



Fundamentos da Eletrônica - Parte VI



Entendendo o Áudio Digital



Construa Um Provador de Diodos Zener

Projeto de Pré-Amplificadores RIAA - Parte VI

Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua

NÚMERO 2/21 (1214)

FEVEREIRO/2021

antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES



**CQ - Radioamadores
Construa Um Modem Universal**

A História de Antenna



**Um Guia Para Cálculo de Transformadores
e Autotransformadores de Força e de Áudio**



O Primeiro Voltímetro a Gente Nunca Esquece



Amplificador Tarkus TP2170 e Seu Pré



TVKX

antenna

Número 2/21 – fevereiro de 2021 – Ref. 1214

NOTAS DA EDIÇÃO – Prezados leitores, neste número teremos alguns artigos com circuitos práticos, que podem ser montados pelo hobista ou pelo profissional que deles necessitem ou neles tenham interesse.

Pretendemos publicar mais artigos como esses, dependendo da receptividade por parte de vocês, desde os mais simples até os mais complexos e que demandem mais conhecimento e experiência de montagem. Os circuitos são publicados para uso próprio e a sua eventual utilização ou produção para fins comerciais deve ser autorizada pelos autores.

Chamamos a atenção para o fato de que o sucesso de tais montagens depende muito da capacidade do montador, e que estes e quaisquer outros circuitos em Antenna são protótipos, devidamente montados e testados, entretanto, os autores não podem se responsabilizar por seu sucesso, e, também, recomendamos **cuidado ao manipularem-se as tensões secundárias e da rede elétrica comercial. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.**

SUMÁRIO

3 ANTENNA – Uma História – Capítulo II.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
6 CQ – RADIOAMADORES – Modem Universal para Modalidades Digitais (Incluindo CW!).....	<i>Ademir – PT9HP</i>
12 Transformadores e Autotransformadores de Força e de Áudio – Potência e Tamanho.....	<i>Álvaro Neiva</i>
33 Construa um Simples Testador de Diodos Zener.....	<i>Marcelo Yared</i>
41 O Novo Mundo do Áudio Digital.....	<i>João Yazbek</i>
46 TVKX – Uma Questão de Opinião.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
52 O Primeiro Voltímetro a Gente Nunca Esquece.....	<i>Paulo Brites</i>
58 Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua Com Regulador Linear – Parte VI.....	<i>Álvaro Neiva</i>
72 Fundamentos de Eletrônica – Parte VI.....	<i>Alfredo Manhães</i>
80 Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte VI.....	<i>Álvaro Neiva</i>
91 Análise do Amplificador Tarkus TP2170.....	<i>Marcelo Yared</i>

ANTENNA – Uma História

Capítulo II

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

Os Primórdios do rádio

De nada adiantariam os transmissores instalados para a exposição comemorativa do Centenário da Independência, se praticamente toda a população não possuía meios de receber as transmissões. Para contornar tal problema, as empresas envolvidas importaram e distribuíram 80 receptores, que foram distribuídos nas cidades do Rio de Janeiro, Niterói e Petrópolis.

É verdade que alguns poucos admiradores da nova tecnologia possuíam receptores de rádio, com os quais era possível, no meio de muita estática e ruídos atmosféricos, ouvirem algumas emissoras do exterior. Era comum, para esses entusiastas, que acabaram por formar o primeiro núcleo de Radioamadores, se reunirem na calçada defrente da Casa F.R. Moreira, na Avenida Rio Branco, esquina com a Rua do Rosário, para a troca de ideias e componentes ou eventualmente a aquisição de alguma peça importada.

As poucas revistas existentes sobre o assunto Rádio eram importadas da França e dos Estados Unidos e repassadas avidamente de mão em mão.

Naquela ocasião não havia ainda receptores comerciais à venda. A solução era improvisar, enrolando bobinas em garrafas de vidro e fabricando capacitores com lâminas de alumínio. A aquisição de uma válvula era algo a ser comemorado, sendo acessível apenas para os mais abonados. Por esse motivo, o tipo de receptor mais utilizado era o “**Galena**”, onde um cristal de Sulfeto de Chumbo (Galena) fazia a detecção das ondas de rádio, acionando um par de fones.



FIGURA 1 – Rádio Galena

*Engenheiro de Eletrônica e Professor de Física

Embora a construção de um “Galena” fosse algo bastante simples, esbarrava-se em um problema: o alto custo dos “*phones de ouvido*”.

Na edição comemorativa dos 50 anos de Antenna, Pareto Neto, um dos membros do grupo acima citado, nos contou que: -“Muitos telefones públicos, precursores dos antigos “Orelhões”, amanheciam sem os fones, apenas com uma pedra amarrada com um barbante, pendurada no gancho”.

Para os mais abonados, restava a solução de montar um receptor a válvulas, que tanto podia ser um circuito de RF sintonizada como um regenerativo.

No entanto, devido a uma série de medidas de segurança tomadas durante a Primeira Guerra Mundial, foi proibido no território nacional a utilização de equipamentos de rádio (transmissão ou recepção), a menos que se obtivesse do governo uma licença para tal.

A infração destas determinações levava a multas elevadas e, em alguns casos, à prisão do cidadão. Como a recepção era feita quase que exclusivamente pelos chamados Rádio-Galenas, que exigiam uma longa antena externa, os portadores destes aparelhos poderiam ser identificados com facilidade, bastando se observar onde se encontravam as longas antenas, construídas com hastes de bambu ligadas por um fio de cobre.

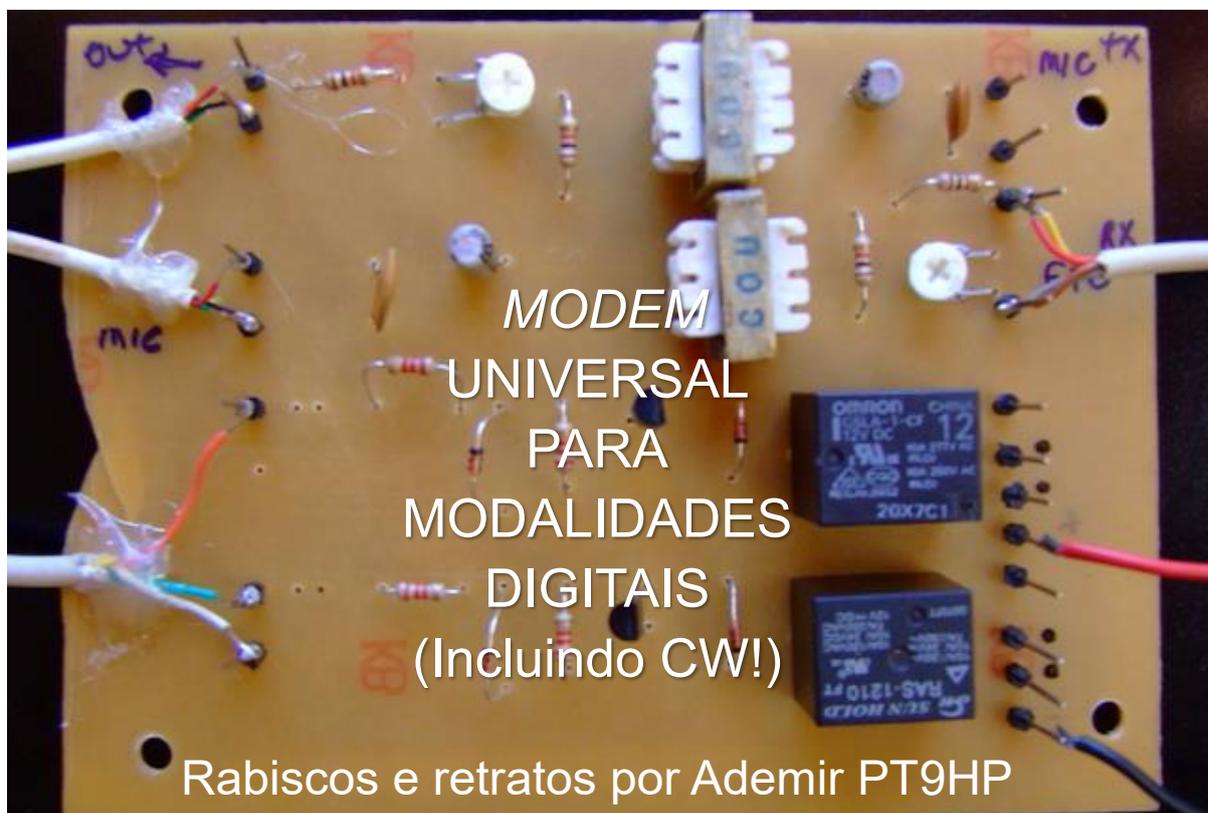
A solução encontrada por alguns foi a utilização das chamadas “antenas de quadro”, que, embora possuindo um rendimento bastante inferior a um tipo externo, evitavam maiores problemas.



FIGURA 2 – Receptor e Antena de Quadro

Enquanto em vários países o rádio era tido como um avanço tecnológico, o Brasil desestimulava a sua utilização...

Apesar da agitação daquele ano de 1922, com a Semana de Arte Moderna, eleições presidenciais, Levante dos 18 do Forte e do Manifesto Comunista, as obras da Exposição Internacional no Rio de Janeiro, continuavam em ritmo acelerado, e em breve a população iria ter o primeiro contato com o rádio.



Neste pequeno manual divulgamos o último circuito que montamos com pleno sucesso e de funcionamento garantido. Além de modos digitais como PSK, RTTY, SSTV, ele permite fazer CW “de verdade”, utilizando o jaque onde normalmente vai o manipulador (CW key).

Antes de começar a esquentar o ferro de solda, uma consideração para evitar dissabores: cuidado com curtos-circuitos em conectores PS2 e DB9, pois os espaços entre os pinos são milimétricos.

Nossa principal preocupação foi com o perigo de se ligar sofisticados equipamentos de rádio em computadores, muitas vezes sem aterramento adequado, dando choques na lataria etc. Por isso optamos por dois componentes fundamentais em nosso projeto: relês com bobina de 12 volts e transformadores isoladores de 600 ou 1000 ohms com relação de espiras 1:1.

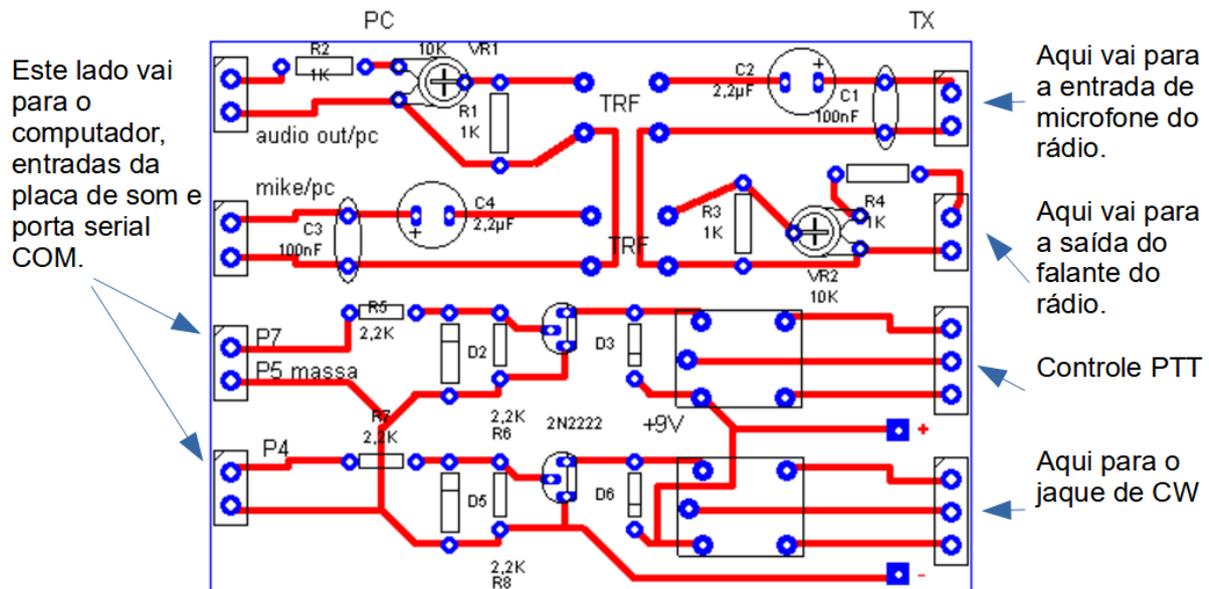
Em relação aos componentes, os únicos que procuramos na sucata (farta por sinal) foram os dois transformadores 1:1, chamados também de transformadores isoladores. Eles são encontrados em placas de FAX/MODEM antigos. Procure em oficinas

de informática que eles te darão um montão delas. Os relês são encontrados em estabilizadores e *nobreaks*.

Os componentes são de fácil obtenção na sucata ou comércio eletrônico. Todos os diodos são 1N914 ou 1N4148. Os dois transistores são os comuns 2N2222 com encapsulamento de plástico ou outros mais “parrudos”. Cuidado com a pinagem, pois os da série 2N são invertidos em relação aos da série BC.

Apenas dois trimpots são usados e seus valores não são críticos: o projeto original pedia de 10KΩ mas utilizamos de 1KΩ sem problemas. Eles controlaram muito bem o nível de sinal de entrada e saída do modem.

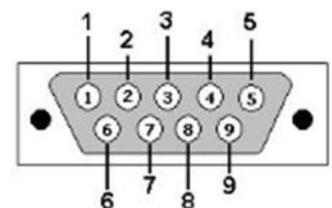
Você vai precisar de quatro resistores de 1KΩ, quatro de 2,2KΩ, dois capacitores eletrolíticos de 2,2μF por uns 16 volts e dois capacitores cerâmicos de 100nF por uns mil volts. Estes são maioria em placas de FAX/Modem e de estabilizadores.



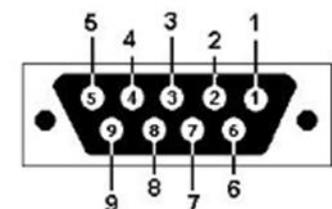
DB9 “macho” fica no computador

DB9 “fêmea” você vai precisar para facilitar o engate no “macho” que fica no computador.

- Pino 4 – faz CW
- Pino 7 – chaveia o PTT
- Pino 5 – massa do circuito



View looking into male connector

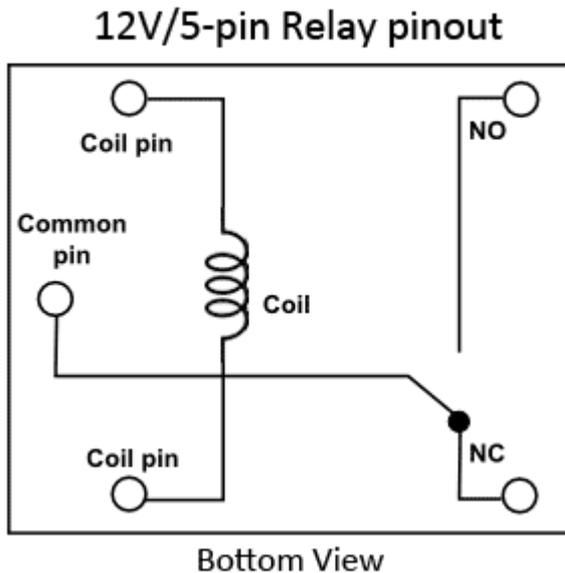


View looking into female connector

Êpa! Meu computador não tem porta serial, o que faço agora?

Não se desespere! Provavelmente ele tem a porta LPT que é da impressora serial. Procure uma tabela de equivalências e veja quais pinos são equivalentes.

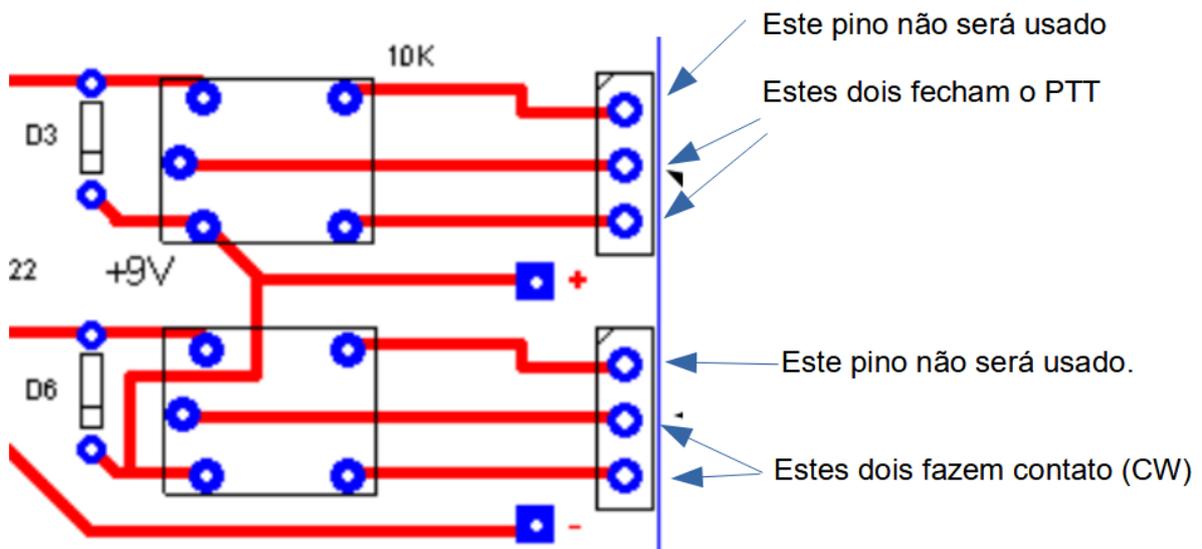
Não tem porta de impressora serial? Aí complica, pois você terá que testar e nem sempre os adaptadores de porta serial/USB funcionam bem.

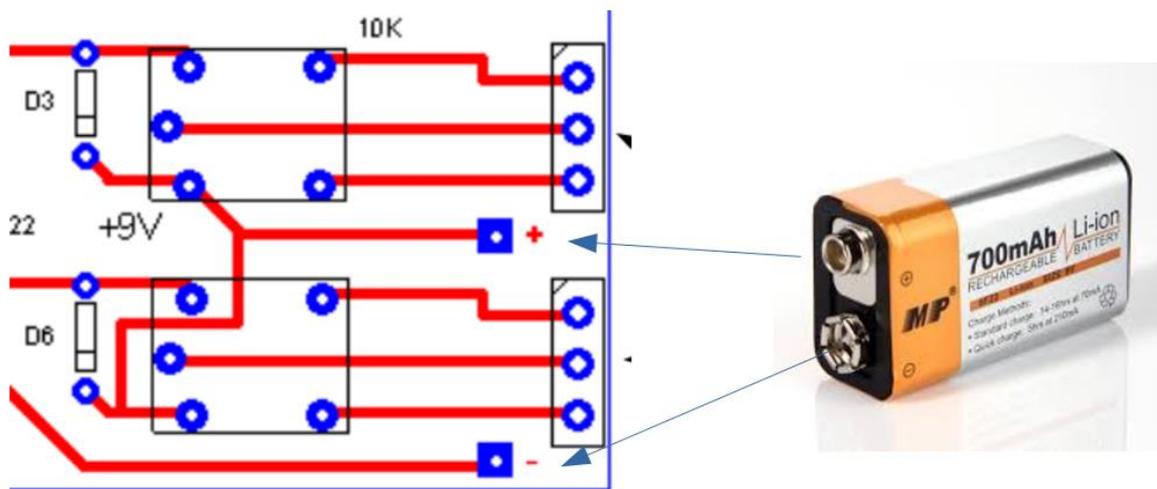


Este é o esquema de funcionamento do relê de 12 volts (sim, funciona com 9 volts também!) visto POR BAIXO!

Em nosso esquema, um dos pinos dele não será utilizado. Se tiver dúvida, veja qual deles faz contato direto com o pino central. Este pino não será utilizado. O chaveamento será feito com o outro, que fechará o contato quando receber tensão.

Em alguns circuitos, esse contato direto em repouso e desligado quando recebe tensão poderia servir para outras finalidades.





Desmembramos os desenhos para facilitar a compreensão por parte dos montadores.

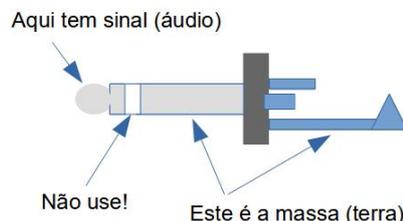
Os dois transistores do circuito por si só já chaveiam (quase curto entre o coletor e emissor), podendo acionar a chave do microfone caso seu rádio não tenha VOX ou o jaque CW, no caso dos transceptores modernos com circuitos digitais. Mas não garante uma perfeita isolação entre o computador e o rádio e nem tem força para acionar os relês. Por isso os dois relês precisam de tensão em suas bobinas.

LISTA DE COMPONENTES

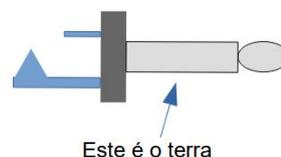
- R1 a R4 – 1K
- R5 a R8 – 2K2
- D1 a D4 – 1N914 ou 1N4149
- C1 e C3 – 100nF
- C2 e C4 – 2,2uF x 16 volts eletrolíticos
- Conector DB9 fêmea
- Terminais diversos

Segundo dados fornecidos no corpo dos relês, os contatos aguentam uma tensão de até 220 Volts por alguns ampères. Não testamos, mas acreditamos que nada impede utilizar este modem para fazer CW em transceptores com válvulas, onde costuma ter alguma tensão nos contatos do manipulador.

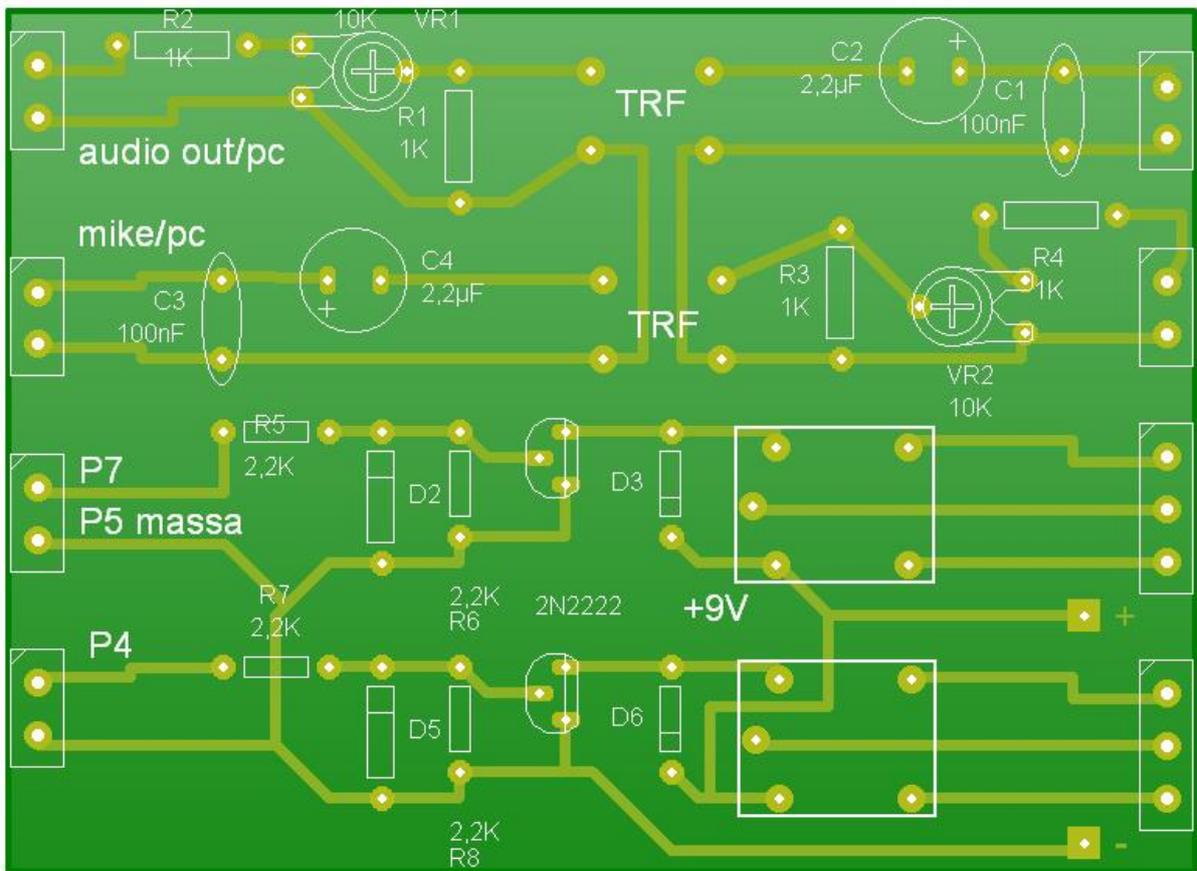
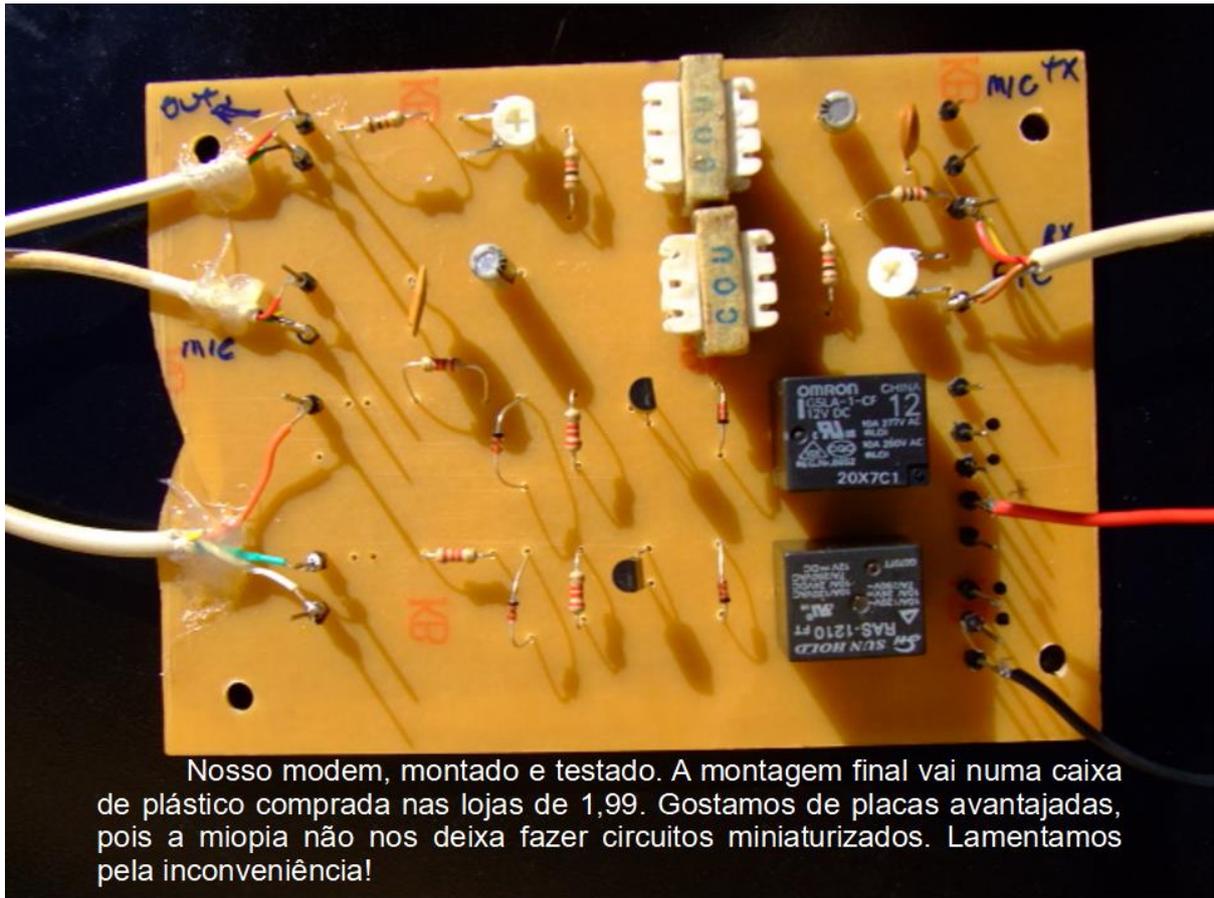
Pino P2 estéreo para a placa de som do micro



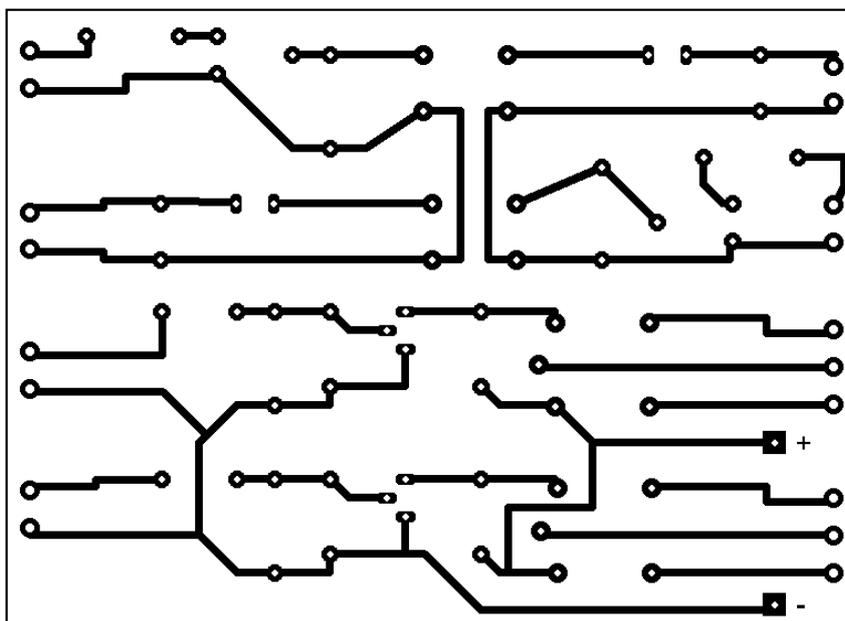
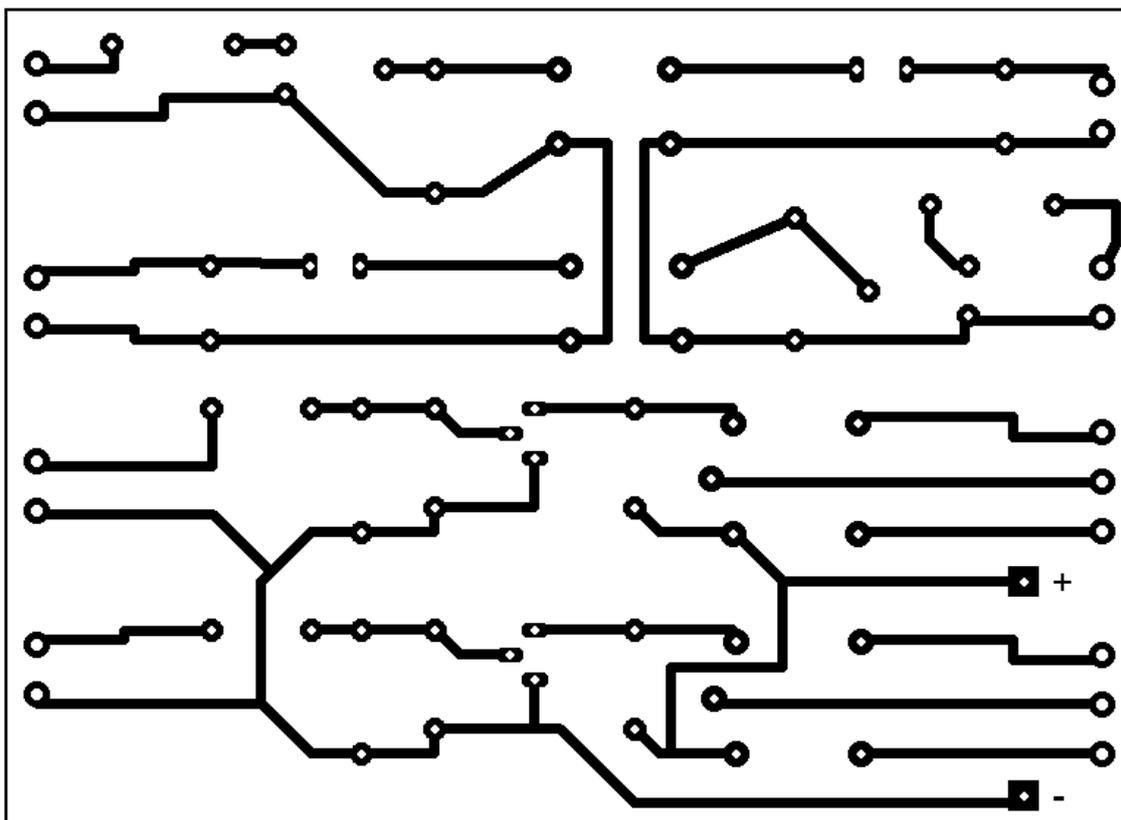
P2 ou P10 mono para CW
(dependendo de seu rádio...)



