos principais componentes a fim de assegurar a ausência de defeitos sérios. Em muitos casos a detecção ultra-sônica de defeitos proporciona um excelente meio de realizar este exame.

Como já foi mencionado, os feixes de ondas sônicas de alta frequência comportam-se da mesma forma que os raios de luz. Se um transdutor de cristal for pressionado contra a face de uma peça, poderá ser usado para propagar um pulso de energia sônica para o interior do material que constitui a peça. Se este pulso de som encontrar um defeito no material, será parcial ou totalmente refletido e o conseqüente eco poderá ser recebido por este ou por outro transdutor. Este processo é ilustrado na fig. 6. O intervalo de tempo entre o pulso transmitido e o retorno do eco é a medida da profundidade do defeito. Fazendo com que os dois pulsos sejam visualizados por um tubo de raios catódicos, a profundidade da falha pode ser indicada visualmente.

Praticamente todos os detectores de defeitos operam sob tal princípio, embora o número de variações seja grande. É muito comum, por exemplo, o uso de um transdutor montado sobre uma peça de acoplamento, feita de "Perspex". Isto permite o emprego de ondas transversais, que são preferíveis às ondas de compressão, proporcionando melhor definição. Outros cabeçotes transdutores empregam cristais moldados para adaptação sobre tubos e outras superfícies irregulares, além de cristais duplos (transmissores e receptores) adaptados em um cabeçote, dispositivos especiais de acoplamento, destinados a eliminar certos componentes indesejáveis da onda sônica, além de muitos outros apetre-

chos especiais para melhorar a operação do instrumento.

A fim de transmitir energia acústica do transmissor para o material que está sendo examinado, é necessário assegurar boa união acústica, empregando-se para tanto um meio acoplador. Isto se faz, comumente, com óleo ou com água, que se aplica em fina camada sobre a face do transdutor.

Para componentes grandes, de forma irregular, é sempre difícil obter resultados precisos devido ao mau acoplamento acústico entre o cabeçote de prova e a superfície irregular do componente. Em tais casos a peça toda deve ser imersa em um tanque de líquido, juntamente com os cabeçotes transdutores. Os cabeçotes, neste caso, nem sempre precisam estar em contato com a superfície da peça e podem, de fato, ficar a vários centímetros de distância. Este método, por si só, proporciona exame semi-automático. Os cabeçotes são movimentados em vários sentidos sobre a peça a ser examinada até que toda sua superfície tenha sido percorrida. O operador, então, precisa somente observar a tela do tubo de raios catódicos.

Um desenvolvimento que ainda não está em uso geral, e que dispensa o tubo de raios catódicos, emprega um registrador gráfico, que pode ser ligado de forma a representar secções completas da peça, assinalando qualquer defeito ou irregularidade desta. Tais equipamentos, que estão sendo rapidamente melhorados, podem em breve dar resultados equivalentes aos dos raios X, sem muitos de seus inconvenientes.

A frequência na qual o aparelho detetor de falhas é operado, é determinada pelo tamanho mínimo da falha que se pretende localizar. Empregando-se uma frequência de de 5 MHz, que é a máxima comumente empregada, pode-se localizar defeitos e porosidades cujas dimensões não atingem um milímetro. O som de tal frequência, entretanto, é em geral rapidamente atenuado, razão pela qual, para objetos grandes, pode ser necessário o emprêgo de frequência mais baixa.

Surgem problemas quando se torna necessário medir a espessura de chapas e outros componentes estruturais, onde somente uma face é convenientemente acessível. Evidentemente, um detetor de defeitos do tipo já descrito poderia ser usado para esta finalidade, mas medidores de ressonância especial-

mente desenvolvidos proporcionam resultados mais precisos. Um transdutor é acoplado a uma face da chapa a ser medida, sendo alimentado com uma onda senoidal ininterrupta proporcionada por um gerador de frequência variável.

Esta frequência, por ser variável, passará por certos valores nos quais a espessura da chapa tornar-se-á ressonante e a impedância aparente do transdutor sofrerá modificação. Esta, poderá ser indicada por um medidor adequado. A recíproca da frequência ressonante pode ser usada como medida da espessura, desde que a velocidade do som na chapa que está sendo medida seja conhecida. São utilizados dois aperfeiçoamentos deste sistema. No primeiro, o oscilador é modulado em frequência, em banda estreita, por

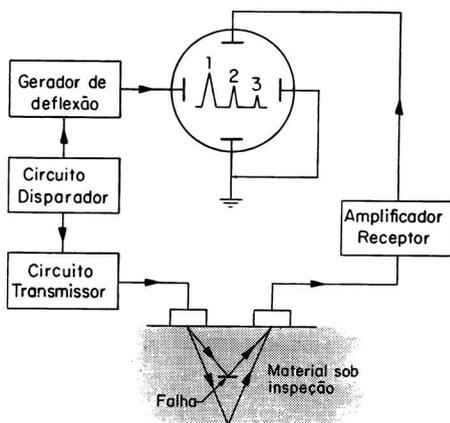


FIG. 6

Princípio de operação de um detetor ultra-sônico de defeitos. A deflexão horizontal do osciloscópio é disparada pelo pulso transmitido. O eco que chega ao transdutor receptor é usado para produzir uma deflexão do traço do osciloscópio.

uma frequência de áudio (AF). Sob condições de ressonância esta frequência de áudio aparecerá como uma componente da corrente de anodo da válvula que alimenta o transdutor. Esta frequência de áudio, então, pode ser amplificada e injetada em fones. Ao invés de efetuar manualmente a sintonia da ressonância, é possível variar a frequência do oscilador automaticamente, através de toda a gama de frequências do instrumento. A ressonância pode, então, ser mostrada por meio de um tubo de raios catódicos que pode ser equipado com um painel calibrado de acordo

com as especificações do material que se deseja medir.

A velocidade do som, no que se refere ao meio através do qual este se propaga, é independente do movimento que o próprio meio possa executar. Este princípio serve de base a um método de medida, destinado a determinar a velocidade do fluxo de líquidos. Se forem lançados pulsos de som no interior de uma substância líquida, em duas direções opostas entre si, as duas velocidades aparentes nas duas direções, serão diferentes. Se chamarmos c à velocidade do som no líquido e u à velocidade do próprio líquido, as duas velocidades aparentes serão:

$$v_1 = c + u \quad e \quad v_2 = c - u$$

Então,

$$u = \frac{v_1 - v_2}{2}$$

Pode-se notar que, se v_1 e v_2 podem ser determinados e medidos, u pode ser derivado. Uma vez que as diferenças $v_1 - c$ e $c - v_2$ são em geral pequenas a medição é usualmente executada por um método de comparação de fase.

Nas técnicas de inspeção e medida já mencionadas a onda sônica foi empregada como uma "ferramenta" exploratória não destrutiva. Existe uma aplicação que se baseia em um princípio bastante diferente, ou seja, o teste ultra-sônico de fadiga dos materiais. Aqui, a amplitude de vibração de um transdutor magnetostriativo é amplificada até que seja suficientemente grande para produzir em uma amostra do metal que se deseja medir, esforços mecânicos alternados até que excedam seu limite de fadiga. É possível, então, efetuar testes de fadiga sobre uma variedade muito grande de metais.

