

Equin — amplificador de 100 W

Pode parecer apenas mais um projeto de amplificador, com os componentes mais clássicos possíveis. Mas é justamente aí que reside sua grande vantagem: não dar dores de cabeça na procura e eventual substituição de peças. Além de tudo, ele não é apenas "mais um": o circuito foi cuidadosamente planejado, sendo um dos mais bem explicados em todos os sentidos — tanto na parte teórica, de operação, como na montagem (que será vista na próxima edição). Sem falar que é um amplificador à altura do Preco, sistema de pré-amplificação e controle publicado simultaneamente, neste número.

1ª parte

Todo bom amplificador deve reproduzir música, seja Beethoven ou rock, exatamente como foi gravada, sem acrescentar suas próprias "interpretações". Isto significa que o projetista deve ter muito cuidado não só com a distorção audível, mas também com a "resposta a impulsos" (ou seja, estabilidade) e com o problema da intermodulação de transientes (TIM).

O projeto deve procurar reduzir ao mínimo possível e simultaneamente o efeito audível global de todas essas distorções. Não é muito difícil eliminar a distorção de *crossover*, mediante uma combinação adequada de corrente quiescente e uma elevada realimentação negativa (em torno de 60 dB). Em contrapartida, tal nível de realimentação só pode ser obtido sem instabilidade, porém, por um decaimento prematuro em malha aberta — o que fatalmente leva a elevados níveis de distorção TIM. Essa é a maior objeção à utilização

do 741 e outros operacionais que adotam compensação interna.

Por outro lado, podemos afirmar que uma distorção RMS total de 0,1% é inaudível — desde que consista apenas de harmônicas "baixas", sem qualquer sinal de picos de transição (por que você acha que os amplificadores a válvula têm um som tão "limpo"?).

De qualquer modo, a tentativa de se obter um som irrepreensível não implica na utilização de um grande número de componentes. Um punhado deles, posicionados estrategicamente em um circuito tradicional, presta um serviço melhor (e mais barato) que um projeto radicalmente novo. Pode-se até mesmo aperfeiçoar o desempenho de um amplificador comum através de um ligeiro retoque de valores em alguns componentes — após uma análise honesta do que está realmente afetando a qualidade de reprodução.

O estágio de saída

Em estágios de saída classe B existem dois grupos separados de transistores que fornecem corrente alternadamente, dependendo da polaridade instantânea do sinal excitador. Na figura 2 podemos ver a representação mais corriqueira desses estágios, de forma simplificada. O transistor T1, tipo NPN, tem sua base acoplada à base de T2 (tipo PNP), por meio de uma tensão de polarização V_R . Na prática, contudo, tanto T1 como T2 serão constituídos por dois ou três transistores "discretos", montados de forma a exibir um elevado desempenho como dispositivos NPN e PNP.

Quando V_R for nula (isto é, T1 e T2 sem uma corrente "quiescente" ou de manutenção), pode-se ver pela figura 3 que a corrente de carga também será nula ao longo de uma certa faixa de tensões

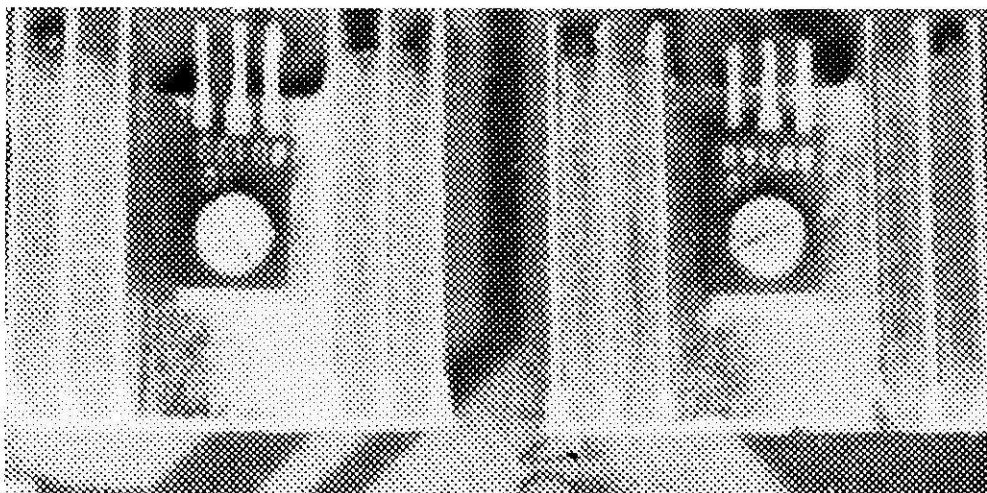


Tabela 1 — Especificações

- * Potência/carga
 — alimentação de 45 V:
 2 x 20 W sobre 8 ohms
 2 x 35 W sobre 4 ohms
 — alimentação de 60 V:
 2 x 35 W sobre 8 ohms
 2 x 50 W sobre 4 ohms

Obs.: potência sonoidal contínua, com os dois canais operando; especificações mínimas, que permitem uma queda "típica" da alimentação com carga.

- * Distorção harmônica
 — menos que 0,1% de pico a 1kHz

- * Impedância de entrada
 — 40 k Ω , aproximadamente

- * Sensibilidades de entrada
 — 580 mV para 20 W sobre 8 ohms
 — 550 mV para 35 W sobre 4 ohms
 — 760 mV para 35 W sobre 8 ohms
 — 730 mV para 50 W sobre 4 ohms

Obs.: valores RMS, nominais

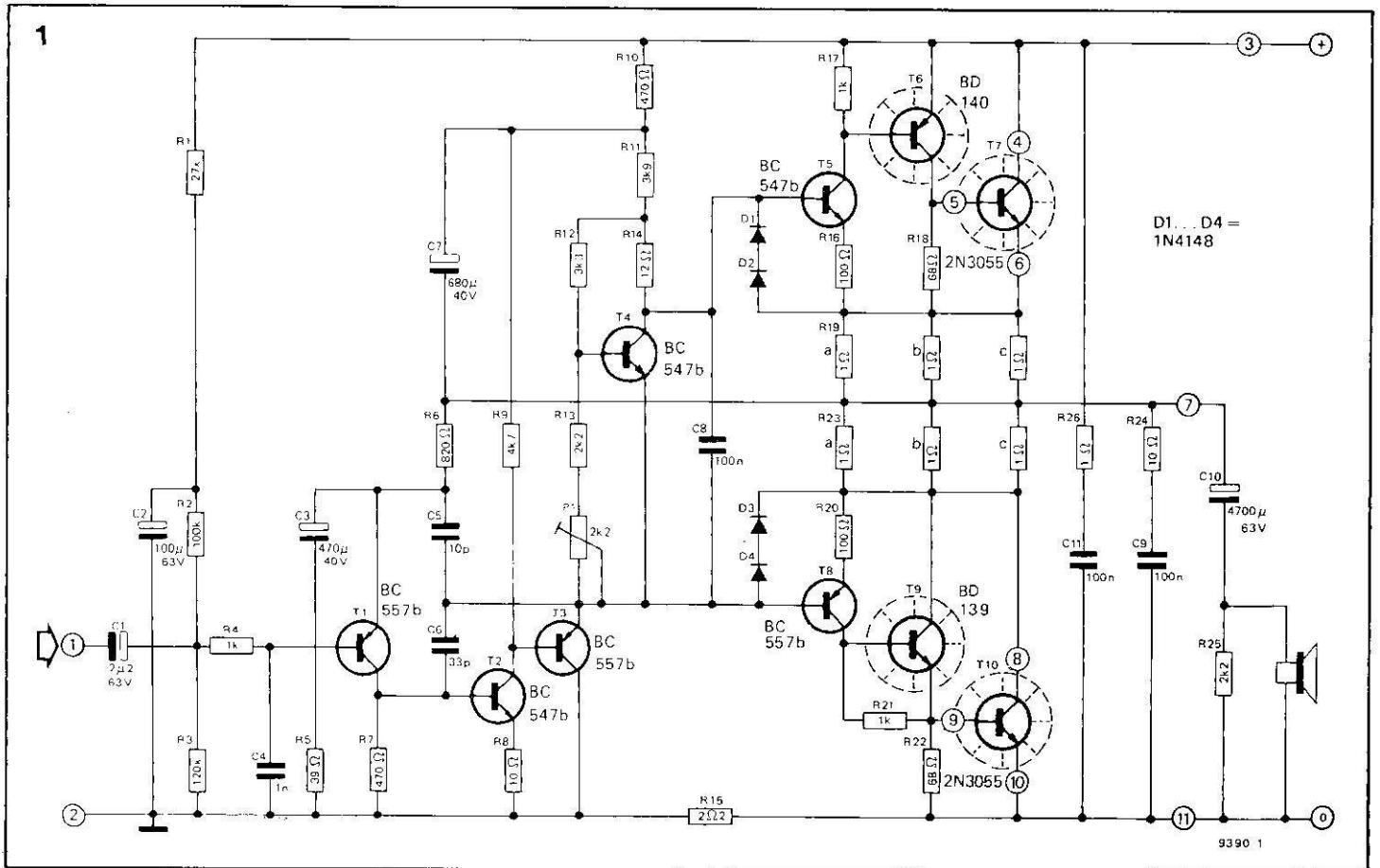


figura 1 — Esquema completo do Equin. Sua placa e seu circuito de alimentação serão vistos na próxima edição.

excitadoras, em cada lado do eixo horizontal. Essa chamada "zona morta" é a responsável pela distorção de crossover — culpa, em última análise, dos transistores ou mais especificamente de suas curvas relacionando a corrente de base com a tensão base-emissor.

Com níveis elevados de corrente, essas respostas podem ser tão lineares quanto se queira, empregando-se re-

sistores de emissor para proporcionar uma realimentação negativa dependente da corrente. Quando os valores da corrente são baixos, porém, as retas curvam-se abruptamente, devido à queda drástica da transcondutância de T1 e T2; nesse caso, não há realimentação que resolva o problema.

A polarização dos dois transistores através de V_R melhora bastante as coisas, já

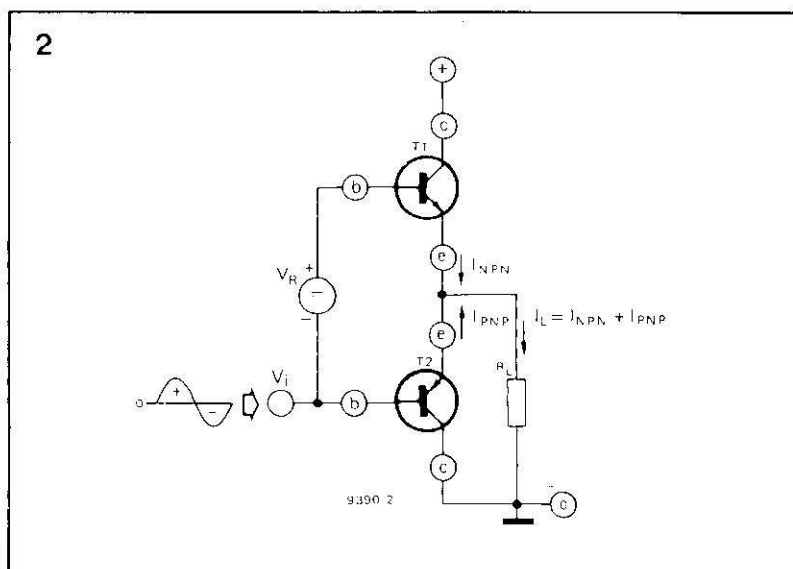
que ela introduz em ambos uma corrente estável (a corrente "quiescente") exatamente no ponto de cruzamento com o eixo horizontal; T1 e T2 exibem, assim, uma transcondutância razoável também nessa área.

No caso ideal, a sobreposição das respostas NPN e PNP será tal, a ponto de permitir que a corrente de carga siga linearmente a tensão excitadora, nas proximidades do cruzamento com o eixo (ponto de transição ou crossover). Até onde poderemos ir, na perseguição desse objetivo, vai depender de uma série de fatores:

— Assumindo que exista realmente um valor ideal de corrente quiescente, até que ponto vale a pena ir, no projeto, para obtê-la?

— Na prática, valor ideal é aquele em que a última "inclinação" da curva NPN está alinhada com a última inclinação da PNP. Assim, a inclinação de cada meio estágio, na transição, equivale a metade do valor global. A presença de irregularidades na parte curva da resposta pode impedir essa condição ideal, caso

figura 2 — Configuração típica de um estágio classe B de saída. T1 e T2 são transistores PNP e NPN "compostos", implementados em pares ou trios (ou mesmo como transistores isolados).



elas sejam mantidas por toda a região de transição.

— Uma total regularidade significa que uma curva deve ser a imagem espelhada da outra — dando origem ao nome "simetria complementar". Desse modo, se um dos elementos internos de "T1" for NPN, o elemento correspondente em "T2" deverá ser PNP. Conclui-se, então, que os dispositivos de potência internos de T1 e T2 também devem ser complementares — e aí é que surge o problema: os pares complementares de potência são difíceis de produzir, seja pela preço como pela impossibilidade de "casar" o desempenho de comutação em altas frequências dos elementos internos.