Dúvidas? Veja com o multímetro quem é quem!



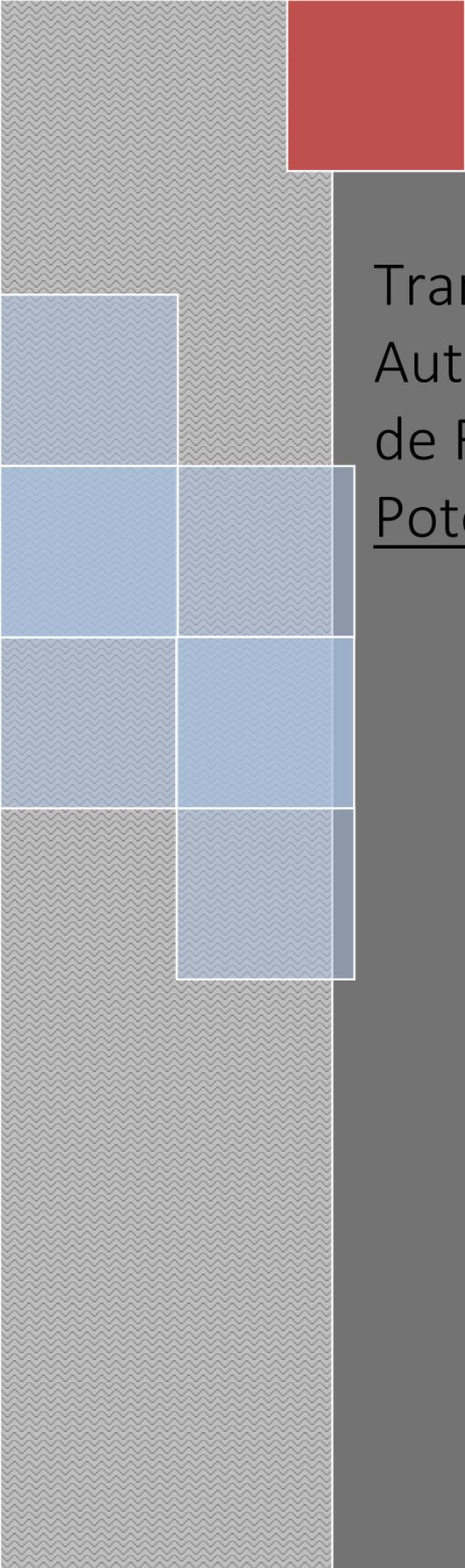
Tamanho aproximado de 8,5 por 11,5 cm.



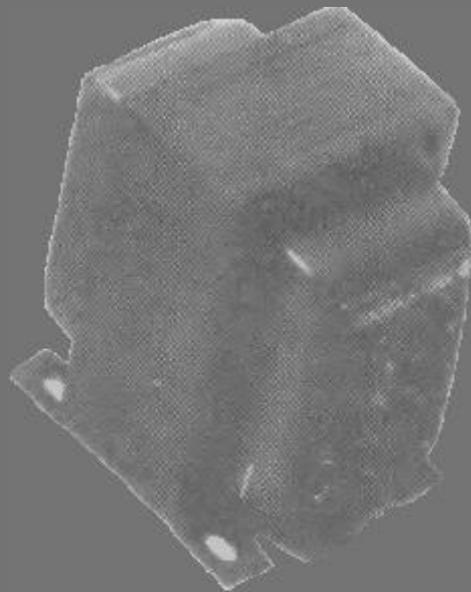
As trilhas estão sendo vistas do lado dos **COMPONENTES**, portanto, é como se você estivesse vendo em transparência. Dependendo do método que você irá usar para produzir sua PCI, você terá que espelhar o desenho.

Recomendações finais - Lembramos que este e quaisquer outros circuitos em Antenna são protótipos, devidamente montados e testados, entretanto, os autores não podem se responsabilizar pelo sucesso de sua montagem, e, também, **cuidado ao manipularem-se as tensões secundárias e da rede elétrica comercial. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.**

Achou algum "gato" no circuito? Informe-nos para que possamos fazer as correções necessárias.



Transformadores e Autotransformadores de Força e de Áudio: Potência e Tamanho



Álvaro C. de A. Neiva

Nota da Edição: Este artigo é, na verdade, um guia, feito pelo Prof. Álvaro Neiva, para o projeto correto de transformadores e autotransformadores em baixas frequências, sem entrar na análise e no tratamento em altas frequências para transformadores de áudio. Em edições anteriores de Antenna, aprendemos com o Prof. Paulo Brites como aproveitar transformadores desconhecidos com base em conhecimentos técnicos e experiência prática. Agora, aqueles que quiserem se aprofundar no assunto podem acompanhar este texto. Vocês verão, também, de onde surgiu o suporte teórico das soluções apontadas pelo Prof. Paulo e seus resultados, coerentes com a teoria sobre transformadores. Invista em você mesmo, com um pouco de tempo e boa leitura!

“Quem não lê, aos 70 anos terá vivido só uma vida: a sua. Os que leem terão vivido cinco mil anos. Ler é uma imortalidade de trás para a frente” Humberto Eco

MY

Ao projetarmos um transformador com núcleo ferromagnético, nossa primeira tarefa será estimar o tamanho do núcleo a partir das especificações do projeto.

Usualmente, são definidas para transformadores de força ou potência, que funcionam na frequência da rede: a potência em VA, a tensão eficaz primária E_1 , a relação de transformação n e a frequência de trabalho f .

Para transformadores de banda larga na faixa de áudio, a potência em VA, as frequências inferior e superior da banda passante e a relação de transformação de tensões ou de impedâncias deve ser fornecida.

Escolhe-se então um tipo de núcleo e devem-se determinar as dimensões que formam a área que irá acolher o fluxo do campo magnético gerado pelos enrolamentos. O passo seguinte será determinar uma relação entre os dados fornecidos e a área necessária, fazendo com que os enrolamentos caibam dentro da área de janela definida pela geometria do núcleo.

Devemos observar que são usadas na maioria dos textos sobre projeto de transformadores as unidades do sistema cgs (cm, grama, segundo), com indução em Gauss, convivendo com alguns dados fornecidos de forma misturada, em cm^2 ou mm^2 , outros em pol^2 e devem ser feitas as conversões adequadas de área e entre unidades do sistema cgs e MKS ou SI usadas em outros textos, quando necessário.

1. Grandezas do Transformador Ligadas à Área do Núcleo

1.1. Densidade de corrente J (A/mm²)

Usualmente usamos a mesma densidade (J) no primário e secundário, então poderemos escrever:

$$\frac{I_1}{J} = S_1 \quad (1)$$

$$\frac{I_2}{J} = S_2 \quad (2)$$

Onde

I₁= corrente eficaz do primário (A);

S₁= seção do fio primário (mm²);

I₂= corrente eficaz do secundário (A);

S₂= seção do fio secundário (mm²);

J= densidade de corrente em A/mm², escolhida pelo projetista em função das perdas por efeito Joule e elevação de temperatura permitidas;

E:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (3)$$

Onde

n = relação de transformação;

N₁ = número de espiras do primário;

N₂ = número de espiras do secundário;

E₁ = tensão primária (V);

E₂ = tensão secundária (V);

I₁ = corrente primária (A);

I₂ = corrente secundária (A).

Então

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2 \quad (4)$$

$$N_1 \cdot S_1 = \text{Área de cobre do primário (mm}^2\text{)} \quad (5)$$

$$N_2 \cdot S_2 = \text{Área de cobre do secundário (mm}^2\text{)} \quad (6)$$

Daí

$$N_1 \cdot S_1 + N_2 \cdot S_2 = \frac{N_1 \cdot I_1}{J} + \frac{N_2 \cdot I_2}{J} = A_{\text{cobre}} = K_{\text{cobre}} \cdot A_{\text{janela}} \quad (7)$$

Como se costuma fazer:

$$N_1 \cdot S_1 = N_2 \cdot S_2 \quad (8)$$

Então

$$\frac{2 \cdot N_1 \cdot I_1}{J} = K_{\text{cobre}} \cdot A_{\text{janela}} \quad (9)$$

$$N_1 \cdot I_1 = \frac{J \cdot K_{\text{cobre}} \cdot A_{\text{janela}}}{2} \quad (10)$$

E

$$I_1 = \frac{J \cdot K_{\text{cobre}} \cdot A_{\text{janela}}}{2 \cdot N_1} \quad (11)$$

Onde

K_{cobre} = fator de uso pelos enrolamentos da área da janela, usualmente 0,34 ou 34%;

A_{janela} = área da janela da laminação escolhida (mm^2)

1.2. Tensão eficaz do primário

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot B_m \cdot A_{\text{mag}} \cdot 10^{-8} \quad (12)$$

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot B_m \cdot K_{Fe} \cdot A_{Fe} \cdot 10^{-8} \quad (13)$$

Onde

E_1 = tensão eficaz em volts no primário (V);

I_1 = corrente eficaz circulante no primário, em ampères;

f = frequência da rede (Hz);

N_1 = número de espiras do primário;

B_m = indução magnética máxima ou densidade máxima de fluxo (Gauss);

A_{mag} = área efetiva do núcleo (cm^2);

K_{Fe} = constante empírica de empilhamento, usualmente vale 0,9 para núcleos

EI e 0,96 para toróides;

A_{Fe} = área geométrica do núcleo (cm^2);

4,44 = fator de forma, válido para onda senoidal;

10^{-8} = constante multiplicativa devido ao uso de unidades do sistema cgs.

1.3. Potência do Transformador em VA

$$VA = E_1 \cdot I_1 = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot B_m \cdot 10^2 \cdot K_{Fe} \cdot A_{Fe} \cdot 10^{-8} \cdot \frac{J \cdot K_{\text{cobre}} \cdot A_{\text{janela}}}{2 \cdot N_1} \quad (14)$$

Onde multiplicamos a área do núcleo em cm² por 100 para convertê-la em mm², mesma unidade da área da janela.

Podemos ver que o número de espiras se cancela e obteremos uma relação entre a potência em VA, f, B_m, J e o produto das áreas de cobre e ferro do transformador A_{cobre} e A_{Fe}.

$$E_1 \cdot I_1 = 2,22 \cdot f \cdot B_m \cdot K_{Fe} \cdot 10^{-6} \cdot J \cdot A_{Fe} \cdot A_{cobre} \quad (15)$$

$$VA = 2,22 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot A_{Fe} \cdot A_{cobre} \quad (16)$$

Ou

$$VA = 2,22 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot A_{Fe} \cdot K_{cobre} \cdot A_{janela} \quad (17)$$

$$VA = 2,22 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot K_{cobre} \cdot A_{Fe} \cdot A_{janela} \quad (18)$$

$$VA = 2,22 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam} \cdot A_{Fe}^2 \quad (19)$$

1.4. Área do Núcleo

Então, a forma geral da equação para cálculo da área de ferro seria:

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{VA}{2,22 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{FE} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} \quad (21)$$

Ou

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{1}{2,22 \cdot 10^{-6} \cdot B_m \cdot J \cdot K_{FE} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (22)$$

Que pode ser reescrita como:

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot K_{FE} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (23)$$

Onde $VA = E_1 \cdot I_1$

De forma geral:

$$A_{Fe} = k \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (24)$$

$$k = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot K_{FE} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} \quad (25)$$

Substituindo os valores usuais das constantes de ocupação da janela e de empilhamento, obtemos para núcleos EI padronizados e de seção quadrada:

$$VA = 0,6793 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot A_{Fe} \cdot A_{janela} \quad (26)$$

E como para o caso mais comum de laminações EI padronizadas:

$$K_{lam} = 0,75$$

$$A_{janela} = K_{lam} \cdot A_{Fe} = 0,75 \cdot A_{Fe} \quad (27)$$

Então

$$VA = 0,6793 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot K_{lam} \cdot A_{Fe}^2 \quad (28)$$

$$VA = 0,5095 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J \cdot A_{Fe}^2 \quad (29)$$

Que leva às expressões:

1.4.1. Para lâminas EI padronizadas

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{VA}{0,5095 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot B_m \cdot J}} \quad (30)$$

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{1962708}{J \cdot B_m}} \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (31)$$

1.4.2. Para lâminas EI compridas:

$$K_{lam} = 1,5$$

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{981374}{B_m \cdot J}} \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (32)$$

Com resultado em cm^2 para J em $\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$, Bm em Gauss, VA sendo a potência aparente em volt ampère (VA) e f em Hz .

Neste ponto podemos ver que aumentando a frequência, a densidade de corrente ou a indução máxima vamos reduzir a área do núcleo necessária. Também fica claro que as características geométricas do núcleo expressas por K_{lam} influem no dimensionamento de forma considerável.

Encontramos a equação acima na literatura, de forma simplificada, com uma escolha, dependente de cada autor, para J , B_m e para os fatores empíricos K_{Fe} e K_{cobre} , que resulta em uma constante k diferente para multiplicar o fator $\sqrt{\frac{VA}{f}}$. A escolha da laminação e forma do núcleo vai definir o fator de laminação K_{lam} , que também tem grande importância na determinação do tamanho do núcleo.

A determinação inicial do tamanho do núcleo visa não só acomodar o fluxo magnético necessário com uma determinada indução máxima, mas também acomodar o enrolamento na área da janela associada.

Lâminas EI Padronizadas

Assim, para $J=2$ A/mm² e $B_m=10100$ Gauss (aproximadamente) teremos:

$$A_{Fe} = 9,4 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (33), \text{ encontrada em [5]}$$

Para $J=3$ A/mm² e $B_m= 11500$ Gauss:

$$A_{Fe} = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (34), \text{ encontrada em [2]}$$

Para uma análise de quais valores para J e B_m adotar deverá ser feito um estudo do comportamento térmico do transformador em seu regime de trabalho normal. Esses dois fatores estão ligados às perdas no cobre e ferro e, portanto, ao aumento de temperatura do enrolamento e núcleo. A indução máxima B_m está ligada à intensidade da corrente de magnetização e de *inrush* do transformador e à indutância apresentada a fonte de energia, via curva $B \times H$. Para transformadores de força operando em uma única frequência poderemos usar valores entre 10.000 e 13.500 Gauss. Para transformadores usados em áudio, B_m estará ligada principalmente à distorção máxima tolerável e deverá assumir valores abaixo de 5000 Gauss. Em transformadores de saída para válvulas deverá ser considerada a circulação de CC no primário ao escolher J e B_m , devido ao efeito desse componente CC na indutância do primário e nas perdas devido ao efeito Joule.

Logo, para transformadores e autotransformadores de áudio podemos fazer uma opção por $J = 2 \text{ A / mm}^2$ e $B_m = 4000 \text{ Gauss}$, obtendo para lâminas padronizadas:

$$A_{Fe} = 15,7 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (35)$$

Lâminas EI Compridas

Transformadores de Força

Para $J=2 \text{ A/mm}^2$ e $B_m=10000 \text{ Gauss}$:

$$A_{Fe} = 7 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (36)$$

Para $J=3 \text{ A/mm}^2$ e $B_m= 10500 \text{ Gauss}$:

$$A_{Fe} = 5,6 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (37)$$

Transformadores de Áudio

Então, para transformadores e autotransformadores de áudio também podemos escolher $J = 2 \text{ A / mm}^2$ e $B_m = 4000 \text{ Gauss}$, obtendo para lâminas compridas:

$$A_{Fe} = 11 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (38)$$

O que mostra a importância da geometria do núcleo no seu dimensionamento.

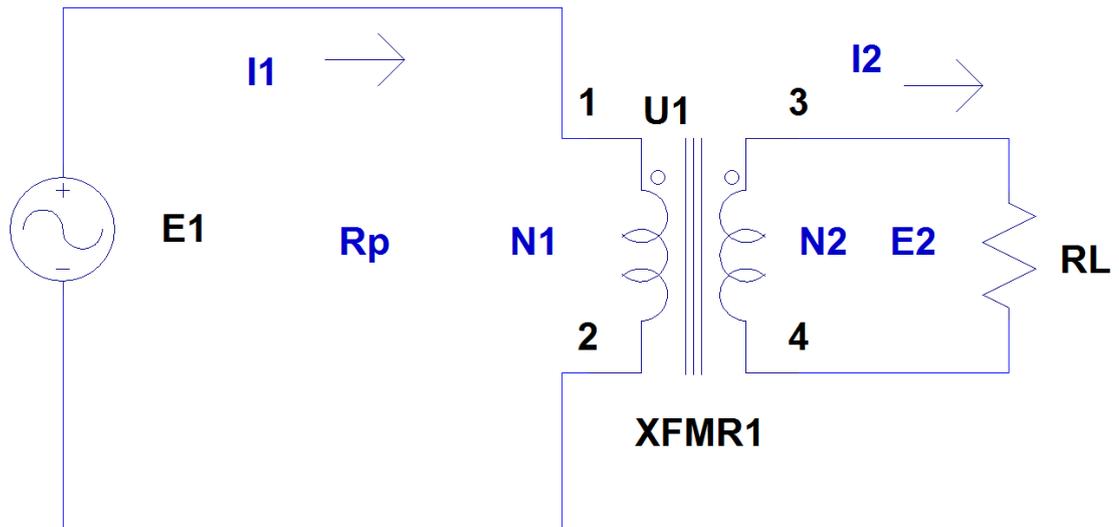
Projeto de Transformadores

Para **transformadores**, a potência usada no cálculo da área do núcleo (VA) será a potência de entrada considerando as perdas esperadas:

$$\eta = \frac{rend\%}{100} \quad (39)$$

$$VA = \frac{P_{nom}}{\eta} \quad (40)$$

Onde P_{nom} = Potência nominal do transformador.



Relações Para Projeto:

P_{nom} considera rendimento 100%, transformador ideal, VA será a potência para dimensionamento do núcleo e seção do fio primário.

$$\eta = \frac{rend\%}{100} \quad (42)$$

$$E_1 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_p} \quad \text{Será a tensão nominal do primário;}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_p}} \quad \text{Será a corrente nominal do primário;}$$

$$P_{nom} = E_1 \cdot I_1 \quad \text{É a potência nominal do transformador;}$$

$$VA = \frac{P_{nom}}{\eta} \quad \text{Será a potência usada para cálculo da seção do núcleo;}$$

$P_{out} = E_2 \cdot I_2$ É a potência nominal de saída (fornecida à carga);

$E_2 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_L}$ Será a tensão nominal do secundário;

$I_2 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_L}}$ Será a corrente nominal do secundário;

$R_p = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L$ Será a resistência de carga refletida para o primário.

E

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2}$$

Será a relação de transformação.

O número de espiras do primário será dado por:

$$N_1 = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot A_{mag}}$$

$$N_1 = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot K_{Fe} \cdot A_{Fe}}$$

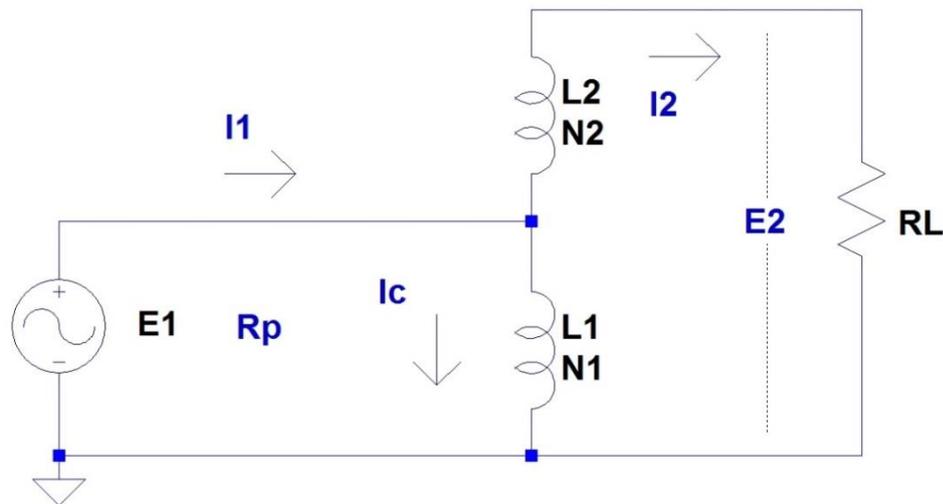
Autotransformadores

Para **autotransformadores**, a potência (VA) usada no cálculo da área do núcleo virá da **efetivamente transformada**, menor que a transferida para a carga, a de entrada ou a nominal, isso reduz a área do núcleo e aumenta a eficiência dos autotransformadores fazendo com que se aproxime de 100% para relações de transformação $n < 3:1$ ou $n > 1:3$. Fora dessa faixa de valores de n as vantagens do uso de autotransformadores vão se reduzindo rapidamente.

Uma desvantagem muito importante dos autotransformadores será a ausência de isolamento entre os lados primário e secundário já que não há enrolamentos separados, mas apenas um com N_1+N_2 espiras, dividido em duas seções.

Nos autotransformadores parte da corrente de saída vem diretamente da fonte de energia ligada à entrada, como mostrado abaixo.

Autotransformador elevador de tensão, que apresenta à fonte de energia uma carga $R_P < R_L$



Relações para projeto (considerando rendimento 100%, autotransformador ideal).

$$P_{nom} = E_1 \cdot I_1$$

$$E_1 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_p}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_p}}$$

$$P_{out} = E_2 \cdot I_2$$

$$E_2 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_L}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_L}}$$

$$I_c = I_1 - I_2$$

$$R_p = \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2} \right)^2 \cdot R_L$$

$$P_{Transform} = I_2 \cdot (E_2 - E_1)$$

Ou

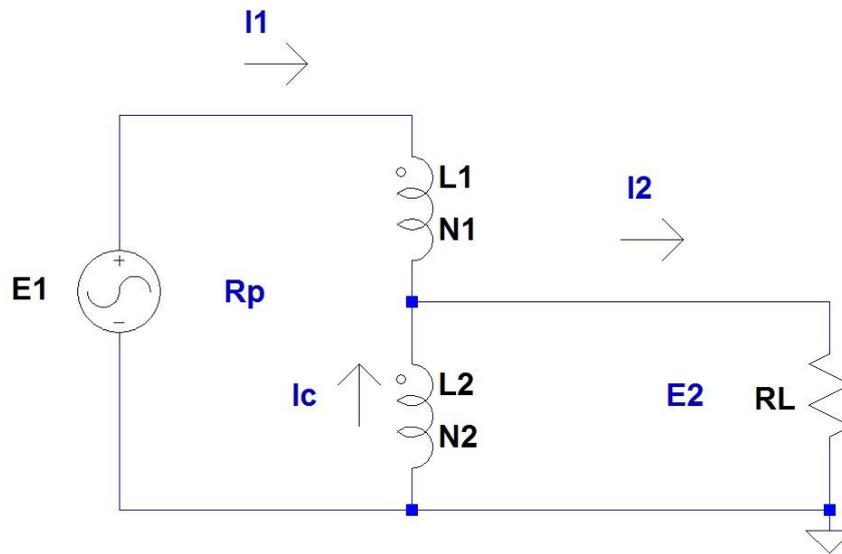
$$P_{Transform} = I_c \cdot E_1$$

E

$$I_c = \frac{P_{transf}}{E_1} \quad \text{Será a corrente circulando no enrolamento } N_1.$$

$$VA = \frac{P_{transf}}{\eta} \quad \text{Será a potência para cálculo da seção do núcleo.}$$

Autotransformador abaixador de tensão, que apresenta à fonte de energia uma carga $R_P > R_L$



Observem a diferença de sentido para I_c .

$$P_{nom} = E_1 \cdot I_1$$

$$E_1 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_P}$$

$$I_1 = \frac{VA}{E_1}$$

$$P_{out} = E_2 \cdot I_2$$

$$E_2 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_L}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_L}}$$

$$I_c = I_2 - I_1$$

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 + N_2}{N_2} \quad \text{Será a relação de transformação}$$

$$R_P = \left(\frac{N_1 + N_2}{N_2} \right)^2 \cdot R_L$$

$$P_{Transform} = I_1 \cdot (E_1 - E_2)$$

Introduzindo a expectativa de perdas:

$$VA = \frac{P_{transf}}{\eta}$$

Para fins de projeto, iremos partir da potência e tensão nominais e depois introduzimos as perdas.

Exemplos

Como exercício, vamos calcular a área do núcleo para um transformador e para um autotransformador adaptador de impedâncias na faixa de áudio, capaz de apresentar a um amplificador uma impedância de 4 ohms ao ser ligado a um alto-falante de 8 ohms. A potência desenvolvida pelo amplificador e que deve ser transferida ao alto-falante, menos as perdas inevitáveis, será de 800 W. O transformador ou autotransformador será do tipo elevador de tensão. Usaremos como exemplo uma densidade de corrente $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ e $B_{\max} = 4000 \text{ Gauss}$, o que leva a uma expressão para a área do núcleo de:

$$A_{Fe} = 12,8 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}}$$

Transformador

Para o transformador o cálculo da área é direto:

$$VA = \frac{P_{nom}}{\eta} = 1,11 \cdot 800 = 888 \text{ W}$$

Considerando-se a frequência inferior como 20 Hz:

$$A_{Fe} = 12,8 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} = 12,8 \cdot \sqrt{\frac{888}{20}} = 85,3 \text{ cm}^2$$

Uma área considerável, que pode ser maior ainda se projetarmos o transformador para uma frequência inferior uma oitava abaixo, como 10 Hz, para garantir baixa distorção. Fazendo assim, a área excederia os 120 cm^2 .

A seção do fio primário será obtida a partir da potência em VA e tensão E_1 e a do secundário a partir da corrente I_2 :

$$I_1 = \frac{VA}{E_1} = \frac{VA}{\sqrt{P_{nom} \cdot R_p}} = \frac{888}{\sqrt{800 \cdot 4}} = 15,7 \text{ A}$$

Isso leva a um fio com seção próxima a 6 mm^2 ou AWG #10 para a densidade de corrente usada no cálculo da seção do núcleo ($J=2,5\text{A/mm}^2$).

No secundário iremos ter a corrente I_2 :

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_{nom}}{R_L}} = \sqrt{\frac{800}{8}} = 10 \text{ A}$$

Levando a um fio com seção de 4 mm² ou AWG #12.

Autotransformador

Para o autotransformador será preciso calcular as tensões que aparecem na saída do amplificador e sobre a carga (alto-falante):

$$E_1 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_p} = \sqrt{800 \cdot 4} = \sqrt{3200} = 56,57 \text{ V}$$

$$E_2 = \sqrt{P_{nom} \cdot R_L} = \sqrt{800 \cdot 8} = \sqrt{6400} = 80 \text{ V}$$

$$I_1 = \frac{P_{nom}}{E_1} = \frac{800}{56,57} = 14,14 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{P_{nom}}{E_2} = \frac{800}{80} = 10 \text{ A}$$

$$I_c = I_1 - I_2 = 14,14 - 10 = 4,14 \text{ A}$$

$$P_{transform} = I_2 \cdot (E_2 - E_1) = 10 \cdot (80 - 56,57) = 234,3 \text{ W}$$

O autotransformador irá transferir diretamente à carga uma parcela da potência de entrada igual a:

$$P_{Dir} = I_2 \cdot E_1 = 10 \cdot 56,57 = 565,7 \text{ W}$$

E a potência de saída será a soma da transformada mais a diretamente transferida:

$$P_{out} = P_{transform} + P_{Dir} = 234,3 + 565,7 = 800 \text{ W}$$

E deveremos usar para o cálculo da área do núcleo (para 90% de rendimento esperado):

$$VA = \frac{P_{transf}}{\eta} = \frac{234,3}{0,9} = 260 \text{ W}$$

Então

$$A_{Fe} = 12,8 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} = 12,8 \cdot \sqrt{\frac{260}{20}} = 46 \text{ cm}^2$$

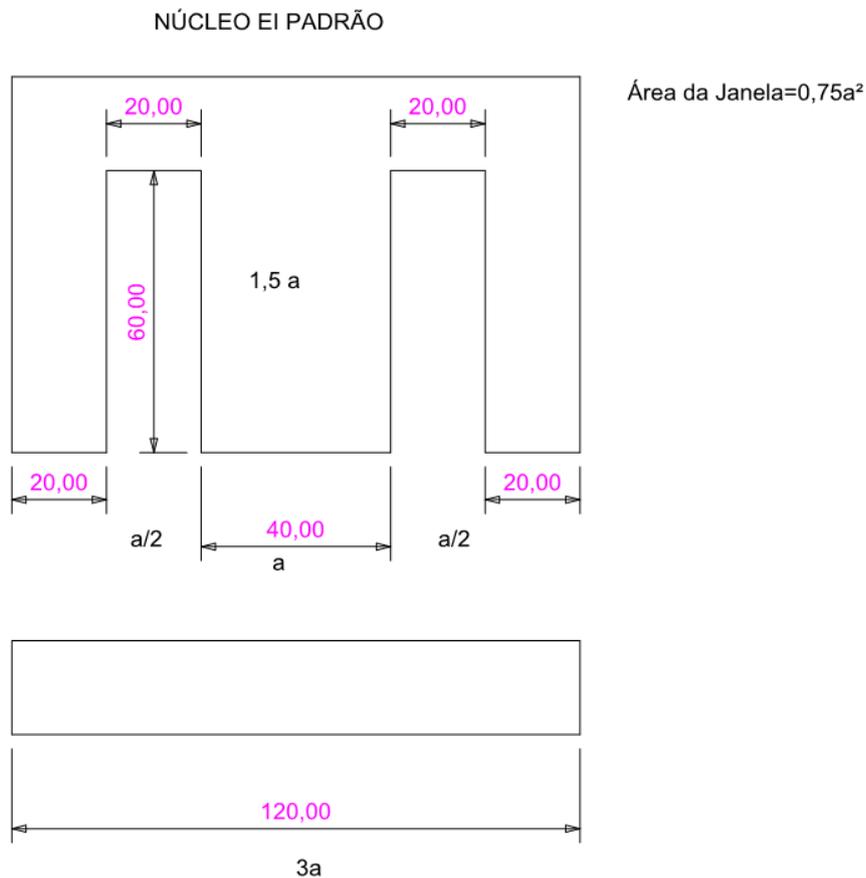
Quase a metade da área do transformador (para a mesma frequência de corte inferior).

Para a determinação da seção do fio usado no enrolamento N_1 será usada a corrente I_c e I_2 para a determinação da seção do fio usado no enrolamento N_2 .

Para N_2 não haveria mudança na seção do fio, mas usaremos menos espiras porque a tensão nos terminais de N_2 será a diferença entre E_2 e E_1 e para N_1 poderíamos usar fio de seção AWG # 16!

Dessa forma haverá também uma grande economia de cobre.