O valor dos esforços alternados a serem aplicados pode ser obtido medindo-se a amplitude de vibração e a constante elástica do material sob teste. O número de ciclos de esforço mecânico alternado necessários para produzir a falha é dado pelo produto entre

a frequência e o tempo de duração do teste em segundos. Desde que a frequência empregada neste método de teste de fadiga é usualmente de 20 kHz, enquanto os testadores convencionais operam em uma frequência máxima de cerca de 100 Hz, a economia de tempo é indubitável. De fato, um teste que levaria semanas pelos métodos convencionais, pode ser efetuado em uma ou duas horas.

CONCLUSÃO

A literatura técnica que trata das aplicações industriais do ultra-som é abundante e muito variada. Centenas de aplicações possíveis são descritas em detalhes. Muitas destas são de grande valôr potencial, outras já são consideradas impraticáveis no que se refere ao problema econômico, ou porque a demanda não é suficientemente grande para compensar os esforços de um desenvolvimento comercial. Pudemos, neste artigo, mencionar somente algumas das aplicações mais importantes no campo industrial, mas cremos ter incluído o suficiente para esclarecer as vantagens que o emprêgo das técnicas ultra-sônicas pode trazer.

Quando calculado, em escala industrial, o custo da instalação de equipamentos ultra-sônicos pode em alguns casos parecer muito grande. Enquanto em muitos casos este custo poderá ser comparado favoravelmente com o dos equipamentos convencionais, em outros, onde simples métodos tradicionais têm sido empregados, o custo poderá ser considerado não econômico. Entretanto, freqüentemente, a economia obtida em mão-de-obra e nos materiais é de tal monta que a inversão inicial para as instalações é rapidamente compensada.

Deve-se lembrar também que as indústrias modernas esforçam-se continuamente para desenvolver geradores e transdutores mais econômicos e é de se esperar que surja uma considerável expansão no que se refere ao emprêgo de equipamentos ultra-sônicos na indústria. □□□

INTERCOMUNICADOR A TRANSISTORES

PAULO FIGUEIREDO L. ANDRADE

Aparelhos intercomunicadores já não constituem mais novidade; existem inúmeras versões e execuções diferentes, mas o seu funcionamento básico difere muito pouco. No entanto, a grande maioria dos aparelhos existentes emprega válvulas e, como estas devem ficar permanentemente com os filamentos ligados, há um desperdício considerável de energia elétrica. Além disso, depois de algumas horas, a caixa do intercomunicador aquece bastante, especialmente nos meses de verão.

Tudo isso contribuiu para tornar o transistor extremamente adequado para o serviço de intercomunicação, acrescido do fato de, por ser a sua alimentação a pilhas, independe de eventuais interrupções no fornecimento de energia elétrica da rede.

Em intercomunicadores, a consideração primária não é a fidelidade de reprodução, motivo porque pode ser tolerada uma distorção relativamente mais elevada que nos

demais tipos de amplificadores de áudio. Importante é, por outro lado, uma potência suficiente para possibilitar perfeita audibilidade, mesmo em ambientes onde o ruído é acima do normal.

O intercomunicador descrito neste artigo fornece potência de saída máxima de 1 W, sem saturação, com distorção máxima de 8,8%. Está portanto, apto a propiciar desempenho satisfatório, mesmo em ambientes onde o ruído atinge níveis relativamente altos. Alimentado com pilhas de lanterna, de 1,5 V, consome aproximadamente 210 mA.

A figura 1 representa o circuito esquemático completo do amplificador. A fim de obter uma sensibilidade adequada, foi necessário utilizar um estágio preamplificador. Dessa forma, falando-se normalmente, a uma distância de 50 cm do alto-falante/microfone, consegue-se uma potência de saída de 600 mW. Por outro lado, porém, deve ser evitado um excesso de sensibilidade, que provocaria corte no amplificador, com uma conversação normal. Conseguiu-se contornar o problema aplicando uma carga reduzida no estágio pré-amplificador (2,2 k Ω). Na entrada desse estágio foi utilizado um transformador com relação de espiras de 6,1/1, para adaptar a impedância do alto-falante (usado como mi-

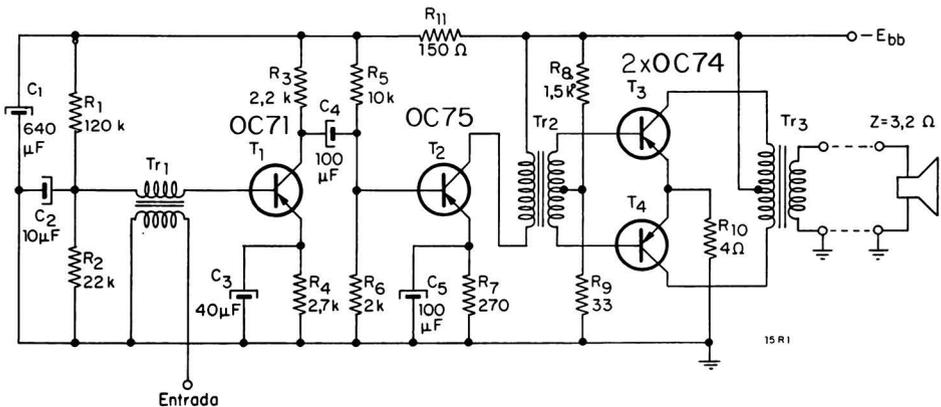


FIG. 1
Circuito esquemático completo do amplificador do intercomunicador transistorizado.

crofone) à impedância de entrada do transistor. Poderia ser obtido um aumento de sensibilidade utilizando uma relação de espiras maior.

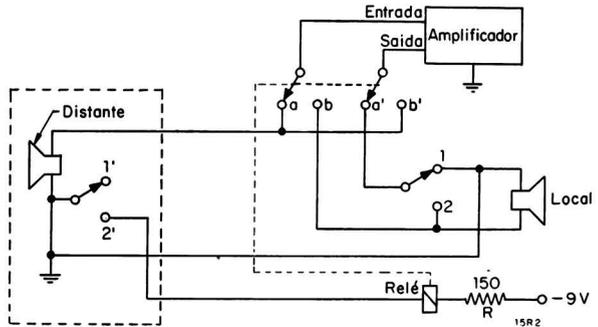
Os estágios excitador e de saída são convencionais. No primeiro, foi empregado um transformador com relação de espiras de 2,2/ 1+1; o transformador de saída, por sua vez, possui relação de 1,9+1,9/1.

tanto o alto-falante local como o remoto estão mudos (desligados do circuito), reduzindo ao mínimo o consumo de corrente, ou seja a cerca de 6,5 mA.

No modelo experimental foi colocada apenas uma estação remota. O sistema de comutação ilustrado na figura 2, utiliza um relé na estação local, para o comando remoto, partir da sub-estação.

FIG. 2

Diagrama do sistema de comutação Local/remoto, utilizado na construção do protótipo.



Mediante o emprêgo de um sistema adequado de comutação, é possível usar um único amplificador para duas ou mais estações. Outra possibilidade oferecida é o comando, desde qualquer das estações remotas; basta para isso que o amplificador permaneça constantemente ligado. Não há inconveniente nisso, pois, na posição de repouso das chaves,

Com referência à montagem, o único cuidado é o de manter afastadas as ligações do estágio pré-amplificador das do estágio de saída, a fim de evitar a introdução de regeneração, pois, o estágio de entrada é bastante sensível. A maneira mais elegante de fazer essa montagem é por meio de um painel de circuito impresso.