Costuma-se, então, adotar a chamada configuração quase complementar, na qual os dois transistores de potência têm a mesma polaridade (NPN). Esse arranjo funciona

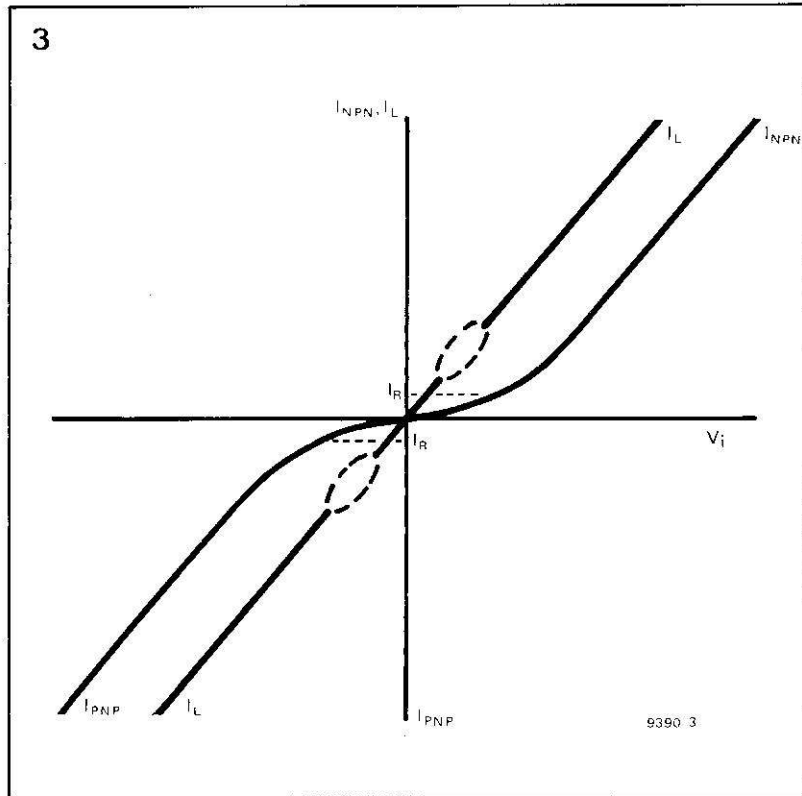
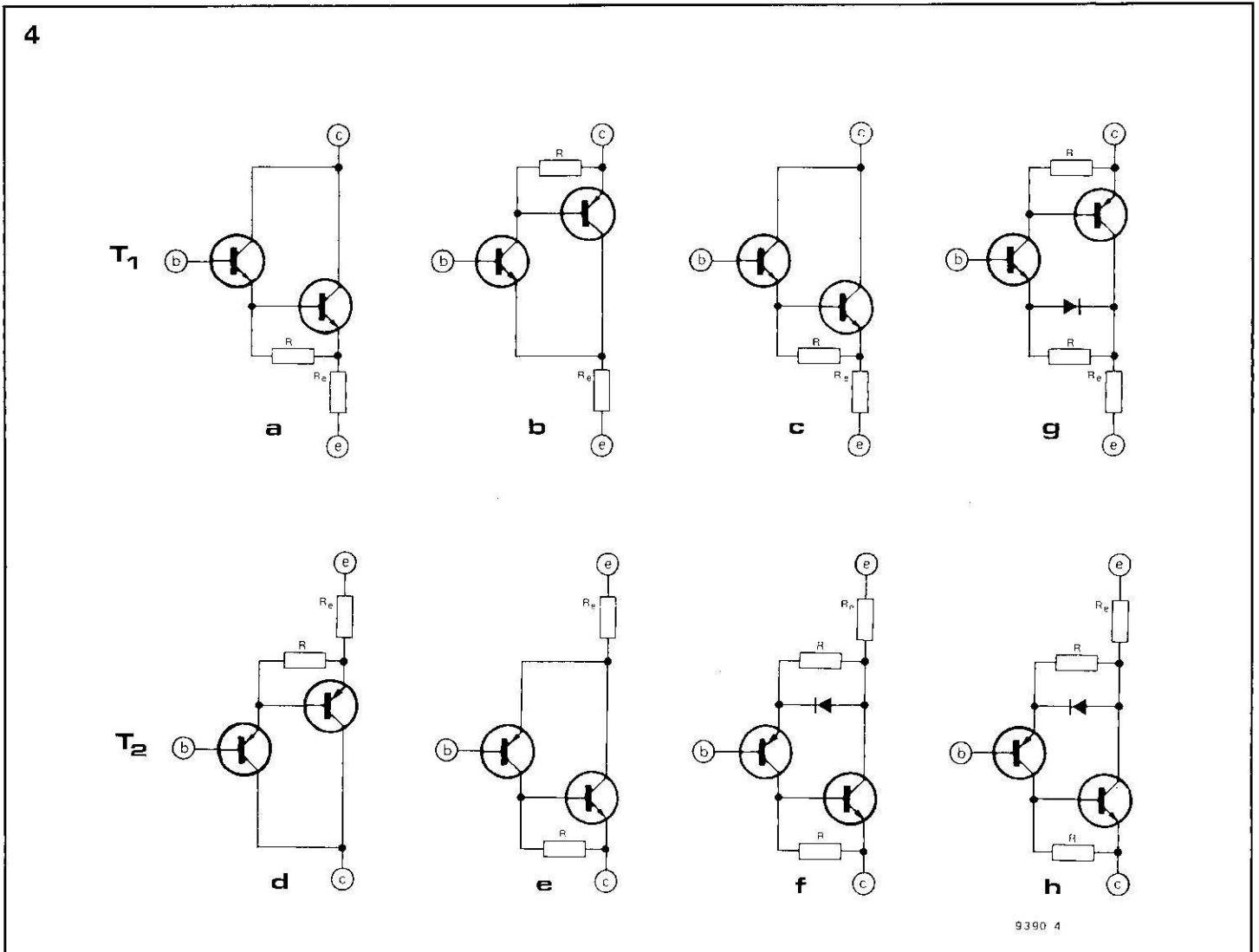


figura 3 — Curvas características do circuito da figura 2. A corrente "quiescente" I_R serve para "linearizar" a região de transição.

figura 4 — Conhecidas configurações de dois transistores para T1 e T2. Os pares verticais (a com d, b com e, etc.) podem ser combinados para formar um estágio de saída com simetria complementar aproximada.



9390 4

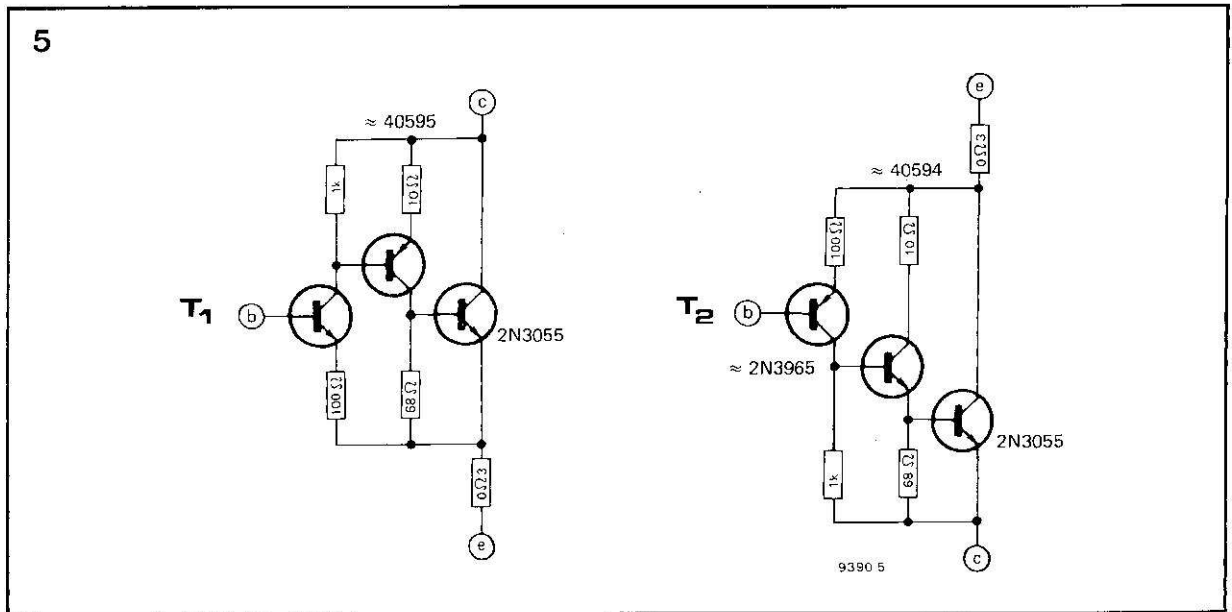


figura 5 — Trios de saída empregados em um amplificador comercial inglês.

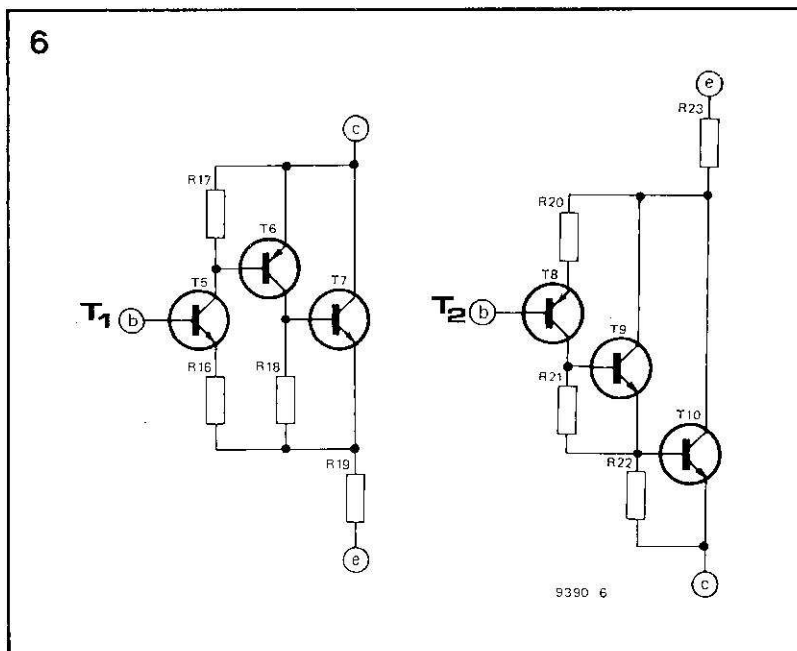


figura 6 — Trios modificados para utilização no Equin.

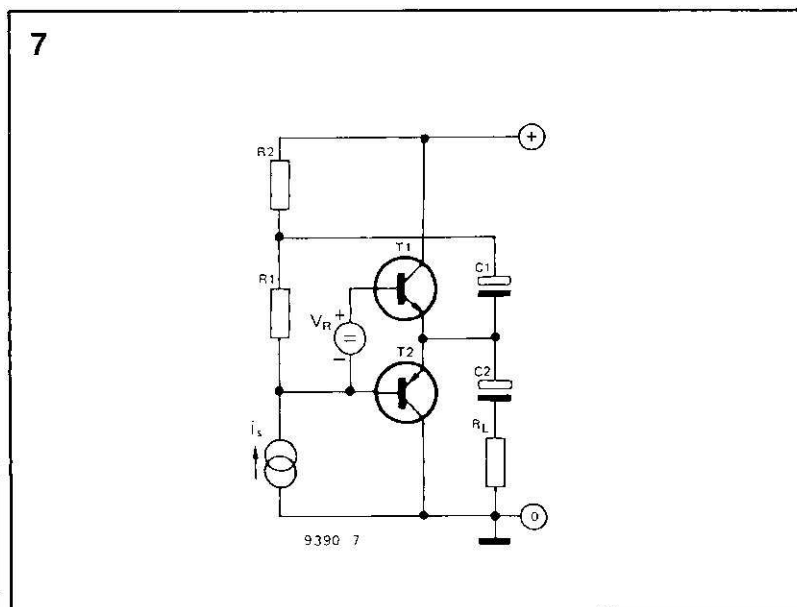


figura 7 — Excitação tipo bootstrap do estágio de saída. O penúltimo estágio (T2, na figura 1) aparece como uma fonte de corrente.

bem, desde que seja tomada a precaução de eliminar assimetrias na áreas próximas à transição — o que pode ser feito satisfatoriamente.

— O problema seguinte é a própria corrente quiescente, que não pode variar com a temperatura. Para mantê-la estável, seria necessário prever uma variação automática de $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ para V_R — o que não é lá muito simples, pois seria preciso instalar termistores ou diodos sensores sobre os dissipadores, além de fazer algumas adivinhações sobre a temperatura real na junção do transistor — quando a única temperatura disponível é a do próprio dissipador, bem inferior àquela.

Assumindo, de qualquer modo, que seja possível implementar tal compensação, aparece outra questão: seria essa compensação suficientemente rápida? É bem provável que o súbito aquecimento da junção, devido a uma passagem mais alta da música, provoque uma séria distorção de *crossover* na passagem seguinte, mais calma; isto, porque fatalmente a junção vai esfriar mais rapidamente que o dissipador, de onde está sendo estimada a temperatura da junção.

Em poucas palavras, deve-se evitar a necessidade de regular a tensão V_R para compensar o aquecimento das junções dos transistores de potência.

— Sempre que a fonte não for regulada, será preciso cui-

dar para que V_R não dependa, mesmo vagamente, da tensão CC instantânea presente na linha de alimentação. No circuito da figura 1, a tensão V_R de polarização é obtida através dos componentes T4, P1, R12, R13 e R14. Quaisquer variações na fonte provoca uma queda de tensão sobre R14, que pode ser usada para compensar o erro na tensão base-emissor de T4, provocado pelas mesmas variações; dessa forma, a tensão polarizadora pode ser mantida relativamente constante.

Circuitos de saída

A figura 4 ilustra várias combinações possíveis de transistores para formar T1 e T2 da figura 2. Esses grupos de dois elementos (excitador e potência) são encontrados em inúmeros projetos de amplificador, nos quais o resistor R está situado entre 50 e 100 ohms e R_E , entre 0,2 e 0,5 ohm. Os pares representados na parte superior da figura exibem comportamento NPN, enquanto os inferiores são PNP; as combinações a-d, b-e e g-h formam as chamadas simetrias complementares.