Núcleos EI Geometria:

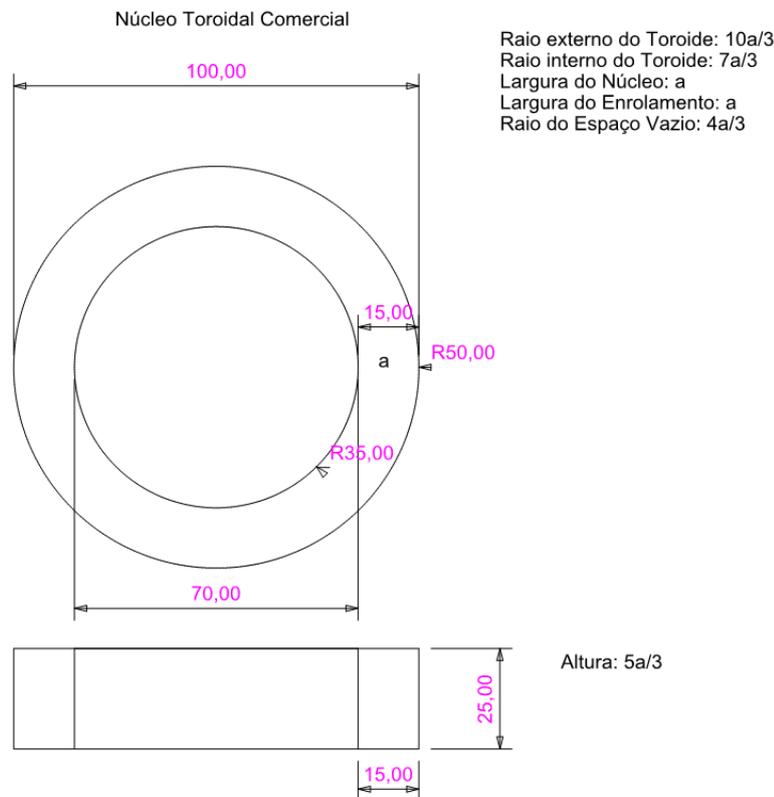


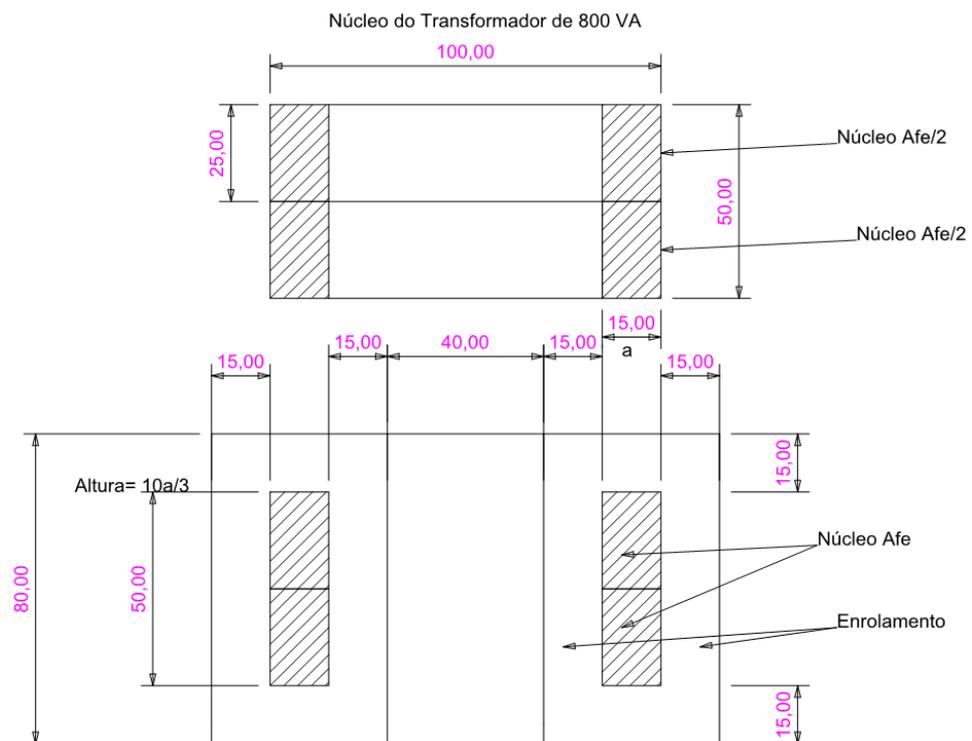
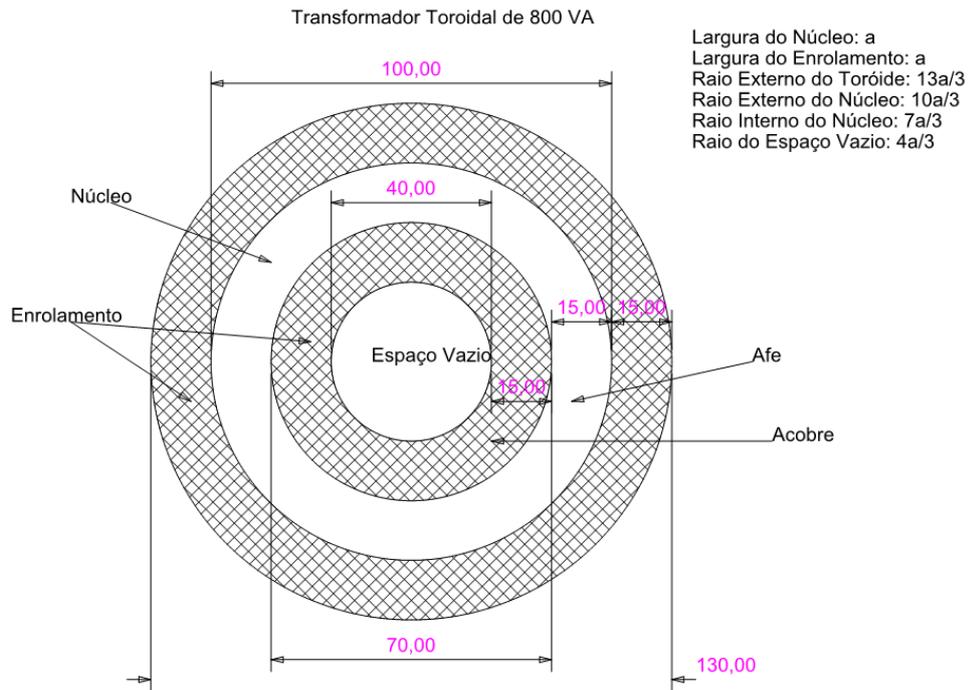
Núcleos Toroidais

O uso de núcleos toroidais traz grandes vantagens em alguns aspectos do projeto de transformadores:

- A ausência do entreferro inerente às descontinuidades das chapas EI aumenta a permeabilidade efetiva do núcleo e sua indutância, reduzindo a corrente de magnetização, embora aumente a corrente de surto ao ligar;
- O envolvimento completo do núcleo pelos enrolamentos permite um aproveitamento quase total do campo magnético gerado pelo enrolamento primário, reduzindo a indutância de dispersão e a interferência em circuitos externos;
- A concentração do campo magnético no interior do núcleo permite considerar a área do ferro efetivamente usada pelo campo (A_{mag}) como a área geométrica do núcleo (A_{Fe}) tornando o coeficiente K_{Fe} unitário, o que irá reduzir a área do núcleo necessária para uma determinada potência (VA);
- A área de janela disponível para o enrolamento será maior que a área do núcleo, reduzindo ainda mais e de forma muito significativa a área do núcleo necessária para uma determinada potência (VA).

Observando alguns núcleos padronizados e um transformador comercial, obtivemos as seguintes relações entre a largura do núcleo, a do enrolamento e o espaço útil da janela ocupada pelo enrolamento:





A partir de suas dimensões e potência em VA conhecida, podemos estimar a constante usada para dimensionar o núcleo e avaliar que valores de B_m e J podem ter sido usados em sua determinação, mesmo sem desenrolar o fio usado.

$$k = A_{Fe} \cdot \sqrt{\frac{f}{VA}} \quad (43)$$

Substituindo os valores:

$$k = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{60}{800}} = 2,05 \quad (44)$$

Então a expressão para núcleos toroidais ficaria como:

$$A_{Fe} = 2,05 \cdot \sqrt{\frac{VA}{f}} \quad (45)$$

Menos de um terço da área calculada para um núcleo EI convencional.

Mas de onde será que vem esta redução de tamanho?

O valor de B_m indicado por um fabricante é da ordem de 15000 G (15kG), apenas 50% maior que o usado em projetos com núcleos EI. O aumento de K_{mag} para 0,96 significa apenas 7% a mais. Então o maior fator de redução deve vir de características e constantes puramente geométricas como K_{cobre} e K_{lam} .

Uma investigação de seus valores e possível otimização faz-se necessária então.

Usando-se a largura do núcleo a como unidade, podemos expressar as áreas da janela, de cobre e do núcleo como:

$$A_{janela} = \pi \cdot \left(\frac{7 \cdot a}{3}\right)^2 = \frac{\pi \cdot 49 \cdot a^2}{9} \quad (46)$$

Considerando-se que o enrolamento ocupe uma distância igual à largura a:

$$A_{cobre} = \pi \cdot \left[\left(\frac{7 \cdot a}{3}\right)^2 - \left(\frac{4 \cdot a}{3}\right)^2 \right] = \pi \cdot \left[\left(\frac{49 \cdot a^2}{9}\right) - \left(\frac{16 \cdot a^2}{9}\right) \right] = \pi \cdot a^2 \cdot \left[\frac{33}{9}\right] = \frac{11 \cdot \pi}{3} \cdot a^2$$
$$A_{cobre} = \frac{11 \cdot \pi}{3} \cdot a^2 \quad (47)$$

Para um núcleo padronizado de um fornecedor brasileiro a altura h fica como:

$$h = \frac{5 \cdot a}{3} \quad (48)$$

Então a área do núcleo será:

$$A_{Fe} = h \cdot a = \frac{5 \cdot a^2}{3} \quad (49)$$

Para o transformador exemplo de 800 VA foram empregados dois desses núcleos empilhados, de forma que a altura e a área serão dobradas.

$$h' = \frac{10 \cdot a}{3} \quad (50)$$

$$A_{Fe} = h' \cdot L = \frac{10 \cdot a^2}{3} \quad (51)$$

Então podemos determinar em função destas áreas e dimensões as constantes K_{cobre} e K_{lam} que entram na composição da constante k, eq. (25).

$$K_{cobre} = \frac{A_{cobre}}{A_{janela}} = \frac{\frac{11 \cdot \pi \cdot a^2}{3}}{49 \cdot \pi \cdot a^2} = \frac{33}{49} = 0,67 \quad (52)$$

Valor praticamente dobrado em relação à constante usada para lâminas EI.

$$K_{lam} = \frac{A_{cobre}}{A_{Fe}} = \frac{\frac{11 \cdot \pi \cdot a^2}{3}}{\frac{10 \cdot a^2}{3}} = \frac{11 \cdot \pi}{10} = 3,45 \quad (53)$$

Valor quase cinco vezes maior que o usado com lâminas EI!

Então a constante k deve tomar o valor de:

$$k = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot 0,96 \cdot 0,67 \cdot 3,45}} = \sqrt{\frac{450450,45}{15000 \cdot 3 \cdot 0,96 \cdot 0,67 \cdot 3,45}} = 2,1$$

$$\text{Para } B_m=15\text{kG}, J=3 \text{ A/mm}^2 \text{ e } \frac{h}{a} = \frac{10}{3}$$

Valor bastante próximo (dentro de 5%) do calculado a partir das dimensões do transformador de 800 VA tomado como exemplo.

Se refizermos as contas para o núcleo padrão correspondente a uma metade do núcleo do transformador de 800 VA teremos:

$$K_{cobre} = 0,67$$

$$K_{lam} = \frac{A_{cobre}}{A_{Fe}} = \frac{\frac{11 \cdot \pi \cdot a^2}{3}}{\frac{5 \cdot a^2}{3}} = \frac{11 \cdot \pi}{5} = 6,9$$

Mantendo o mesmo B_m e J , teremos para a constante k um novo valor:

$$k = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot K_{Fe} \cdot K_{cobre} \cdot K_{lam}}} = \sqrt{\frac{450450,45}{B_m \cdot J \cdot 0,96 \cdot 0,67 \cdot 6,9}} = \sqrt{\frac{450450,45}{15000 \cdot 3 \cdot 0,96 \cdot 0,67 \cdot 6,9}} = 1,5$$

Válida para núcleos com $\frac{h}{a} = \frac{5}{3}$

Então, para a área do núcleo de com largura $a=1,5$ cm e altura $h= 2,5$ cm, teremos:

$$VA = \left(\frac{A_{Fe}}{k} \right)^2 \cdot f$$

$$VA = \left(\frac{A_{Fe}}{k} \right)^2 \cdot f = \left(\frac{3,75}{1,5} \right)^2 \cdot 60 = 375 \quad VA$$

O que mostra a vantagem de tentar otimizar a constante k em função da geometria do núcleo, uma vez que o simples uso do valor de 2,1 determinado anteriormente levaria a um valor para a potência de:

$$VA = \left(\frac{A_{Fe}}{k} \right)^2 \cdot f = \left(\frac{3,75}{2,1} \right)^2 \cdot 60 = 191 \quad VA$$

Menos da metade do valor anterior.

Dada a importância da geometria do núcleo, vamos computar os valores de K_{cobre} , K_{lam} e potência em VA calculada para vários núcleos comerciais, com a única suposição de que o enrolamento ocupe uma distância igual à largura a do núcleo do toróide.

Núcleos Toroidais	Kmag= 0,96		Bm= 15000		J= 3		f= 60							
Tipo	A(mm)	B(mm)	h(mm)	a(mm)	Afe(cm2)	Ajan(cm2)	Acobre(cm2)	Kcobre	Klam	Rha=h/a	k	VA	Avazio (cm2)	Avaz/Ajan
TN-1	60	40	10	9	0,90	12,6	8,8	0,70	9,7	1,11	1,2	32	3,80	0,30
TN-2	60	40	15	9	1,35	12,6	8,8	0,70	6,5	1,67	1,5	47	3,80	0,30
TN-3	60	50	15	4,5	0,68	19,6	6,4	0,33	9,5	3,33	1,8	8	13,20	0,67
TN-4	70	50	10	10	1,00	19,6	12,6	0,64	12,6	1,00	1,1	46	7,07	0,36
TN-5	80	50	20	15	3,00	19,6	16,5	0,84	5,5	1,33	1,5	239	3,14	0,16
TN-6	80	60	20	10	2,00	28,3	15,7	0,56	7,9	2,00	1,5	100	12,57	0,44
TN-7	84	54	10	15	1,50	22,9	18,4	0,80	12,3	0,67	1,0	127	4,52	0,20
TN-8	84	54	15	15	2,25	22,9	18,4	0,80	8,2	1,00	1,3	191	4,52	0,20
TN-9	100	60	20	20	4,00	28,3	25,1	0,89	6,3	1,00	1,4	514	3,14	0,11
TN-10	100	70	25	15	3,75	38,5	25,9	0,67	6,9	1,67	1,5	377	12,57	0,33
TN-11	110	70	30	20	6,00	38,5	31,4	0,82	5,2	1,50	1,6	885	7,07	0,18
TN-12	120	80	30	20	6,00	50,3	37,7	0,75	6,3	1,50	1,5	976	12,57	0,25
TN-13	130	80	30	25	7,50	50,3	43,2	0,86	5,8	1,20	1,5	1602	7,07	0,14
TN-14	130	85	35	22,5	7,88	56,7	44,2	0,78	5,6	1,56	1,5	1559	12,57	0,22
TN-15	130	80	40	25	10,00	50,3	43,2	0,86	4,3	1,60	1,7	2136	7,07	0,14
TN-16	140	90	40	25	10,00	63,6	51,1	0,80	5,1	1,60	1,6	2357	12,57	0,20
TN-17	150	90	50	30	15,00	63,6	56,5	0,89	3,8	1,67	1,8	4339	7,07	0,11
TN-18	160	100	50	30	15,00	78,5	66,0	0,84	4,4	1,67	1,7	4783	12,57	0,16
TN-19	180	100	50	40	20,00	78,5	75,4	0,96	3,8	1,25	1,7	8330	3,14	0,04
TN-20	180	100	60	40	24,00	78,5	75,4	0,96	3,1	1,50	1,9	9996	3,14	0,04
TN-21	180	100	80	40	32,00	78,5	75,4	0,96	2,4	2,00	2,1	13328	3,14	0,04
TN-22	190	120	60	35	21,00	113,1	93,5	0,83	4,5	1,71	1,7	9333	19,63	0,17

Para os 22 núcleos analisados, $15 \text{ tem } 0,5 < K_{cobre} < 0,85$; na média 0,68.

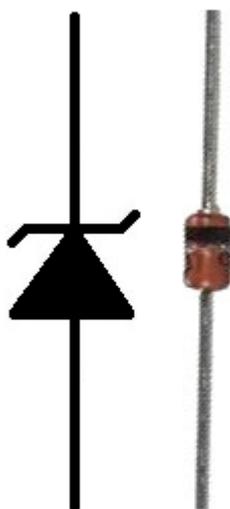
Projetar e construir transformadores será sempre uma mistura de ciência e arte, cálculo, experiência e receita de cozinha...

Referências:

- 1) **Grossner, N. R.**; Transformers for Electronic Circuits, McGraw-Hill, Inc., 1967.
- 2) **Martignoni, Alfonso**, Transformadores, Editora Globo S/A, 1969, 2003.
- 3) **Falcone, Áurio Gilberto**; Eletromecânica, Edgard Blücher LTDA, 1979.
- 4) **Kosow, Irving L.**, Máquinas Elétricas e Transformadores, Editora Globo S/A, 1993.
- 5) **Singer, Francisco L.**; Transformadores; editorial Hispano-Americana S. A., 1966.

Construa um Testador de Diodos Zener

Marcelo Yared*



Os diodos zener são componentes muito comuns e necessários em diversos circuitos eletrônicos. Hobistas e técnicos fazem uso deles constantemente, seja para projetos novos ou para manutenção em equipamentos eletrônicos.

É comum também guardarmos diversos desses diodos para uso futuro, conforme a necessidade.

Passa o tempo, a necessidade um dia chega e aí é hora de selecionarmos uma peça para manutenção, teste ou montagem. Para quem tem menos de 40 anos, basta, normalmente, selecionar aqueles necessários, observando visualmente o código correto. Mas, para os mais velhos, como este articulista, diodos zener de 500mW ou 1W, com aquelas pequenas letras e números em seus corpos diminutos - esse da imagem tem o corpo de 4mm - e eu nem vou falar aqui dos SMD, são peças das quais só podemos saber suas especificações com lupas, normalmente...

Tenho o (péssimo) hábito de comprar esses componentes e armazená-los de qualquer jeito, sem a correta identificação, porque, como muitos, nunca achei que meu corpo iria um dia começar a falhar, conforme envelheço... quando jovens, achamos-nos imortais e à prova de balas.

Aí, então, eis que surge a oportunidade de, após anos acumulando componentes, organizar aqueles miúdos em gaveteiros apropriados. Caixinhas organizadas, com identificação, colocadas em local adequado. Tudo ok... vamos começar...

Pego o primeiro diodo (são quase cem, guardados)... consigo ler que se trata de 1N, mas o resto... deve estar com os números borrados. Pego outro... a mesma coisa... começo então a desconfiar que o problema não é de impressão. Com a lupa de bancada, vejo que quase todos estão legíveis. O problema é a vista cansada mesmo... Lembrei-me então se um comentário de um leitor, recentemente, em Antenna on-line, de que sentia saudades daqueles artigos das edições impressas que mostravam circuitos montados, com relação de peças, "chapeado" eletrônico etc.

Confesso que eu também tenho esse sentimento. Era muito legal poder montar algo, ver funcionar e saber que o produto de seu trabalho é útil. Daí me veio a ideia de montar algo simples para testar diodos zener de até 51V e compartilhar a montagem aqui em Antenna.

***Engenheiro Eletricista**

Apesar de haver zeners com valores maiores, tensões acima de 60 volts são mais perigosas. O hobbista normalmente não vai trabalhar com elas, e, se for, tem que saber bem o que está fazendo. De qualquer forma, de posse do artigo, poderá também aumentar a tensão máxima de teste, sem dificuldades.

Um pouco de teoria e a prática de projeto

Após sete volumes de Antenna, prestando atenção nos artigos que nossos professores nos oferecem, aprendemos que entender sobre os fundamentos do objeto de nosso trabalho nos permite lograr êxito, com boa relação custo-benefício e sem “queimar” muitos neurônios...

O diodo zener é um componente eletrônico semelhante a um diodo comum, mas projetado para trabalhar acima da tensão de ruptura de sua junção sem danificar-se. É conhecido também por diodo de ruptura ou de diodo de avalanche.

O **efeito Zener**, uma das características que dá nome a esse componente, foi descoberto por Clarence Zener (https://pt.wikipedia.org/wiki/Clarence_Zener).

Nesse tipo de diodo, quando polarizado diretamente, com o anodo mais positivo que o catodo, há condução, como um diodo normal, a partir da tensão de condução mínima, usualmente em torno de 0,6V a 0,7V; entretanto, quando polarizado inversamente ele tende, dentro de limites definidos da corrente que o atravessa, a manter a tensão entre seus terminais aproximadamente constante; o limite inferior dessa corrente chamamos usualmente de I_{zk} e o limite superior depende da capacidade de dissipação máxima do componente.

Essa característica de trabalho pode-se dar pelo efeito Zener ou por efeito de multiplicação por avalanche, e para quem quiser saber mais sobre essas interessantes características dos diodos zener, recomendamos o livro Eletrônica, de Millman e Halkias (páginas 70 a 73 da 2ª edição, da MCGraw-Hill), nossa referência aqui.

Para tensões de ruptura de até uns 6V, aproximadamente, usualmente a construção do dispositivo é feita baseando-se no efeito Zener; acima disso, temos o efeito de avalanche. Neste caso, as tensões de ruptura dos diodos podem chegar a centenas de volts e as potências suportadas a até dezenas de watts.

Lembrando aqui das palavras do Eng. Francisco Monteiro, colaborador desta revista, de que “nada é mais prático que uma boa teoria”, e assim, sabendo-se que existem limites dentro dos quais um zener pode funcionar, nosso problema é descobrir qual é a tensão de ruptura, que a partir de agora chamaremos apenas de V_z , de um diodo desconhecido, dentro desses limites. Temos que “bolar” um dispositivo que faça esse diodo trabalhar dentro deles e, então, medir a tensão entre seus terminais.

Para exemplificar, vamos ver uma parte da tabela que o professor Álvaro Neiva utilizou no artigo sobre fontes de alimentação, na edição de Antenna de janeiro de 2021, para termos uma ideia do que fazer:

Type y = B for ±2%Vz y = F for ±3%Vz y = C for ±5%Vz	Dynamic resistance		Temp coefficient of Zener Voltage at Iz = 5 mA = mVz %/K		Reverse leakage Current		Admissible Zener current ⁽²⁾	Capacitance V _r = 0 f = 1 MHz	Non-Repetitive Peak Reverse Current at t _p = 100µs
	at Iz = 5 mA f = 1 kHz	at Iz = 1 mA f = 1 kHz			I _r nA	at V _r V	I _z (mA)	(pF) max.	I _{zsw} (A)
	r _d Ω max.	r _d Ω max.	min.	max.					
BZX79 - y2V4	100	< 600	- 0.08	- 0.06	50,000	1	167	450	6.0
BZX79 - y2V7	100	< 600	- 0.08	- 0.06	20,000	1	135	450	6.0
BZX79 - y3V0	95	< 600	- 0.08	- 0.06	10,000	1	125	450	6.0

Observem que existe uma corrente mínima de trabalho para o zener, I_{zk} , abaixo da qual ele não funcionará adequadamente, e uma corrente máxima, vinculada à sua potência máxima de trabalho, que é função da tensão V_z do diodo.

No caso dos diodos de 500mW de dissipação máxima de potência, como esses da tabela, se usarmos duas vezes a corrente de teste de 5mA estaremos dentro dos limites adequados de trabalho para eles (na verdade, I_{zk} é bem menor que isso, tanto para eles quanto para os diodos de 1W, que são os que nos interessam), assim, para essa corrente, temos também que saber qual seria a maior tensão V_z que poderíamos testar:

$$V_{z\text{máx}} = 500\text{mW}/10\text{mA} = 50\text{V}$$

Ou seja, para medirmos nossos diodos zener de até uns 50 volts, essa corrente será adequada e estará dentro dos limites de trabalho seguro para os componentes.

Até aqui tudo bem, mas precisamos agora definir nosso projeto.

Necessitamos de uma fonte de tensão com valor suficiente para que diodos de até 51V possam entrar em ruptura.

Pelos ensinamentos dos professores Álvaro Neiva e Paulo Brites, sabemos que nossa fonte terá que fornecer um pouco mais que isso e que precisaremos de um transformador, ou bateria, que nos entregue tal tensão - digamos, uns 55V.

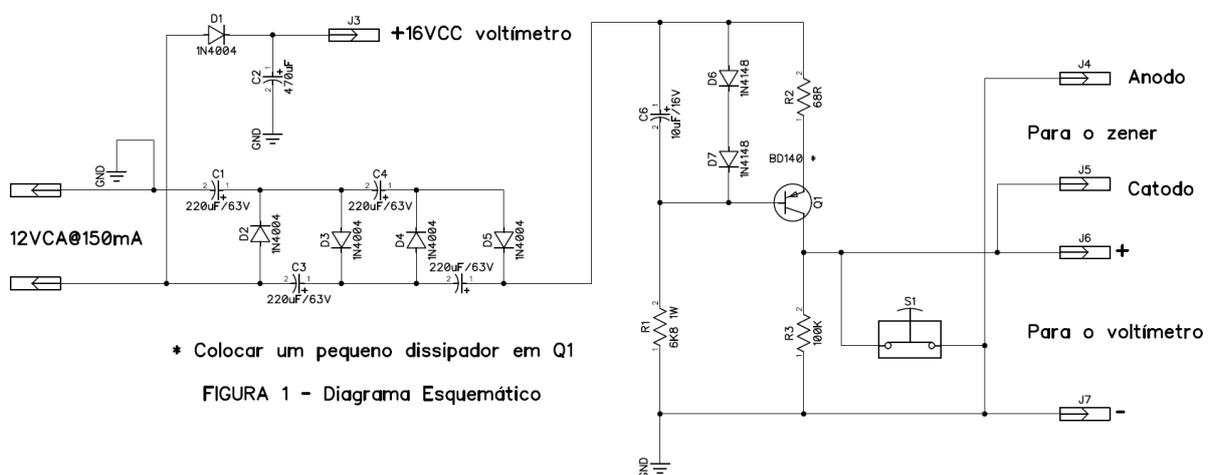
Para não empilharmos 6 baterias de 9V ou umas 40 pilhas de 1,5V, nos resta mesmo utilizar um transformador que nos forneça no secundário algo em torno de 55VDC/1,414, aproximadamente 39VCA, que serão retificados e filtrados para alimentar o zener sob teste. Para aqueles que tiverem fontes estabilizadas em suas bancadas, que forneçam mais ou menos essa tensão, será mais fácil.

Entretanto, normalmente transformadores comerciais modernos que forneçam mais que quinze volts em seus secundários costumam ser grandes, e nosso circuito trabalhará com alguns mA, somente. Olhando nossa sucata, encontramos alguns transformadores pequenos, mas nenhum com os 39VCA necessários. Havia lá também um pequenininho, de 12V por 150mA de capacidade de corrente, que caberia bem em uma pequena caixa para acomodar o testador, mas infelizmente a tensão de 12VCA, retificada e filtrada, fica muito longe do que precisamos, pois é algo em torno de uns 16VDC, sem carga.

Aí lembramos novamente do Prof. Paulo: um técnico hoje em dia não pode ser só um trocador de peças. Nesta hora, o “cocuruto” tem que fumegar um pouco e aquelas aulas de eletrônica básica voltam para nos assombrar. De lá lembramos que um transformador nos oferece corrente alternada e que podemos “negociar” essa corrente, com artifícios para aumentar a tensão DC de um circuito retificador em troca de sua redução, utilizando-se circuitos conhecidos por **multiplicadores de tensão**.

Em outras palavras, se pudermos pegar esses aproximados 16VDC e multiplicarmos por 4, por exemplo, teríamos em torno de 64VDC na saída, em troca de uma capacidade de corrente 4 vezes menor. Seriam, no nosso caso, mais ou menos 150mA/4 - em torno de 37mA – o que é suficiente para alimentar nosso testador de diodos.

O circuito utilizado foi o abaixo, no qual aproveitamos componentes de nossa sucata:



O testador é alimentado pela rede elétrica por intermédio de um transformador redutor de tensão com 12VCA no secundário e capacidade para 150mA, ou mais. Uma retificação em meia onda (D1, C2) fornece tensão CC para alimentar o voltmeter digital que irá medir a tensão do zener sob teste.

No mesmo secundário está ligado um circuito multiplicador de tensão do tipo **Cockcroft-Walton**, formado por D2, D3, D4, D5, C1, C3, C4 e C5, que fornece aproximadamente 60VCC para o testador. Este, por sua vez, é um gerador de corrente constante simples, controlado pelo transistor Q1, um BD140, cujas correntes de emissor

e de coletor são determinadas por R2, D7 e D6. R2 pode ser modificado para diferentes correntes em Q. Utilizamos o valor de 68Ω , que, para a tensão de aproximadamente 0,65V sobre ele, fixa em mais ou menos 10mA a corrente no emissor de Q1.

O interruptor S1 é do tipo normalmente fechado; nessa situação, a entrada do voltímetro fica em curto e nenhuma corrente passa pelo diodo sob teste. Ao acionarmos o interruptor S1, o curto é desfeito e a corrente flui pelo zener e é, então, mostrada a tensão de ruptura no voltímetro. O resistor R3 permite a passagem de corrente se o interruptor for pressionado sem nenhum zener conectado.