RELAÇÃO DOS COMPONENTES

a) Alto-Falantes

Usamos alto-falantes de 4" de $3,2\Omega$ de impedância, Novik N41, frequência de ressonância 180 Hz.

b) Transformadores

Tr1 — Entrada: Douglas AS BO6246-072 com relação de espiras de 6,1 + 6,1/1. Usamos somente um tap., ou seja 6,1/1.
Tr2 — Driver: Audium 7450 de relação 3,2/1 + 1
Tr3 — Saída: Audium 7470 de relação 3,8/1.

c) Relé

com as seguintes características:

Bobina p/ 6v, 13 mA

2 pólos, 2 posições

(fabricação Metaltex)

d) Resistores e Capacitores

$R_1 = 120\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_2 = 22\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_3 = 2,2\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_4 = 2,7\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_5 = 10\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_6 = 2\text{ k}\Omega$ 1/4 W

$R_7 = 270\ \Omega$ 1/2 W

$R_8 = 1,5\text{ k}\Omega$ 1/2 W

$R_9 = 33\ \Omega$ 1/2 W

$R_{10} = 4\ \Omega$ 1/2 W

$R_{11} = 150\ \Omega$ 1/2 W

$C_1 = 640\ \mu\text{F}$ 16 V

$C_2 = 10\ \mu\text{F}$ 25 V

$C_3 = 40\ \mu\text{F}$ 16 V

$C_4 = 100\ \mu\text{F}$ 25 V

$C_5 = 100\ \mu\text{F}$ 25 V

e) Transistores

$T_1 = \text{OC71}$

$T_2 = \text{OC75}$

$T_3, T_4 = \text{OC74}$

CIRCUITOS BÁSICOS COM TRANSISTORES

Os transistores e diodos de cristal, isoladamente ou em conjunto, quando empregados em circuitos adequados podem desempenhar, praticamente, tôdas as funções que há algum tempo eram executadas somente por válvulas termiônicas de alto vácuo. Por exemplo, um transistor em ligação de emissor comum é comparável ao circuito de catodo-à-massa de uma válvula termiônica; a ligação de base comum é uma versão transistorizada do circuito de grade-à-massa; e, finalmente, a ligação de coletor comum é análoga ao circuito de seguidor catodino.

Tal como nos equipamentos que utilizam válvulas termiônicas, os aparelhos transistorizados compõem-se de um ou mais estágios, cada um com sua função especial. A seleção, quantidade e seqüência destes estágios dependem, principalmente, da aplicação e desempenho pretendidos, mas usualmente, os mesmos são baseados em modelos mais ou menos padronizados.

Neste artigo vamos analisar detalhadamente os circuitos básicos dos diversos estágios de um rádio-receptor superheterodino. O estudo destes estágios permitirá que se conheça boa parte dos requisitos de outros equipamentos, cujas aplicações nem sempre se relacionam com o setor de entretenimento.

Essencialmente, um receptor superheterodino de alta qualidade é composto dos seguintes estágios:

- 1) Um circuito de antena, sintonizado, para seleção do sinal de RF (frequência da estação) desejado. Em alguns casos, um estágio amplificador de RF é associado ao circuito de antena.
- 2) Um estágio conversor de frequência, no qual a modulação do sinal de RF dos diversos transmissores é transferida para

uma frequência baixa — a frequência intermediária de, digamos, 455 kHz.

- 3) Um ou mais estágios amplificadores de FI.
- 4) Um estágio detetor, no qual o sinal de AF é separado da portadora de frequência intermediária.
- 5) Um ou mais estágios amplificadores de AF, o último dos quais é comumente denominado de estágio excitador.
- 6) O estágio de saída, que desenvolve a potência de áudio necessária para operar.
- 7) O alto-falante.

O número de estágios amplificadores e o número de circuitos ressonantes incluídos nos estágios de antena e amplificador de FI, determinam entre si a sensibilidade e a seletividade do receptor.

A sensibilidade é definida como o sinal de RF (modulado a 30%) na antena, em μV , necessário para proporcionar uma saída de 50 mW de áudio; a seletividade S_n é a atenuação do sinal quando o receptor está desintonizado em 9 kHz.

CASAMENTO

Antes de considerar em detalhe o circuito básico de cada estágio, convém ressaltar que os diversos estágios devem ser acoplados eletricamente, de tal forma que a saída de um se torne a entrada do seguinte. Para máxima transferência de potência, a impedância de entrada do estágio seguinte deve ser casada (e idealmente ser igual) à impedância de saída do estágio precedente.

Consegue-se isto, empregando um transformador redutor com núcleo de ferro para amplificadores de AF, ou, com núcleo de "Ferroxcube" para altas frequências. Como, entretanto, o transformador é um componente dispendioso e ocupa muito espaço, costuma-se substituí-lo por um circuito acoplador R-C, embora com pequenos prejuízos ao bom casamento, ou, nos amplificadores de alta frequência, por um circuito ressonante com derivação.

Se Z_o indica a impedância de saída de um determinado estágio e Z_{in} a impedância de entrada do estágio seguinte (veja fig. 1) consegue-se um casamento considerado ótimo, no caso do transformador de acoplamen-

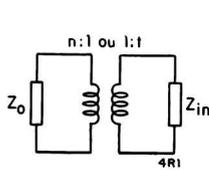


FIG. 1
Ilustração do casamento de dois estágios acoplados a transformador com impedância de saída Z_o e impedância de entrada Z_{in} respectivamente ($Z_o \gg Z_{in}$ em circuitos transistorizados) supondo $Z_o = n^2 Z_{in}$.

to, quando a relação de transformação, isto é, a relação do número de espiras do primário para o número de espiras do secundário, for

$$n = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_{in}}}$$

supondo-se um transformador ideal, ou seja, livre de perdas.

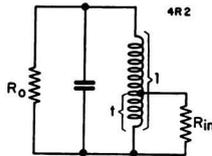
Infelizmente, não existe um transformador livre de perdas; a eficiência de um transformador pode ser calculada pela fórmula:

$$\eta_{tr} = \frac{n^2 R_{carga}}{n^2 R_{carga} + n^2 R_{sec} + R_{pr}}$$

Na prática, esta eficiência é de cerca de 70 a 80%.

No acoplamento por meio de um circuito ressonante com derivação, a posição do ponto de derivação pode ser determinada de forma que $R_{in} = t^2 R_o$, (veja fig. 2).

FIG. 2
Ilustração do casamento, com um circuito ressonante derivado.



Nos tópicos a seguir os diversos estágios não serão considerados na ordem em que se encontram dispostos em um receptor. O estágio de saída será analisado em primeiro lugar; depois os estágios detector e amplificador de AF e assim por diante, até o circuito de antena. Esta sequência foi escolhida deliberadamente, por permitir que se analise os problemas relativamente simples de baixa frequência antes de considerar os problemas especiais relacionados com operação em altas frequências.

ESTÁGIOS DE SAÍDA

O estágio de saída de um rádio-receptor deve ser projetado de forma a proporcionar máxima potência ao alto-falante. Este estágio pode consistir em um único transistor funcionando em classe A, ou, como é mais comum, de dois transistores em ligação "push-pull", funcionando, ou em classe A, ou em classe B.