A combinação a-e, por sua vez, é o já mencionado estágio quase complementar; o acréscimo de um diodo e um resistor converte o circuito "e" em "f". Nesse caso, a assimetria da combinação a-f poderá ser bem reduzida, já que o diodo simula a junção base-emissor "faltante".

As ligações "darlington" formadas por a, c, g, d, f e h (=f) exibem uma curva $I_E - V_{BE}$ com uma extensa "cauda". Sua estabilidade de corrente não é muito boa, mas, em contrapartida, sua impedância de entrada (entre base e emissor) varia suavemente nas proximidades do ponto de transição.

Por outro lado, os pares "compostos" b e e têm uma curva com "cauda" mais curta e apresentam boa estabilidade da corrente quiescente, mas sua impedância de entrada sofre descontinuidade na região de transição. O acréscimo dos "diodos Baxandall" aos circuitos b e e

confere-lhes características de ligação darlington — constituindo, assim o melhor compromisso entre uma corrente quiescente ideal e uma curva suave de impedância (veja os exemplos g e h da fig. 4).

A principal objeção aos pares da figura 4 reside em seu baixo ganho de corrente, exigindo um nível de excitação considerável. A solução mais óbvia, então, é usar trios em vez de pares — a exemplo dos tradicionais arranjos vistos na figura 5. Eles possuem uma grande estabilidade de corrente, curvas $I_E - V_{BE}$ com "caudas" mais curtas e um elevado ganho de corrente. Além disso, qualquer desvio da impedância de entrada próximo à transição é corrigido pelos resistores de 100 ohms.

Juntando os trios, porém, a simetria deixa um pouco a desejar. Em geral, a queda de tensão sobre o resistor de 1 k, no trio NPN, não ultrapassa a metade da queda sobre o mesmo resistor, no lado PNP — o que implica correntes desiguais nos pré-excitadores e "caudas de transição" descasadas.

Mas a assimetria foi praticamente eliminada nos circuitos da figura 6, utilizados no Equin, pelo artifício de deslocar a extremidades de um dos resistores. Pode-se dizer, agora, que são iguais as tensões sobre R17 e R21, polarizando T5 e T8 de forma simétrica. Eles exibem a vantagem adicional de uma baixa corrente quiescente, que os torna adequados para projetos de altíssima potência.

Excitando o estágio de saída

Os exemplos discutidos até agora levavam em conta um estágio de saída excitado por tensão (ou seja, a partir de uma fonte com impedância nula). Existe, porém, a alternativa da excitação por corrente.

No acionamento por tensão, a corrente de saída relaciona-se com a tensão excitadora pela "inclinação" (ou transcondutância) da curva $I_L - V_{BE}$ (figura 3). Já na excitação por corrente I_L tem relação com a corrente excita-

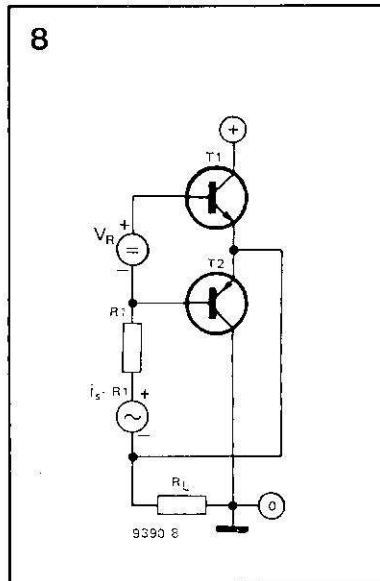


figura 8 — Circuito equivalente ao da fig. 7 quando R1 é muito maior que R2 e as impedâncias de C1 e C2 são desprezíveis.

dora através do ganho em corrente dos transistores compostos T1 e T2. Esse ganho, porém, depende da frequência em maior escala que a transcondutância — principalmente porque esta pode ser melhorada por realimentação.

De qualquer modo, a excitação por corrente também poderá dar certo, se houver uma forma adequada de se aplicar uma realimentação local. Será difícil, no entanto, superar a conveniência obtida com a realimentação da tensão excitadora, através dos resistores de emissor (figuras 4, 5 e 6). Além disso, estágios acionados por tensão dispensam pares casados em ganho de corrente.

Em grande parte dos projetos práticos, a excitação nunca é feita totalmente por tensão ou corrente. Observe o circuito da figura 7: se os capacitores C1 e C2 tiverem valores adequados, irá existir uma ligação entre a junção R1-R2, os emissores de T1/T2 e R_L . A tensão sobre R1 é a responsável pela excitação do estágio de saída; seu terminal inferior exhibe essa tensão somada à tensão de saída, sendo excitado pelo último transistor do estágio inicial — que é, ele próprio, uma fonte de corrente.

O pesquisador P.J. Baxandall demonstrou que o circuito da fig. 7 é diretamente equivalente ao da figura 8, desde que R1 tenha um valor muito superior ao de R2. De fato, os cálculos da tensão de saída em função da corrente

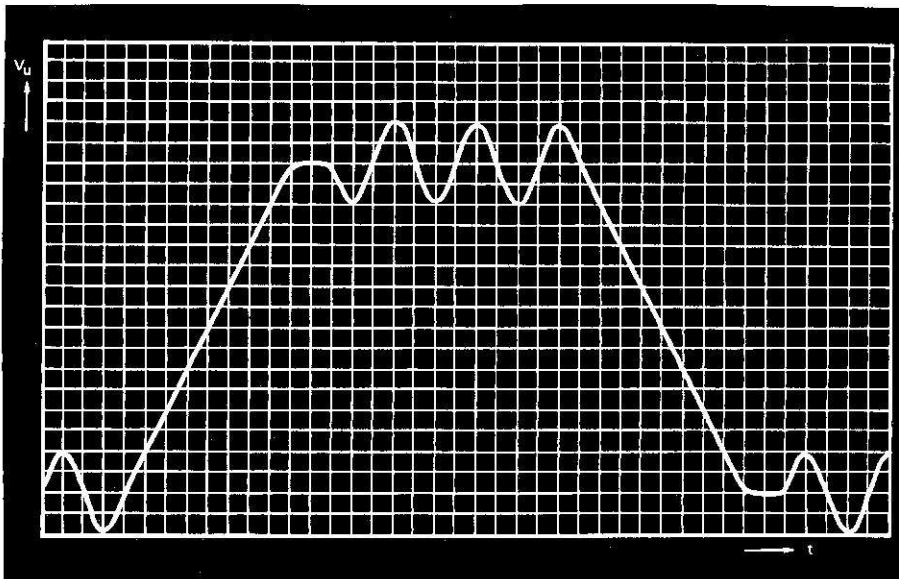
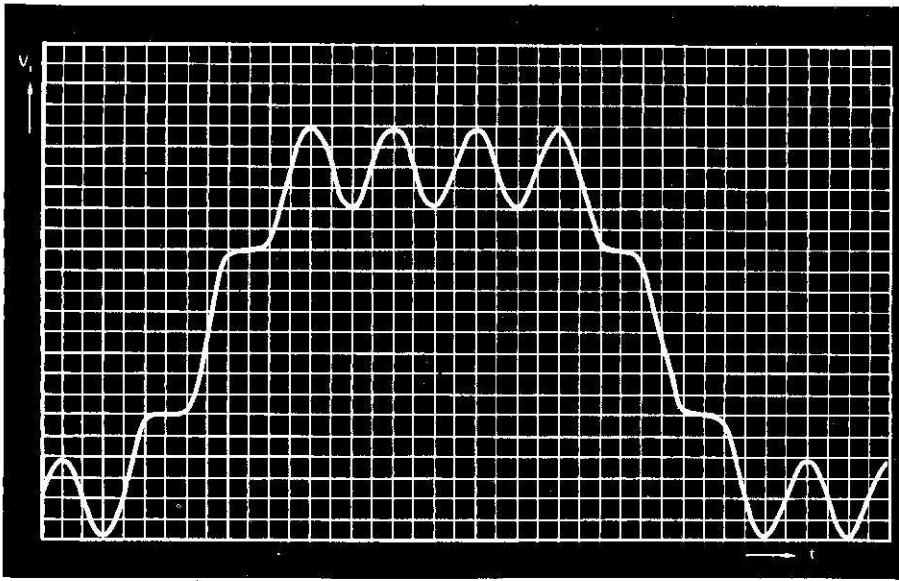


figura 9 —
Comportamento
da distorção por
intermodulação
de transientes
(TIM). A senóide
de menor nível é
momentanea-
mente suprimida
durante
a limitação
de slew rate
induzida
pelos transientes.

i_s levam à mesma fórmula, em ambos os casos — o que nos leva a concluir que o estágio de saída é excitado a partir de uma impedância R_1 e trabalha na modalidade de emissor comum. Não se comporta portanto, como um seguidor de emissor, como muitos poderiam pensar.

O ganho apresentado por esse arranjo vai depender da relação entre R_1 e a impedância de entrada do estágio — impedância que, como já vimos, depende da frequência e tem problemas na região de transição.

O mau comportamento nessa região ocorre, portanto, causado por dois mecanismos principais: durante a conversão "corrente-tensão excitadora" entre o penúltimo estágio e o estágio de saída; e durante a conversão dessa tensão excitadora na corrente de carga I_L . A redução do valor de R_1 poderia reduzir a influência do primeiro mecanismo, mas iria também diminuir o ganho em malha aberta.

Na figura 1, o circuito da figura 7 está representado por T2, R9, R10, C7 e C10, com a

diferença de que a junção do transistor com R9 (equivalente a R1, na figura 7) está acoplada indiretamente ao circuito de base de T5 e T8, através do seguidor de emissor T3. Este último transistor, por sua vez, juntamente com sua carga de emissor R11, apresenta uma baixa impedância ao estágio de saída — proporcionando condições quase ideais de excitação por tensão e evitando, ao mesmo tempo, que o estágio de saída sobrecarregue R1 (ou seja, contorna o 1º mecanismo visto anteriormente).

Esta tática melhora também a largura de faixa em malha aberta, além de fornecer (através de T3) a corrente requerida pelo capacitor "Miller" — C6, neste caso — inserido para manter a estabilidade sob realimentação negativa. Se esse detalhe não houvesse sido previsto, aquele capacitor iria "concorrer" com a fonte de corrente T2, provocando uma defasagem adicional justamente onde menos pode ser tolerada: bem no meio da "área perigosa".

Distorção por intermodulação de transientes

Juntamente com a distorção de crossover, a TIM pode ser condenada pelo som "duro" que confere aos amplificadores transistorizados. Na prática, essa distorção "soa" um pouco como a de crossover, embora surja em altas frequências, com níveis de excitação de moderados para altos, e não com níveis reduzidos de sinal. O efeito é causado pela aplicação de sinais de entrada muito rápidos para os sistemas de realimentação; vamos explicar esse mecanismo mais detalhadamente.

A tensão excitadora do estágio de entrada pode ser considerada como a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação vindo da saída. Devido ao elevado ganho em malha aberta adotado nesses circuitos, essa diferença costuma ser muito pequena. No entanto, se a realimentação for muito "lenta", o sinal-diferença po-

derá ser momentaneamente muito superior ao normal — indo sobrecarregar, portanto, o estágio inicial. O corte ou saturação resultante poderá então ocasionar desvios de CC que tomarão algum tempo para serem corrigidos. O efeito sonoro manifesta-se sob a forma de surtos com 100% de distorção, verdadeiros "buracos" no meio da música.

Vejamos um exemplo numérico, para esclarecer melhor ainda esse efeito. Suponhamos que o amplificador tenha um ganho em malha aberta de 80 dB (10 mil vezes) e opere com uma realimentação de 40 dB (100 vezes). Um sinal de entrada "lento", de 100 mV, irá resultar em um sinal excitador de 1 mV no estágio inicial. Mas se a realimentação chegar um pouco tarde, devido a um sinal de 100 mV mais rápido, aí teremos problemas e dos grandes.

De fato, o amplificador ficará inativo durante todo o período compreendido entre a sobrecarga provocada pelo transiente e a total recuperação; qualquer outro sinal, aplicado durante esse intervalo, simplesmente não chegará à saída. A figura 9 ilustra o processo com um típico sinal musical, composto por uma linha contínua e um transiente em sobreposição.

A rapidez com que a realimentação pode reagir aos transientes bruscos de entrada depende da resposta em malha aberta do circuito,

isto é, da banda passante em malha aberta. Isto, por sua vez, vai depender principalmente do nível de realimentação empregado e do produto ganho-banda pasante — assumindo que o amplificador seja invariavelmente estável. Assim sendo, muita realimentação e componentes "lentos" só contribuem para aumentar a distorção TIM.

O desempenho do amplificador em relação aos transientes tende a melhorar à medida em que sua resposta em malha aberta vai aproximando-se do menor período possível do sinal de entrada. O amplificador Equin, com seu excelente acionamento por tensão, exibe 10 kHz de banda passante em malha aberta, sem problemas de estabilidade (e usando os "lentos" 2N3055!).

Para o caso de ele ter que aceitar entradas a plena excitação, em torno de 20 kHz, digamos, foram tomadas mais uma ou duas precauções — através de R4/C4, que proporcionam uma queda RC na entrada, e de um valor baixo para R7, que dá uma certa "folga" de operação a T1.