O circuito foi montado em uma placa impressa de dimensões 7,5cm por 7,5cm, mostrada abaixo, nas figuras 2 e 3, respectivamente:

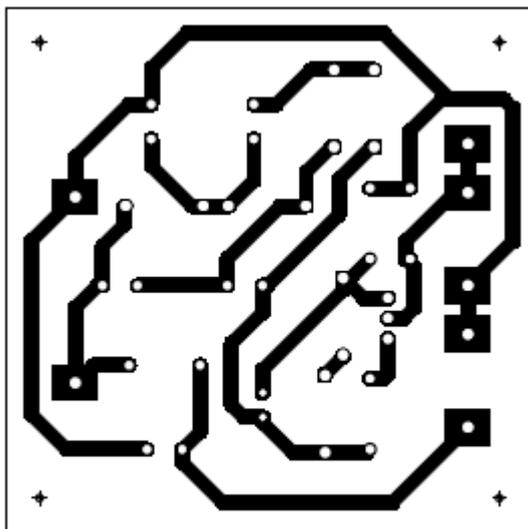


Figura 2 - Lado do cobre

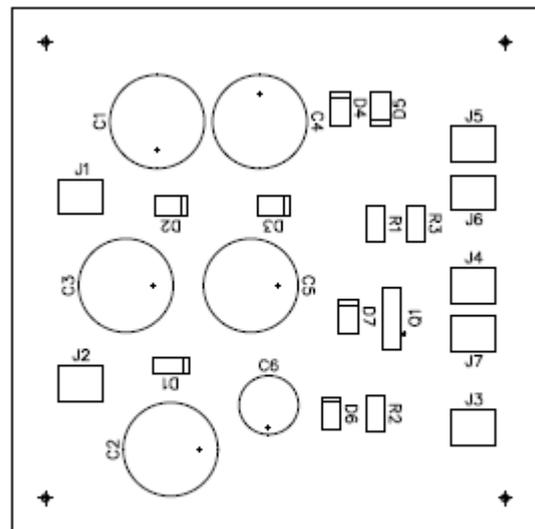


Figura 3 - Lado dos componentes

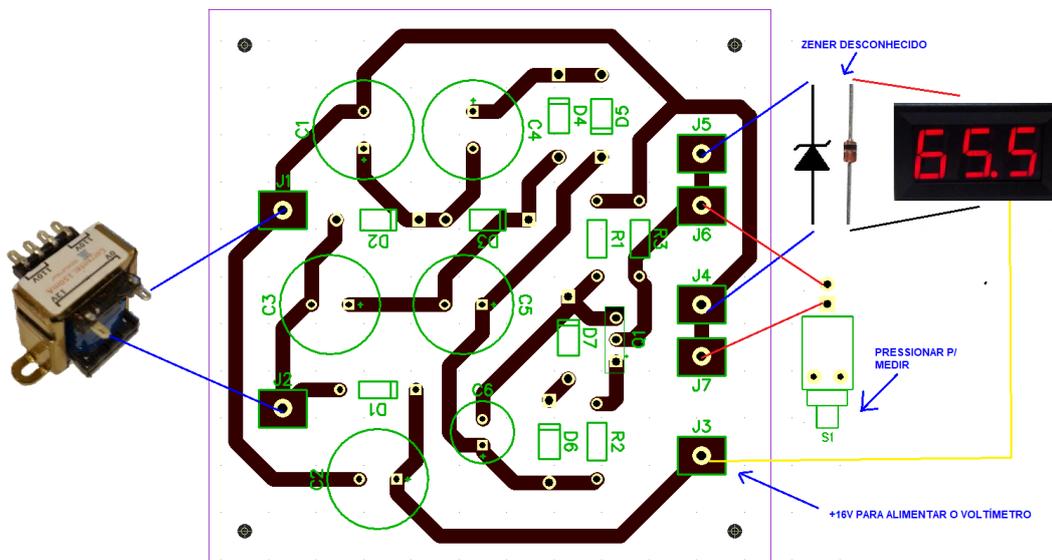
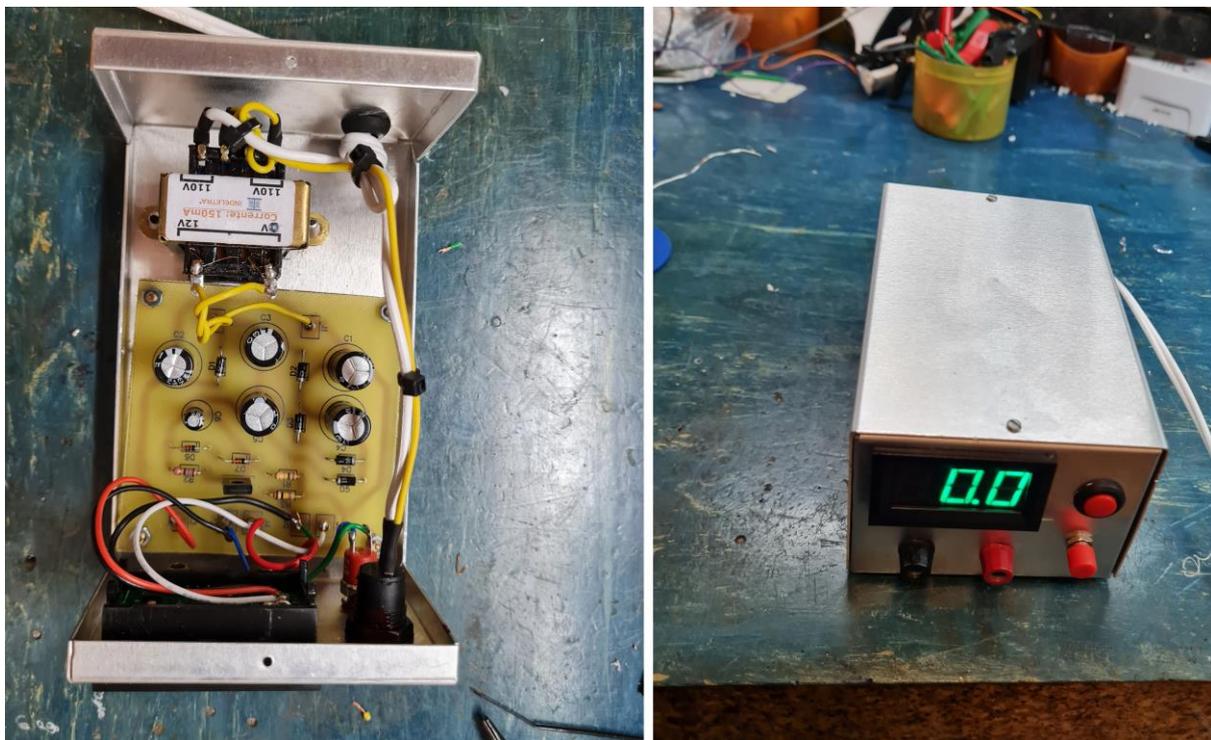
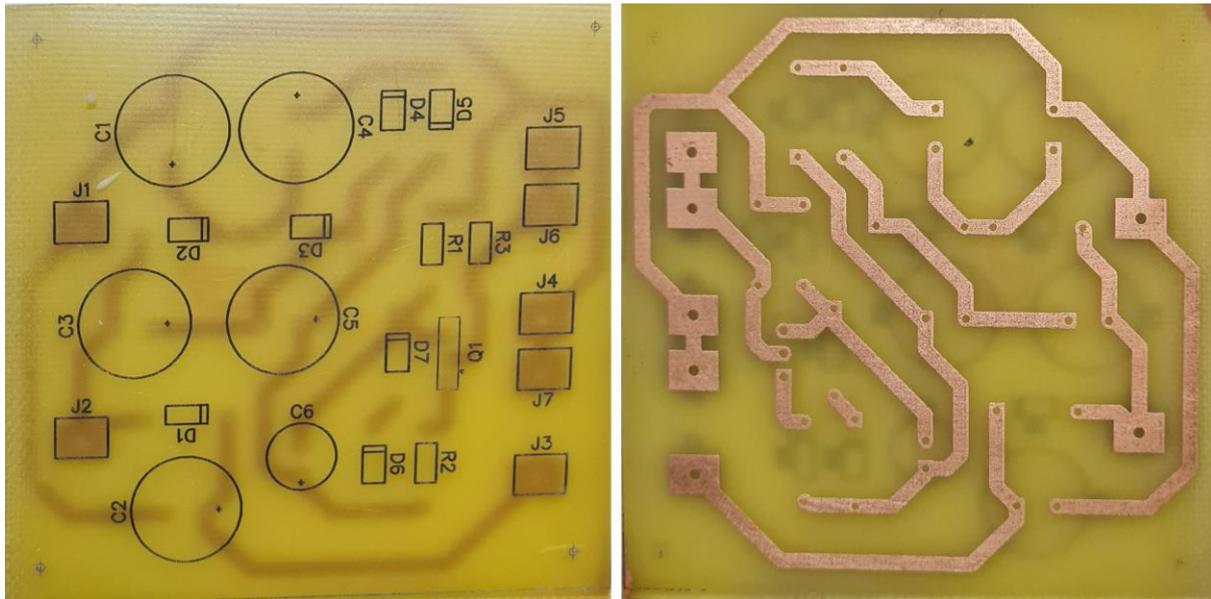


Figura 4 - Montagem e conexões da placa impressa

A disposição dos componentes e as conexões da placa estão na figura 4. O leitor deverá escolher uma caixa adequada para a montagem final, e as conexões à rede elétrica devem ser feitas com os devidos cuidados, isoladas. Um interruptor de força pode ser adicionado no primário do transformador.

Acomodamos o circuito em uma caixa de alumínio padrão, de 13cm por 8cm por 6,5cm, disponível na Internet e mesmo nas lojas físicas. Aliás, todos os componentes deste projeto são comuns e de fácil obtenção.

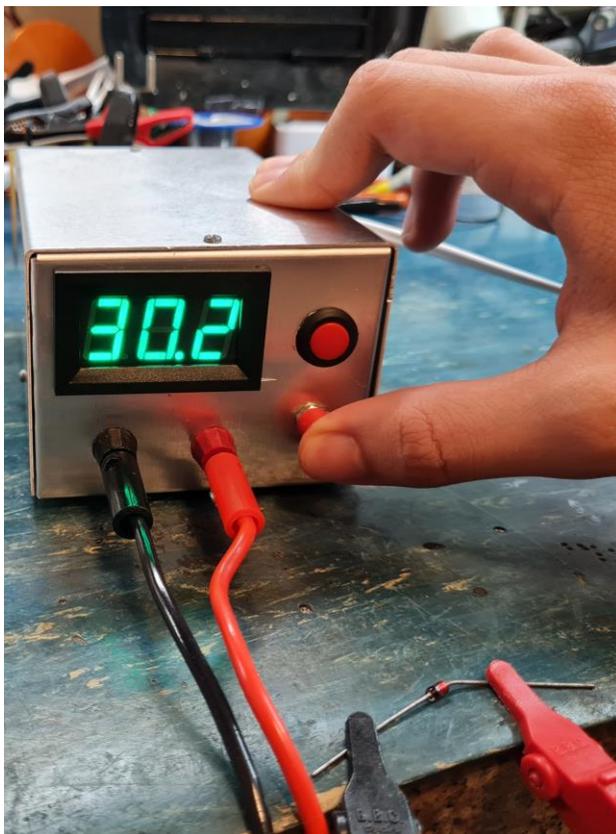


Ao energizarmos o transformador, o quadruplicador de tensão entrega aproximadamente 64VCC para um gerador de corrente constante (Q1). O interruptor S1 está fechado e, em paralelo com o voltímetro, vai fixar em 0V a tensão neste último. Nesta condição, praticamente toda a tensão e a corrente disponíveis estarão aplicadas sobre Q1, que vai esquentar, daí a necessidade de um dissipador para ele. Não precisa ser grande, entretanto, uma chapa de alumínio de 1mm, de 3cm x 3cm, serve bem.

Se acionarmos S1 sem nenhum zener conectado para teste, a corrente fluirá pelo resistor R3 e o voltímetro mostrará a tensão máxima que poderá ser medida por este circuito. No meu protótipo ficou em cerca de 62V.

Com um zener colocado nos terminais (anodo no vermelho e catodo no preto), ao pressionarmos S1 (o botão vermelho menor) a corrente fluirá por ele e o voltímetro medirá sua tensão de ruptura, com algum erro, determinado tanto pela tolerância do zener quanto pela precisão do voltímetro.

Abaixo podemos ver duas medições efetuadas em zeners de 30V/1W e de 20V/5W. Ao medirmos diodos de pequeno valor, abaixo de 3,9V, obtivemos tensões um pouco diferentes das nominais (2,8V ou 3,3V em um zener de 3V, por exemplo). Nosso circuito é bem simples, e, nos limites de atuação, os erros podem aumentar.



Ao aumentarmos a corrente de teste, diminuindo-se R2, os valores medidos para esses zeners convergiram para bem mais próximo dos nominais. A desvantagem de se fazer isso é que os testes com zeners de tensões mais elevadas têm que ser feitos com mais cuidado, para que suas potências máximas não sejam ultrapassadas.

Como recomendações finais, lembramos que este e quaisquer outros circuitos mostrados em Antenna são protótipos, devidamente montados e testados, entretanto, os autores não podem se responsabilizar pelo sucesso na montagem deles, e, também, **cuidado ao manipularem-se as tensões secundárias e da rede elétrica comercial, seja em 110VCA ou em 220VCA. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.**

LISTA DE MATERIAL

R1 – 6,8k Ω , 1W

R2 – 68 Ω , 1/4W

R3 – 100k Ω , 1/4W

C1, C3, C4, C5 – 220 μ F/63V, eletrolítico

C2 – 470 μ F/25V, eletrolítico

C6 – 10 μ F/16V, eletrolítico

D1, D2, D3, D4, D5 – 1N4002 ou equivalente

D6, D7 – 1N4148 ou equivalente

Q1 – BD140 ou equivalente, transistor PNP, silício

S1 – Interruptor de abertura momentânea, 0,5A/250V, normalmente fechado.

Diversos - Voltímetro digital de 0 a 100V, caixa de alumínio, transformador de força (primário – tensão da rede, secundário simples de 12v@150mA ou corrente superior) e dissipador pequeno.

O Novo Mundo do Áudio Digital

João Yazbek*



Anteriormente, em Antena, apresentamos um artigo sobre as fontes de sinal de áudio, e observamos a predominância das fontes digitais sobre as analógicas, tanto em quantidade de opções como em qualidade de reprodução.

A tecnologia digital continua evoluindo e trazendo novidades. Para entendermos um pouco do jargão de bits e números que é usado no segmento e para podermos distinguir as diferenças entre tecnologias e dados apresentados pelos fabricantes, precisamos descer um pouco em detalhes sobre como funciona a tecnologia digital em áudio.

O mundo do áudio residencial conheceu a tecnologia digital em 1982, com a introdução comercial do CD, que foi uma tremenda evolução tecnológica no “estado da arte” para a época. A superioridade sonora de um CD, comparativamente a um LP de então, era simplesmente absurda, com maior dinâmica, menor distorção, melhor resposta em frequência e melhor relação sinal-ruído do que os melhores LP’s e tape-decks. E, o melhor de tudo, não existiam os “clics” e “pops” da sujeira do disco que tanto incomodavam o ouvinte. Pela primeira vez, o som reproduzido era cristalino, dinâmico e extremamente definido e limpo.

O *Compact Disc* possui dois canais de áudio que são codificados em 16 bits por amostra e com 44.1kHz de taxa de amostragem, utilizando codificação PCM (*Pulse Code Modulation*). Mas, o que realmente significa tudo isso? Para entender melhor, vamos entrar em alguns detalhes técnicos, mas sempre de forma inteligível ao usuário leigo. *Pulse Code Modulation* ou Modulação por Codificação em Pulsos é o padrão numérico para a amostragem de sinais de áudio. Simplificadamente, isso significa que cada amostra é lida como um pulso de certa amplitude, que é codificado de forma binária a intervalos regulares. LPCM é uma variação do PCM com níveis de quantização lineares. Ele não é usado nos CD’s, mas é usado em arquivos de computador. PCM é o formato padrão de áudio sem compressão. Arquivos codificados com LPCM são conhecidos por suas extensões .WAV, .AIFF, .AU e .PCM, entre outras.

*Mestre em Engenharia Eletrônica

Os 16 bits da codificação são o que se chama de profundidade de bits, e essa quantidade é que limita a relação sinal-ruído, a dinâmica e a resolução do sinal reconstruído. Para entender isso, imagine que quanto menos bits se usar, maiores vão ser os espaçamentos entre os diversos níveis do sinal. Por exemplo, se usarmos 1 bit somente, teremos uma resolução de 2 níveis (0 e 1). Se utilizarmos dois bits, temos quatro níveis e assim sucessivamente. O interessante é que dessa relação se conclui que com oito bits teremos 256 diferentes níveis e com 16 bits 65.536 níveis. A resolução é dada pelo máximo sinal de saída que no caso do CD é de 2V, dividida pelo número de níveis. Nota-se que com oito bits a resolução digital seria de 8mV ou quase 0.40% para cada bit, o que é pouco. A relação sinal-ruído é deteriorada conforme diminuimos a quantidade de bits, e para oito bits teremos uma relação sinal-ruído de aproximadamente 48 dB, o que está num nível abaixo da relação sinal-ruído dos toca-discos e dos tape-decks da época da criação do padrão.

Os 16 bits são uma escolha bastante lógica em função da utilização otimizada de bytes (um byte é uma palavra de oito bits, neste caso), e permite uma relação sinal-ruído teórica de 96 dB, o que é um valor bastante superior a qualquer tecnologia da época, e uma resolução de 0,0015% para cada bit, o que é bom. Na realidade, toca-CD's da época eram limitados tecnicamente a 13 ou 14 bits, o que dá uma relação sinal-ruído de 78 dB ou 84 dB respectivamente, mas que já os faziam ficar superiores aos melhores produtos analógicos de então.

Interessante notar que o número de bits não tem impacto na resposta em frequência. A resposta em frequência é limitada pela taxa de amostragem, no caso do CD de 44.1 kHz. Isso é dado por um teorema de amostragem de sinais de **Nyquist-Shannon** que, em linhas gerais, diz que o sinal, se amostrado com uma frequência de no mínimo duas vezes sua frequência máxima, pode ser perfeitamente reconstruído (note-se que há restrições para se obter esse resultado na vida real, mas elas estão fora do escopo de nosso artigo).

A próxima pergunta é: por que se usa 44.1 KHz e não 40KHz ou mesmo 44kHz? Porque essa era uma das duas frequências que acomodavam os 20kHz da banda de áudio dentro do teorema de Nyquist-Shannon e apresentava compatibilidade com os sistemas de armazenamento analógicos da época, que utilizavam equipamentos de vídeo para gravação.

Dessa forma surgiu um padrão de áudio digital que pode chegar a uma relação sinal-ruído máxima de 96 dB e a uma resposta em frequência de até 22kHz, que era muito acima do que existia na época. O grande problema é que a taxa de bits era de $16 \times 44.100 \times 2$, pois o sistema era estéreo e continha 2 canais. Dessa conta básica, chegamos a uma taxa de 1.411.200 bits por segundo, o que fazia com que um trecho de um minuto de música gravada com qualidade de CD (sem compressão) tenha 84 Mbits de tamanho ou aproximadamente 10,6 Mbytes. Isso somente considerando a música em si, sem contar os bits adicionais inseridos pelo sistema para controle e redundância dentro do pacote de dados.

Claramente, esses números mostram que era muito armazenamento necessário para a época. A solução para isso foi usar discos ópticos, pois *hard-disks* e fitas digitais para armazenamento não chegavam nem perto disso. A tecnologia dos discos ópticos

já existia na época do desenvolvimento do CD, mas na forma analógica. O desenvolvimento que se seguiu foi simplesmente a criação de um disco padrão que permitisse colocar todos os bytes de 60 minutos de música com qualidade digital em um disco óptico. O CD surgiu comportando 700 Mbytes, suficiente para que se atingisse esse objetivo.

De tudo isso descrito acima, notamos que a quantidade de bytes necessária para a gravação de áudio em resolução digital padrão é considerável e uma música de 5 minutos atinge facilmente os 50 Mbytes. Essa quantidade de dados até pouco tempo atrás limitava tremendamente a quantidade de músicas armazenadas em um *hard-disk*. Para efeito de comparação, um *hard-disk* do final da década de 80 comportava meros 40 Mbytes. Quando a Internet virou comercial, notou-se que o tamanho dos arquivos inviabilizava a transmissão de músicas por seu intermédio.

A solução era reduzir o tamanho dos arquivos de alguma forma. O caminho estava aberto para o **MP3**.

Como a taxa de bytes na reprodução de um CD é próxima de 10 Mbytes por segundo, a única solução viável comercialmente, para consumo comercial, na época, era o armazenamento em discos ópticos.

O CD foi o primeiro, com seus 700 MBytes, e com ele veio o CD-ROM, o primeiro filho do CD, um disco de dados com a mesma capacidade para uso em informática, capaz de armazenar qualquer tipo de arquivo de dados. Logo após, vieram o CD-R e o CD-RW, uma revolução para o consumidor, que poderia agora gravar os próprios discos.

O DVD veio em seguida, sendo a versão mais conhecida o DVD-Vídeo de face simples e uma camada, capaz de armazenar até 4,7 Gbytes e com capacidade para armazenar vídeo em resolução padrão e áudio digital com duração máxima variável (pois a duração é dependente das configurações utilizadas), mas em geral em torno de duas horas. Mais à frente veio o Blu-Ray Disc, capaz de reproduzir filmes em alta resolução.

É importante notar que, em paralelo com esse desenvolvimento dos discos, houve o desenvolvimento dos *hard-disks* e das memórias Flash, que são memórias que utilizam semicondutores. Estas já suplantaram os discos ópticos em capacidade de armazenamento, utilizando muito pouco espaço físico. Nesse período, o desenvolvimento da transmissão de dados pela Internet se acelerou significativamente, e o tamanho dos arquivos começou a deixar de ser importante, abrindo o caminho para o áudio em alta resolução. O áudio gravado em formato MP3 surgiu justamente para contornar todas as limitações descritas acima, mas com a evolução tecnológica o áudio em alta resolução tende a se desenvolver, e quem sabe, suplantará a dominância dos arquivos em MP3 em um futuro próximo.

Mas o áudio em alta resolução é assunto para um próximo artigo. Por enquanto vamos falar um pouco sobre o MP3, ou melhor, sobre o **MPEG-1/2 Audio Layer 3**, que é seu nome oficial. O MP3 é um formato de codificação de áudio que usa compressão de dados com perda de qualidade. O nome MP3 veio da extensão do arquivo visto em computador e se tornou o padrão para armazenamento e transmissão de dados em reprodutores de áudio digital de baixa resolução.

O uso deste tipo de compressão reduz bastante o tamanho dos arquivos e, se utilizarmos as taxas mais altas de bits (menor compressão, com arquivos maiores), a qualidade é reduzida levemente. O problema com o MP3 surge quando usamos as taxas de compressão maiores, onde a qualidade do som reproduzido começa a se tornar ruim, em busca de arquivos significativamente menores. Um arquivo MP3 com compressão a uma taxa de bits de 256 Kbits/s é 5.5 vezes menor que o mesmo arquivo de CD e tem uma qualidade razoável. Já o mesmo arquivo comprimido 11 vezes, a uma taxa de 128 Kbits/seg começa a ter problemas de qualidade na reprodução.

A compressão utilizada em MP3 se chama **codificação perceptual** e trabalha com um conceito da psicoacústica em que sons mais altos mascaram os mais baixos. O codificador simplesmente elimina sons que são considerados baixos demais para serem ouvidos por nós. Foram criados padrões psicoacústicos que eliminam os sinais considerados não necessários para nossa percepção e com isso se consegue reduzir significativamente a taxa de bits, e, portanto, o tamanho dos arquivos. O padrão MP3 está normatizado através de normas internacionais, publicadas em meados dos anos 90.

Quando se codifica em MP3, temos de escolher a taxa de bits. Quanto menor a taxa de bits, mais informação é jogada fora, logo menor é o arquivo e pior sua qualidade. A maior taxa de bits suportada é 320 kbits/s, que gera a menor perda de qualidade, pois a compressão é pouco superior a quatro vezes ao arquivo do CD. Nessa taxa a qualidade é boa, sendo que artefatos de compressão dificilmente são ouvidos. Mas há informação descartada, que apesar de não ser ouvida por nós, faz com que o MP3 seja muito criticado por apresentar perdas de qualidade, por menor que estas sejam. E existem artefatos do padrão de compressão que podem ser ouvidos em condições especiais.

Quando a compressão é significativa, começam a aparecer artefatos audíveis, que são detalhes não presentes no som original. Adicionalmente, há detalhes musicais que são difíceis de serem comprimidos efetivamente, como por exemplo, o início de notas de piano ou de percussão, que podem apresentar oscilação ou eco. Isso é um sinal de que há problemas como a compressão excessiva, o encoder ou o decoder utilizados que podem ser de baixa qualidade, e também de problemas intrínsecos da codificação do padrão MP3. Como a norma que define o MP3 permite que se construa o encoder e o decoder de formas diferentes, a qualidade do software começa a exercer influência gerando um resultado melhor ou pior. Na ponta do encoder, os parâmetros escolhidos também são bastante importantes.

Entre as taxas de bits especificados na norma, algumas são as mais usadas, como 128, 256 e 320 kbit/s, com taxas de amostragem de 44.1 ou 48kHz. A taxa de amostragem de 44.1kHz é geralmente a mais comum, pois é a utilizada em CD's, que usualmente é a origem dos arquivos MP3. Como já citamos, conforme a tecnologia avança, vemos mais arquivos gravados em 320 kbit/s e 44.1kHz. Há dois tipos de arquivos MP3: um que usa uma taxa de bits para todo o arquivo (chamado de Taxa de Bits Constante ou CBR em inglês), que torna a codificação simples e rápida e outro utilizando a taxa de codificação variável (ou VBR em inglês). A ideia é que se possa variar a taxa de bits conforme a densidade musical do arquivo a ser codificado. Em

alguns casos, é possível especificar a qualidade desejada e deixar o trabalho todo com o encoder.

As principais limitações do padrão MP3 são as seguintes: perda de informação e qualidade, introdução de artefatos audíveis, baixa resolução em sinais transitórios e eco antecipado ao sinal. Todas essas limitações podem ser ouvidas em certas condições.

Os arquivos em MP3 se tornaram padrão para distribuição e armazenamento de música em formato digital. Vemos hoje a adoção de taxas de bit mais elevadas, como 320 Kbits/seg, em codificações com 16 bits e 44.1kHz, ou seja, com compressão de 4.4 vezes. Um minuto de música nessa condição passa a ocupar pouco mais de 2 Mbytes em vez dos 10 Megabytes do CD, com um custo audível pouco perceptível, utilizando-se os melhores encoders e decoders.

Mas com a evolução da tecnologia, vemos que outras formas de codificação sem perdas estão se tornando cada vez mais populares, como o padrão FLAC, que inclusive é a principal escolha quando se fala em áudio em alta resolução.

Trataremos dessas tecnologias em outro artigo, em breve.

Até lá!



Uma Questão de Opinião

Enquanto aguardavam o pão na chapa com o café “pingado” ficarem no ponto, nossos amigos trocavam ideias sobre uma situação que estavam vivenciando.

- Jogar tudo no lixo é um absurdo, Zé Maria! Já imaginou quantos componentes ainda estão em bom estado, naquele monte de placas?

- E foi assim que na outra oficina acabamos tendo de colocar um monte de tubos e gabinetes no lixo. Virou uma sucata que ninguém mais queria.

- Concordo Carlito! Daquilo tudo sobraram vários flaibeques, uma caixa de transistores de potência e uma sucata infundável de resistores de fio. Tempos depois, de nada mais serviam.

- Viu só, Toninho? Acho melhor darmos fim àquela sucata que está começando a se formar no quintalzinho dos fundos. A começar com aqueles dois monstros de Plasma que seu Alcir abandonou já faz tempo.

- Chegou o nosso “pingado”! Vamos andar rápido porque são quase nove horas!

Já na oficina, chegou a hora de distribuir as tarefas do dia;

- Opa... Carlito ficou de dar a dica sobre a troca dos componentes SMD. Já esqueceu? Ontem já deixei sobre a bancada o pré-aquecedor do Silvano.

*** Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica**

- Havia me esquecido. Mas já que você já deixou tudo preparado, vamos lá! O primeiro passo será isolar com alumínio laminado os componentes em torno do CI que irá ser removido. Em seguida, vamos ajustar a temperatura da placa do pré-aquecedor para o máximo. Com isso, a parte superior da placa, onde está localizado o CI, deve atingir cerca de 170 graus Celsius.

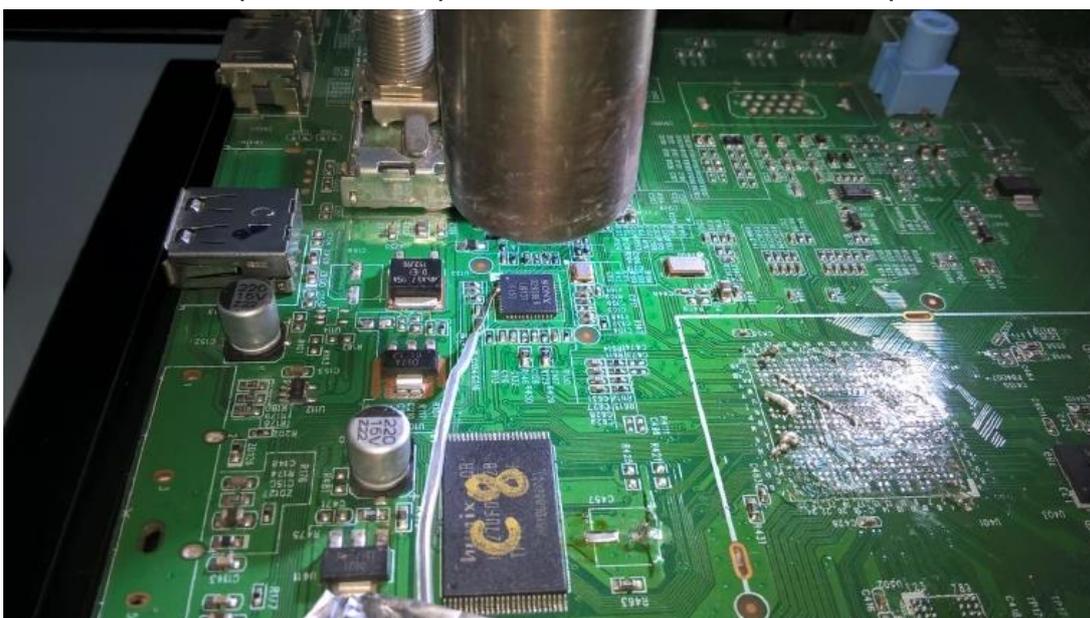


- Mas assim não vamos fundir a solda, Carlito.

- Calma! Aí é que entra o soprador de ar quente

- Entendi.... Mas qual a temperatura do ar quente?

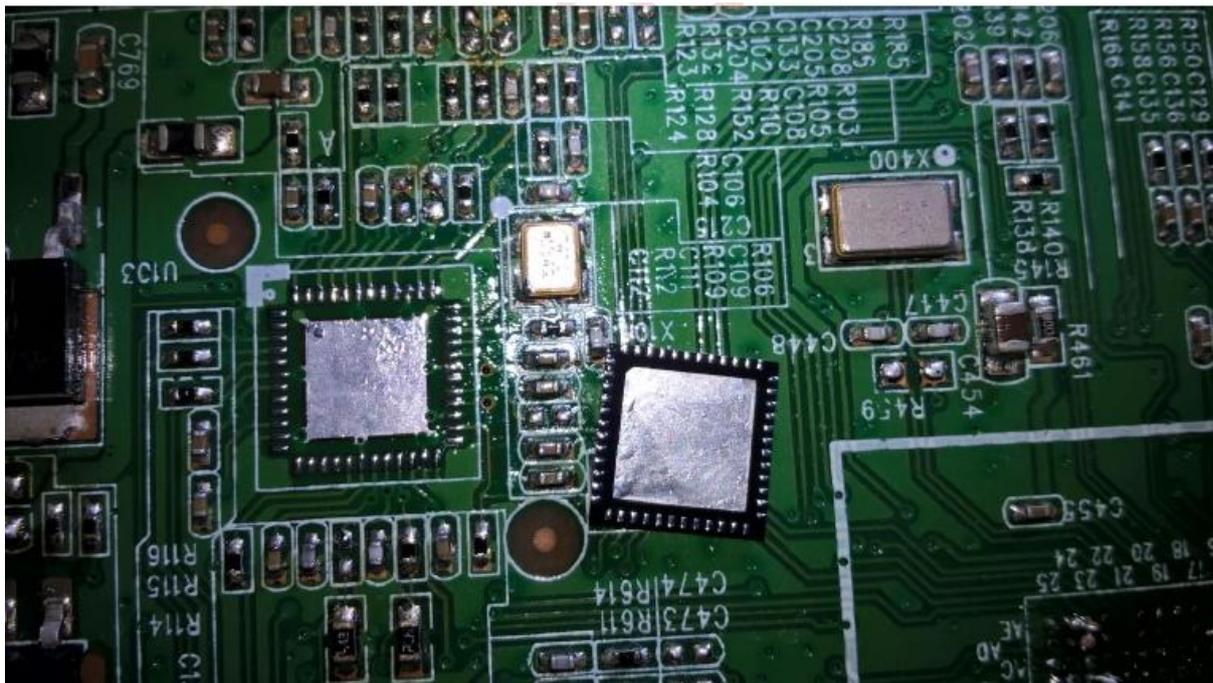
- Em torno de 250 graus, Toninho, mas veja que a estação de ar está sem o bico, ajustando-se mais ou menos ao tamanho do componente a ser removido. Observe que o sensor de temperatura está próximo ao CI e isso é muito importante.



- Estou percebendo.... Vai aproximar mais a ponta do soprador da placa ou deixar como está?