Naturalmente, procura-se carregar o transistor ou transistores ao máximo, porém, deve-se reconhecer que a dissipação máxima per-

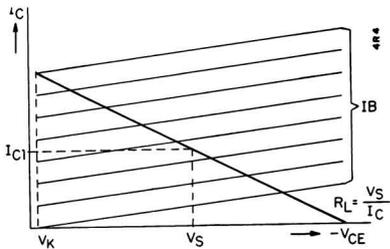
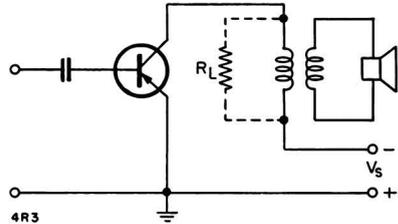


FIG. 3
Circuito (a) e característica (b) de um estágio de saída classe A, com carga acoplada a transformador. A bateria fornece $V_s I_{C1}$ watt de potência d.c. Potência a.c. proporcionada

$$V_{rms} \cdot I_{rms} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{C1}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_s I_{C1}$$

Eficiência teórica: 50%.

missível para o coletor limita a potência de saída. Como a dissipação é dependente da resistência térmica K , — P_{max} sendo igual a $(T_{jmax} - T_a)/K$ — é essencial proporcionar meios adequados para a remoção do calor gerado.

Tais providências incluem o uso de aletas de refrigeração, um dissipador, boa circulação de ar, etc.

As figs. 3a e 3b apresentam o circuito e características de um estágio de saída em classe A, com carga (alto-falante) acoplada por transformador. Desde que, com transfor-

mador de acoplamento pode aparecer aproximadamente o dobro da tensão de alimentação no coletor, em vista da auto-indutância do transformador, o valor de V_s não deve exceder $1/2 V_{CEmax}$. Em operação classe A, onde o ponto de funcionamento se encontra situado mais ou menos no centro do intervalo de variação permissível da tensão pode-se considerar este ponto como correspondente a V_s .

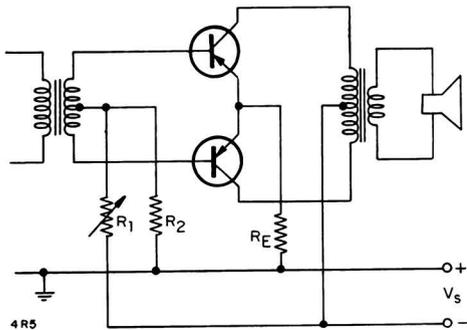


FIG. 4

Estágio de saída "push-pull" classe B.

Valor r.m.s. da corrente (meio seno) = $I_{rms} = I_C M / \pi$

A bateria fornece $2 \times V_s \cdot I_{rms} = 2 V_s I_C M / \pi$

Potência a.c. fornecida = $1/2 I_C M V_s$

Eficiência teórica = $\pi/4 \cdot 100\% = 78\%$

Em operação "push-pull" classe A a potência total de saída é o dobro da obtida com um só transistor em classe A.

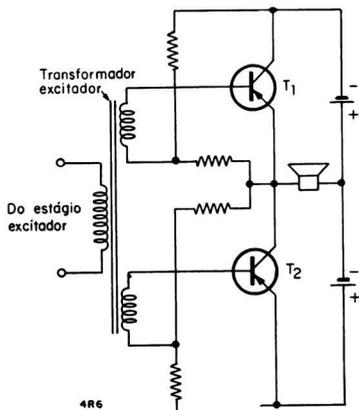


FIG. 5

Estágio de saída "push-pull" sem transformador.

Teoricamente, a eficiência máxima de um estágio amplificador classe A, com o emprego de um só transistor ou dois transistores em "push-pull", é de 50%. Em um estágio de saída "push-pull" em classe B, cujo circuito básico é mostrado na fig. 4, a eficiência teórica é de 78%, com excitação total.

Na prática, a eficiência é um pouco menor do que 78%, uma vez que o transistor pode ser excitado somente entre o limite $I_C = I_{C0}$ e $V_C = V_{jcoelho}$, pois não se dispõe do intervalo total de variação. Além disso, existe uma perda de potência entre o transistor e o alto-falante, já que a eficiência do transformador é somente cerca de 80%.

O volume ocupado por um transformador de saída e o dispêndio monetário resultante de seu emprego podem ser evitados, empregando-se o circuito de saída "push-pull" sem transformador, mostrado na fig. 5. Entretanto, neste circuito precisam ser usadas duas baterias idênticas, ou uma só bateria com derivação central. A saída pode ser obtida através de um transformador cujo enrolamento primário não tem derivação, ou, ligando-se o alto-falante diretamente ao circuito caso sejam empregados transistores de potência adequados.

O DETETOR

A fig. 6 apresenta um circuito detetor para sinais de AM. O sinal de alta frequência (RF ou FI) é retificado por um diodo de

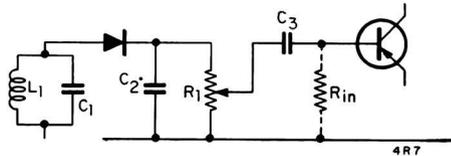


FIG. 6

Diagrama do circuito de um detetor para sinais de AM.

crystal; o capacitor C_2 , cuja capacidade deve ser convenientemente alta, é carregado com a tensão de pico do sinal de alta frequência. O sinal de AF aparece, então, sobre o resistor de carga do diodo (R_1) e é aplicado ao primeiro estágio amplificador de AF.

Em princípio, este circuito é igual ao circuito de um diodo detetor termiônico, mas, como a impedância de entrada R_{in} de um transistor é muito menor que a de uma válvula termiônica, ela introduz um grande

amortecimento sobre o circuito ressonante de RF, L_1 , C_1 , que, efetivamente, está em paralelo com R_1 . Além disso, a ligação paralela dos pequenos valores de R_{in} e R_1 apresenta somente uma pequena reatância ao sinal de AF.

A fig. 7 mostra as características de detecção, isto é, a corrente média do diodo, representada em função da tensão contínua negativa que aparece sobre R_1 , com a tensão

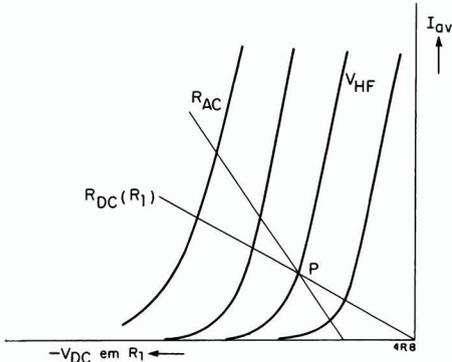
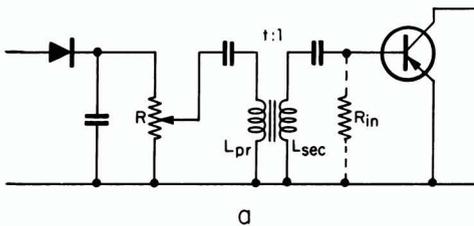


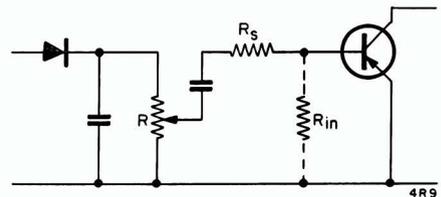
FIG. 7

Características de detecção com linhas de carga a.c. e d.c.

de RF como parâmetro. A resistência R_1 é representada pela linha de carga (d.c.), determinando então o ponto de funcionamento P. A detecção real, entretanto, segue a linha de carga a.c., R_{AC} , que também passa sobre P.



a



b

FIG. 8

(a) — Acoplamento de um estágio amplificador de AF ao estágio detetor por meio de um transformador.
(b) — Acoplamento por meio de um resistor série (R_s).

Pode-se notar que, em profundidades de modulação maiores que R_{AC}/R_{DC} ocorrerá grande distorção em vista do corte dos picos de modulação.