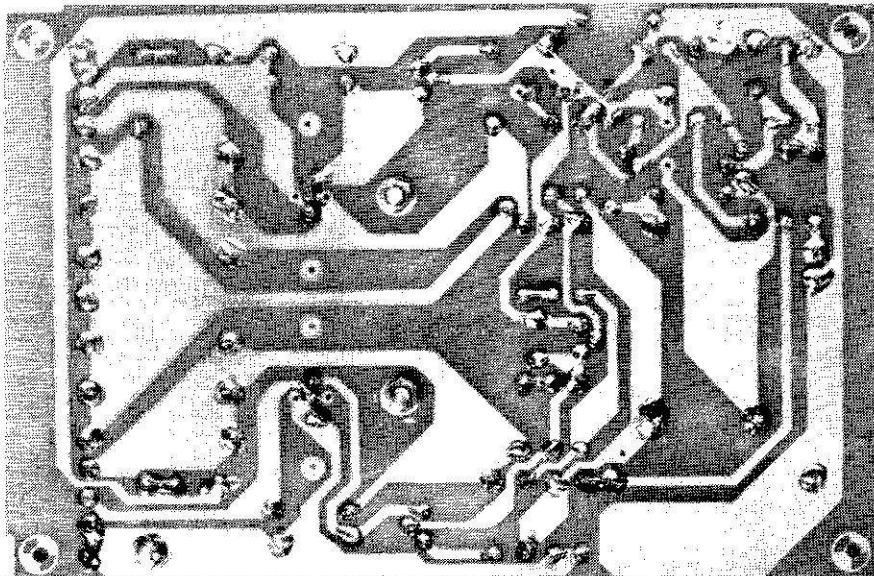
Observações finais

O alto-falante teve que ser ativado através do eletrolítico C10, pois o acoplamento direto teria criado problemas com a tensão de *offset*. O resistor R25 garante o carregamento de C10 na ausência de carga, enquanto os diodos

D1...D4 formam um simples mas eficiente limitador de corrente.

A linha de alimentação positiva foi desacoplada pela rede R26/C11 — na qual o resistor amortece a ressonância entre C11 e a indutância da fiação. O resistor R15 tem a função de separar a linha negativa de alimentação do "terra" de entrada, fazendo com que as correntes maiores tomem o caminho de menor resistência. Em um amplificador estéreo, os dois terras de sinal poderão ser ligados entre si.

Os capacitores C3 e C7 fazem com que o grau de realimentação CA seja diferente do CC; ambos ganharam valores anormalmente elevados, evitando que os arranjos de polarização CC do amplificador variem com assimetrias momentâneas, devidas a sinais de baixa frequência. ■



Equin – amplificador de 100W

Equin

A primeira parte desta matéria (veja Elektor nº 5) descreveu o projeto que culminou com a concepção do amplificador EQUIN. Nesta segunda parte é apresentada a "receita" que permitirá a reprodução do circuito — cujo desempenho final vai depender principalmente dos "ingredientes" utilizados. As coisas foram simplificadas ao máximo, mediante a inclusão de planos detalhados de montagem e a possibilidade de equivalência para vários componentes ativos.

conclusão

Antes de mais nada, façamos mais algumas considerações sobre a qualidade dos componentes. Em primeiro lugar, deve ser óbvio para todo mundo que, mesmo o circuito de projeto mais caprichado, quando montado com peças de qualidade duvidosa, só poderá fornecer resultados duvidosos.

A alta qualidade, por outro lado, quase que invariavelmente significa alto preço. Não é preciso, porém, ir a extremos: o sucesso de um projeto nem sempre depende exclusivamente da precisão dos resistores e capacitores ou de

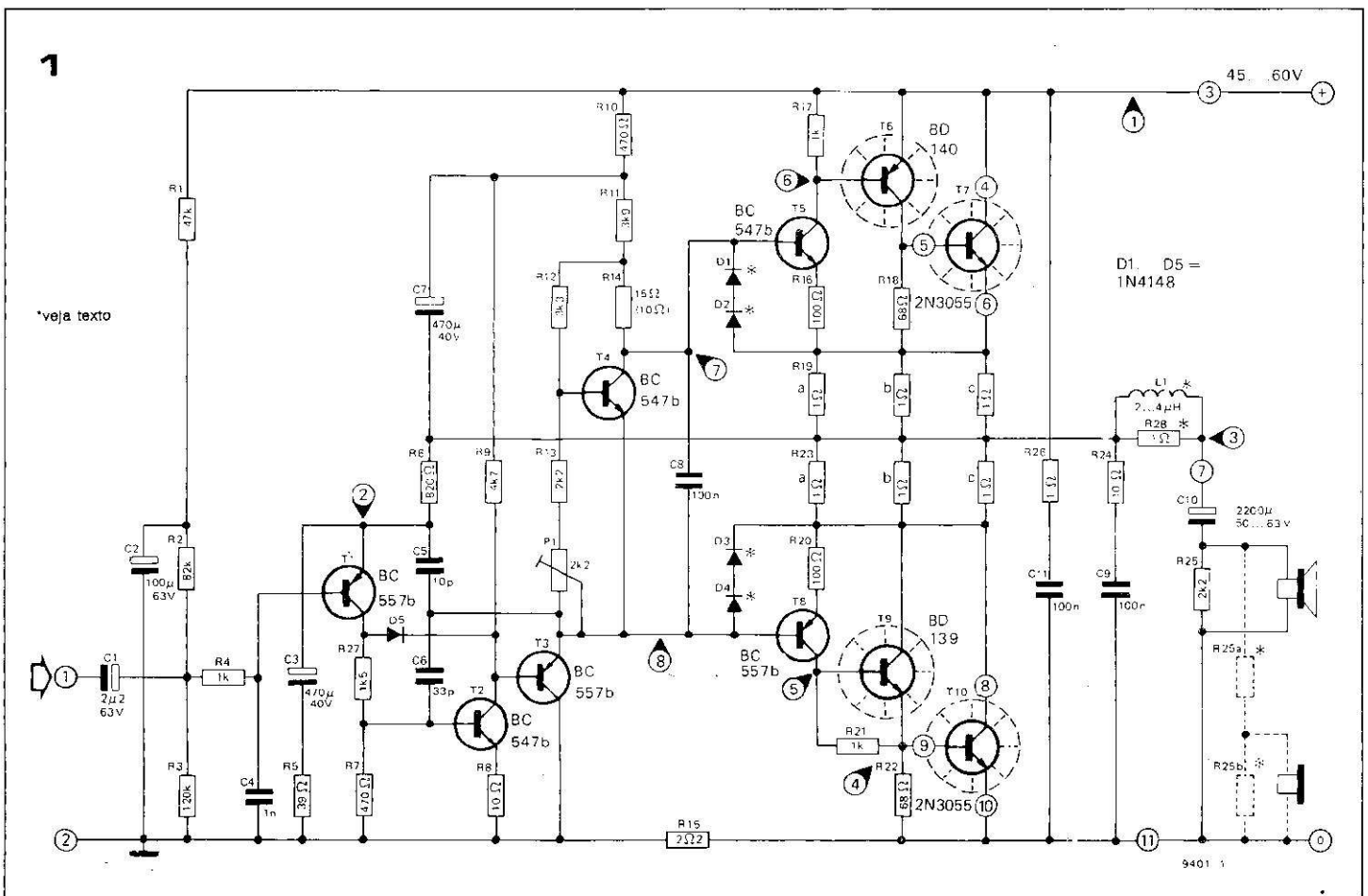
pares de transistores perfeitamente casados. Com algumas exceções, que veremos oportunamente, todo o EQUIN pode ser montado com elementos de qualidade "padrão" — ou seja, um meio termo entre a sucata e o nível de laboratório.

A primeira advertência refere-se ao eletrolítico de acoplamento com o alto-falante (C10), que deve ser de uma marca confiável, com os valores adequados. Sua tensão de trabalho, por exemplo, não pode ser inferior à máxima tensão de alimentação e sua característica de corrente

de ripple deve pelo menos igualar-se à corrente máxima de saída. Se isto implicar em um capacitor de grandes dimensões, mesmo assim não hesite em usá-lo, evitando dores de cabeça mais tarde. O valor especificado, entre 2000 e 2500 μF , é mais que suficiente para todos os casos, inclusive com carga de 4 ohms (esquecendo toda aquela bobagem sobre os altos fatores de amortecimento em baixas frequências...).

O segundo conselho envolve os transistores 2N3055, muitas vezes comprados a preço de ocasião, sem qual-

figura 1 — Esquema do EQUIN, ligeiramente modificado em relação ao fornecido na 1ª parte (veja texto).



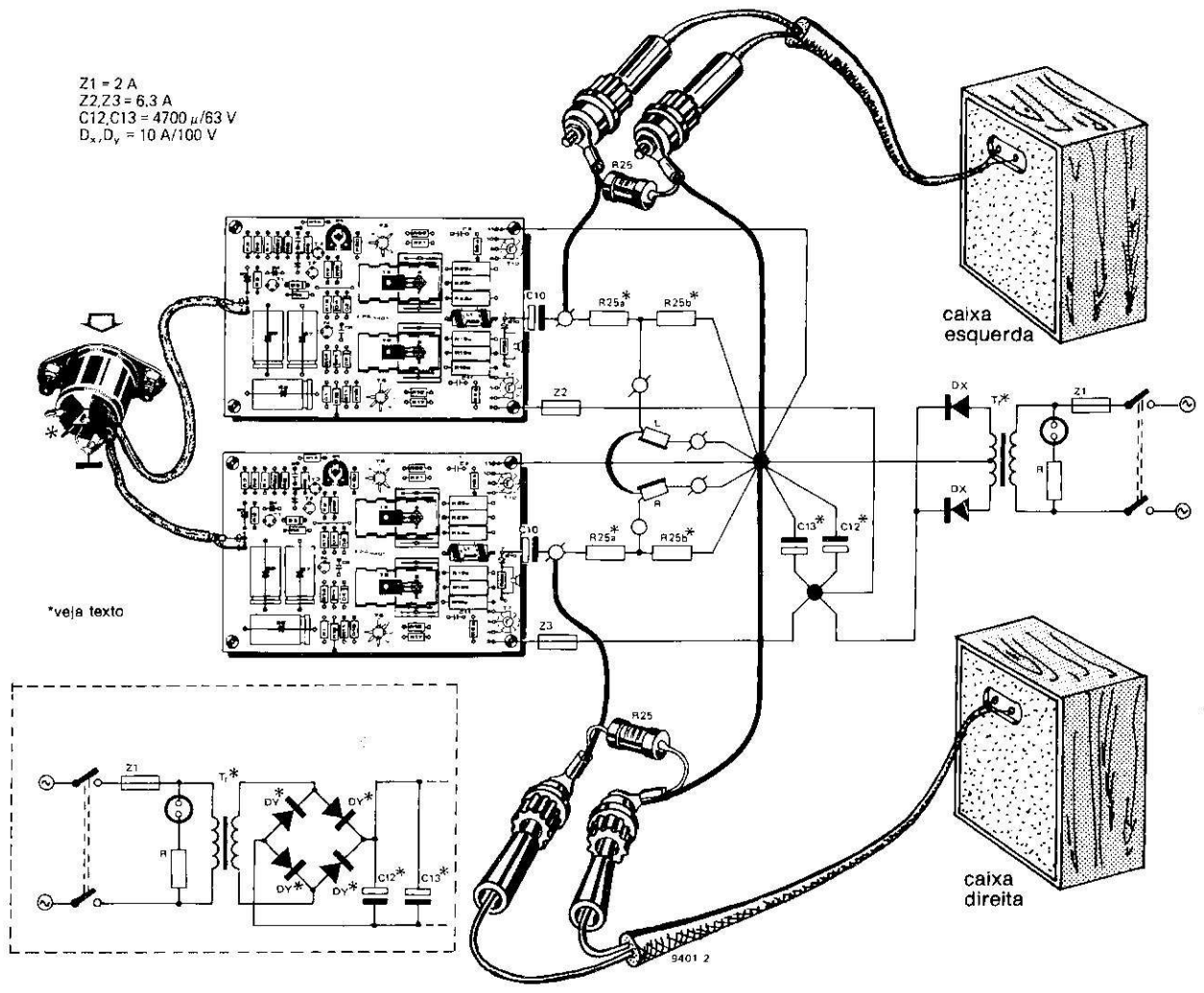


figura 2 — Diagrama de conexões para uma implementação estéreo do amplificador, incluindo duas versões da fonte não regulada.

tabela 1 — Características do transformador

VERSÃO NORMAL	
— tensão CC nominal:	45 V
— tensão no secundário, sem carga:	36 V ou 2 x 36 V*
— corrente média com os dois canais operando:	1,6 A (2x20W/8 Ω) 3 A (2x35W/8 Ω)
VERSÃO "TURBINADA"	
— tensão CC nominal:	60 V
— tensão no secundário, sem carga:	45 V ou 2 x 45 V* (máximo: 48 ou 2x48)
— corrente média com os dois canais operando:	2,1 A (2x35W/8 Ω) 3,6 A (2x50W/4 Ω)

* enrolamento com derivação central para a retificação com dois díodos.

quer certeza de seus verdadeiros parâmetros. Existem inúmeros fornecedores desse transistor, alguns deles produzindo espécimes com elevadas correntes de fuga, que chegam a aumentar ainda mais com o passar do tempo. Portanto, procure utilizar para T7 e T10 componentes de boa procedência e com um ganho de corrente razoável — o que

pode ajudar a reduzir a dissipação sobre os excitadores de saída (T6 e T9).

A frequência de corte dos transistores de saída também é importante, pois está relacionada com o comportamento em comutação do estágio final em níveis elevados de excitação, nas altas frequências. Dessa forma, assumindo um sinal excitador si-

métrico, transistores "perfeitos" de saída, operando em classe B, devem conduzir alternadamente, cada um deles com pouco mais de 50% do tempo total.

Os transistores reais, contudo, possuem tempos finitos de ativação e desativação, gerando um intervalo entre a inversão de polaridade do sinal excitador e o momento em que o transistor em condução é cortado. Esse fenômeno tende a reduzir a eficiência do estágio de saída em frequências elevadas (isto é, provoca um aumento da dissipação).

Quanto maior a frequência de corte (f_T , também conhecida como 'produto ganho/largura de faixa') de T7 e T10, tanto mais rapidamente eles irão chavear o sinal. Na lista de componentes, o 2N3055 consta como um dos possíveis candidatos a essas posições, mas é também o que exibe, de longe, a menor f_T .