- Isso irá depender das dimensões do componente a ser removido. Mas pode deixar a cerca de 1 cm de distância... agora encoste a ponta da pinça no CI... tente movimentar um pouco... assim! Pode retirar ele. Vá com fé, Toninho!

- Consegui!!! Agora já posso pensar na substituição.



- Bem lembrado! E qual a melhor maneira de soldar o novo CI, Carlito?

- Antes é preciso limpar tudo muito bem com álcool isopropílico e examinar os terminais para ver se não existe algum curto-circuito. Se tudo estiver em ordem, costumo usar um pouquinho de solda em pasta, apenas para ajudar.

- Essa daqui, Carlito?

- Isso, Toninho essa de tubinho. Agora é só ajustar o novo CI e aquecer tudo novamente. Viram só? Agora é uma questão de praticar. Temos dezenas de placas danificadas na sucata, prontas para o sacrifício.

- Gostei.... Fiquei até animado para pegar esse Philips de 46 polegadas.

- O que ele tem, Zé Maria?

- Segundo o que Toninho escreveu, está inoperante.

- Aposto que é o cabo de força, a tomada ou o fusível!

- Se fosse um televisor de uns 20 anos atrás, até que poderia ser, mas você sabe muito bem que esse tipo de coisa é muito difícil de acontecer hoje em dia. Prepare-se para mais uma tempestade!

- Até eu fiquei com medo, Zé Maria. Vamos destrinchar mais este! Qual o modelo?

- Está na mão... 46 PFL7606D. Resta uma busca ao esquema.

- Já tomei essa providência ontem à tarde, logo que o TV foi entregue e... não temos o esquema!

- Olhe, Toninho, de um modo geral, os circuitos de uma mesma série são muito parecidos e uma busca em modelos semelhantes nos poderá ajudar.

- Vou ver nos esquemas do Silveira. Enquanto isso, abra o televisor para que possamos ver os códigos das placas.

Uns quinze minutos defronte ao notebook foram suficientes para que Zé Maria aparecesse com uma solução:

- Este daqui... o modelo 40PFL5606 é praticamente igual, exceto a alimentação dos LED's... Como Carlito bem lembrou, vale sempre a pena comparar com os modelos semelhantes.

- Vocês já olharam bem para esta placa?

- Olhei sim, Carlito. Enquanto Toninho tentava arrumar um esquema.

- Acho bom vocês abrirem bem os olhos e fazer uma inspeção visual. Sem bulir em nada... não toquem em cabos ou na placa.

- Deixe ver... Me parece tudo em perfeitas condições!

- Achei!!! Olhe bem aqui, Toninho! Este CI está rachado.

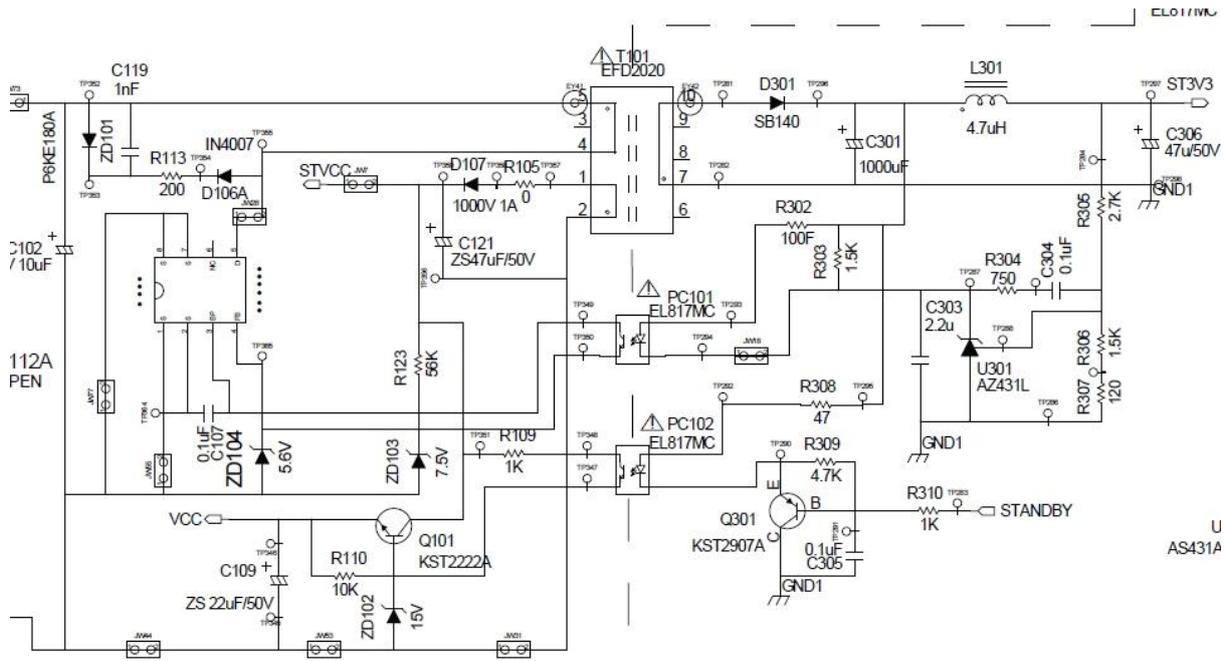
- É mesmo! Bem aqui, quase na extremidade. Agora é só trocar ele!

- Deixe olhar bem. É um LNK362 PG, que claro, não temos!

- Deixe ver a listagem. Hum... temos o LNK362 PN. Vamos verificar em algum site para ver se podemos fazer a substituição!

- É um conversor AC-DC e, pelo que estou vendo, este "N" final se refere somente ao tipo de terminal. Vamos retirar o CI danificado, aproveitando o pré-aquecedor que ainda está na outra bancada.

Calma, gente! Vamos olhar o esquema. Um CI estourado não é coisa muito fácil de acontecer. Deve ter mais coisa escondida por aí!



- Olhando assim, o circuito parece ser bem simples, não?

- Vou começar com a substituição do CI. Depois examino o resto...

Não fosse a intervenção de Carlito, talvez a história terminasse por aqui, com um televisor avariado e a necessidade de substituir toda uma placa de impresso, mas...

-Eu disse para praticar. E muitas vezes! É para soldar o CI novo com um “cheiro” de solda. Se souber usar o fluxo corretamente, dá a impressão até que solda sozinho. Nada de tentar ajeitar com a pinça, use a lupa ou aquele microscópio que você liga em um monitor.

- De qualquer modo, está trocado! Agora vou verificar os componentes associados.

Uma meia hora depois, um pouco antes de ligar o televisor, era possível ler no bloco de apontamentos de Carlito: Diodos D 101, D 102 e D103 da fonte em curto; C102 de 10 microfarads trocado; ZD 104, Zener de 5,6V com sinal de sobreaquecimento; trocado.

- Já medi os resistores de baixo valor em torno do LNK e não encontrei nada de errado. Vamos ligar!

Como acontece muitas vezes, nada aconteceu...

- Veja se tem tensão no conector que vai para a placa principal, Toninho!

- Hum... Nada! Ah! E não temos os 3,3 Volts também.

- Hora de procurar com mais atenção os componentes associados ao LNK!

Zé Maria não precisou de muito tempo para identificar o culpado, um diodo Zener de 7,5 Volts, o ZD 103, ligado ao resistor R123, com uma fuga nada desprezível.

- Ligue agora, Toninho! Viu só? Perfeito!

- Mas como você testou o diodo Zener, Carlito?

- Com esse teste que montei tempos atrás, um projeto de meu amigo Yared!

- Deixe ver... Me parece bem simples, não? Tem o esquema aí?

- Em princípio é bem simples sim, mas você só vai saber os detalhes na revista Antenna deste mês!

Caso de oficina relatado no Fórum Tenet, por Dili – RS, a quem agradecemos.

O Primeiro Voltímetro A Gente Nunca Esquece

Paulo Brites*

O título deste artigo parafraseia um dos slogans mais repetidos no Brasil – “o primeiro Valisère a gente nunca esquece” - que surgiu, pode-se dizer, numa ousada campanha publicitária para a época, criada em 1987 por Washington Olivetto.

Você acreditaria se eu dissesse que meu “primeiro voltímetro”, que eu nunca esqueci, foi construído basicamente com um potenciômetro linear, um resistor e tchan, tchan, tchan uma lâmpada neon?

Chamar de “voltímetro” é exagerar um pouco, melhor seria chamá-lo de “indicador de voltagem”, mas aí perderia um pouco o apelo sensacionalista que o título do artigo nos dá!

Se você é da “velha guarda da eletrônica”, como eu, talvez acredite e, quem sabe, até tenha construído um, bem antes do comercial da Valisère ter ido ao ar.

O meu, por volta de 1962, quando eu fazia o meu primeiro curso de “Eletrônica” (também nunca esqueci) do Instituto Monitor. Na verdade, não era exatamente um Curso de Eletrônica e chamava-se Curso de Rádio e Televisão, literalmente à distância, pois o material vinha pelo Correio, que naqueles tempos funcionava razoavelmente bem aqui no Brasil e não era absurdamente caro como atualmente.

Numa das aulas do Curso de Rádio e Televisão foi sugerida a montagem deste “voltímetro com lâmpada neon”. Infelizmente não tenho mais a montagem que fiz na época. Naqueles “anos dourados” ainda nem existiam os multímetros digitais e os analógicos custavam muuuuito caro.

O Instituto Monitor mandava o material para o aluno montar um analógico numa mala de madeira que, “não era assim uma Brastemp”, mas valia muito pelo aprendizado que ficava com a sua construção. Entretanto, este material só começava a ser enviado após o pagamento de um determinado número de parcelas, quase no final, por razões óbvias, e aí entrava, como preliminar, o tal “voltímetro” com lâmpada neon.

***Professor de Matemática e Técnico em Eletrônica**

Hoje não faz mais sentido pensar numa “coisa” destas, considerando-se que ele só começava a “medir” tensões acima de 100V, aproximadamente, e a acurácia da medida era bastante precária, chegando a ser pior que 10%. Todavia, levando-se em conta que estávamos na época das válvulas, uma boa parte das tensões que precisávamos medir, ou melhor, “descobrir”, ficavam, geralmente, acima deste valor.

“Media” tensões AC e DC até 500V aproximadamente, e ainda indicava a polaridade. Enfim, acho que dá para dizer que era melhor do que não ter nada!

E por que eu trouxe este assunto “nostálgico” aos leitores de Antenna em pleno século XXI?

Seria puro saudosismo?

Eu prefiro dizer que quando não temos recursos à nossa mão precisamos ser criativos. É o velho ditado: - Quem não tem cão, caça como gato! Aliás, esta talvez seja uma das razões para o brasileiro ser considerado um povo criativo, a eterna falta de dinheiro.

Mas tenho também duas outras razões.

A primeira é apresentar as lâmpadas neon, para quem não conhece, e que tiveram seu apogeu na “eletrônica romântica”. A segunda é despertar nos mais curiosos o gosto pela pesquisa e por aprender sempre! Foi assim que eu aprendi e continuo a aprender até hoje.

O que é uma lâmpada Neon (para os novatos)

Certamente você já viu e até usou uma daquelas “chaves”, como a mostrada na fig.1, que os “eletricistas” utilizam, como um teste rápido, para descobrir quem é fase e neutro numa instalação elétrica. É claro que tem os “machões” que preferem descobrir levando choque! Você sabe o que tem dentro da chave de teste da fig.1?



Fig.1

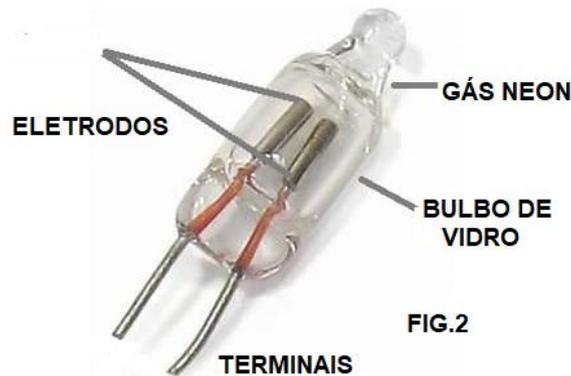
Exatamente: - uma lâmpada neon e um resistor. Simples assim!

Se nunca desmontou uma, convido-a fazê-lo como eu já fiz um dia. Seja sempre curioso e, se tiver filhos, incentive-os a sê-lo.

As lâmpadas neon foram bastante utilizadas, lá pelas décadas de 50 e 60, entre muitas outras funções, como indicadores de painel no lugar das lâmpadas de filamento que, atualmente, também já foram substituídas pelos LED's.

Elas são construídas em um pequeno bulbo de vidro, preenchido com gás neon, onde temos duas hastes metálicas que funcionam como eletrodos.

Veja a fig.2.



As hastes metálicas estão separadas e, portanto, se tentarmos medir a resistência entre os terminais encontraremos um valor superior a 100Mohm, pois o gás, quando não ionizado, atua como um isolante. Entretanto, é preciso cuidado, pois não podemos ligar a lâmpada diretamente a uma fonte de tensão, seja ela AC ou DC, porque o gás poderá ser ionizado imediatamente, dependendo do valor desta tensão, passando a conduzir e produzindo uma alta corrente que destruirá a “pobrezinha”.

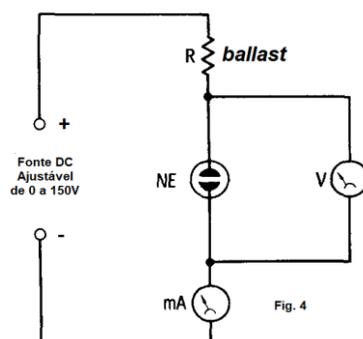
Na fig.3 vemos uma lâmpada neon com um resistor em série para limitar a corrente que circulará quando o gás for ionizado e começar a conduzir.



Como funciona uma lâmpada neon

O funcionamento destas lâmpadas envolve entender um fenômeno físico um pouco complicado e exigiria entrar em questões relacionadas ao comportamento de átomos, quando excitados por uma “força” externa como a luz, um campo elétrico ou eletromagnético e a produção de íons positivos, com os quais a maioria das pessoas não está familiarizada, mas prometo que não irei “fundir sua cuca” com este assunto.

Tentarei ser o mais sucinto e didático possível para mostrar ao leitor o que “interessa”, com o auxílio do circuito da fig.4 e a análise do gráfico tensão versus corrente de uma lâmpada neon mostrado na fig.5. Na fig.4 temos um circuito básico para entender o funcionamento de uma lâmpada neon, fugindo da “complicação” de átomos e íons, que deixo para os físicos de plantão.



Para os técnicos em eletrônica, basta ter uma fonte de tensão DC ajustável de 0 a 150V e um resistor R, denominado *ballast*, que tem a missão de controlar a corrente na lâmpada. Teremos ainda um voltímetro digital ou analógico, tanto faz, para medir a queda de tensão nos terminais da lâmpada como todo voltímetro que se preza. E, finalmente, um miliamperímetro que, neste caso, deve ser preferencialmente o bom e velho analógico “de ponteiro”, para medir, obviamente, a corrente no circuito e na lâmpada.

Nada do outro mundo!

Passemos a análise do gráfico tensão versus corrente mostrado na fig.5.

No eixo vertical do gráfico temos a **tensão que irá aparecer sobre os terminais da lâmpada** à medida que aumentarmos a tensão da fonte, enquanto no eixo horizontal temos a corrente elétrica no circuito e por consequência no interior do bulbo da lâmpada.

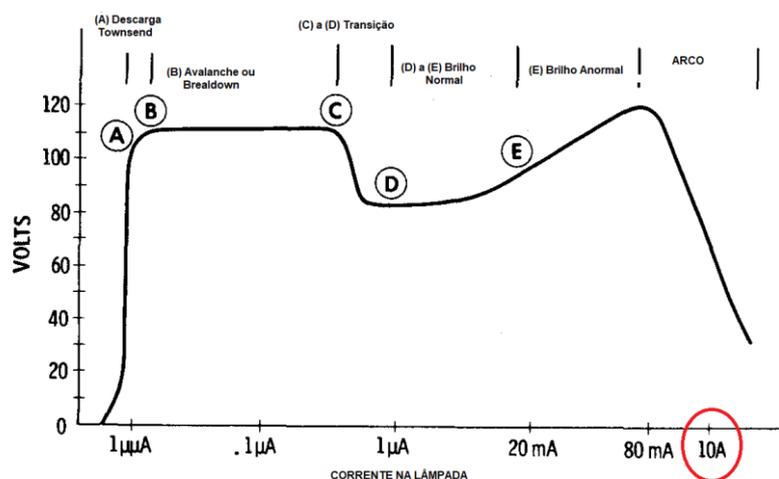


Fig. 5

Vale ressaltar que os valores **de tensão no eixo vertical** do gráfico da fig.5 **representam a tensão nos terminais da lâmpada** e não devem ser confundidos com a tensão da fonte ajustável. Observe que até chegarmos ao ponto A, conhecido como **Descarga Townsend**, a corrente no circuito e, portanto, na lâmpada, é muito baixa, da ordem de pico-ampères.

Uma boa parte desta pequena corrente é obtida por efeito foto elétrico sobre o gás, caso a lâmpada esteja em um ambiente iluminado. Ao atingir o ponto A passamos a ter um campo elétrico nos terminais da lâmpada suficientemente forte para produzir a ionização do gás, com uma avalanche de elétrons que vai do ponto B ao ponto C e a corrente na lâmpada vai aumentando, mas a lâmpada ainda está “apagada”.

No ponto C ocorre uma transição até D com a tensão nos terminais da lâmpada caindo e neste instante começamos a ver um **brilho alaranjado** (característico do gás neon) **em volta do terminal que está ligado ao polo negativo da fonte**. Entre os pontos D e E o brilho fica “normal” e a tensão nos terminais da lâmpada quase constante.

É aqui que vai surgir a ideia de usar a lâmpada neon no “voltímetro”, como veremos depois. Repare que agora a lâmpada conduz e o resistor R (*ballast*) será importante para controlar a corrente nela.

Se continuarmos a aumentar a tensão da fonte externa a corrente aumentará cada vez mais e, por conseguinte, o brilho vai ficando cada vez mais forte. A tensão nos terminais da lâmpada volta ao patamar inicial do ponto A e forma-se um efeito chamado “arco” de intensa cor azul e que destruirá a lâmpada.

Dois valores de tensão nos terminais da lâmpada podem nos interessar, a saber, a tensão de avalanche ou *break down* e a tensão de manutenção. Os valores dependerão de características das lâmpadas, mas sempre ficarão na seguinte faixa de valores:

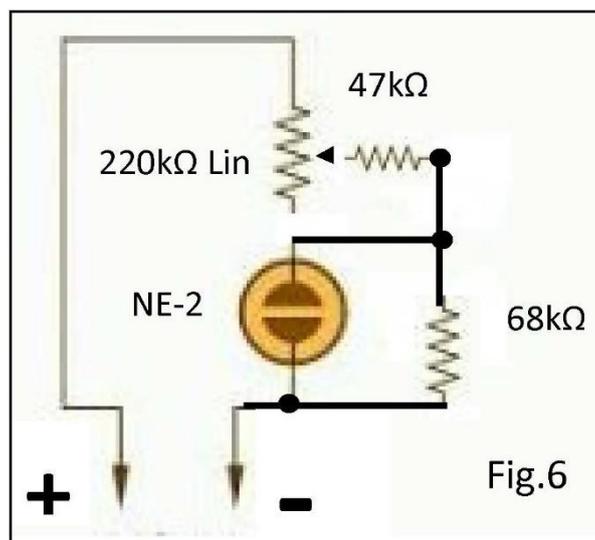
- 1) Tensão de *break down* entre 55 e 150V;
- 2) Tensão de manutenção entre 50 e 80V.

Estas informações me parecem que são suficientes para começarmos a construir nosso “primeiro voltímetro”, ou melhor, indicador de tensão. Antes, porém, gostaria de mencionar que muitas experiências interessantes podem ser feitas com as lâmpadas neon.

Coloquei na pasta de “livros grátis” do [meu site](#) cópias em PDF de dois livros interessantes, para quem quiser se divertir fazendo alguns experimentos com lâmpadas neon.

Construindo o “voltímetro”

Na fig.6 eu mostro uma “proposta” para quem quiser construir um “voltímetro” com lâmpada neon similar ao “meu” de 1962.



Os valores dos componentes podem variar de acordo com a lâmpada que for usada, mas entendendo como funciona você poderá fazer “ajustes” para obter os resultados desejados.

O resistor de $47k\Omega$ não é obrigatório e talvez precise ser alterado para um valor menor. Ele evita que, por distração, se aplique uma tensão muito alta diretamente à lâmpada, produzindo um arco com a consequente destruição da “coitadinha”.

As lâmpadas neon disparam (acendem) como uma tensão entre 55 e 150V. Depois que elas acendem podemos baixar um pouco a tensão (50 a 80V) que continuarão acesas.

Ajustando o “voltímetro”

Aplicamos a maior tensão a ser “medida” nos terminais positivo e negativo do circuito e vamos girando o potenciômetro no sentido anti-horário da posição máxima para a mínima até a lâmpada acender. Com o auxílio de um “voltímetro de verdade” verificamos qual o valor desta tensão e anotamos no disco de cartolina que vai servir de “escala”.

Diminuímos a tensão e novamente giramos o potenciômetro até a lâmpada voltar a acender. Repetimos esta operação várias vezes até o potenciômetro atingir o valor mínimo. Para o circuito da fig.6 eu usei tensões de teste entre 120V e 300V DC.

Na fig.7 eu mostro a montagem que fiz para realizar os testes, que são apresentados num vídeo do meu canal <https://www.youtube.com/c/AprendaEletronicacomPauloBrites>.



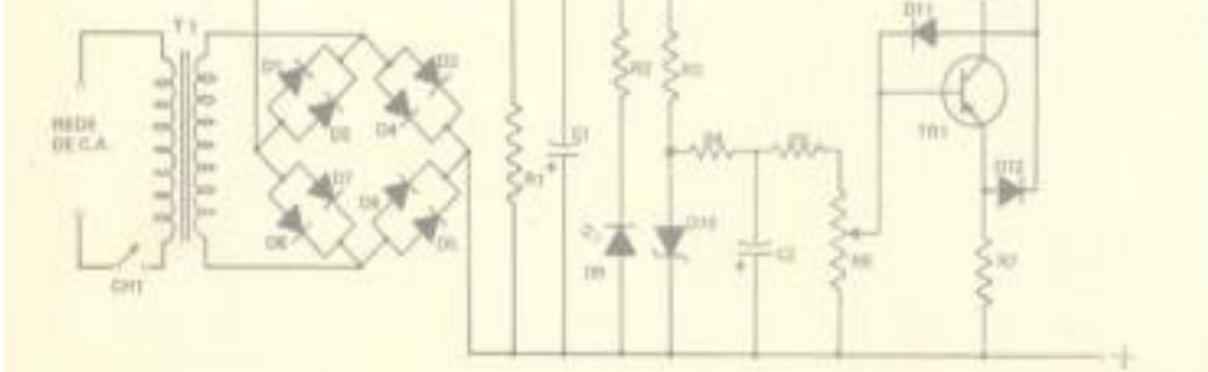
Finalmente, você deve estar a querer perguntar: se você ainda não tinha um “voltímetro de verdade”, lá nos tempos do Instituto Monitor, como fez o ajuste?

Eles mandavam o kit com as peças e o “disco” com a escala e só tínhamos que montar e “acreditar”. Simples assim...

Para os circuitos de “rádios valvulados” daqueles tempos dava para quebrar um galho porque variações de tensão, às vezes, de até 20% não chegavam a ser problema.

Para mim, o que ficou daqueles tempos foi o aprendizado sólido que me acompanha até hoje e que, certamente, me ajudou a ir acompanhando e entendendo as novas tecnologias.

Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua (conversor CA/CC) Com Regulador Linear – Parte VI



Álvaro Neiva*

Regulação II

Os Reguladores Lineares: Análise e Projeto do Regulador Série

- I. Revisão do artigo anterior

Regulador Série (básico)

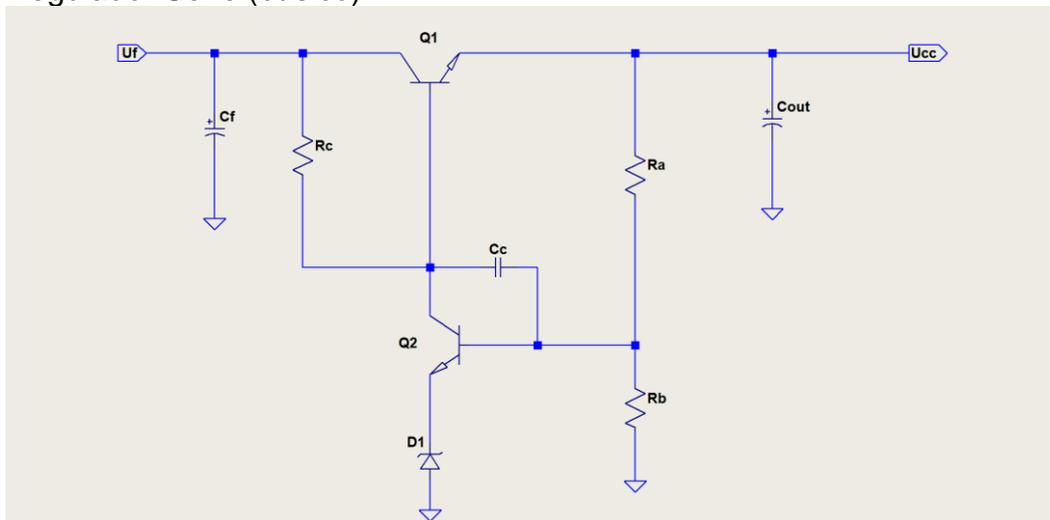


Figura 1

*Engenheiro Eletricista

O regulador série básico da figura 1 pode ter o desempenho melhorado e ampliado com algumas alterações bastante simples (figura 2):

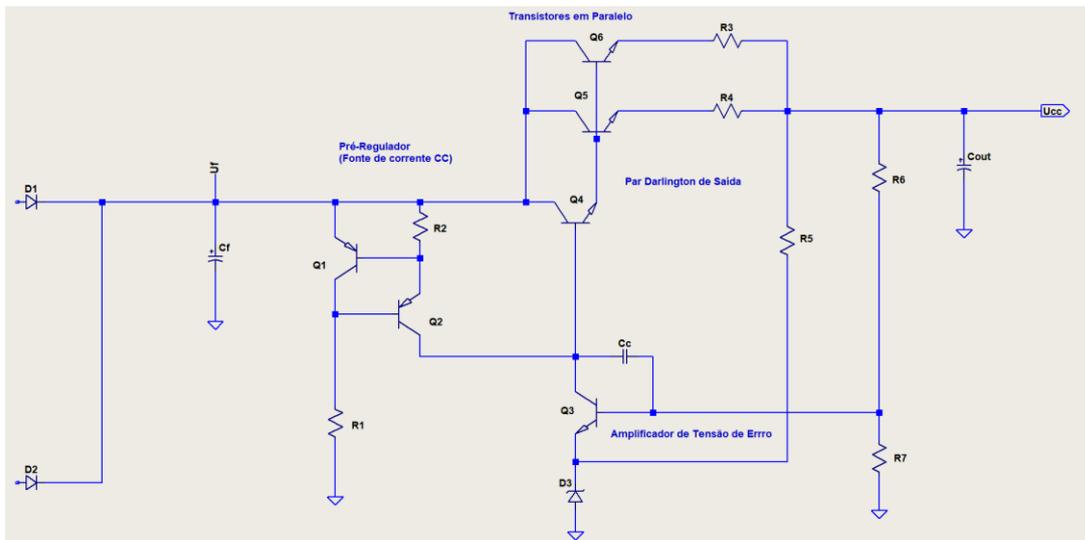


Figura 2

A primeira alteração é a substituição do resistor de carga do transistor Q3 pela fonte de corrente formada pelos transistores Q2, Q1 e resistores R2 e R1.

A segunda alteração é a substituição do transistor de saída por uma composição Darlington entre Q4, Q5 e Q6, com dois transistores em paralelo (Q5 e Q6), para reduzir a corrente e dissipação em cada um, aumentando o ganho de corrente da etapa em série com a carga e aumentando o ganho de tensão do amplificador CC formado por Q3, Q4, Q5 e Q6.

Essa realização do regulador linear com transistores discretos pode ser interessante para tensões e correntes acima da capacidade de reguladores integrados, essencialmente por sua simplicidade.

Descrição do funcionamento:

1. Os transistores Q1 e Q2 formam uma fonte de corrente constante com valor determinado por R2;
2. Q3 é um amplificador de erro, funcionando no modo de transcondutância, já que a corrente de coletor de Q3 vai ser determinada pela sua V_{be} , que vai ser a diferença entre uma fração da tensão de saída e a tensão do Zener de referência;
3. Q4, Q5 e Q6 formam um transistor composto de passagem. Usam a configuração Darlington para aumentar o ganho de corrente do conjunto. Q5 e Q6 são usados em paralelo para aumentar a capacidade de corrente, dissipação e reduzir a temperatura de operação em cada um deles. R3 e R4 são resistores de emissor para equilibrar as correntes entre Q5 e Q6 e podem ser usados para definir uma corrente limite de proteção para Q5 e Q6;

4. R1 deve ter o valor necessário para fornecer umas 5 a 10 vezes o valor de corrente de base que Q2 vai precisar para conduzir a corrente de saída pretendida;
5. R2 determina a corrente CC de coletor de Q2 através da condução de Q1, controlada por sua V_{be} ;
6. A corrente de base do Darlington de passagem virá da diferença entre a corrente de coletor de Q2 e a de Q3;
7. R5 vai ajustar a corrente ótima para o diodo Zener escolhido e acelera a partida da fonte, com uma pequena realimentação positiva;
8. R6 e R7 ajustam o ganho do amplificador de erro, determinando a tensão de saída em função da tensão do Zener e V_{BE} de Q3;
9. C_{out} e C_c vão determinar o comportamento da fonte para cargas com componentes CA ou comportamento transitório;
10. Os diodos retificadores e capacitor de filtro vão ser dimensionados, em primeira aproximação, de acordo com a corrente de carga CC e a tensão mínima aceitável sobre o capacitor de filtro.
11. Mas o efeito de componentes CA na corrente drenada pela carga terá de ser considerado.

II. Exercício de Projeto

Exemplo:

Projetar uma fonte de alimentação com regulador série, com pré-regulador, capaz de fornecer $\pm 60V_{cc}$. Usar transformador com secundário dividido (Center Tap), tensão de entrada de 108 a 140V. A fonte vai alimentar um amplificador de potência com estágio de saída push-pull classe B com carga mínima de 4 ohms. Verificar a especificação de corrente da fonte, dimensionar todo o circuito e o transformador de alimentação.