Estes efeitos podem ser eliminados acoplando-se o detetor ao amplificador de AF

por meio de um transformador (fig. 8-a), cujo enrolamento do primário deve ter uma impedância de uns poucos quilo-ohms em baixas frequências de áudio. Caso se queira evitar o emprêgo desse transformador, pode-se substituí-lo por um resistor em série (R_s) (veja fig. 8-b). A fim de reduzir o amortecimento e melhorar a relação R_{AC}/R_{DC} , o valor de R_s deve ser alto. Como, entretanto, a perda de potência em R_s é proporcional ao seu valor, é necessário, na prática, estabelecer um compromisso de modo que R_s seja de cinco a dez vezes maior que R_{in} .

ESTÁGIOS AMPLIFICADORES DE AF

Ao sair do estágio detetor, o sinal de AF é injetado em um estágio amplificador de AF, ou em dois ou mais destes estágios em cascata, onde é amplificado em tal proporção que o estágio excitador possa proporcionar uma variação de corrente suficiente para carregar ao máximo o transistor ou transistores do estágio de saída. O conjunto total da seção AF do receptor deve ser projetado de tal forma que um funcionamento perfeito seja assegurado, mesmo sob as piores condições de temperatura, variação de características de transistores, etc.

É óbvio que os estágios amplificadores de AF e, naturalmente, o estágio de saída devem possuir meios de estabilização, a fim de evitar avalanche térmica ou mudança do ponto de funcionamento, efeitos estes que ocorrem como resultado da variação das características do transistor.

O número de estágios de AF requerido é determinado de acordo com a sensibilidade desejada e, portanto, depende da amplitude do sinal recebido do detetor e da intensidade do sinal necessário para excitar o estágio de saída.

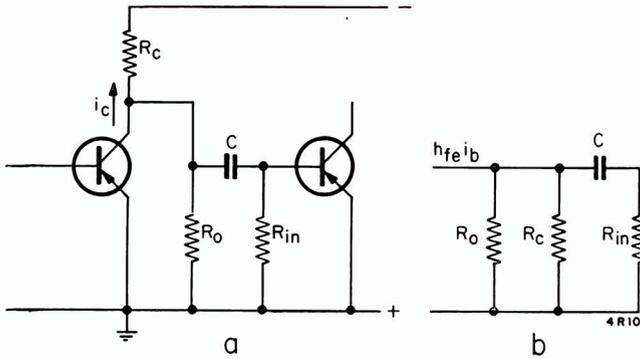


FIG. 9
(a) — Circuito básico do acoplamento R-C de dois estágios amplificadores de AF.
(b) — Circuito equivalente.

O último estágio amplificador de AF, ou seja, o excitador, é usualmente acoplado ao estágio de saída por meio de um transformador, mas, entre os demais estágios usa-se, normalmente, um acoplamento R-C. Para isto emprega-se um capacitor eletrolítico de cerca de $1 \mu\text{F}$ (veja fig. 9).

AMPLIFICADOR DE FREQUÊNCIA INTERMEDIÁRIA (FI)

Os estágios amplificadores de FI são acoplados por meio de filtros de banda passante pré-sintonizados (transformadores de FI), que são responsáveis pela maior parte da seletividade do receptor. A seletividade, designada pelo símbolo S_0 , é numericamente definida como a quantidade de atenuação de um sinal quando o receptor está dessintonizado por 9 kHz. É determinada pelo número e pelo fator de mérito (Q) dos circuitos sintonizados de radiofrequência e frequência intermediária.

Para se conseguir boa seletividade, ou seja, um valor de S_0 de cerca de 50 a 100, em geral é necessário empregar dois estágios de FI, desde que o estágio de entrada de RF aumenta a seletividade de um fator de somente 1,5. O emprego de dois estágios de FI proporciona também boa sensibilidade RF e assegura alta eficiência do detetor, sendo preferível, portanto, ao emprego de um estágio de AF adicional, que proporcionaria o mesmo ganho total.

Na prática, tanto os circuitos de sintonia simples como os transformadores de FI (filtros de banda passante) são usados como elementos sintonizados de acoplamento. Com filtros de banda passante de dupla sintonia a largura de faixa pode ser aumentada para duas ou três vezes em comparação àquela obtida com circuitos de sintonia simples, tendo a mesma seletividade, porém, com al-

guma redução no ganho. Este sofre uma queda de 3 dB quando se emprega transformador de FI de dupla sintonia ao invés de transformador de sintonia simples. Portanto, a escolha dos elementos de acoplamento, em cada caso, será determinada pela sensibilidade e seletividade que se requer.

Os transistores introduzem um elemento de realimentação no circuito, representado por Y_{12} no sistema Y de parâmetros. Isto não só afeta a largura de faixa e o ganho, mas, o que é mais sério, resulta em um risco de instabilidade (oscilação), ou pelo menos em uma curva de ressonância assimétrica. O projeto e os cálculos do circuito, particularmente com respeito ao amortecimento dos circuitos sintonizados e portanto de seus fatores de mérito, devem ser feitos de modo a manter a estabilidade elétrica.

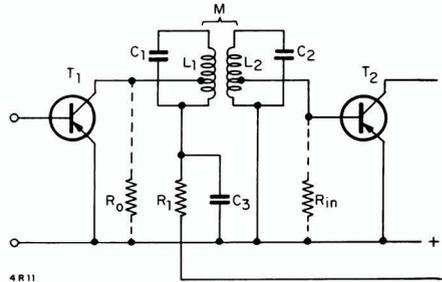


FIG. 10
Transformador sintonizado, derivado indutivamente, como elemento acoplador em um circuito de FI.

A fig. 10 mostra um estágio de FI com um transformador de acoplamento sintonizado; os enrolamentos do primário e do secundário possuem derivação a fim de obter amortecimento suficiente, para assegurar a estabilidade, e proporcionar o maior ganho possível de potência e boa seletividade.

Os pontos de derivação t_1 e t_2 , definidos como uma porcentagem do número de espiras dos respectivos enrolamentos, devem ser escolhidos de forma que o amortecimento paralelo das bobinas do primário e secundário

A queda de tensão contínua através de R_2 não é problemática, pois costuma-se alimentar os transistores de FI com uma tensão mais baixa que a do estágio de saída. Neste último, usualmente, aplica-se a tensão

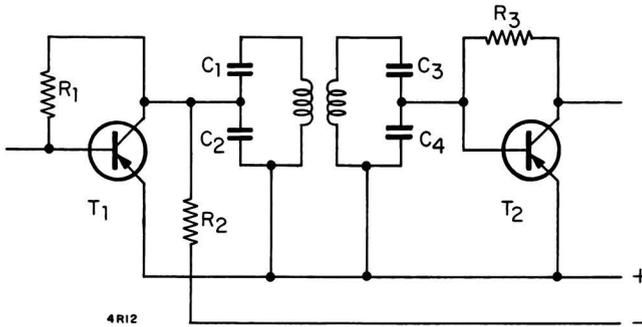


Fig. 11
Circuito prático para conversor de frequência em receptores de onda média.

seja R_o/t_1^2 e R_{in}/t_2^2 respectivamente, onde R_o é a resistência de saída do transistor T_1 e R_{in} a resistência de entrada do transistor T_2 . No diagrama estas resistências estão indicadas com ligações de linha interrompida.

total de bateria. Pela mesma razão, no circuito de derivação indutiva da fig. 10 é incluído um resistor em série no circuito de coletor. Entretanto, neste caso, R_1 deve ser desacoplado por um capacitor de grande valor, indicado no diagrama como C_3 .