Teoricamente, seria mais sensato utilizar dispositivos mais rápidos, com um produto ganho-largura de faixa entre 50 e 100 MHz. O problema é que, além de serem muito caros, esses transistores têm uma constituição mais "delicada", sendo facilmente destruídos por sobrecargas momentâneas — e o EQUIN não está preparado para impedir isso, já que não dispõe de circuitos limitadores caros e complexos. Assim, os 2N3055 são ainda a melhor opção, devido à sua robustez.

Os resistores de emissor R19 e R23 são constituídos por três elementos de 1 watt em paralelo, formando um arranjo relativamente barato e não indutivo (pois qualquer indutância no estágio de saída pioraria ainda mais a qualidade da comutação). Dê preferência, por isso, aos resistores de carbono, dispensando os de fio; caso não encontre os valores indicados (1 ohm/1watt), poderá substituir cada um deles por dois resistores de 1,8 ou 2,2 ohms, 1/2 watt em paralelo — totalizando, assim, seis em R19 e outros seis em R23.

A relação de tipos equivalentes para os transistores T1...T10 não esgota todas as possibilidades de substituição. Eis aqui mais algumas sugestões para quatro deles:

BC547 = BC107, BC147, BC237,
BC337, BC550, BC182
BC557 = BC177, BC157, BC307,
BC327, BC560, BC212
BC141 = BC637
BC161 = BC638

Procure, apenas, respeitar os sufixos a, b ou c recomendados, evitando usar a versão "básica"; apesar de mais barata, ela é composta por componentes imperfeitos, com ganhos muito reduzidos. E, com a exceção de T1 e T4, todos os transistores devem ter um V_{CEO} pelo menos igual à tensão de alimentação.

A potência de saída

Embora naturalmente importante, a potência de saída dos amplificadores recebe mais atenção do que o necessário. Em todo caso, para satisfazer ao maior número

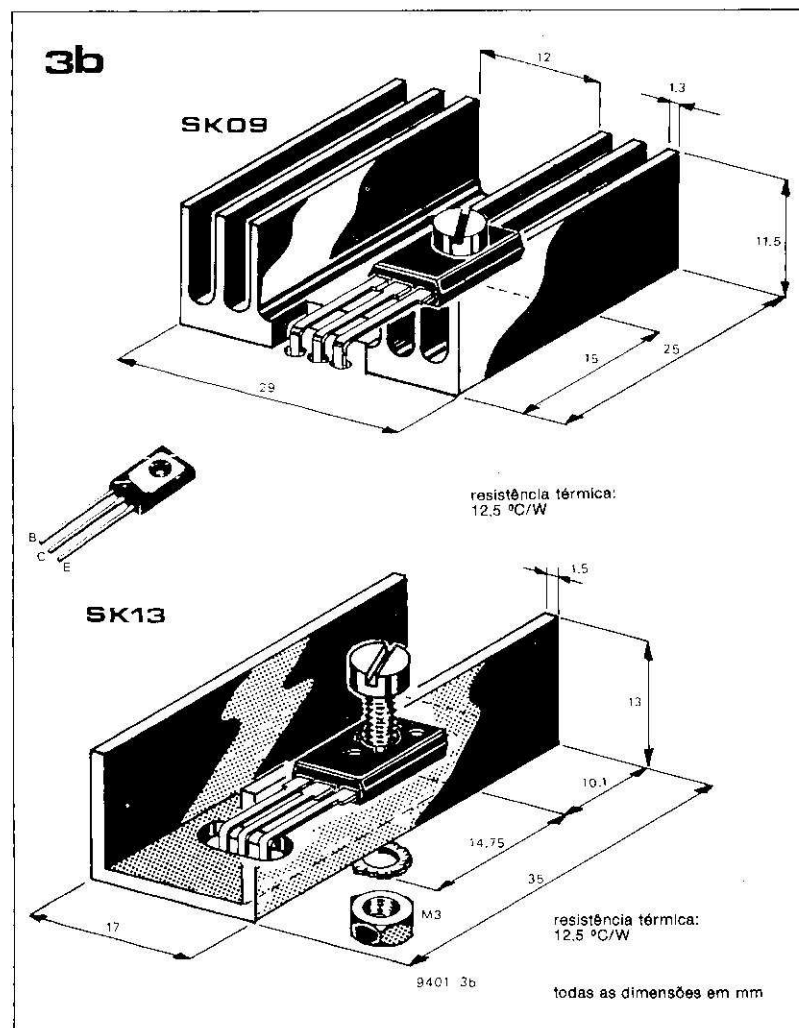
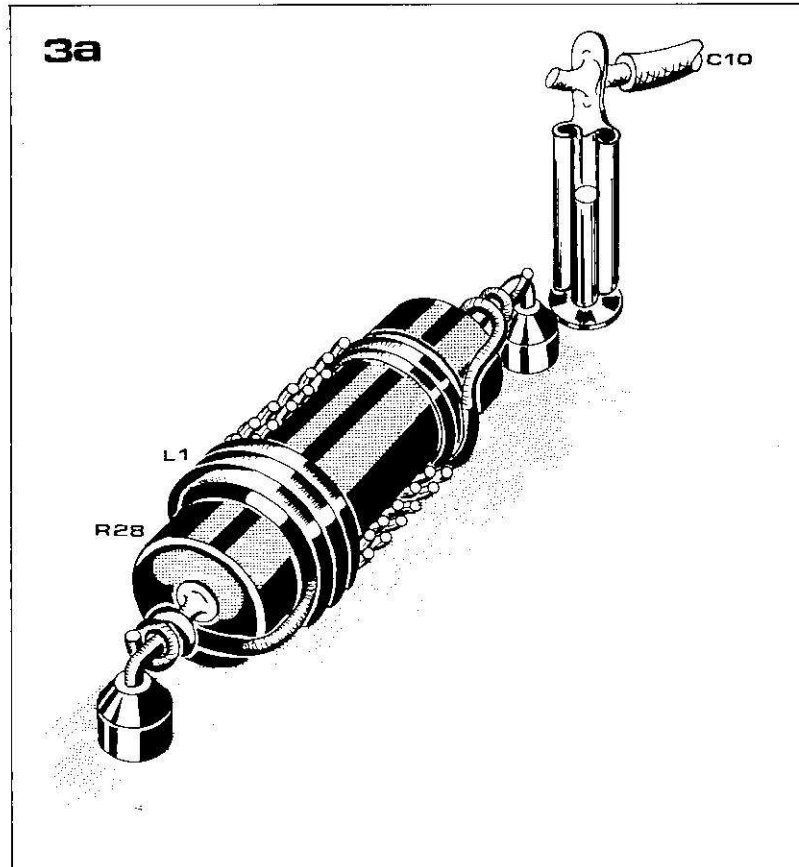
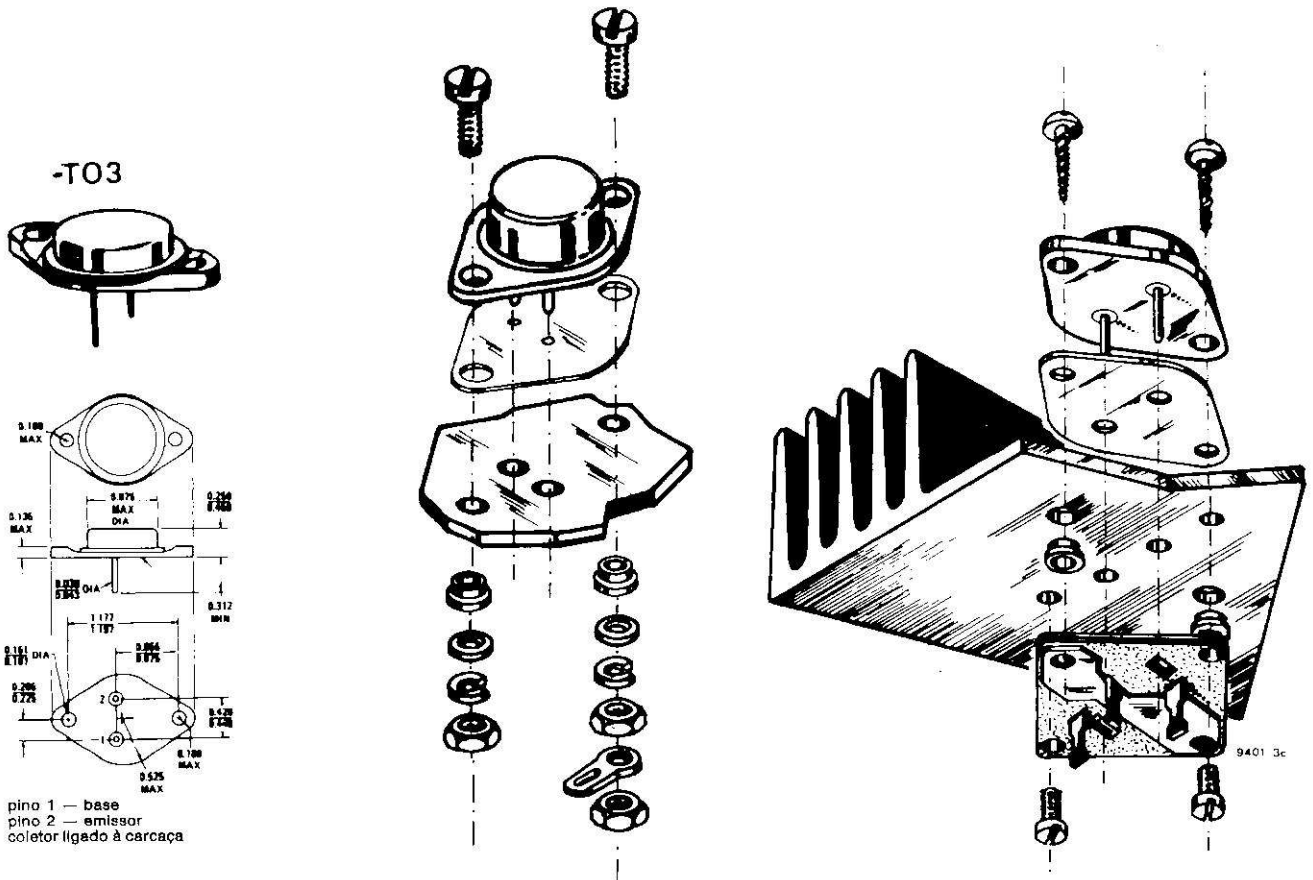


figura 3 —
Detalhes de
montagem do
EQUIN:
*3a —
implementação
de L1/R28.
*3b — opções
para o
resfriamento
de T6 e T9.



*3c— montagem dos transistores T7 e T10, com e sem o soquete T0-3.

possível de montadores, o projeto do EQUIN prevê que o amplificador padrão, com fonte de 45V, possa ser convertido em uma versão "turbinada", alimentada com 60 V.

A tabela de características fornecida na primeira parte da matéria (veja Elektor nº 5) especifica a potência que o amplificador é capaz de fornecer, em regime senoidal contínuo, a duas diferentes impedâncias de carga, sob as duas possíveis tensões de alimentação. Os valores dados referem-se aos piores casos práticos; a potência real obtida vai depender, em última análise, da qualidade dos componentes empregados na fonte de alimentação.

A tabela 1 desta segunda parte fornece as características do transformador requerido, nas duas versões. Note que as correntes dadas aplicam-se a sinais senoidais, com os dois canais plenamente excitados. Como em geral os sinais musicais possuem uma potência média in-

ferior à de uma senóide (com o mesmo valor de pico), a corrente de carga musical será inferior às da tabela.

Caso o transformador da fonte tenha poucas perdas (baixa resistência de enrolamento, especialmente), a tensão não deverá cair demais sob carga contínua — e, assim, a potência contínua de saída e a corrente drenada terão valores maiores que os indicados pelas duas tabelas.

Na versão específica de 60 volts com uma carga de 4 ohms, os diodos de limitação D1...D4 poderão reduzir ligeiramente a potência máxima de saída. Se você optar pela remoção desses elementos, tenha sempre em mente que apenas os fusíveis Z2 e Z3 vão sobrar como proteção contra curto-circuitos.

O nível de ondulação ou ripple sobre a linha de alimentação, com carga, também depende dos componentes utilizados. Se puder dispor de um osciloscópio, mesmo emprestado, você poderá ajustar R1 de forma a

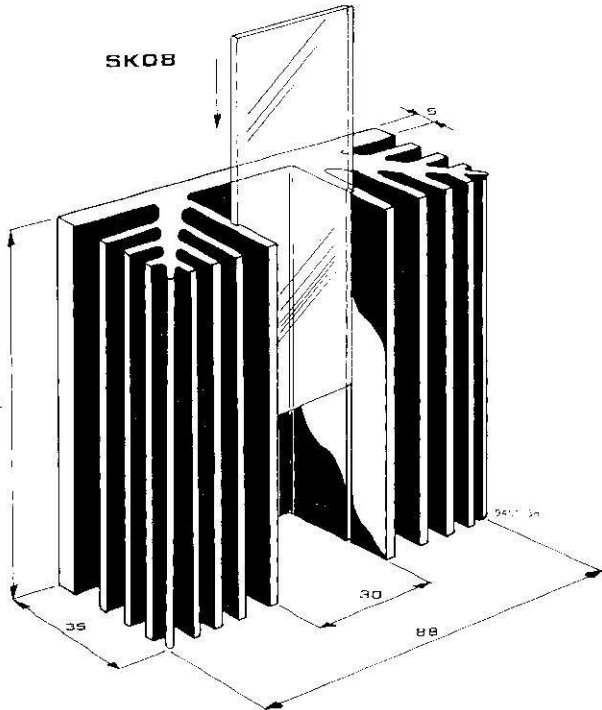
obter um "ceifamento" simétrico do sinal de saída — ou seja, o meio termo exato entre o nível de terra e o de ripple total.