Passos:

1. Determinar a corrente de saída da fonte:
 - 1.1. Um estágio de saída push-pull tem dois transistores que conduzem, cada um, durante meio ciclo de um sinal senoidal na saída. A forma de onda da corrente, em cada uma das fontes, consideradas simétricas, será a de uma senoide retificada em meia onda:

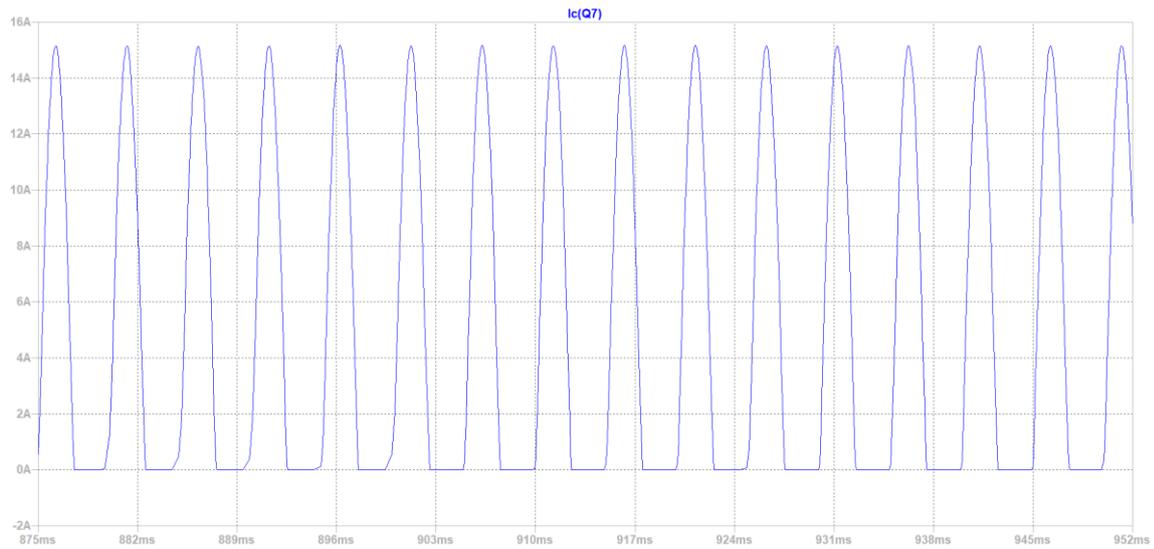


Figura 3

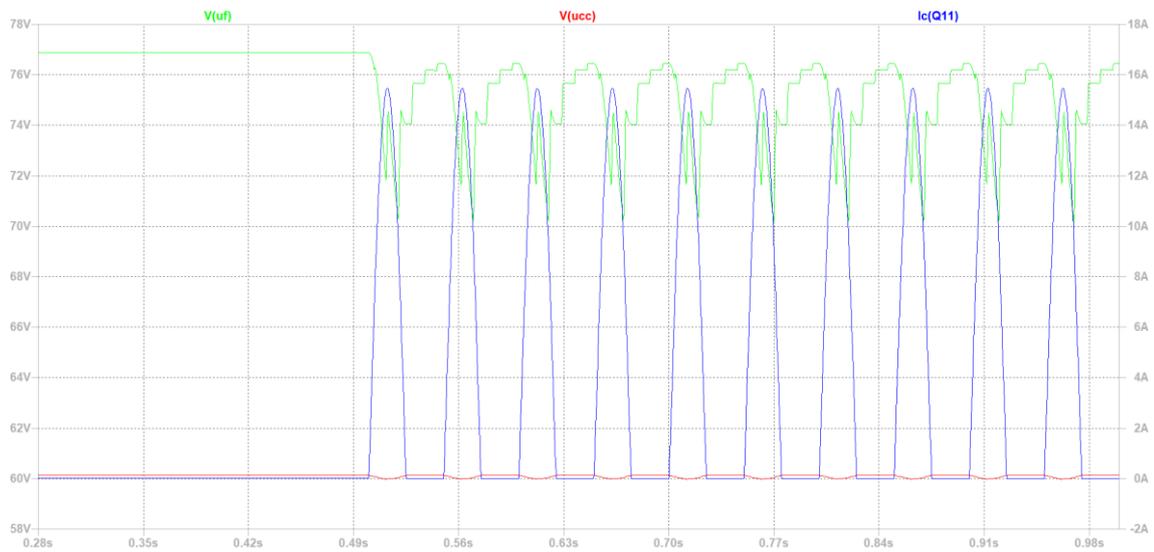


Figura 4

Em verde, a tensão sobre o capacitor de filtro de entrada, em azul a corrente drenada e em vermelho a ondulação na saída do regulador.

O valor CC ou médio da corrente pulsante, nesse caso, será $\frac{I_{pico}}{\pi}$.

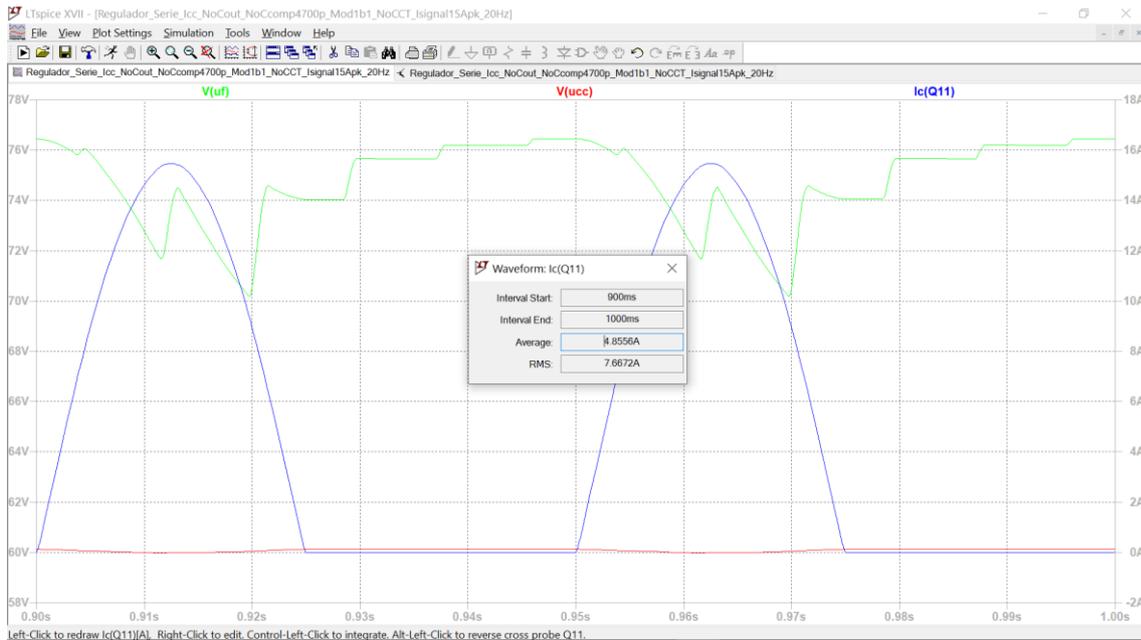


Figura 5

Observem o valor de pico 3,14 vezes o valor CC.

Uma mudança completa em relação ao comportamento com uma carga resistiva, visto abaixo:

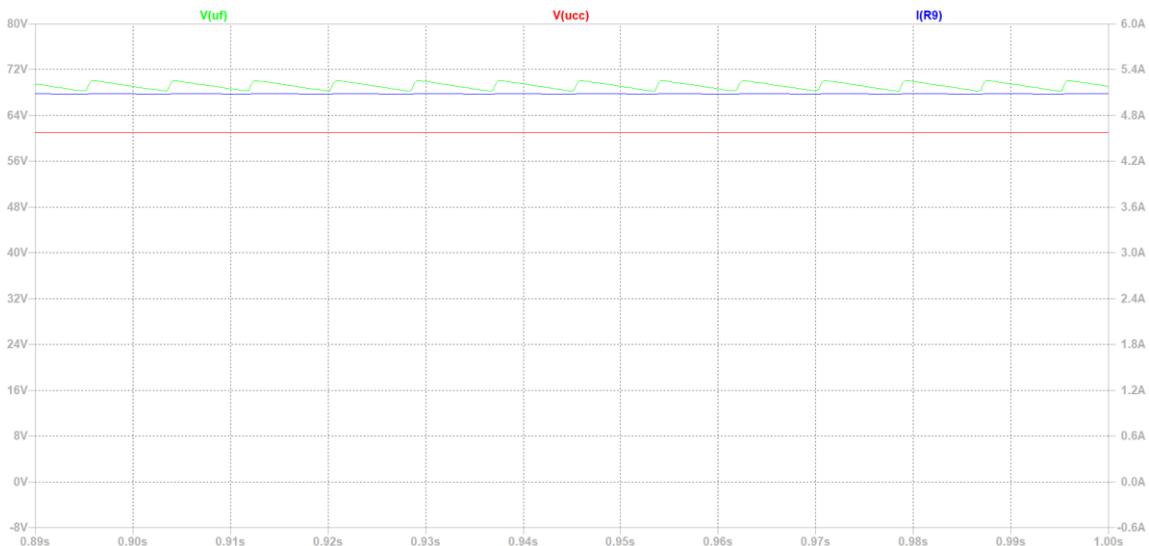


Figura 6

A corrente fornecida pela fonte à equipamentos eletrônicos reais, que realizam processamento de sinais (amplificação, filtragem seletora em frequência ou conformação de onda), vai ter sempre componentes de Corrente Alternada superpostos à um valor médio de Corrente Contínua.

Isso demonstra a necessidade de dimensionar os capacitores de filtro não só para a ondulação de 120Hz, mas também, para reduzir a ondulação causada pela frequência mais baixa a ser reproduzida pelo amplificador, e que vai aparecer na corrente drenada pelo estágio de saída. Isso pode ser verificado nas figuras 4 e 5, onde a ondulação na saída aparece, essencialmente, devido à corrente drenada pelo transistor que simula a metade do estágio push-pull.

Mais ainda, o valor de pico da corrente alternada drenada vai ser fornecido pelos transistores de passagem, e precisa ser incluído no dimensionamento da fonte e transistores de passagem.

Portanto, conhecer a natureza da carga ligada à fonte de alimentação é imprescindível para seu projeto adequado.

No nosso exemplo, o valor de pico da corrente de saída não pode exceder, com uma carga resistiva de 4 ohms, o valor de:

$$I_{pico} = \frac{U_{CC}}{R_L} = \frac{60}{4} = 15A$$

O valor médio da corrente fornecida pela fonte (um semiciclo retificado da corrente alternada fornecida pelo amplificador) será:

$$I_{CC} = \frac{I_{pico}}{\pi} = \frac{15}{3,14} = 4,8A$$

A tensão mínima de entrada deve ser uns 3 ou 4V acima da tensão de saída para compensar a queda de tensão da V_{BE} e nos resistores de emissor dos transistores de saída e seus drivers.

Para reduzir a ondulação e tensão de entrada do regulador, vamos usar um valor maior do parâmetro de filtragem escolhido por O. Schade:

$$377 \cdot C_f \cdot R_L > 100$$

Então, para C_f em microfarads:

$$C_f = \frac{10^8 \cdot I_{CC}}{377 \cdot U_{CCmin}} = \frac{10^8 \cdot 4,8}{377 \cdot 65} = 19587 \mu F \cong 20.000 \mu F$$

O módulo da impedância do capacitor na frequência do sinal será:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 0,02} = 0,4 \Omega$$

Isso indica uma queda de tensão provável de:

$$I_{pico} \cdot X_C = 0,4 \Omega \times 15A = 6V$$

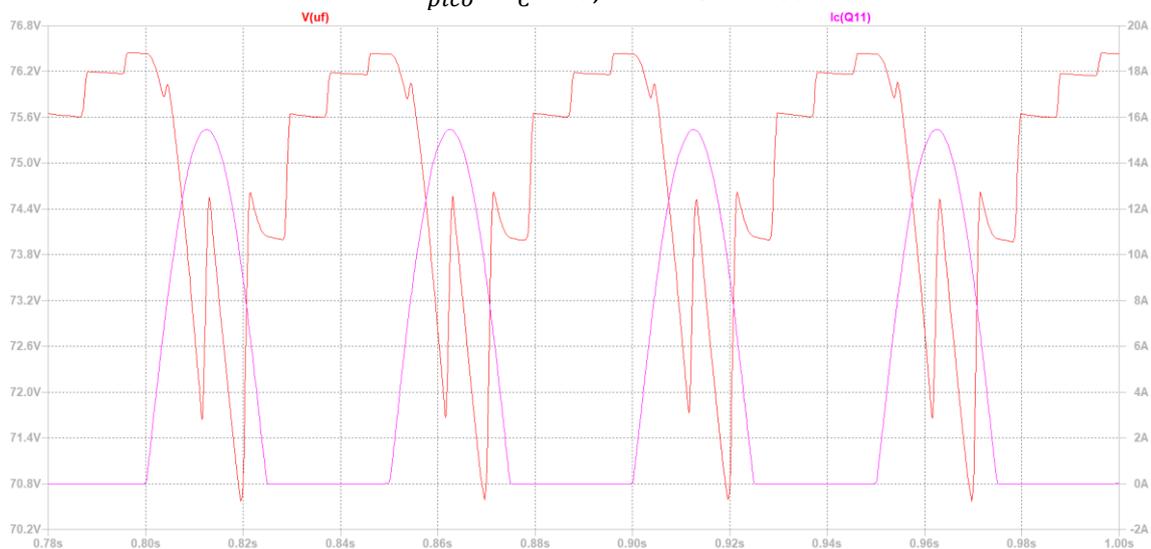


Figura 7

$$U_{sec} = \frac{(U_{out} + \Delta V + V_{rpp} + V_D)}{0,85 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\left(U_{out} + \Delta V + \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} + V_D \right)}{0,85 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\left(60 + 4 + \frac{4166 \cdot 4,8}{20000} + 0,7 \right)}{0,85 \cdot \sqrt{2}} = \frac{(60 + 4 + 1 + 0,7)}{0,85 \cdot \sqrt{2}} = \frac{65,7}{1,2} = 54,8 \cong 55V_{rms}$$

Com rede normal e sem carga, desprezando a impedância interna do transformador, a tensão de entrada máxima para o regulador será de:

$$U_f = 55 \cdot \sqrt{2} - 0,7 = 77,1V$$

Com rede alta e sem carga:

$$U_{fmax} = 55 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1 - 0,7 = 84,9V$$

Poderíamos usar 4 capacitores de 5000 μ F x 100V em paralelo, aproveitando para reduzir a ESR, resistência série equivalente do conjunto de capacitores.

O próximo passo vai ser escolher os transistores de passagem:

$$P_{DmáxCC} > I_{CC} \cdot (U_{fmáx} - U_{CC}) = 5 \cdot (85 - 60) = 125W$$

$$I_{cmáx} > I_{Lpico} = 15A$$

Valores altos o suficiente para indicar o uso de pelo menos 2 unidades em paralelo.

Mas tem outras considerações em jogo.

- a) A Área de Operação Segura (SOAR) do transistor escolhido precisa ser respeitada;
- b) O comportamento dinâmico, não CC, mas pulsado ou CA, da carga real usada, precisa ser avaliado também;

Um candidato:

2N3773

Transistor de potência em invólucro TO-204 metálico, com custo razoável e disponível.

NPN 2N3773*, PNP 2N6609

Preferred Device

Complementary Silicon Power Transistors

The 2N3773 and 2N6609 are PowerBase™ power transistors designed for high power audio, disk head positioners and other linear applications. These devices can also be used in power switching circuits such as relay or solenoid drivers, DC-DC converters or inverters.

Features

- Pb-Free Packages are Available**
- High Safe Operating Area (100% Tested) 150 W @ 100 V
- Completely Characterized for Linear Operation
- High DC Current Gain and Low Saturation Voltage
 $h_{FE} = 15$ (Min) @ 8.0 A, 4.0 V
 $V_{CE(sat)} = 1.4$ V (Max) @ $I_C = 8.0$ A, $I_B = 0.8$ A
- For Low Distortion Complementary Designs

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector - Emitter Voltage	V_{CEO}	140	Vdc
Collector - Emitter Voltage	V_{CEX}	160	Vdc
Collector - Base Voltage	V_{CBO}	160	Vdc
Emitter - Base Voltage	V_{EBO}	7	Vdc
Collector Current	I_C	16	Adc
- Continuous		16	
- Peak (Note 2)		30	
Base Current	I_B	4	Adc
- Continuous		4	
- Peak (Note 2)		15	
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150	W
		0.855	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

16 A COMPLEMENTARY
POWER TRANSISTORS
140 V, 150 W



TO-204
CASE 1-07

MARKING DIAGRAM



xxxx = 3773 or 6609
 A = Assembly Location
 YY = Year
 WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

*Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

Figure 8

NPN 2N3773*, PNP 2N6609

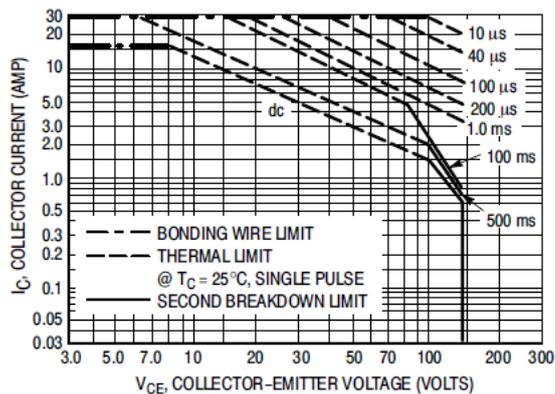


Figure 7. Forward Bias Safe Operating Area

Figure 9

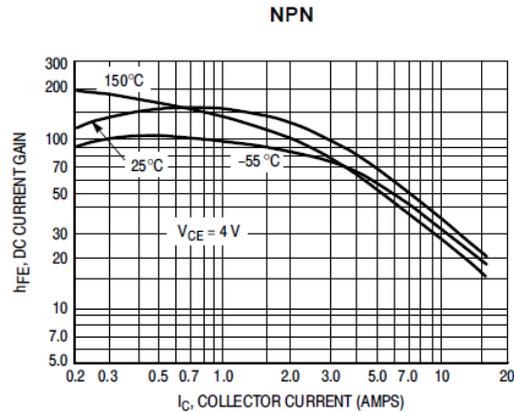


Figure 1. DC Current Gain

Figura 10

Considerando dois transistores em paralelo (Q5 e Q6), a corrente de pico fornecida por cada um será de 7,5A.

Levando esse valor ao gráfico de $h_{FE} \times I_C$ da figura 9, chegamos a um valor de h_{FE} de aproximadamente 30.

Isso vai significar uma corrente de pico de 0,5A a ser fornecida por Q4, que pode ser um transistor de média potência, $V_{cem\acute{a}x} \geq 100V$ como um TIP41C, ou melhor, um MJE15030 ($V_{cem\acute{a}x} = 150V$).

Features

- DC Current Gain Specified to 4.0 Amperes
 $h_{FE} = 40$ (Min) @ $I_C = 3.0$ Adc
 $= 20$ (Min) @ $I_C = 4.0$ Adc
- Collector–Emitter Sustaining Voltage –
 $V_{CEO(sus)} = 120$ Vdc (Min); MJE15028, MJE15029
 $= 150$ Vdc (Min); MJE15030, MJE15031
- High Current Gain – Bandwidth Product
 $f_T = 30$ MHz (Min) @ $I_C = 500$ mA dc
- TO–220AB Compact Package
- Pb–Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage MJE15028, MJE15029 MJE15030, MJE15031	V_{CEO}	120 150	Vdc
Collector–Base Voltage MJE15028, MJE15029 MJE15030, MJE15031	V_{CB}	120 150	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	8.0	A dc
– Peak	I_{CM}	16	
Base Current	I_B	2.0	A dc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	50 0.40	W W/ $^\circ C$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	2.0 0.016	W W/ $^\circ C$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150	$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	2.5	$^\circ C/W$
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ C/W$

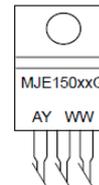
Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

**8 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON
120–150 VOLTS, 50 WATTS**



TO–220AB
CASE 221A–09
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



MJE150xx = Device Code
x = 28, 29, 30, or 31
G = Pb–Free Package
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

Figura 11

ON CHARACTERISTICS (Note 1)

DC Current Gain ($I_C = 0.1 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	40	-	-
($I_C = 2.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)		40	-	-
($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)		40	-	-
($I_C = 4.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 2.0 \text{ Vdc}$)		20	-	-

Figura 12

A corrente de base máxima de Q4 será de:

$$\frac{0,5}{40} = 12,5 \text{ mA}$$

Vamos então estabelecer a corrente do pré-regulador em 25mA.

O valor do resistor R2 será então:

$$R_2 = \frac{0,6}{0,025} = 24 \Omega$$

A dissipação será de $0,6 \text{ V} \times 25 \text{ mA} = 15 \text{ mW}$ e poderemos usar um resistor de $1/8 \text{ W}$, 1%

Vamos escolher para Q1 o MPSA 92 e Q2 o MJE350, Q3 o MJE340.

A corrente em R1 deve ser umas 5 vezes a corrente de base de Q2.

- Plastic Thermopad Package
- Pb-Free Package is Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	300	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	3.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	500	mA
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	20 0.16	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	θ_{JC}	6.25	$^\circ\text{C/W}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	300	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 300 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	-	100	μA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	-	100	μA

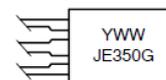
ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	30	240	-
--	----------	----	-----	---



TO-225
CASE 77
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



- Y = Year
- WW = Work Week
- JE350 = Device Code
- G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MJE350	TO-225	500 Units/Box
MJE350G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units/Box

Figura 13

$$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{h_{FEmin}} = \frac{25mA}{30} = 0,83mA$$

$$I_{R1} = 5 \cdot I_{BQ1} = 4,15mA$$

$$R_1 \leq \frac{U_f}{5 \cdot I_{BQ1}} = \frac{77V}{4,15mA} = 18,5k\Omega$$

Usaremos o valor padrão de 18kΩ;

A potência dissipada será de 77V x 4,15mA=0,32W

Usaremos um resistor de 1,6W, 5%

Os resistores de emissor dos transistores Q5 e Q6, R3 e R4 no diagrama da figura 2, devem proporcionar uma queda próxima à V_{BE} dos transistores com a corrente CC de projeto, como aproximação inicial.

$$R_3 = \frac{0,6}{2,4} = 0,25\Omega$$

Podemos usar 0,22Ω

$$P_{R4} = P_{R3} = I_{R3}^2 \cdot R_3 = 2,4^2 \cdot 0,25 = 1,44W$$

Vamos usar resistores de fio de 5W, 5%.

O próximo passo vai ser escolher o diodo Zener de referência:

Operating Temperature: -65°C to +175°C
 Storage Temperature: -65°C to +175°C
 DC Power Dissipation: 500 mW @ +50°C
 Power Derating: 4 mW / °C above +50°C
 Forward Voltage @ 200mA: 1.1 volts maximum

ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ 25°C

JEDEC TYPE NUMBER (NOTE 1)	NOMINAL ZENER VOLTAGE $V_Z @ I_{ZT}$ (NOTE 2)	ZENER TEST CURRENT I_{ZT}	MAXIMUM ZENER IMPEDANCE (NOTE 3) $Z_{ZT} @ I_{ZT}$	MAXIMUM REVERSE CURRENT $I_R @ V_R$		MAXIMUM ZENER CURRENT I_{ZM}
				μA	VOLTS	
	VOLTS	mA	OHMS			mA
1N4370A	2.4	20	30	100	1.0	155
1N4371A	2.7	20	30	60	1.0	140
1N4372A	3.0	20	29	30	1.0	125
1N746A	3.3	20	28	5	1.0	120
1N747A	3.6	20	24	3	1.0	110
1N748A	3.9	20	23	2	1.0	100
1N749A	4.3	20	22	2	1.0	90
1N750A	4.7	20	19	5	1.5	85
1N751A	5.1	20	17	5	2.0	75
1N752A	5.6	20	11	5	2.5	70
1N753A	6.2	20	7	5	3.5	65
1N754A	6.8	20	5	2	4.0	60
1N755A	7.5	20	6	2	5.0	55
1N756A	8.2	20	8	1	6.0	50
1N757A	9.1	20	10	1	7.0	45
1N758A	10.0	20	17	1	8.0	40
1N759A	12.0	20	30	1	9.0	35

Figura 14

Os diodos 1N75X tem corrente de teste 20mA, compatível com a corrente do pré-regulador e as unidades até 12V tem menor resistência interna, o que é importante para reduzir o ruído de 120Hz e harmônicos, que cheguem na corrente do pré-regulador.

Usar um valor maior de tensão de referência reduz o ganho necessário para chegar na tensão de saída desejada.

Vamos então usar um Zener de 12V 0,5W, valor fácil de conseguir.

O resistor R5 pode ser calculado para garantir 20mA para o Zener quando a corrente de base de Q4 for máxima.

$$I_Z = I_{CQ2} - I_{BQ4} + I_{R5} = 25 - 12,5 + I_{R5} = 20mA$$

$$I_{R5} = 20mA - 12,5mA = 7,5mA$$

$$R_5 = \frac{(U_{CC} - V_Z)}{7,5mA} = \frac{(60 - 12)}{7,5mA} = 6,4k\Omega$$

Podemos usar um resistor de 6,8kΩ, 1,6W, 5%.

Não é um valor crítico e pode ser usado um valor mínimo de corrente menor, como 5mA o que resultaria num resistor de 10kΩ, aproximadamente.

O resistor R5 forma um laço de realimentação positiva, que ajuda a obter uma partida rápida da fonte.

Mas, isso implica em fazer seu valor bem maior, aproximadamente (5x a 10x), que $h_{FE} \times I_Z$, para que a atenuação da tensão de saída seja suficiente para evitar instabilidades.

Os resistores R6 e R7 formam um divisor de tensão que determina a tensão de saída em função da tensão de referência e da V_{BE} do transistor Q3.

$$U_{CC} = (V_Z + V_{BE}) \cdot \frac{(R_6 + R_7)}{R_7}$$

Respeitando que:

$$\frac{U_{CC}}{(R_6 + R_7)} \geq 10 \cdot I_{BQ3}$$

Então:

$$\frac{U_{CC}}{10 \cdot I_{BQ3}} \geq (R_6 + R_7)$$

No pior caso:

$$I_{BQ3} \leq \frac{25mA}{h_{FEmin}} = \frac{25mA}{40} = 0,625mA$$

Então:

$$\frac{U_{CC}}{10 \cdot I_{BQ3}} = \frac{60V}{6,25mA} \geq (R_6 + R_7) = 9,6k\Omega$$

$$R_7 = (V_Z + V_{BE}) \cdot \frac{(R_6 + R_7)}{U_{CC}} = 12,6 \cdot \frac{9,6}{60} = 2,0k\Omega$$

$$R_6 = 9,6 - 2,0 = 7,6k\Omega$$

Podemos usar um resistor de 6,8kΩ em série com um de 820Ω, ou 6,8kΩ em série com um trimpot de 2,2kΩ ligado como reostato. R7 pode ser 2,2kΩ, e usaremos 6,8kΩ em série com um trimpot de 2,2kΩ ligado como reostato.

Circuito simulado no LTSpice:

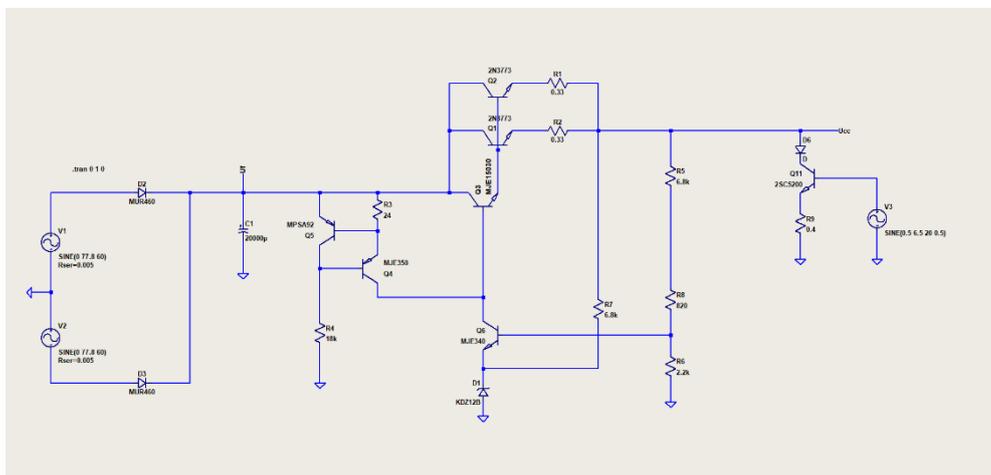


Figura 15

O transistor Q11 simula o consumo do lado positivo do estágio de saída, na frequência de 20Hz. Resultados:

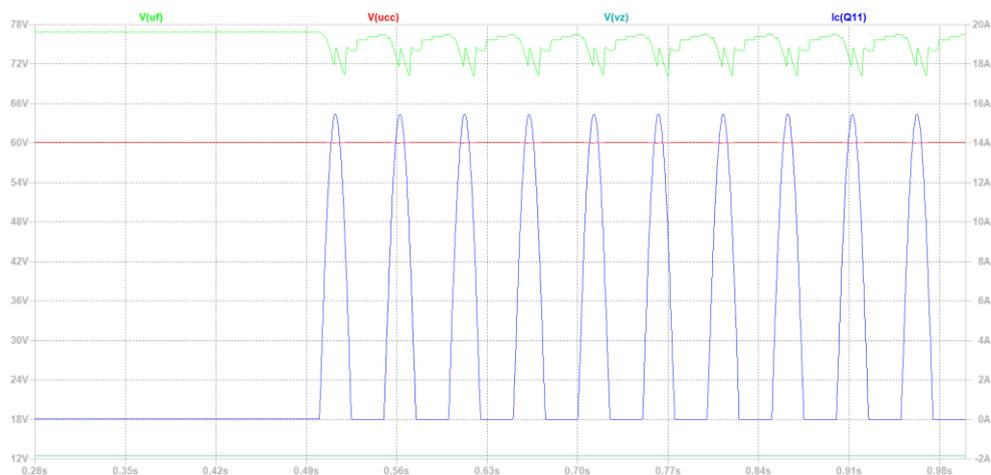


Figura 16

Olhando a ondulação de saída mais de perto:

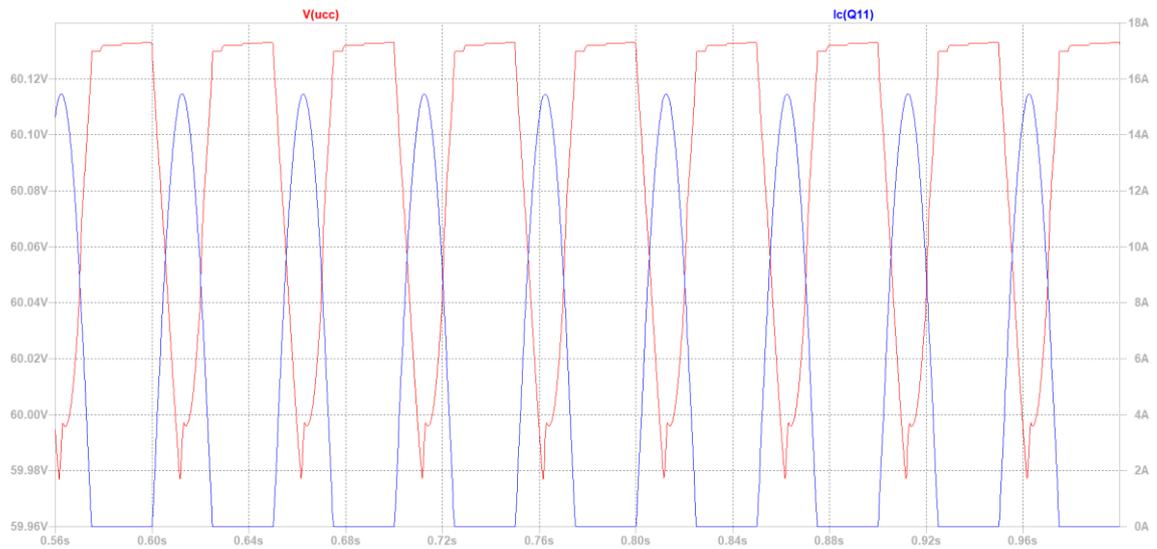


Figura 17

0,135V de queda com 15A de pico.

Equivale a uma resistência interna de 0,009 Ω .

Na próxima edição, dimensionamento das capacitâncias de compensação (C_c), saída (C_{out}) e proteção contra sobrecarga e curto-circuito.

Até lá!

Referências:

1. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª edição. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.
2. BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS**. 11ª edição. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.
3. BOHN, Dennis et al. **AUDIO HANDBOOK**. 1ª edição. National Semiconductor Corporation; 1976.
4. CIPELLI, ANTONIO MARCO VICARI; SANDRINI, WALDIR JOÃO. **TEORIA E DESENVOLVIMENTO DE PROJETOS DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS**. 4ª edição. Distribuidora de Livros Érica LTDA; 1980.