Também pode ser empregada uma derivação capacitiva, como indicado na fig. 11, com a vantagem de se poder usar transformadores de FI padronizados, sem derivação. Entretanto, esta combinação necessita de ali-

O resistor de coletor pode, ao mesmo tempo, ser usado para estabilização do ponto de funcionamento, quando o circuito é alimentado com metade da tensão da fonte, ou em conjunto com um resistor de base (R_1).

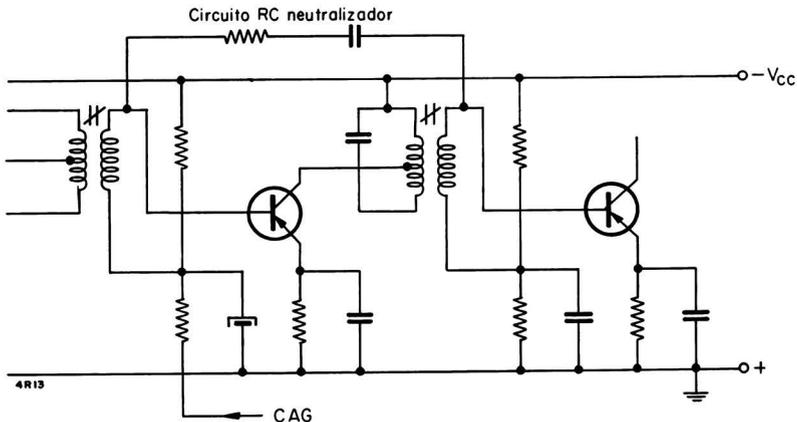


FIG 12
Combinação para neutralização básica em um estágio de FI.

mentação paralela (através do resistor R_2 , no diagrama). Isto introduz amortecimento adicional no circuito ressonante, reduzindo o ganho em cerca de 3 dB por estágio.

Esta combinação é usualmente preferível à estabilização feita com um potenciômetro de base e resistor de emissor desacoplado, uma vez que assegura um valor de amortecimento

mais constante e, conseqüentemente, um aumento na uniformidade da seletividade e da largura de faixa dentro das variações das características do transistor.

A realimentação também pode ser reduzida por neutralização, permitindo eventualmente um ganho maior. Para isto, aplica-se à base, através de uma combinação R-C, um sinal obtido do primário do transformador em fase oposta à realimentação. O sinal de neutralização deve ser ajustado de modo que a realimentação Y_{12} , seja zero ou de valor insignificante. O circuito básico de neutralização é mostrado na fig. 12.

Seria ideal que cada transistor fôsse individualmente neutralizado, mas isto apresenta dificuldades práticas. Estas, entretanto, podem eventualmente ser contornadas, empregando-se um elemento neutralizador fixo e sub-dimensionado, que pode consistir, por exemplo, de um simples capacitor.

Desde que, nos transistores "alloy" a capacitância C_{12} é muito pequena, os circuitos que empregam transistores deste tipo não precisam, via de regra, ser neutralizados.

O CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

No estágio conversor de frequência o sinal de RF (frequência da estação) é combinado com uma oscilação de RF gerada localmente. Esta combinação produz uma frequência mais baixa, constante, que serve de portadora do sinal original de modulação. Como pode ser visto pelo circuito básico reproduzido na fig. 13, os dois sinais a serem combinados são aplicados efetivamente em série entre a base e o emissor. Este é o único método prático para a conversão, com um dispositivo de três terminais como um transistor.

A operação do conversor de frequência pode ser explicada como segue: A característica i_b / v_b de um transistor é não linear, e portanto a componente alternada da corrente de base e $i_b = a_1 v_b + a_2 v_b^2 + \dots$. Na mistura aditiva, v_b é substituído por

$$\hat{v}_{rf} \text{ sen } \omega_{rf} t + \hat{v}_{osc} \text{ sen } \omega_{osc} t.$$

Portanto, na corrente resultante aparecem componentes de várias frequências, incluindo aquelas com frequência $(\omega_{rf} + \omega_{osc})$ e $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$.

A seção osciladora do conversor de frequência é sintonizada simultaneamente com o circuito de antena estando os capacitores de sintonia C_1 e C_2 , acoplados mecânicamente. O valor de C_2 em relação a C_1 , é escolhido de forma que a "diferença" de frequência, isto é, $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$ seja constante em um valor conveniente (por convenção = 455 kHz). Os circuitos de acoplamento de FI são pré-sintonizados para a frequência de FI, de modo que esta frequência é separada e posteriormente amplificada.

A oscilação local, ω_{osc} , é obtida pela inclusão de um circuito LC sintonizado no circuito de coletor, acoplado indutivamente ao circuito de emissor. O oscilador é do tipo auto-oscilante e as oscilações se verificam

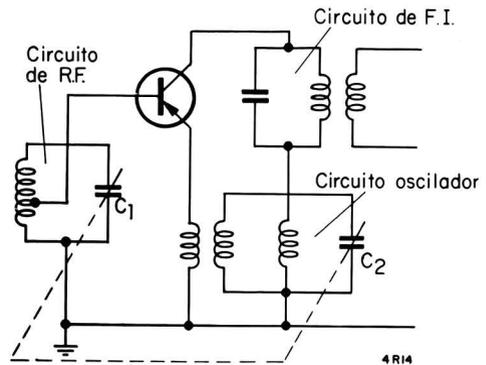


FIG. 13
Diagrama do circuito básico de um conversor de frequência.

mediante excitação do circuito por um ruído casual, após o que estas são mantidas na frequência sintonizada.

Em um receptor projetado para diversas faixas de onda, ou seja, faixa de ondas médias OM e faixas de ondas curtas OC_1 , OC_2 e OC_3 , é possível às vezes, evitar o emprego de uma bobina osciladora separada para cada faixa, adotando-se uma conversão do "segundo harmônico". Por exemplo, para as OM (0,5 — 1,6 MHz) o circuito oscilador deve ser sintonizado na faixa de 0,95 — 2,05 MHz. Os segundos harmônicos desta faixa de frequências abrangem 1,9 — 4,1 MHz e, portanto, são apropriados para uso com a faixa OC_2 , ou seja, 1,45 — 3,65 MHz. Similarmente, o segundo harmônico da frequência do oscilador, usado para a faixa OC_2 , pode ser usado na faixa OC_1 , de modo que somente duas

bobinas osciladoras são necessárias para operação nas quatro faixas.

Um circuito prático para um conversor de frequência auto-oscilante, para a faixa de ondas médias, é apresentado na fig. 14. Para assegurar um casamento ótimo e mínimo

dos por toda a faixa de sintonia teria variações de diversas ordens de grandeza, com o conseqüente risco de danificar o receptor. O CAG compensa também as flutuações na intensidade de entrada ("fading") causadas por mudanças nas condições atmosféricas.

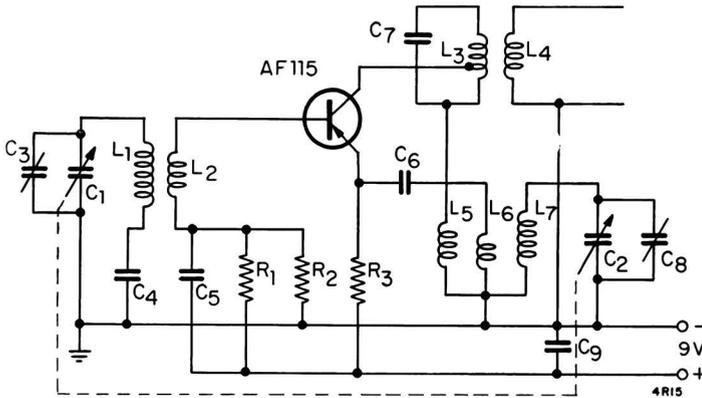


FIG. 14
Circuito prático para conversor de frequência em receptores de onda média.

amortecimento, o coletor é ligado a uma derivação no primário do transformador de FI.