O circuito impresso

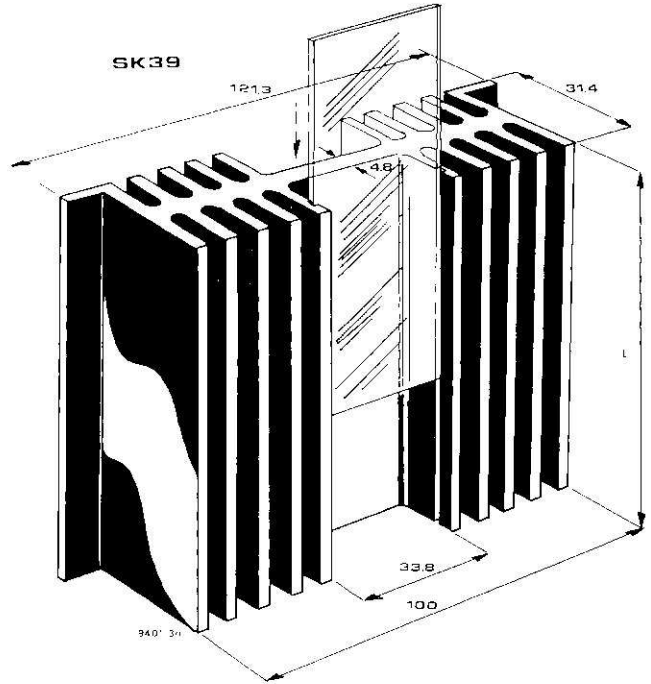
Assim como o projeto do circuito, a placa de circuito impresso foi concebida para permitir a instalação de vários tipos equivalentes de transistor, com os respectivos dissipadores. A figura 3b ilustra a montagem dos dois tipos mais comuns; quanto aos transistores de pequeno sinal, referentes aos primeiros estágios, podem ter encapsulamento metálico ou plástico, devendo-se ter cuidado apenas com sua pinagem.

Recomendamos, antecipando um pouco a sequência, que o potenciômetro P1 esteja totalmente voltado para o sentido anti-horário, antes que o amplificador receba alimentação, para evitar qualquer dano ao circuito. Veja também as instruções na seção de ajuste da corrente

3d



resistência térmica:
L = 100 mm - 1,55°C/W
L = 50 mm - 2,25°C/W



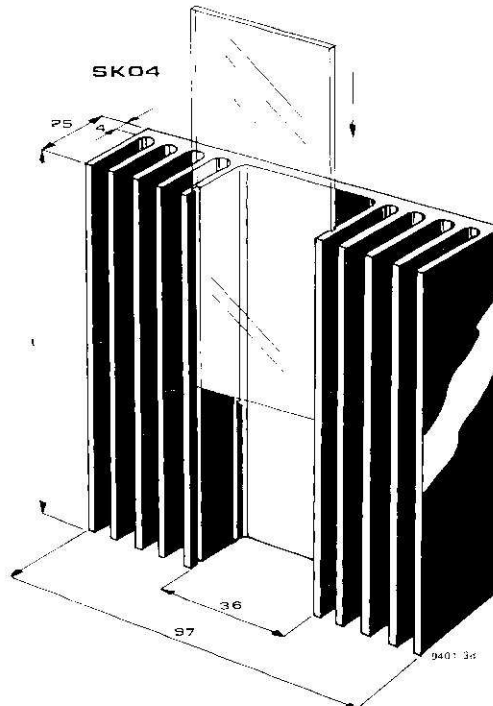
resistência térmica:
L = 100 mm - 1,55°C/W
L = 50 mm - 2,25°C/W

quiescente. Não esqueça, por fim, de montar o componente mais barato de todo o circuito: a ponte de fio em série com R6.

Dissipadores

Os transistores de saída (T7 e T10) podem ser montados em um mesmo dissipador, desde que sejam utilizados os isoladores de mica adequados, tipo TO-3. Quanto maior a eficiência desse dissipador, tanto mais potência será possível extrair continuamente do circuito, antes que as coisas comecem a esquentar. De qualquer modo, a resistência térmica para cada canal deve ser inferior a 2°C/W.

A figura 3d mostra três dos dissipadores mais comuns, facilmente encontrados no comércio especializado (os tipos e códigos são de marcas européias, mas será fácil encontrar similares nacionais, graças às medidas fornecidas na figura). Aconselhamos utilizar os modelos de alumínio



resistência térmica:
L = 100 mm - 1,6°C/W
L = 50 mm - 2,3°C/W

Obs.: todos os dissipadores são da superfície enegrecida

*3d—
dissipadores típicos com suas resistências térmicas.

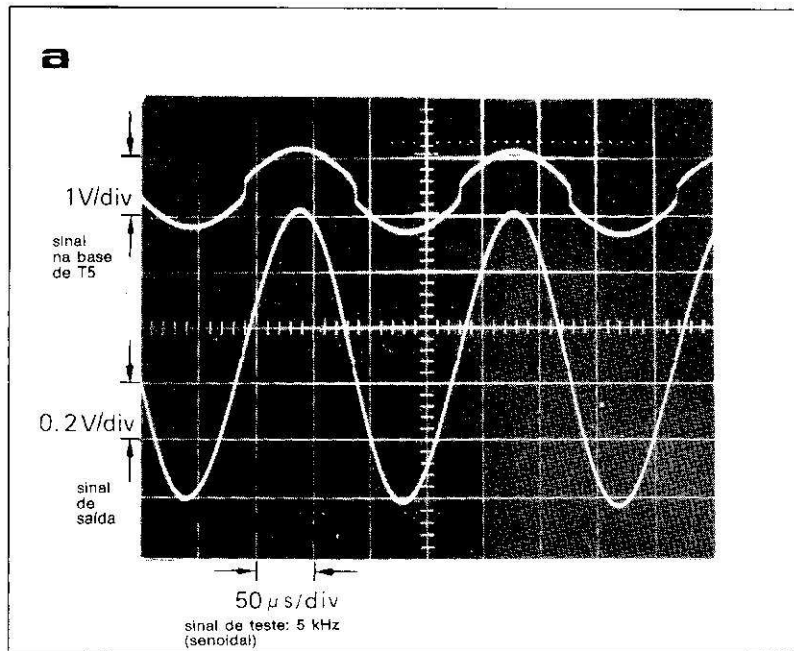


foto A — Efeito de um ajuste muito baixo para a corrente quiescente.

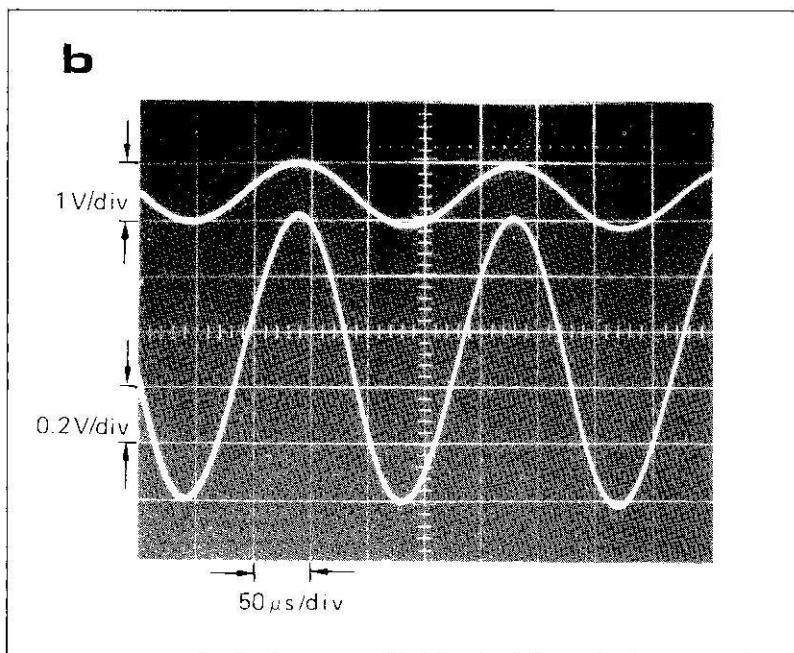


foto B — Ajuste correto da corrente quiescente.

anodizado em preto, que proporciona uma radiação superior à do alumínio natural.

A altura mínima desses dissipadores, montados verticalmente, deve ser de 75 mm (ou 100 mm, caso o gabinete permita). Nada impede, também, que T7 e T10 sejam alojados em dissipadores individuais, com altura entre 50 e 75 mm; continuam valendo, todavia, as recomendações de isolamento já feitas.

A montagem vertical (ou seja, com as aletas "em pé") é sempre a melhor opção, pois tira total proveito do "efeito chaminé", proporcionando um ótimo resfriamento. Não é aconselhável, por isso, mon-

tar os dissipadores no interior do gabinete, já que as condições de radiação e convecção livre, em que o projeto desses dispositivos é baseado, seriam bastante prejudicadas. Se a montagem interna for inevitável, porém, pode-se remediar a situação abrindo grandes grelhas de ventilação acima e abaixo das "chaminés". É indispensável, além disso, montar o gabinete sobre pés de borracha.

Quanto à montagem dos transistores propriamente dita (veja a figura 3c), convém seguir as seguintes instruções:

— passe uma boa quantidade de graxa de silicone em am-

bos os lados dos isoladores de mica, a fim de melhorar ao máximo o contato térmico do transistor com o dissipador;

— isole os terminais de base e emissor dos transistores, para evitar eventuais curto-circuitos;

— faça uma boa conexão entre o coletor dos transistores e os terminais parafusados.

Uma última dica sobre esta parte: teste a isolamento elétrica entre cada transistor e o dissipador, com um bom ohmímetro, antes de ligá-los ao circuito.

Alimentação

O amplificador EQUIN foi projetado para operar sem problemas com uma simples fonte não regulada (veja a figura 2). O transformador requerido poderá ser selecionado com base nas características da tabela 1. Observe que, além disso, ele pode utilizar uma derivação central ou então ter um secundário único, combinado com um retificador em ponte.

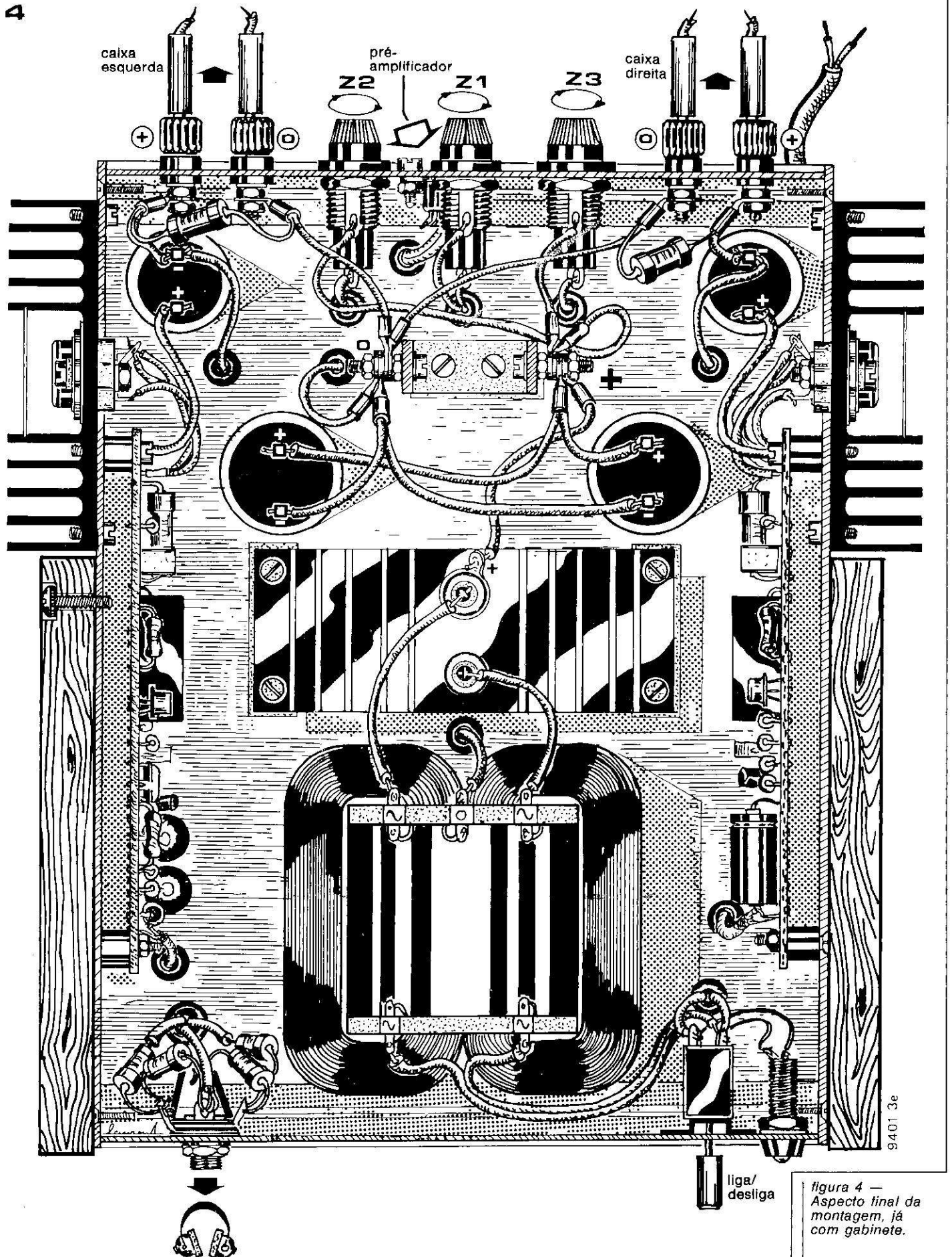
Os diodos, por sua vez, devem ser capazes de suportar as correntes de pico geradas ao se ligar o circuito, além dos surtos periódicos de corrente de carga e da corrente média (correspondente à drenagem CC, dada na tabela 1). O terminal "vivo" da fonte deve ser aplicado a cada canal através de um fusível rápido de 6,3 A (Z2 e Z3, na figura 2). Quanto ao fusível Z1, em série com o primário do transformador, deve ser do tipo lento, de preferência.