Fundamentos de Eletrônica – Parte VI



Alfredo Manhães*

Armazenamento de Carga com Capacitores

Em nosso artigo anterior, disponível na edição de janeiro de Antenna, tratamos da associação de resistores. É um conhecimento bastante útil para quem lida com circuitos eletrônicos, pois é bem comum que esses componentes sejam associados entre si, de modo que possamos obter valores de resistência que não são vistos nos resistores disponíveis no mercado.

Neste mês abordaremos um outro componente eletrônico de larga utilização que é o capacitor.

Capacitância

Em nossos estudos anteriores, verificamos que os corpos podem armazenar o que chamamos de cargas elétricas, e que essas cargas podem se movimentar de um ponto para outro se houver condições propícias para que isso ocorra.

Dentro dessa realidade, denominamos **capacitância** ou **capacidade elétrica** a grandeza escalar que representa a condição de um corpo armazenar cargas elétricas, e desta forma permitir que se forme uma diferença de potencial (**ddp**).

*Mestre em Engenharia de Computação

A capacitância de um corpo estabelece uma relação entre a quantidade de cargas elétricas presentes e a ddp a qual está submetido o corpo, sendo representada pela seguinte equação:

$$C = \frac{q}{\Delta U}$$

Onde:

C é a capacitância, expressa em Farads (F).

q é a carga elétrica armazenada, medida em Coulombs (C).

U é a diferença de potencial, medida em Volts (V).

A unidade de capacitância “Farad” é uma homenagem ao físico e químico britânico Michael Faraday (1791-1867), pesquisador e experimentalista que trouxe grandes contribuições nos estudos sobre indução eletromagnética, eletrólise, dentre outros campos de conhecimento.

O Farad representa a capacidade de armazenamento de uma carga de 1 Coulomb (C) em um elemento condutor submetido à ddp de 1 Volt (V). Como é uma unidade muito grande, na prática utilizamos submúltiplos do Farad, sendo mais comum o microFarad ou μF , que equivale a 10^{-6} F. Também são utilizados o nanoFarad (nF ou 10^{-9} F) e o picoFarad (pF ou 10^{-12} F)

Capacitores

Os efeitos da capacitância podem ser verificados quando dois condutores estão separados por um material isolante. Essa estrutura (figura 1) é chamada de **capacitor** (ou **condensador**), um dispositivo cuja função é armazenar carga elétrica e que apresenta duas placas condutoras separadas por um isolante, também chamado de dielétrico.

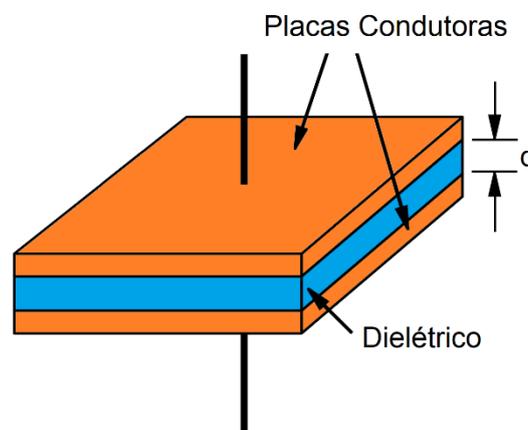


Figura 1- Estrutura básica de um capacitor.

As placas condutoras de um capacitor são denominadas armaduras. Cada uma tem seu terminal, que se conecta ao circuito para permitir que haja circulação de corrente elétrica e acúmulo de carga no dispositivo. Os capacitores são construídos em diversos formatos, sendo mais comuns os de placas paralelas e cilindros coaxiais (figuras 2 e 3).



Figura 2 – Capacitor de placas paralelas.

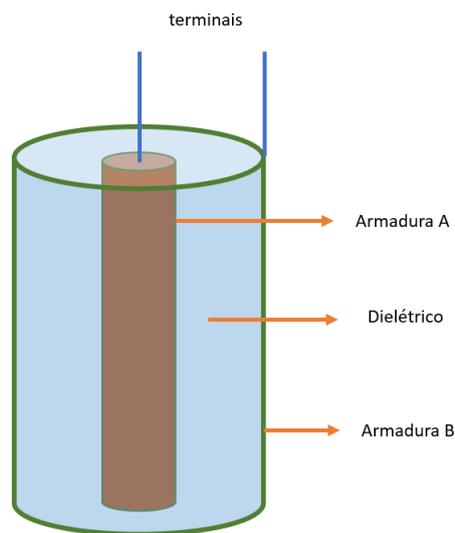


Figura 3 - Capacitor cilíndrico.

Carregamento do Capacitor

O processo de carregamento de um capacitor consiste em ligar seus terminais a um gerador elétrico, como uma bateria, por exemplo. O gerador apresenta uma certa força eletromotriz (ϵ) que é o potencial elétrico em Volts, fornecido por ele. A partir de então será criada uma corrente elétrica, deixando uma das placas carregada positivamente, devido à escassez de elétrons, e a outra carregada negativamente, ou seja, com excesso de elétrons (figura 4).

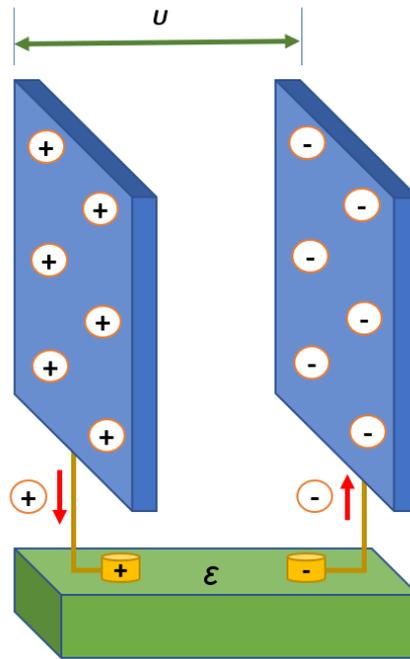


Figura 4- Processo de carregamento de um capacitor.

Com o carregamento irá surgir uma ddp (U) entre as armaduras do dispositivo, e quando ela se igualar à força eletromotriz (\mathcal{E}) fornecida pelo gerador, o capacitor estará completamente carregado. Após a conclusão do processo cada uma das armaduras possuirá uma carga total q , sendo uma com sinal positivo e a outra com sinal negativo. O dielétrico não permite que as cargas possam fluir entre as placas, e elas ficarão ali armazenadas até o momento em que o capacitor for utilizado ou descarregado.

Constante Dielétrica

Sabe-se, experimentalmente, que cada material isolante influencia na capacitância total do capacitor. O termo “constante dielétrica” procura expressar a relação entre a permeabilidade elétrica (permissividade) do material e a permeabilidade elétrica do vácuo, onde seu valor pode definir um modelo simplificado de capacitor.

A constante dielétrica é uma grandeza adimensional, e sua definição técnica como “constante” acaba por ser questionada. Ocorre que a permissividade de um material depende da frequência da tensão aplicada, e na medida em que a frequência aumenta, a constante dielétrica relativa diminui.

Devido a esse comportamento, o termo mais usado é “constante dielétrica relativa”, levando os fabricantes de capacitores a projetá-los para operarem dentro de uma certa faixa de frequência. A figura 5 mostra os valores da constante dielétrica relativa de alguns materiais.

Material	Constante dielétrica relativa ($k - C^2N^{-1}m^{-2}$)
Ar	1,00059
Vácuo	1
Alumínio	8,1 a 9,5
Mica	5,4 a 8,7
Porcelana	6
Papel	4 a 6
Óleo	4,6

Figura 5 - Constante dielétrica relativa de alguns materiais
(Fonte: Mundo da Educação)

A constante dielétrica relativa será mais discutida em outros artigos, juntamente com outras características dos capacitores.

Simbologia do Capacitor

A simbologia usual para representar os capacitores em circuitos eletrônicos é mostrada na figura 6, onde podem ser identificadas as placas e os terminais.

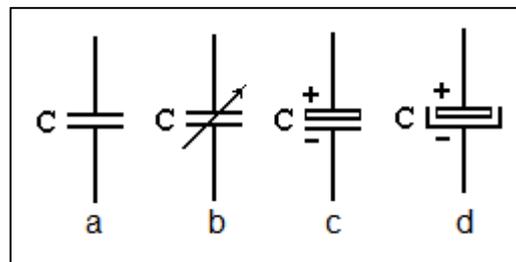


Figura 6 – Simbologia padrão para os capacitores.

Em **(a)** temos o capacitor de valor fixo e de uso geral, em **(b)** está representado o capacitor variável e em **(c)** vemos o símbolo do capacitor eletrolítico polarizado. O item **(d)** está em desuso mas pode ser visto em esquemas eletrônicos de aparelhos antigos.

Tipos Comuns de Capacitores

Diversos tipos de capacitor são oferecidos no mercado, cada qual com uma aplicação específica. Conheça alguns deles:

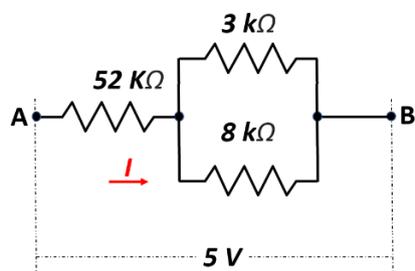
TIPO	DESCRIÇÃO	IMAGEM
Capacitor de óleo e de papel	São os primeiros tipos de capacitores desenvolvidos de forma comercial, e utilizam óleo, papel ou ambos como dielétrico.	
Capacitor cerâmico ou de disco	Tem o formato circular, sendo formado por placas condutoras que envolvem um dielétrico feito de material cerâmico, como titanato de bário.	
Capacitor de poliéster	É bastante compacto, sendo formado pela superposição de folhas de poliéster e alumínio.	
Capacitor eletrolítico	É constituído por camadas finas de alumínio, envolvidas em óxido de alumínio e em eletrólitos líquidos.	
Capacitor de tântalo	Utiliza como dielétrico o óxido de tântalo e tem vida útil bem longa.	
Capacitor variável	Possui partes móveis que permitem o controle da capacitância. Esse tipo de capacitor foi bastante utilizado em rádios e televisores mais antigos.	
Capacitor de mica	É constituído por placas de prata que envolvem uma folha de mica como material dielétrico. É bem estável quanto à temperatura de operação.	
Capacitor SMD (montagem em superfície)	É bem compacto, sendo bastante utilizado em circuitos eletrônicos miniaturizados como tablets, celulares, notebooks etc. O dielétrico destes capacitores pode ser cerâmico, tântalo, dentre outros materiais. Ele não possui terminais.	

Em nosso próximo artigo, continuaremos a explorar os capacitores, apresentando questões importantes, como sua identificação, as aplicações de cada tipo, dentre outras características desse importante componente.

Até lá!

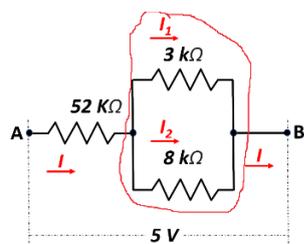
Resposta do problema proposto no artigo anterior

RESISTOR	REPRESENTAÇÃO	VALOR
R1		52.1 kΩ ≈ 52 kΩ 5% / 50
R2		2.53 kΩ ≈ 3 kΩ 5% / 50
R3		8.03 kΩ ≈ 8 kΩ 5% / 50



Resolução:

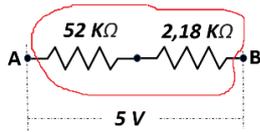
$$1 \text{ K}\Omega = 1.000 \Omega$$



$$R_{eq} = (8.000 \times 3.000) / (8.000 + 3.000)$$

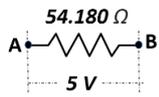
$$R_{eq} = 24.000.000 / 11.000$$

$$R_{eq} \cong 2.182 \Omega$$



$$R_{eq} = 52.000 + 2.180$$

$$R_{eq} = \mathbf{54.180 \Omega}$$



$$U = R \cdot I$$

$$5 = 54.180 \times I$$

$$I = 0,00009228 \text{ A} \cong 92 \mu\text{A}$$

$$P = U \cdot I$$

$$P = 5 \times 0,00009228$$

$$P = \mathbf{0,0004614 \text{ W} \cong 461 \text{ mW}}$$

Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte VI

E um pouco de Teoria de Circuitos...



Álvaro Neiva*

Parte 6

Circuitos de Filtro e Equalização

Associando e usando impedâncias

Relembrando o número anterior, impedâncias podem ser associadas em série e paralelo, como é bem conhecido no caso dos resistores que possuem **resistência**. Agora, vamos nos deter nos capacitores e indutores, que possuem **reatância**. Reatâncias são impedâncias com fase $\pm 90^\circ$ e magnitude ou módulo que depende da frequência.

Mostrei um exemplo de uso de uma impedância RLC ($R+L+C$) em série com um resistor (R_2) para realizar um filtro, do tipo **rejeita-faixa**:

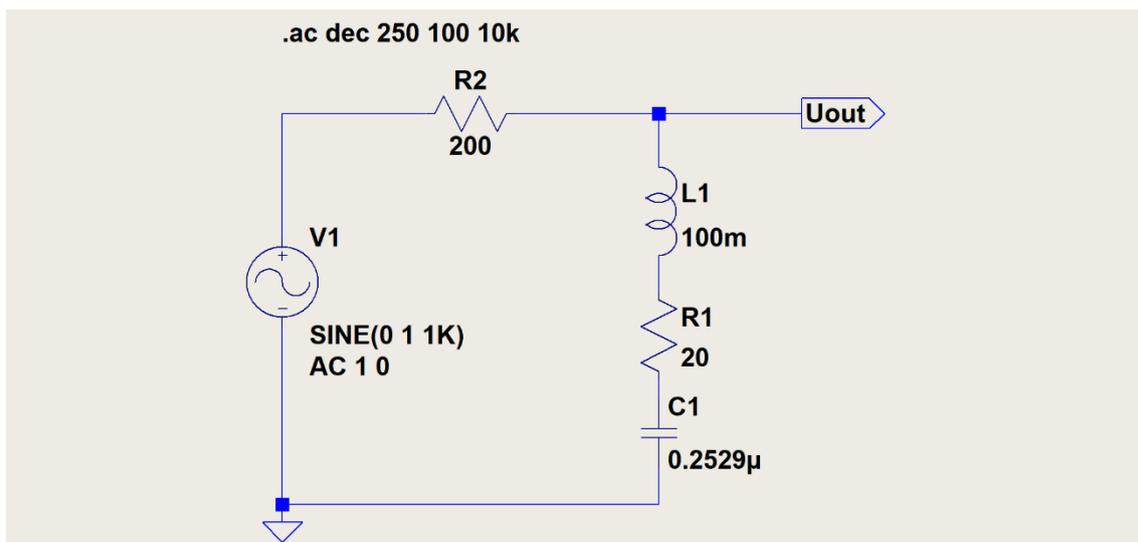


Figura 61

*Engenheiro Eletricista

Resultado:

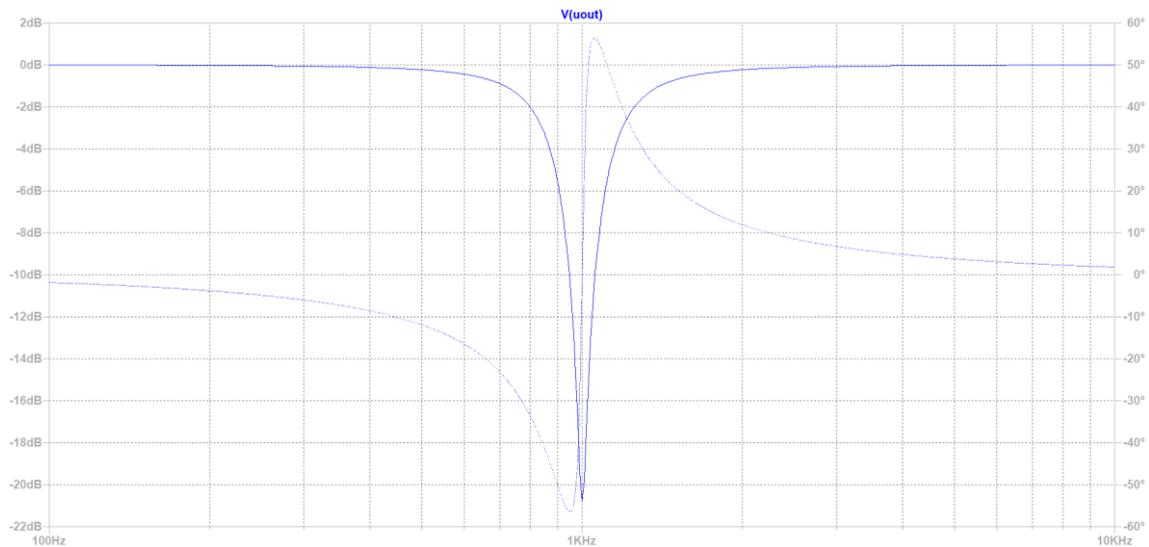


Figura 62

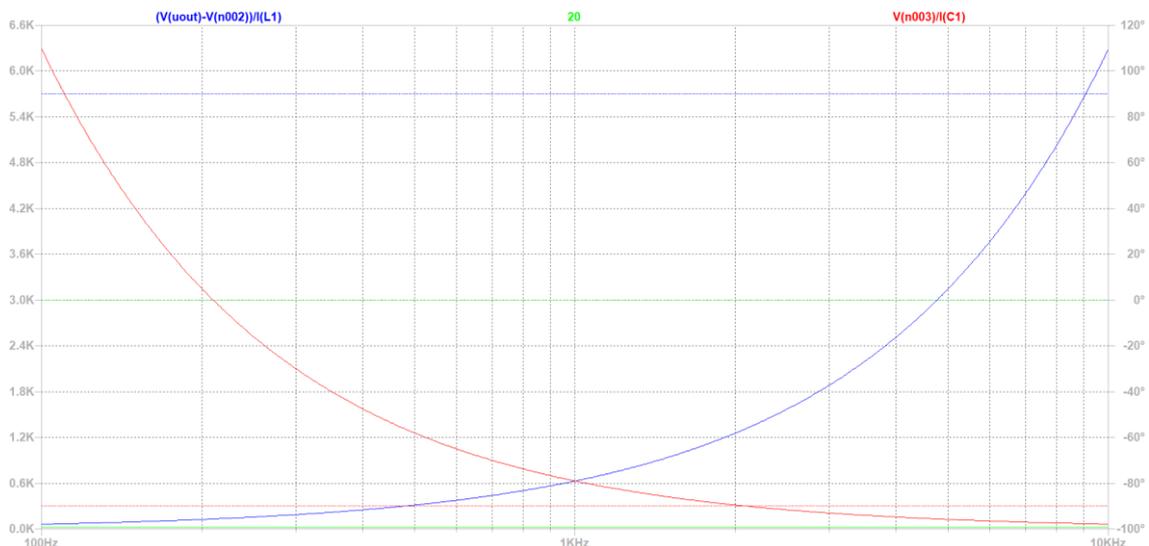


Figura 63

Observem que, **na frequência de 1kHz**, a reatância do capacitor se iguala à reatância do indutor, mas como as duas tem sinais opostos, elas se anulam e o ramo do circuito formado por L1, R1 e C1 tem impedância igual à resistência R1, e fase 0°.

Isso faz com que o circuito se comporte como um atenuador resistivo apenas.

$$Atenuação = \frac{U_{in}}{U_{out}} = \frac{(R_2 + R_1)}{R_1} = \frac{220}{20} = 11$$

Em dB:

$$Atenuação(dB) = 20 \cdot \log_{10}(Atenuação) = 20 \cdot \log_{10}(11) = 20,8dB$$

$$Ganho = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_1}{(R_2 + R_1)} = \frac{20}{220} = \frac{1}{11}$$

$$Ganho(dB) = 20 \cdot \log_{10}(Ganho) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{11}\right) = -20,8dB$$

Como na figura 62.

Mudando a forma de ligar os mesmos componentes, conseguimos um filtro **passa-faixas**:

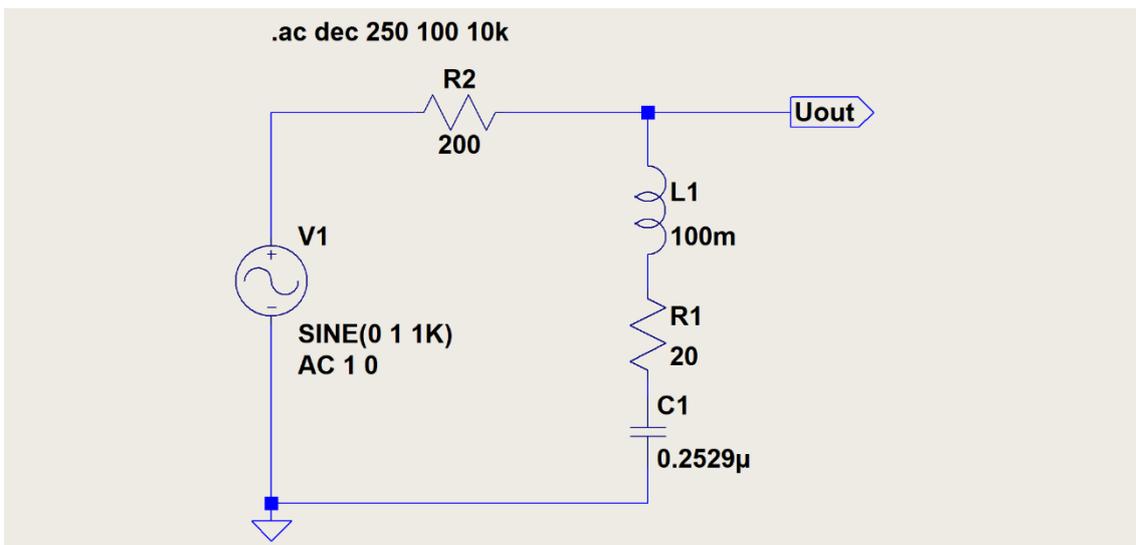


Figura 63

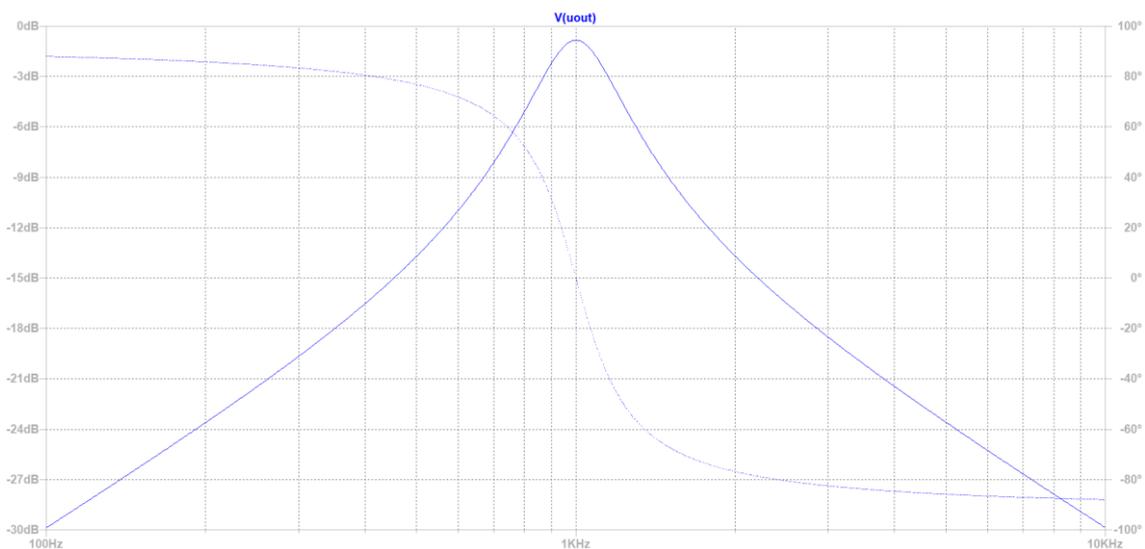


Figura 64

Uma coisa a ser notada é que a forma da resposta mudou completamente, mesmo todos os componentes tendo o mesmo valor...

Outra coisa é que as frequências onde a resposta se afasta 3dB do valor máximo são as mesmas, ou quase, considerando que o máximo ganho agora é de -0,8 dB...

Elas vão definir a largura de faixa e o chamado fator de qualidade, o famoso Q, desse circuito. Vamos olhar isso de perto mais à frente. Isso mostra que a forma de interligar os componentes do circuito, ou sua **topologia**, vai ter papel fundamental no resultado obtido.

Voltando às associações de impedâncias...

Impedâncias também podem ser associadas em **paralelo**. Quando impedâncias são associadas em paralelo, a mesma **tensão** aparece sobre todas elas e as **correntes** fornecidas pela fonte de sinal se **somam**.

Capacitores

Capacitores oferecem um valor de reatância com fase -90° (corrente adiantada em relação à tensão), portanto não podem ser representados na mesma reta que os resistores. Podemos representar seus valores de reatância numa reta perpendicular à usada para os resistores, no sentido negativo.

Já vimos como se comporta a ligação em série de capacitores. Eles podem, ligados em série, realizar um divisor de tensão **reativo**.

Numa ligação em paralelo, a tensão é a mesma em todos os elementos, sejam resistências, reatâncias ou impedâncias. A fonte de sinal ou energia vai fornecer a soma das correntes que são absorvidas pelos elementos. É interessante observar que, na ligação em paralelo, o que acontece com a corrente nos elementos é o mesmo que acontece com as quedas de tensão nos circuitos em série (se somam) e o comportamento da tensão será o mesmo que o da corrente (igual em todos os elementos), no circuito em série.

Quando esse comportamento é observado, chamamos os circuitos de **duais**.

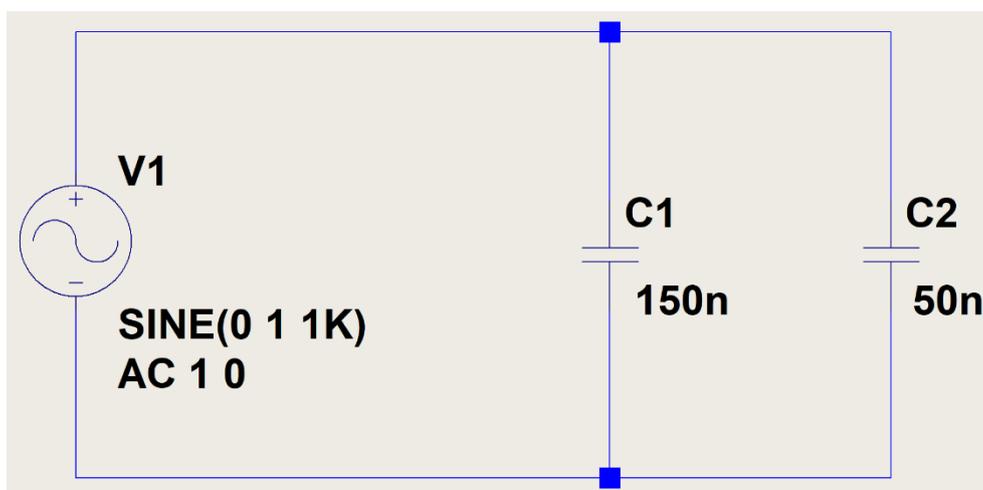


Figura 65

Então:

(Em negrito quantidades que dependem da frequência em módulo e fase)

$$U_{in} = U_{C1} = U_{C2}$$

$$I_{in} = I_{C1} + I_{C2} = \frac{U_{in}}{Z_{C1}} + \frac{U_{in}}{Z_{C2}}$$

$$|Z_{C1}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1}, \text{ em ohms, } \theta_{Z_{C1}} = -90^\circ \text{ em graus;}$$

$$|Z_{C2}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2}, \text{ em ohms, } \theta_{Z_{C2}} = -90^\circ \text{ em graus;}$$

Na frequência de 1kHz:

$$|Z_{C1}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} = \frac{1}{6283 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} = 1061 \Omega$$

$$|Z_{C2}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2} = \frac{1}{6283 \cdot 50 \cdot 10^{-9}} = 3183 \Omega$$

$$Z_{eq} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{U_{in}}{\frac{U_{in}}{Z_{C1}} + \frac{U_{in}}{Z_{C2}}}$$

$$|Z_{eq}| = \left| \frac{U_{in}}{I_{in}} \right| = \left| \frac{U_{in}}{\frac{U_{in}}{Z_{C1}} + \frac{U_{in}}{Z_{C2}}} \right| = \frac{1}{\frac{1}{|Z_{C1}|} + \frac{1}{|Z_{C2}|}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1 + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot (C_1 + C_2)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{eq}}$$

O que permite descobrir que a capacitância equivalente a dois capacitores em paralelo será a soma das capacitâncias:

$$C_{eq} = C_1 + C_2$$

E as duas reatâncias tem o mesmo ângulo de fase, mas valores (módulos ou magnitudes) diferentes, na mesma frequência.

As correntes sobre os dois capacitores serão também diferentes, e inversamente proporcionais ao valor das reatâncias capacitivas, mas diretamente proporcionais ao valor das capacitâncias. Esse é um exemplo de um divisor de **corrente reativo**, não resistivo, nesse caso, capacitivo.

O inverso do valor de uma impedância é chamado de **admitância**, sua unidade será o **siemens (S)**.

A corrente que flui através de uma impedância pode ser calculada de duas formas, uma:

$$I = \frac{U}{Z}$$

Ou usando a admitância correspondente

$$I = Y \cdot U$$

Onde

$$Y = \frac{1}{Z}$$

E **U** será a tensão CA em forma de **número complexo**.

Já observamos que podemos somar impedâncias, resistências ou reatâncias como vetores ou números complexos, na sua forma Cartesiana, com componentes em dois eixos perpendiculares.

Ao dividir e multiplicar, a forma mais conveniente de lidar com impedâncias, admitância, tensões e correntes é na **forma polar**.

Exemplo:

$$Z = R \pm jX$$

Na forma polar Z será expressa como:

$$Z = |Z|, \theta_Z$$

Onde

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$$

$$\theta_Z = \tan \frac{X}{R}$$

O sinal do ângulo vai ser obtido por inspeção (X poderá ser reatância indutiva ou capacitiva).

Na forma retangular ou Cartesiana, a divisão de dois números complexos pode ser feita por racionalização, onde se multiplica o numerador e denominador pelo **complexo conjugado** do denominador, que é o mesmo número que o denominador, mas com o sinal da parte imaginária trocado.

Por exemplo, para a reatância capacitiva X_C :

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j\omega C}{j\omega C \cdot -j\omega C} = \frac{-j\omega C}{-j^2 \cdot \omega^2 \cdot C^2} = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$$

Na forma de módulo e ângulo:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{|1|}{|j\omega C|} = \frac{1}{\omega C}, \theta = \theta_1 - \theta_{j\omega C} = 0 - 90^\circ$$

Para a **impedância Z**, cuja unidade é o **ohm (Ω)**:

$$Z = R \pm jX$$

O **módulo** da corrente

$$|I| = \frac{|U|}{|Z|}$$

O **ângulo** da corrente

$$\theta_I = \theta_U - \theta_Z$$

Para a **admitância Y**, cuja unidade é o **siemens (S)**:

$$Y = G \pm jB$$

Na forma polar Y será expressa como:

$$Y = |Y|, \theta_Y$$

Onde

$$|Y| = \sqrt{G^2 + B^2}$$

$$\theta_Y = \tan \frac{B}{G}$$

O **módulo** da corrente

$$|I| = |Y| \cdot |U|$$

O **ângulo** da corrente

$$\theta_I = \theta_U + \theta_Y$$

É importante notar, que quando se calcula a admitância Y, correspondente a uma impedância $R \pm jX$, $G \neq \frac{1}{R}$ e $B \neq \frac{1}{X}$.

Pode-se mostrar que:

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$
$$B = \frac{-X}{R^2 + X^2}$$
$$Y = G + jB$$

A fonte de sinal ou energia vai ser considerada sempre como referência ou fase 0° .