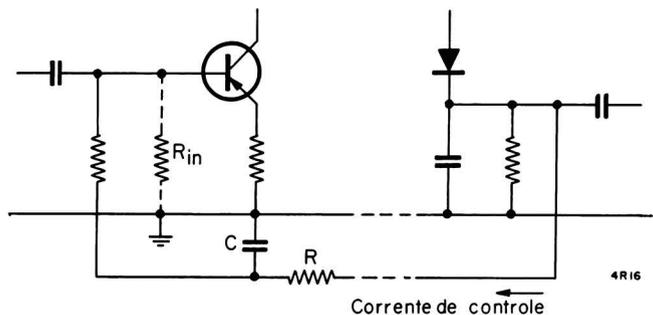
O circuito é estabilizado por meio do divisor de tensão da base, R_1 , R_2 , e do resistor de emissor R_3 , de modo convencional.

CONTRÔLE AUTOMÁTICO DE GANHO (CAG)

O controle automático de ganho assegura uma saída mais ou menos constante, independente das variações do sinal de entrada,

O CAG funciona por meio de ajustes automáticos do ganho de um ou mais estágios na seção de RF do receptor e por realimentação d.c. proporcional à amplitude da onda portadora de RF. É derivado do detetor ou de um estágio amplificador adjacente. Usualmente a tensão de CAG é usada para controlar a corrente de emissor de um dos transistores de FI, ajustando assim vários parâmetros, resultando em redução do ganho. Se necessário, o conversor de frequência e os

FIG. 15
Contrôle automático de ganho pela variação das condições de polarização de um transistor de FI.



isto é, das flutuações de intensidade da onda portadora, causadas pelas diferenças de potência das estações transmissoras e pela distância entre estas e o receptor. Na ausência do CAG a saída obtida dos sinais distribui-

estágios amplificadores de RF podem ser controlados da mesma forma.

O controle da corrente de emissor é obtido variando-se a corrente de base por meio do sinal de CAG; isto resulta na alteração

das condições de polarização do transistor, como indicado na fig. 15. O sinal de CAG é aplicado através da combinação R-C, que opera como filtro de AF uniforme, para evitar realimentação de AF nos circuitos de RF.

for projetado de forma que o estágio possa operar simultaneamente como um amplificador c.c. e como um amplificador de AF.

Outro método de controlar o ganho de um estágio de FI é pela variação do amor-

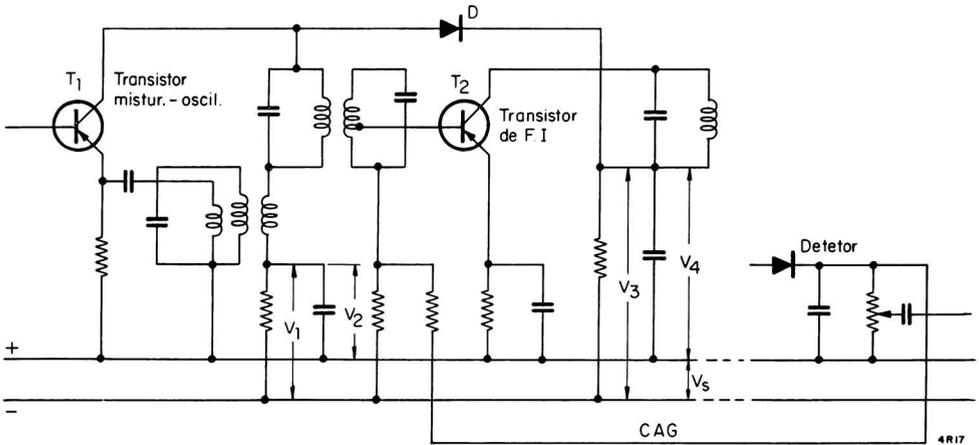


FIG. 16

Contrôle automático de ganho de um estágio de FI pela variação do amortecimento do circuito ressonante, por meio do diodo D.

Para reduzir as inevitáveis perdas de potência no filtro acima, um reator poderia substituir o resistor, entretanto, como tal componente é dispendioso, prefere-se empregar a combinação R-C.

O CAG requer uma considerável potência c.c., uma vez que o arranjo para estabilização do transistor sob controle, evidentemente, se opõe à ação do CAG. Portanto, torna-se necessário que a estabilização do transistor ou transistores sob controle não seja demasiado rígida, a fim de se obter suficiente controle com a potência c.c. disponível. A potência disponível para o CAG pode ser aumentada, tomando-se o sinal de CAG do último transformador de FI, por meio de um diodo separado, ao invés de fazê-lo do detector. Pode-se ainda obter o sinal de CAG de um amplificador c.c. que segue o detector. Para esta última alternativa pode-se usar o primeiro amplificador de AF, se o circuito

tecimento do circuito ressonante por meio de um diodo, D, que é polarizado negativamente. A corrente de controle do detector é aplicada, então, à base do transistor de FI, como indicado na fig. 16.

Com sinais fracos no detector a corrente de coletor é grande, pois a tensão de controle V_4 é pequena. Enquanto V_4 for menor que V_2 o diodo D estará cortado e o circuito LC de F.I. não estará amortecido. Com o aumento progressivo dos sinais no detector a corrente de base do transistor diminui, e com isto a corrente de coletor. A tensão efetiva sobre o diodo D torna-se, então, positiva, e começa a passar corrente através dele. Como a resistência interna do diodo varia em proporção inversa à tensão aplicada, o amortecimento do circuito ressonante aumenta com o aumento da intensidade do sinal e, portanto, o ganho do estágio sob controle diminui. □□