Os capacitores — "reservatório" C12 e C13 deverão ser especificados com uma tensão de trabalho e corrente de ripple adequadas; um valor total, entre ambos, de 9000 μ F estará bem. O ponto comum, aonde vai ligado o pólo negativo desses capacitores, deve ser acoplado ao chassi somente através das placas do amplificador, via entrada de terra.

Fiação geral

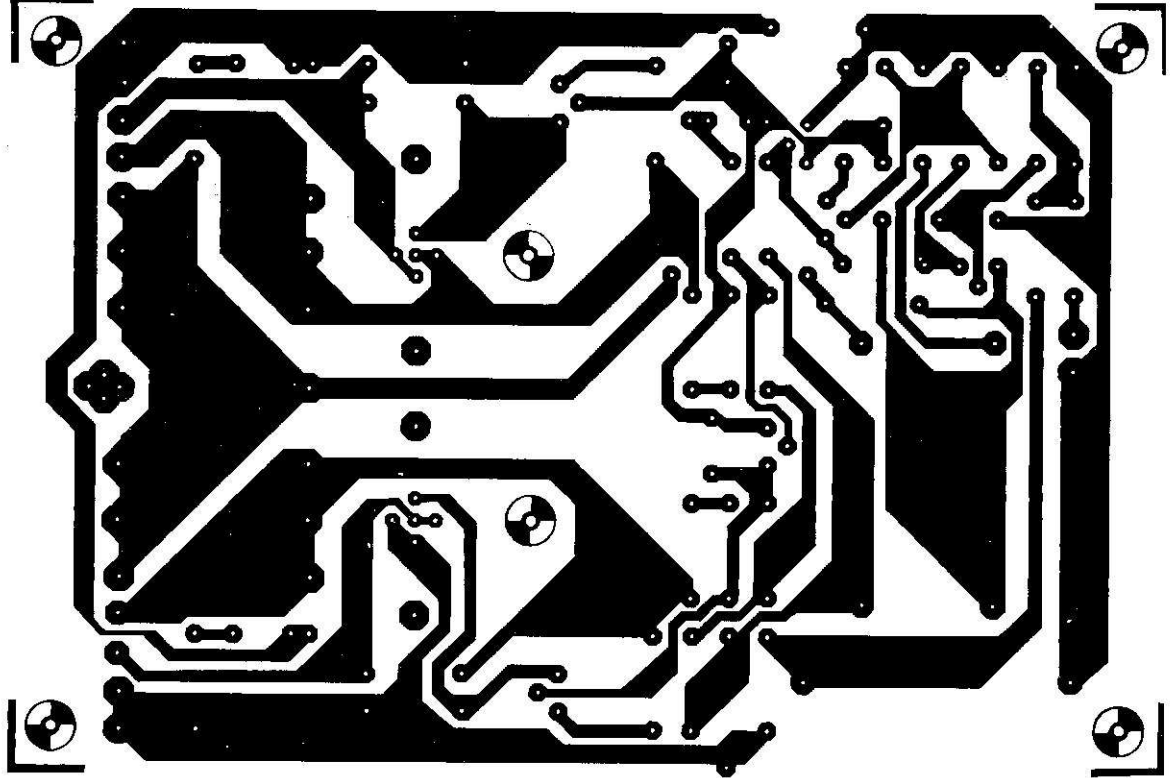
Em um amplificador estéreo, cada canal deve ter sua própria linha de alimentação, valendo o mesmo para as linhas de retorno das caixas (veja a figura 2). Essas liga-

4



5

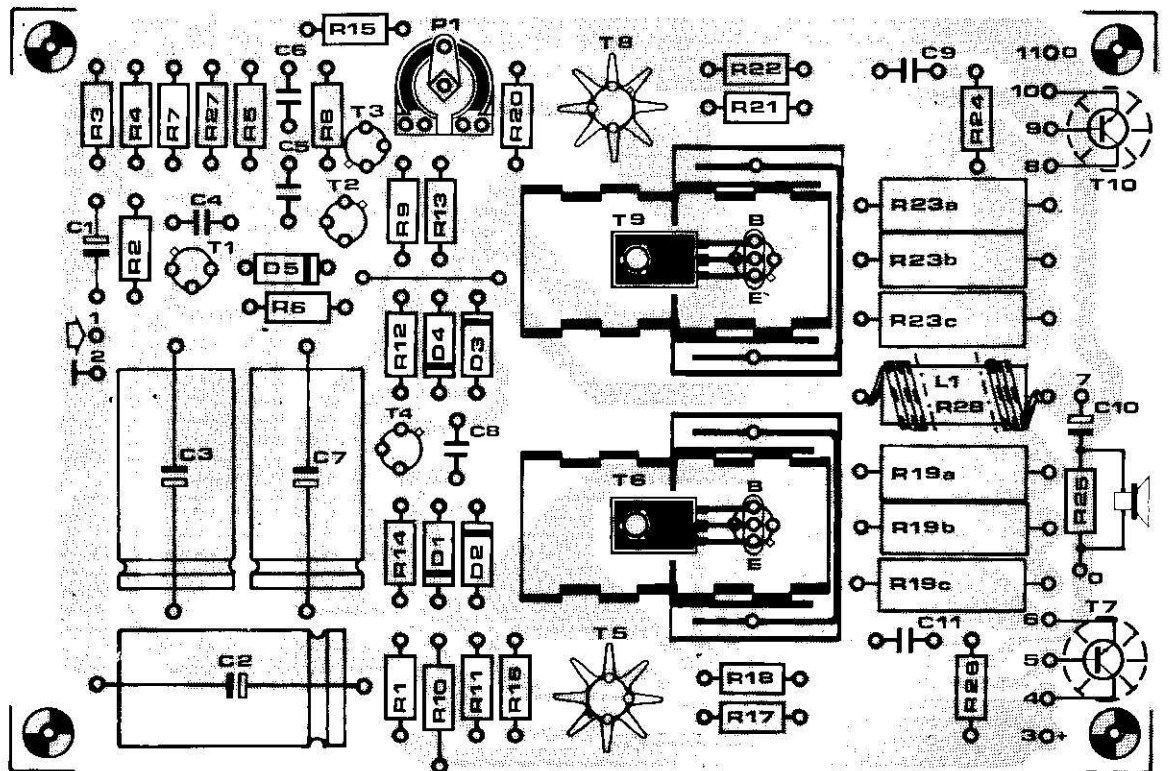
figura 5 — Placa impressa do amplificador vista pelas duas faces, em tamanho natural.



Lista de componentes

- Resistores**
 R1 — 47 k
 R2 — 82 k
 R3 — 120 k
 R4, R17, R21 — 1k
 R5 — 39
 R6 — 820
 R7 — 470
 R8, R24 — 10
 R9 — 4,7 k
 R10 — 470 — 1/2W
 R11 — 3,9 k
 R19 — 3,3 k
 R13, R25* — 2,2 k
 R14 — 15 (10, C/ fonte de 60 V)
 R15 — 2,2
 R16, R20 — 100
 R18, R22 — 68
 R19a/b/c, R23a/b/c, R28* — 10hm, 1 W (carvão ou filme metálico)
 R26 — 1
 R27 — 1,5 k
 Todos os valores em ohms

- Capacitores**
 C1 — 2,2 μF/63 V
 C2 — 100 μF/63 V
 C3, C7 — 470 μF/40 V
 C4 — 1 nF
 C5 — 10 pF
 C6 — 33 pF
 C8, C9, C11 — 100 nF
 C10 — 2200 μF/50... 63 V*



ções devem ser bem curtas, na medida do possível, e ficar afastadas da fiação de entrada das placas.

Note, também que o chassi vai ligado ao comum da alimentação através das

placas impressas; convém não alterar essa disposição e, se o pré compartilhar o mesmo gabinete do amplificador de potência, ele poderá fornecer essa ligação. Caso o pré-amplificador vá ser alo-

jado em uma caixa separada, essa conexão será feita unindo-se o ponto "2" das duas placas de potência no conector de entrada, que fica naturalmente em contato com o chassi.

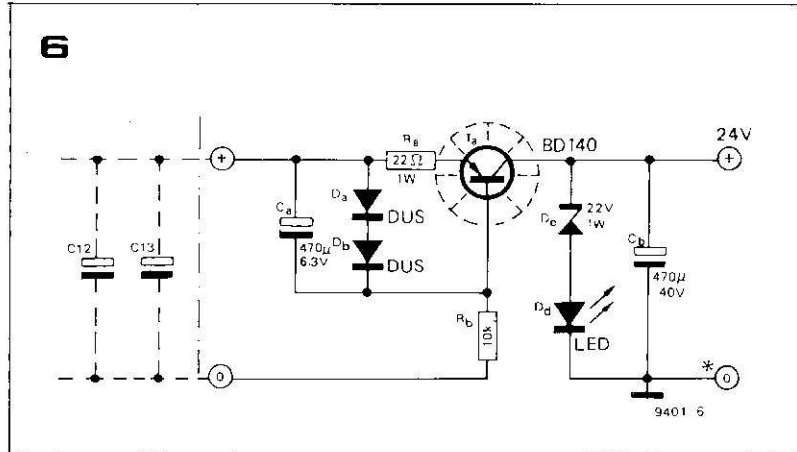
Não se recomenda a utilização de conectores DIN para a ligação das caixas acústicas, pois apresentam uma série de problemas. A melhor conexão é ainda a mais simples: use apenas pinos banana e os bornes correspondentes. Na figura 4, por fim, podemos ver uma sugestão de como alojar todo o conjunto do EQUIN num prático gabinete, ficando os dois canais nas paredes laterais e a fonte ocupando todo o piso da caixa. No painel frontal ficam apenas a chave liga/desliga e a saída para fones, enquanto o traseiro abriga os bornes de saída e os porta-fusíveis. Observe, ainda, como foram montados os dissipadores dos transistores de saída; além disso, repare que o pequeno dissipador dos diodos retificadores foi montado sobre isoladores, já que suas extremidades parafusadas coincidem com o catodo.

Alimentando o pré

A figura 6 mostra como o pré-amplificador usado com o EQUIN pode receber sua alimentação da mesma fonte; o exemplo leva em conta, como sempre, que o circuito do pré seja o PRECO, descrito simultaneamente nesta edição e na anterior. Essa mesma sugestão já foi descrita de passagem no artigo do PRECO, mas vamos repeti-la aqui, acrescentando mais alguns dados.

O transistor PNP (que pode ser qualquer tipo de 5 W, dotado de um pequeno dissipador) atua como fonte de corrente, como já sabemos. A grande vantagem desse arranjo reside na sua entrada em operação, que é lenta, reduzindo o surgimento de surtos de corrente. Assim que a alimentação é ligada, o capacitor C_b carrega-se até provocar a condução do zener, proporcionando uma estabilização simples. O diodo LED, ligado em série com o zener, foi incluído como um prático indicador de força; caso ele não seja incluído, por qualquer razão, a tensão do zener deve ser considerada 2 volts mais elevada.

Se você optar por outro pré-amplificador, talvez vá



Equin

figura 6 — Sugestão para alimentar o pré-amplificador a partir da fonte do EQUIN.

ser necessário alterar a tensão do zener ou o valor da fonte de corrente ou ambos. A fonte de corrente pode ser calculada através da fórmula $I = 700/R_a$, dada em miliampères se R_a for dado em ohms. De qualquer forma, a capacidade de corrente deve ser sempre o dobro do que exige o pré-amplificador; quanto ao LED, uma corrente entre 10 e 30 mA será adequada.

O pólo negativo de C_b e o catodo do LED são ligados ao comum da alimentação, no mesmo ponto em que vai acoplado o terra de saída do pré (isto é, aos pontos "2" unidos das placas de potência ou, no caso de montagem de um só gabinete, na própria placa do pré).

Ajuste da corrente quiescente

Procuramos deixar claro, na 1ª parte da matéria, quão importante a corrente quiescente se torna para o crossover ou transição do EQUIN. Vamos sugerir, por isso, três métodos diferentes de ajuste dessa corrente. Mas, antes de alimentar o circuito, certifique-se de que P1 está totalmente voltado para o sentido anti-horário, se não quiser colocar em risco o estágio de saída.

O melhor dos três sistemas exige a contribuição de um osciloscópio e um gerador senoidal. Nesse caso, o amplificador recebe como carga um resistor de 4...8 ohms (cujo valor não é crítico), sendo então excitado com um sinal de 1 kHz, de modo a fornecer cerca de 1 watt a essa carga. O osciloscópio deve ser li-

gado à base de T5 ou T8, de modo a mostrar a forma de onda ali presente. Em seguida, ajusta-se lentamente a corrente de repouso, até que os flancos abruptos do sinal, próximos à passagem por zero, desapareçam da tela. Tais flancos poderão reaparecer em frequências ou amplitudes mais elevadas — caso em que bastará avançar ligeiramente o cursor de P1, até que sumam novamente (veja as fotos A e B).

Esse método traz embutida a idéia de que a tensão excitadora do estágio final, em um amplificador com realimentação, será sempre mais sujeita a distorção do que a última forma de onda, por qualquer não linearidade do estágio de saída. No caso da distorção crossover, provocada por corrente de repouso insuficiente, esse estágio exibe uma "zona morta", centrada na passagem por zero. Qualquer falha da realimentação negativa nessa zona fará com que os estágios precedentes forneçam tensões de excitação maiores que o normal, na tentativa de "preencher a lacuna". Esse procedimento de ajuste deve funcionar perfeitamente com quase todos os amplificadores.