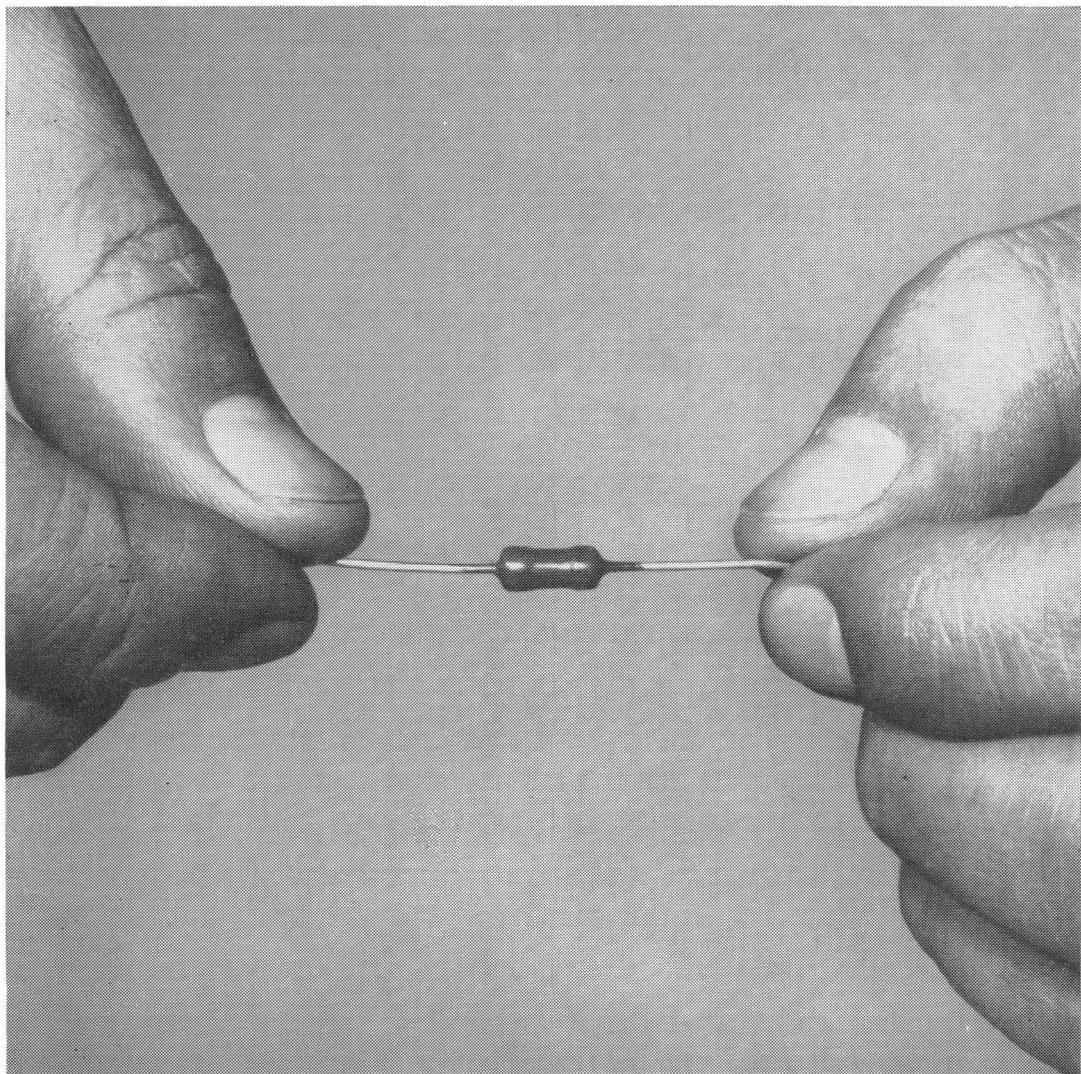
NESTA PÁGINA HÁ UM ESPAÇO PARA O SEU ANÚNCIO!

Se V. procura um emprêgo ou se precisa de um empregado (no campo da eletrônica, ou a ela relacionado), tem à sua disposição um espaço nesta página, que é inteiramente reservada para êste fim. Em cada um de nossos números, publicaremos aqui, absolutamente grátis, os anúncios de procura e oferta de emprêgos que nos forem enviados. Êste serviço especial e exclusivo está à disposição de todos os nossos leitores e assinantes. Eis o seu 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 êsse 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 êsse 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 secção.
- 7.º Serão publicados em cada número, os textos **recebidos até 30 dias antes da data da saída.**

Os formulários são para sua facilidade: se no entanto, V. não os tiver recebido, ou se se tiverem extraviado, pode enviar-nos em papel de carta, além do texto para publicação as seguintes informações: Nome completo, endereço (rua, número, cidade, estado e caixa postal), idade e profissão.

Êste é um serviço exclusivo de REVISTA E LETRÔNICA aos seus leitores e assinantes.



Colábor 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.

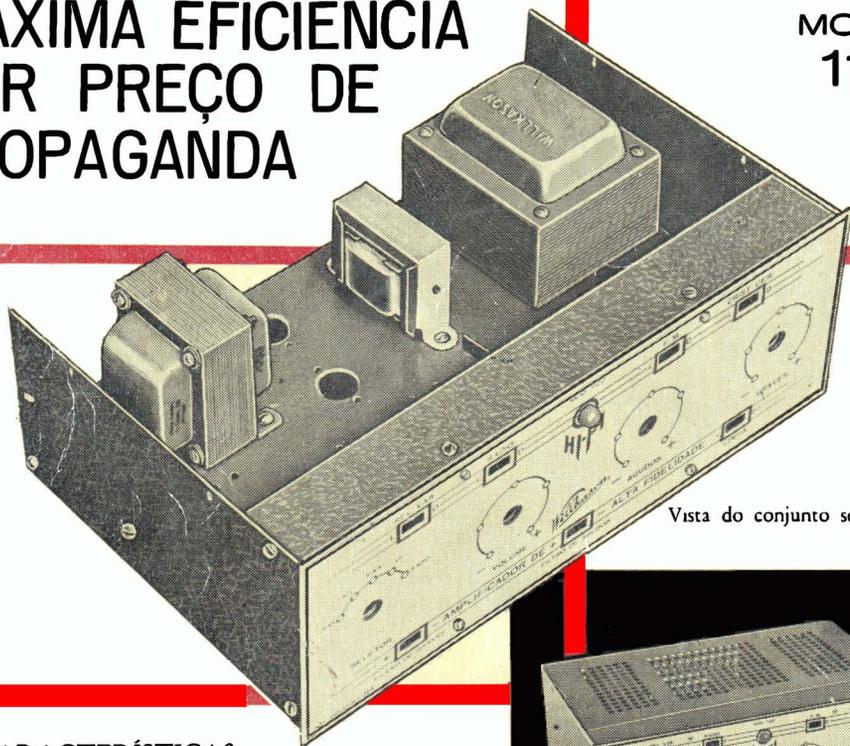
Av. São Luiz, 86 - 9.º and. - Fones: 35-9372, 37-3621, 36-9486 - C. Postal 137 - S. Paulo
Filial no Rio de Janeiro: Praça Tiradentes, 9 - sobreloja - conj. 203/204 - Fone: 43-5249
Depositário em P. Alegre: Carlos Engel S.A. - Rua dos Andradas, 1664 - 6.º - Fone: 5-700

Os produtos Constanta são encontrados nas boas casas do ramo.

CONJUNTO HI-FI WILLKASON

MÁXIMA EFICIÊNCIA
POR PREÇO DE
PROPAGANDA

MODELO
1122



Vista do conjunto sem a tampa.

CARACTERÍSTICAS

- Resposta de frequência plana dentro de 1 db desde 15 c/s até 36.000 c/s.
- Contrôles de graves +12 db em 30 c/s - 13 db em 50 c/s.
- Contrôles de agudos +10 db em 25.000 c/s - 15 db em 20.000 c/s.
- 4 curvas de equalização para a reprodução de discos: NAB, RIAA, AES, LP
- Saída ultra-linear com 2 válvulas EL84
- Push-Pull para 12 watts de saída.



Conjunto completo

Conjunto formado por:
Chassis e tampa
Painel
Transformadores de
fôrça, saída e
choque

PRODUTOS ELÉTRICOS WILLKASON S. A.

FÁBRICA:

AV. COTOVIA, 726 (Z.P. 21)
FONES: 61-3655 - 61-9952
END. TEL.: "WILLKASON"
CX. POST. 261 - S. PAULO

FABRICANTE DOS TRANSFORMADORES
PARA RÁDIO, TV E ALTA FIDELIDADE

Willkason

LOJA:

RUA STA. IFIGÊNIA, 372
TELEFONE: 36-4053
ZONA POSTAL, 2
SÃO PAULO - BRASIL

A MAIS COMPLETA LINHA DE TRANSFORMADORES DA AMÉRICA LATINA