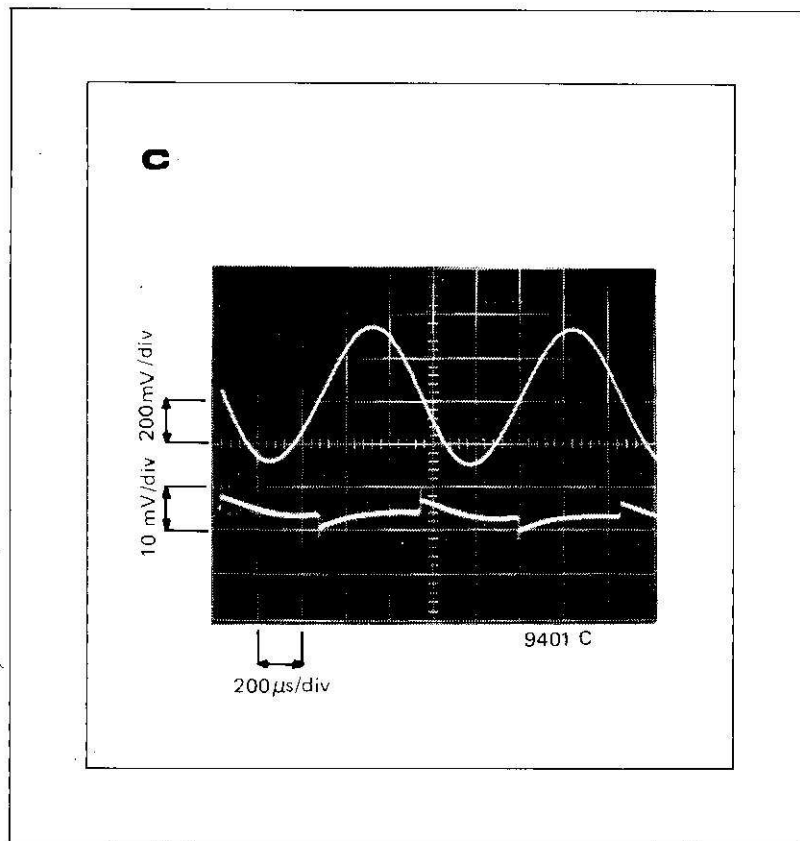
O segundo método é mais popular, pois pode ser adotado por todos os montadores que dispõem apenas de um bom multímetro universal com uma escala CC de 250 ou 300 mV. Nesse caso, o trimpot P1 é girado lentamente no sentido horário, até que a tensão entre os pontos 6 (+) e 8 (-) da placa atinja 35 mV — momento em que a corrente quiescente estará em torno de 50 mA, valor um pouco acima do ideal. É preferível,

Semicondutores
T1 — BC 557b,
BC177b ou
equivalente
T2 — BC 546b,
40361 (BC547b,
BC107b ou
equivalente)
T3 — BC556a,
40362
(BC557a/b,
BC177a/b ou
equivalente)
T4 — BC547b,
BC107b
T5 — BC546a,
40361
(BC547a/b,
BC107a/b ou
equivalente)
T8 — BC556a,
40362
(BC 557a/b,
BC177a/b ou
equivalente)
T6 — BD140,
40140, 40595
(BD138, BC161-16)
T9 — BD139,
40409, 40594
(BD137, BC141-16)
T7, T10 —
2 N 3055,
BD138, BDY20,
BD130, BD182
D1...D5 — 1N4148

Diversos
P1 — trimpot,
2,2 ou 2,5 k
L1 - 2... 4 μH
(enrolada
sobre R28)
Placa nº 9401
Dissipadores
Fonte de
alimentação
(veja fig. 2)

Observações:
— "veja texto
— os transistores
entre parênteses
valem apenas
para a versão de
45 V

foto C —
Comparação
entre o sinal de
saída (curva
superior) e os
componentes da
distorção (curva
inferior) quando a
corrente
quiescente é
ajustada em
valores baixos
demais.



porém, “errar” do lado certo, quando não se pode ver o que está acontecendo com os sinais, a ter que suportar distorção provocado por uma baixa corrente de repouso.

Como variante do segundo método, pode-se medir a corrente total drenada pelo amplificador (sem qualquer sinal de áudio), ajustando-a em 60 mA através de P1. Aqui o multímetro deve ser comutado para a escala de 100 mA CC e ligado entre os terminais de um dos porta-fusíveis (Z2 ou Z3). Ligue o circuito ainda com os fusíveis incluídos e só então retire um deles para acoplar o multímetro — sempre começando com P1 todo voltado para a esquerda, é claro.

A foto C mostra novamente, apenas o título de ilustração, como o sinal de saída pode ser distorcido por uma corrente quiescente baixa demais (com escalas diferentes das utilizadas na foto A). O traço superior é o sinal completo de 1 kHz, enquanto o inferior representa apenas os componentes da distorção, já com a fundamental suprimida. Uma comparação entre os valores de pico indicou uma distorção de 1,6%, perfeitamente audível em condições normais.

Operando em classe AB

Alguns audiófilos têm sérias objeções à operação em classe B, sob a alegação de que sempre introduz alguma distorção *crossover*. Esses São Tomés podem então efetuar um teste prático para comprovar esse fato com o EQUIN e, se desejarem, mudar a classe de operação do amplificador.

Assim, após assegurar-se de que os transistores de saída receberam dissipadores adequados, basta girar P1 até que a corrente quiescente atinja 400...500 mA (talvez seja preciso, para isso, reduzir um pouco o valor de R13). O circuito já pode trabalhar em classe A, com uma carga de 8 ohms e potência de até 1 watt de saída; com correntes de excitação maiores, ele iria operar em classe AB.

Essas providências têm o efeito de deslocar o efeito *crossover* para uma região mais avançada da curva de transferência, onde alguns pesquisadores acham que ele provoca menos problemas. O teste em si consiste em calibrar um dos canais em classe B e outro em AB, aplicando a ambos o mesmo sinal; ao

mesmo tempo, providencia-se para que seja possível ouvir os dois alto-falantes alternadamente. A conclusão é óbvia: o canal que soar mais “limpo” será o escolhido, pondo fim à luta de classes.

A seleção algo arbitrária de 1 watt como potência de saída para a versão classe A foi baseada no comportamento de sinais musicais típicos — cujo fator de crista determina, invariavelmente, que um amplificador plenamente excitado nos picos de sinal (o que não é pouco, em termos auditivos) estará entregando uma potência média de 1 ou 2 watts.

Saída para fones

Devido à grande variedade de tipos de fones, que diferem bastante em impedância e sensibilidade, só é possível fornecer aqui algumas indicações de como ligá-los ao amplificador de potência. Como regra geral, pode-se acoplar modelos de alta impedância diretamente aos bornes das caixas acústicas. As unidades de baixa impedância, por sua vez, terão que ser ligadas através de um divisor resistivo, conforme nos mostra a figura 1.

A opção de incluir apenas um resistor em série com os fones não é aconselhada, pois poderia afetar negativamente a reprodução de graves. Voltando à figura 1, um resistor de 22...39 ohms (1/2 W) seria adequado em R25b, considerando fones de 8 ohms; R25a deve ser selecionado, então, com um valor suficiente-alto para atenuar a tensão de ruído presente na saída do amplificador — mas não elevado a ponto de termos que girar o controle de ganho além do nível usado com alto-falantes. O valor de 100...150 ohms (1 W) é um bom ponto de partida para o teste. E, caso o divisor vá ser incluído definitivamente no circuito, pode-se omitir o resistor de “sangria” R25.

Comentários finais

Embora a impedância de entrada do EQUIN seja relativamente alta (cerca de 40 k), recomendamos que o pré-

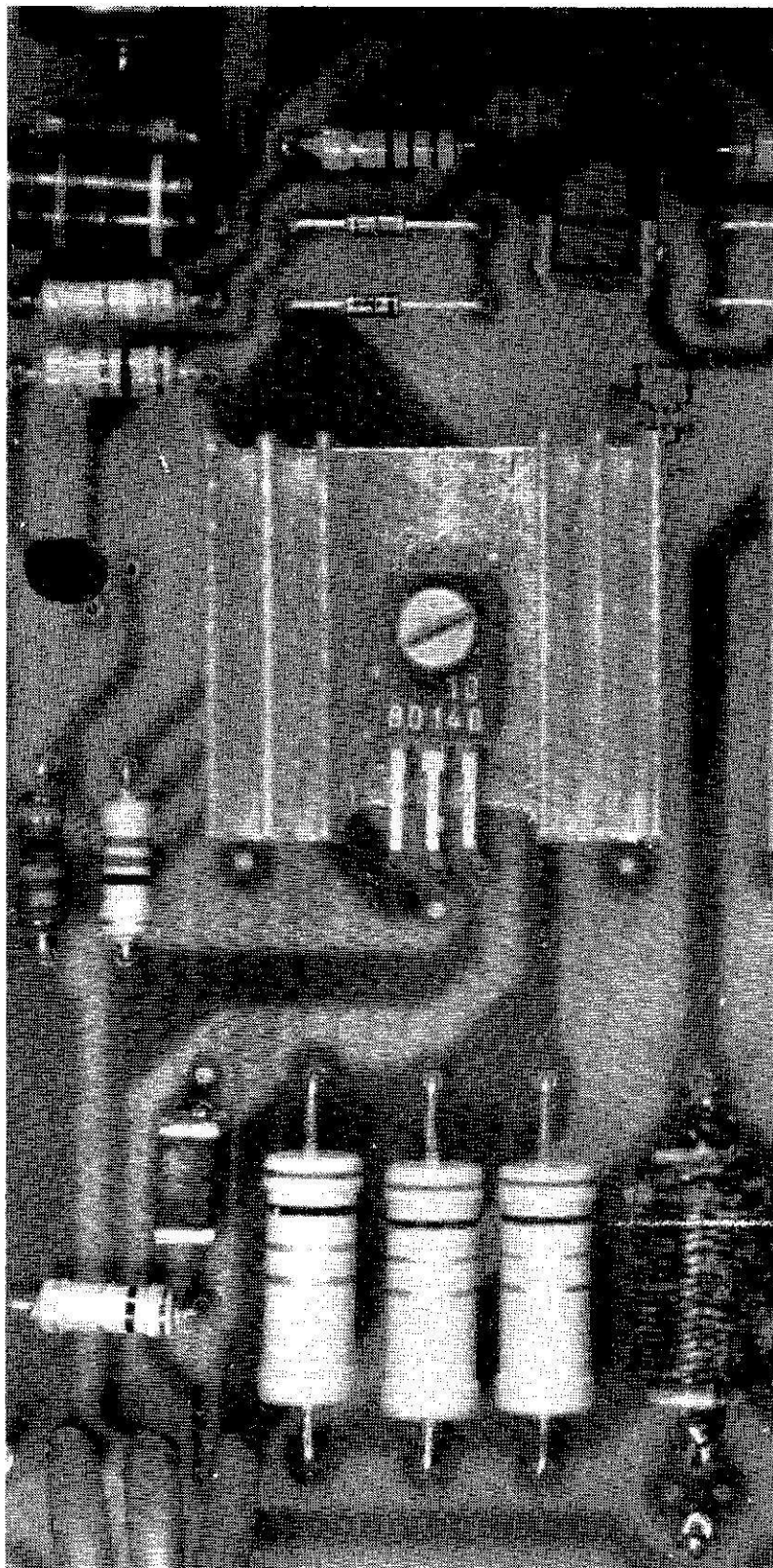
amplificador adotado tenha uma impedância de saída inferior a 5 k. A razão disso é que o amplificador de potência "vê" qualquer impedância ligada à sua entrada sempre em série com R4 — resistor que, juntamente com C4, forma uma rede passa-baixas que ajuda a determinar o decaimento de resposta em malha aberta (veja a 1ª parte).

A impedância de saída do PRECO depende um pouco da posição em que se encontra o controle de balanço, mas é sempre inferior a 1 k. Essa baixa impedância tem a vantagem de permitir a utilização de longas extensões de cabo blindado entre o amplificador de potência e o pré-amplificador.

Observe também que o circuito aparece com alguns acréscimos de componentes, em relação ao publicado na 1ª parte. A rede D5/R27, por exemplo, tem a função de melhorar o comportamento do amplificador em relação ao celfamento, em caso de sobre-excitação negativa. Já o indutor amortecido (malha L1/R28), incluído na saída do circuito, atua no sentido de melhorar a resposta a impulsos — isto é, o desempenho global em passagens musicais com muitos picos ou ondas quadradas. Sua utilidade é mais percebida com cargas capacitivas, tais como alto-falantes eletrostáticos.

Uma das formas de se obter o valor correto de L1 consiste em enrolar 40 espiras de fio esmaltado sobre R28, em duas camadas; certifique-se de que a bobina está fixada sobre o resistor (algumas gotas de cola podem ajudar) e de que as extremidades do fio sejam raspadas, para permitir a soldagem. A figura 3a mostra em primeiro plano esse detalhe da montagem.

O fio mais adequado para esse caso é o de 0,6 mm de diâmetro. Mas se um fio de maior bitola estiver mais à mão, tudo bem; será preciso, apenas, fazer a compensação na confecção da bobina. Assim, para um fio de 1 mm, digamos, deverão ser enroladas 36 espiras em três camadas. Isso pode ser feito facilmente enrolando-se a bobina primeiro sobre um lápis comum (cerca de 7 mm de diâmetro), que funciona como



"fôrma". Completado o enrolamento, basta retirá-la do lápis e introduzi-la no resistor. E, se a malha L1/R28 não for necessária em seu caso, instale na placa, em seu lugar, uma ponte de fio.

■