Tabela de Impedâncias e Admitâncias RLC, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

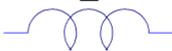
Elemento (Propriedade)	Símbolo	Impedância Z	Admitância $Y = \frac{1}{Z}$
Resistor (Resistância)	 R	Resistância R, $Z=R$	Condutância $G = \frac{1}{R}$
Capacitor (Capacitância)	 C	Reatância Capacitiva X_C $Z_C = X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$ $ Z_C = X_C = \frac{1}{\omega C}, \theta_{ZC} = -90^\circ$	Susceptância Capacitiva B_C $Y_C = B_C = j\omega C, \theta_{YC} = 90^\circ$ $ Y_C = \omega C, \theta_{YC} = 90^\circ$
Indutor (Indutância)	 L	Reatância Indutiva X_L $Z_L = X_L = j\omega L, \theta_{ZL} = 90^\circ$ $ Z_L = X_L = \omega L, \theta_{ZL} = 90^\circ$	Susceptância Indutiva B_L $Y = B_L = \frac{1}{j\omega L} = -j \cdot \frac{1}{\omega L}$ $ Y = B_L = \frac{1}{\omega L}, \theta_{YL} = -90^\circ$

Tabela 1

Exemplo

Seja uma impedância Z, com $R=1,591k\Omega$, em série com $C=150nF$.

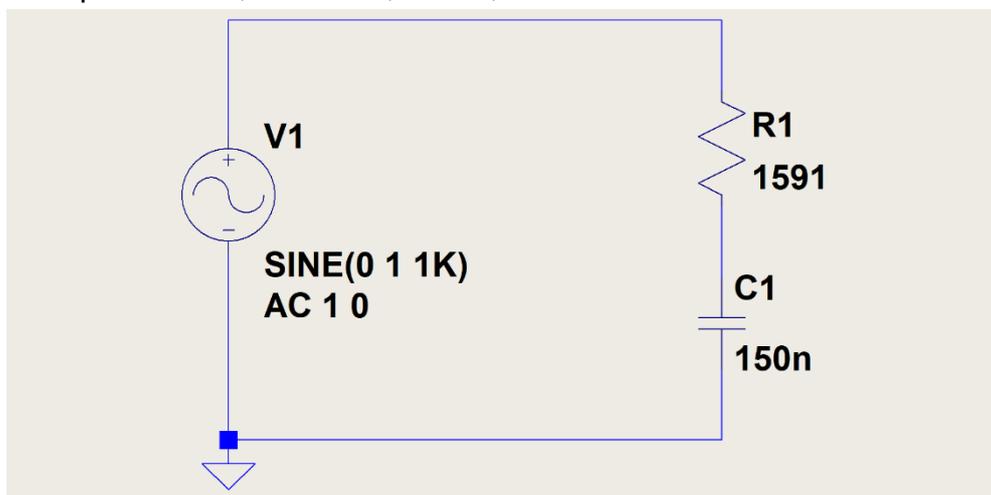


Figura 66

Calcular $|Z|$ e θ na frequência de 1kHz.

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 6283 \text{ rad/s}$ será a frequência angular;

$$Z = R - j \cdot \frac{1}{\omega C} = 1591 - j \frac{1}{6283 \cdot 1,5 \cdot 10^{-7}} = 1591 - j1061$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{1591^2 + 1061^2} = 1912 \Omega$$

$$\theta_Z = \tan^{-1} \frac{X_C}{R} = -\tan^{-1} \frac{1061}{1591} = -33,7^\circ$$

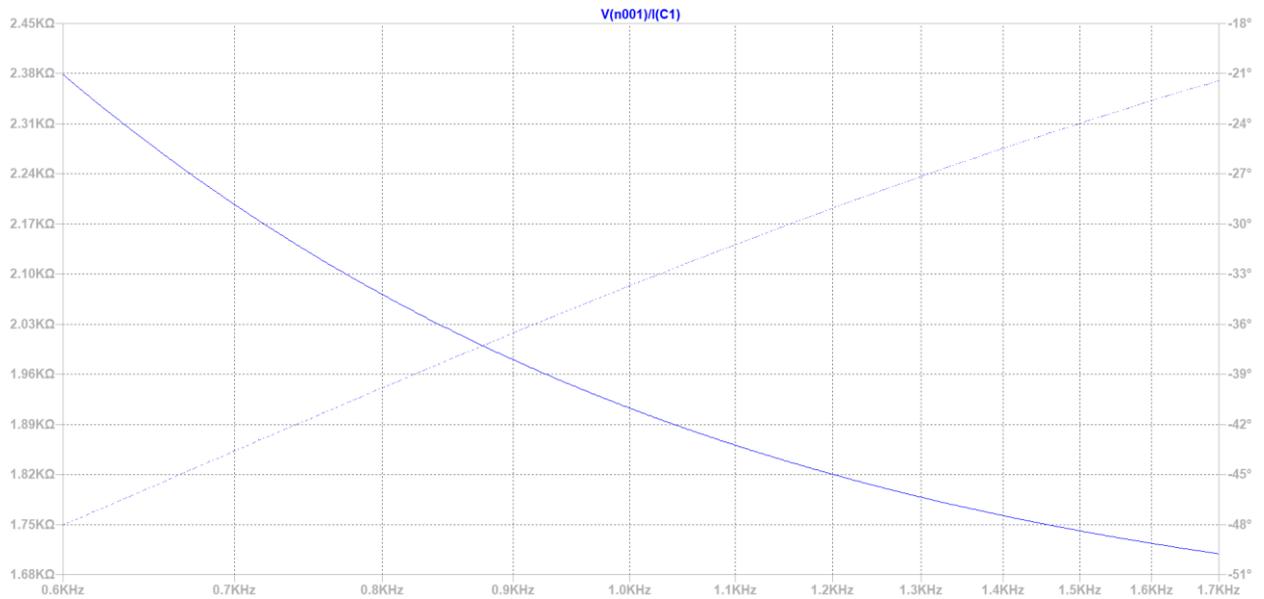


Figura 67

Se aplicarmos a essa impedância uma tensão senoidal com 1V de pico, na frequência de 1kHz, vai circular uma corrente também senoidal com um valor de pico de:

$$I_{pico} = \frac{1V}{|Z|} = \frac{1V}{1912\Omega} = 523\mu A$$

E fase

$$\theta_I = 33,7^\circ$$

Observem no resultado simulado abaixo, a resposta transitória, que dura menos que 2ms. Impedância e admitância, com seus módulos e fases, estão definidas no chamado regime permanente, após o transitório inicial.

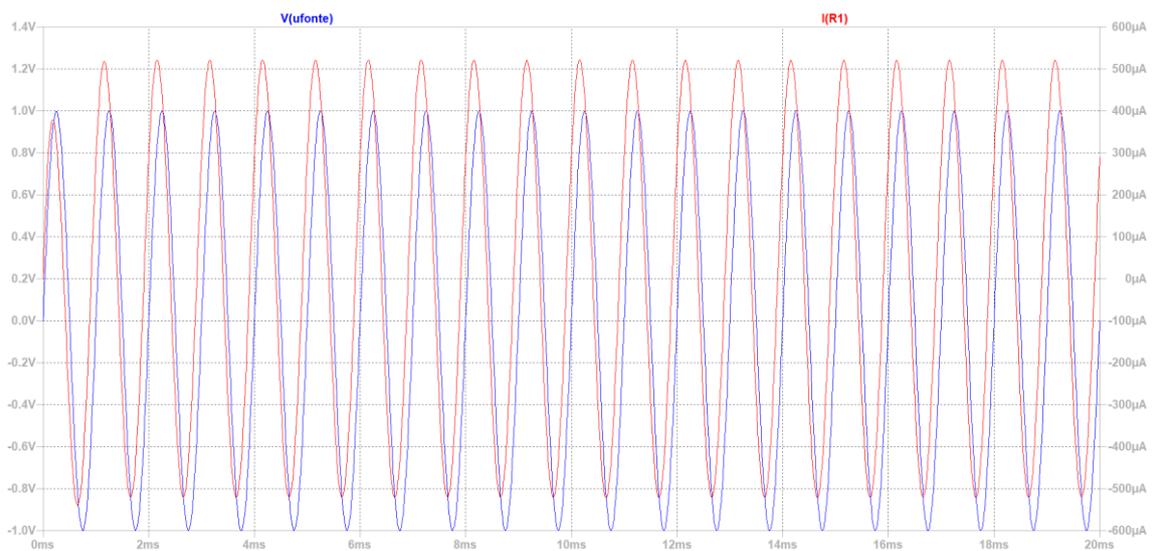


Figura 68

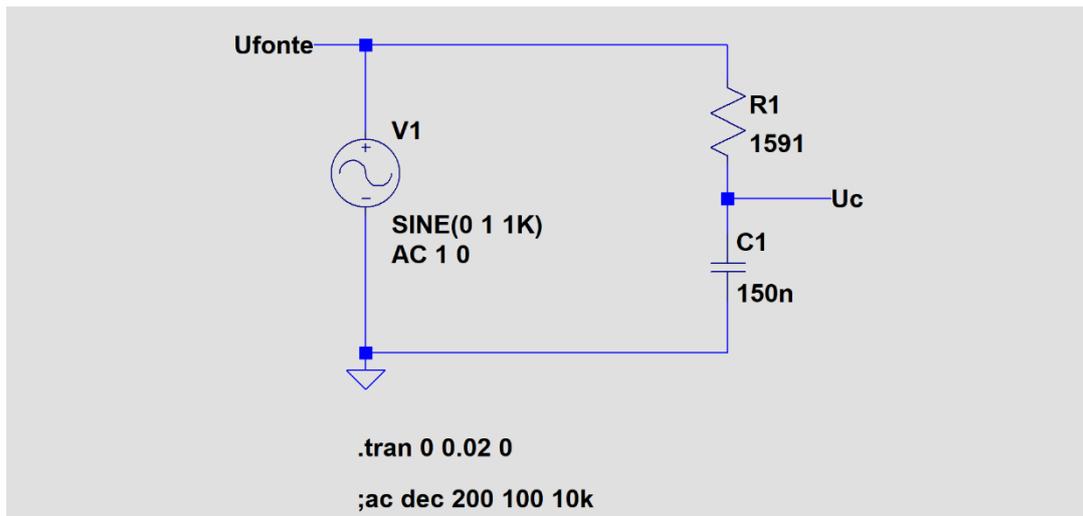


Figura 69

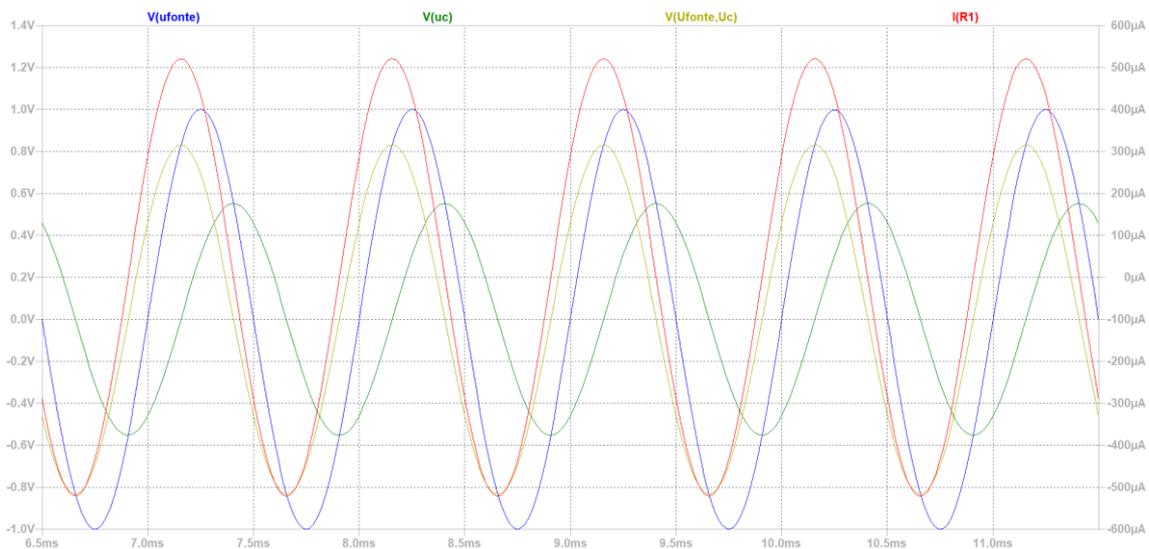


Figura 70

Observem que o pico da corrente através da impedância acontece antes do pico da tensão de entrada, a tensão sobre o resistor está em fase com essa corrente e a tensão sobre o capacitor está atrasada em relação à tensão de entrada.

No próximo número, vamos ver como podemos usar o comportamento em função da frequência das impedâncias para analisar circuitos usando as mesmas técnicas que usamos com resistores e como aproximar uma resposta em frequência desejada, usando associações de impedâncias ou admitâncias. 😊

Até o próximo artigo!

Referências:

1. Bohn, Dennis, editor. **AUDIO HANDBOOK** 1st ed. National Semiconductor Corporation; 1976.
2. Holman, Tomlinson. **AUDIO**, “Dynamic Range Requirements of Phonographic Preamplifiers”, July 1977.
3. Tomer, Robert B. ; **Getting The Most Out of Vacuum Tubes**, 1st ed. Howard W. Sams & Co. Inc.; 1960.
4. Gray, Paul E.; Searle, Campbell L.; **Princípios de Eletrônica**, vol. 3, Circuitos Eletrônicos II; 1^a edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.; 1974.
5. Zobel, O.J. (1923), **Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters**. Bell System Technical Journal, 2: 1-46. doi:[10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x)
6. Cauer, W, "**Die Verwirklichung der Wechselstromwiderstände vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit**", *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 17, pp355–388, 1926. **The realisation of impedances of prescribed frequency dependence (in German).**
7. Maloberti, Franco; Davies, Anthony C.; **A Short History of Circuits and Systems**. River Publishers, 2016.© IEEE 2016.
8. Kuo, Frank F., **Network Analysis and Synthesis**, John Wiley & Sons, 1966.
9. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
10. Van Valkenburg, M. E., **Introduction to Modern Network Synthesis**, John Wiley & Sons, 1960.
11. Tedeschi, Frank P.; **The Active Filter Handbook**, Tab Books, 1979.
12. Stephenson, Frederick William; et al, **RC Active Filter Handbook**, John Wiley & Sons, 1985.
13. Close, Charles M.; **Circuitos Lineares**, (*The Analysis of Linear Circuits*); tradução: Ana Lucia Serio de Almeida, José Abel Royo dos Santos e José Carlos Goulart de Siqueira (Escola Federal de Engenharia de Itajubá); Copyright © 1966 by Harcourt, Brace Jovanovitch, Inc.; Copyright © 1975 by LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.
14. Desoer, Charles A.; Kuh, Ernest S.; **Teoria Básica de Circuitos** (Basic Circuit Theory); tradução: Carlos Peres Quevedo; Copyright © 1969 by McGraw-Hill, Inc.; Copyright ©

Análise do Amplificador Tarkus TP2170



Marcelo Yared*

Pessoal, neste mês teremos a análise do amplificador de potência TP2170, fabricado pela Tarkus Eletrônica, fundada em 1978.

A empresa tinha em sua linha comercial este amplificador, em duas versões, um pré, misturadores, equalizadores e um medidor de nível de áudio.

A divulgação da época prometia componentes de alta-fidelidade em um conjunto de estética limpa e, oferecido em alumínio escovado ou anodizado, em cinza escuro, muito bonito. O amplificador se destaca porte, com boa altura. As avaliações técnicas da época nos mostram que a empresa tinha capacidade para produzir bons equipamentos, e este amplificador não fugiu à regra. Também enxergava de forma inteligente as necessidades de mercado. Como exemplo, podemos citar o equalizador TE-205, cujas dimensões físicas e acabamento combinavam perfeitamente com o micro system Aiko 3000, que fez muito sucesso no mercado nacional, mas não tinha um equalizador. Também adquiriu os direitos de fabricação dos excelentes misturadores AP-1 e AP-2 da Spectro, sucessos entre o pessoal de sonorização à época. Em Antena de janeiro de 1984 isso foi anunciado como se os equipamentos fossem da Embrasom (Tonos), mas me parece ter sido engano.

No sítio Audiorama.com.br consta que o engenheiro responsável pelos projetos da Tarkus seria Edson Fabbri Paiva.



Painel Traseiro do Tarkus TP2170

***Engenheiro Eletricista**

O TP2170 é um amplificador estereofônico de boa potência, com controles de nível independentes e seletores para dois sistemas de falantes.

Seu painel traseiro é bem simples e contém tudo o que é necessário para um amplificador de potência; entradas e saídas de sinal, para ligação de mais amplificadores, possibilidade de atuação em bridge, duas tomadas de rede adicionais não comutadas e dois pares de saídas para sonofletores. Um fusível de proteção geral e uma chave de seleção de tensão de rede completam o conjunto. Aliás, é a primeira chave em que vejo a descrição correta de tensões de rede para o tipo de transformador de força utilizado no TP2170, 120VCA ou 240VCA.

Tudo muito bem organizado, sem excessos ou faltas. Suas características principais, divulgadas, são as seguintes:

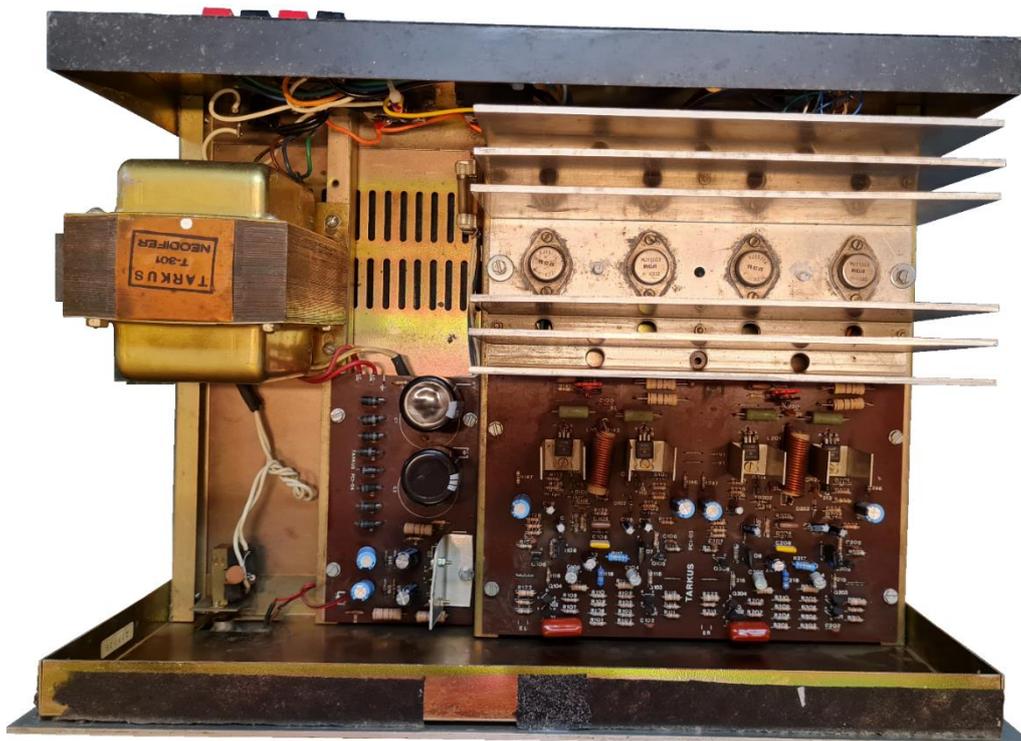
Potência de saída por canal: 85W RMS (8 Ohms, 20Hz - 20kHz) 125W RMS (4 Ohms, 20Hz - 20kHz)	Fator de Amortecimento (Damping): 50 (1kHz, 8 Ohms)
Potência de saída em ponte (Mono): 250W RMS (8 Ohms)	Relação Sinal/Ruído: 100dB (Line)
Impedância de saída 4 a 16 Ohms	Sensibilidade e Impedância: 0,775V / 20k Ohms (0 dBm)
Resposta em Frequência: 12Hz - 50kHz (-3dB) a 1 Watt / 8 Ohms	Alimentação 120/240V (50/60Hz)
Faixa de Potência: 20Hz - 40kHz (-1dB) 8 Ohms	Consumo 500W (máx. sinal)
Distorção Harmônica Total (THD): 0,1% (Pot. Nominal, 1kHz)	Dimensões 440 x 155 x 330 mm (LxAxP) mo- delo sem alças e 482 x 155 x 330 mm (LxAxP) modelo com alças
Distorção por Intermodulação: 0,1%	Peso 12,3 Kg
	Ano de lançamento: 1982

RESTAURAÇÃO

Adquirimos o equipamento com alguns reparos já feitos e com o painel frontal bastante encardido pelo tempo.

Providenciamos uma boa limpeza externa, mas internamente a coisa foi mais simples, pois ele estava limpo, apenas com alguns traços de poeira. A manutenção feita foi a troca de um dos capacitores de filtro principais, e, me parece, é antiga. Como o técnico não tinha disponível o original, “sapecou” um “abobrão” da Siemens com tensão superior, que não cabia no local original da placa. Fixou-o, então, com duas braçadeiras no chassis e ligou-o com cabos bem grossos à placa. Ficou um serviço decente. Como fizemos a troca de todos os capacitores eletrolíticos do equipamento, ele foi embora também.

Quanto à montagem interna só temos elogios. O gabinete é alto, para acomodar adequadamente o grande dissipador de calor do estágio de saída, e bem distribuído internamente, com placas de boa qualidade e com identificação dos componentes.



Os componentes estão bem identificados e sua distribuição na montagem é racional e limpa. São de boa qualidade e por isso vemos também que a empresa se preocupava com seu processo produtivo. Os transistores de saída, normalmente submetidos aos seus limites nos projetos da época, devido ao seu custo, são os robustos MJ15003/15004 da RCA, mais do que adequados para um amplificador desta faixa de potência, disponíveis no mercado nacional, e sua utilização com certeza aumenta a confiabilidade e durabilidade do produto.

Internamente ele estava muito bem, então apenas trocamos todos os eletrolíticos, por praxe mesmo, e nos permitimos uma pequena alteração, além de ajustar a corrente de repouso para seu valor ótimo, que foi a colocação de um dissipador nos transistores da fonte estabilizada do circuito, pois, conforme relato do Sérgio Gallo, ao fazer manutenção em um outro equipamento, eles esquentam bastante. Funciona sem problemas sem ele, mas o dissipador ajuda a aumentar a vida útil desses componentes.

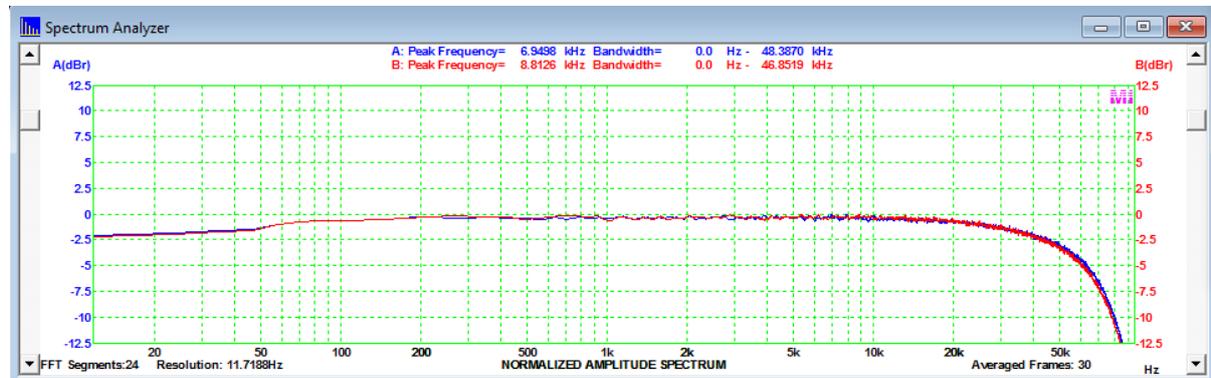


MEDIDAS

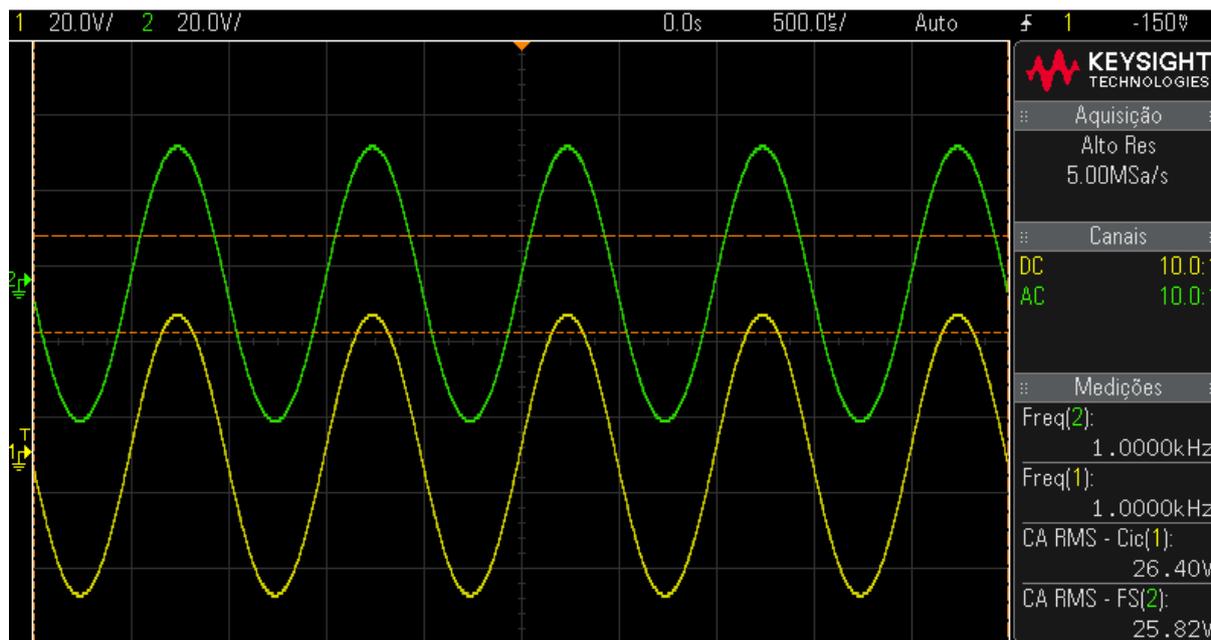
Energizado o amplificador com 240VCA/60Hz, fizemos as medidas da tabela abaixo. Ente parênteses, nas figuras, estão as divulgadas pelo fabricante.

	Bancada	Audiorama
Potência de Saída Contínua em 8Ω a 1kHz (ambos os canais) - Limite do Ceifamento	87W	85W
Potência de Saída Contínua em 4Ω a 1kHz (ambos os canais) - Limite do Ceifamento	125W	125W
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω 1W	0,008%	Não Informado
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω 10W	0,006%	Não Informado
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω Máxima Potência	0,025%	0,1%
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω 1W	0,035%	Não Informado
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω 10W	0,037%	Não Informado
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω Máxima Potência	0,1%	0,1%
Relação Sinal-Ruído a 1kHz/8Ω 67W	-96dB	-100dB
Resposta em Frequência de 10Hz a 50kHz a 1W/8Ω	-2,5dB a -3dB	-3dB a -3dB
Fator de Amortecimento a a 1kHz/8Ω 1W	111	50
Diafonia (Crosstalk) a 1kHz/8Ω 10W	-82dB	Não Informado

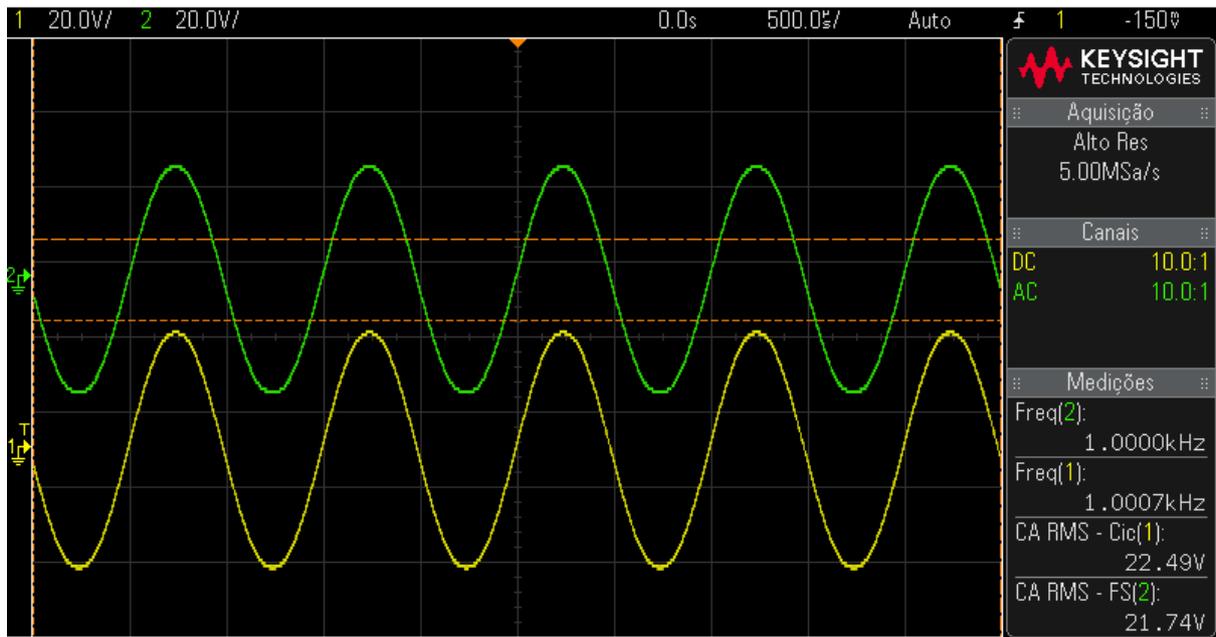
Resposta em Frequência a 1W/8Ω (-3dB) - >10Hz a 50kHz (12Hz – 50kHz a 1W/8Ω)



Potência no Limite do Ceifamento em 8Ω, a 1kHz – 87W



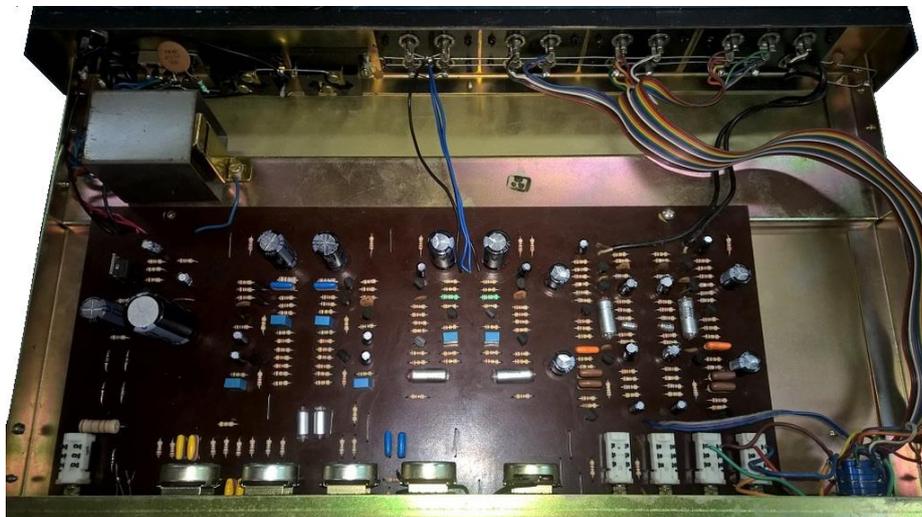
Potência no Limite do Ceifamento em 4Ω, a 1kHz – 125W



MEDIDAS ADICIONAIS – O PREAMPLIFICADOR TARKUS TC2150

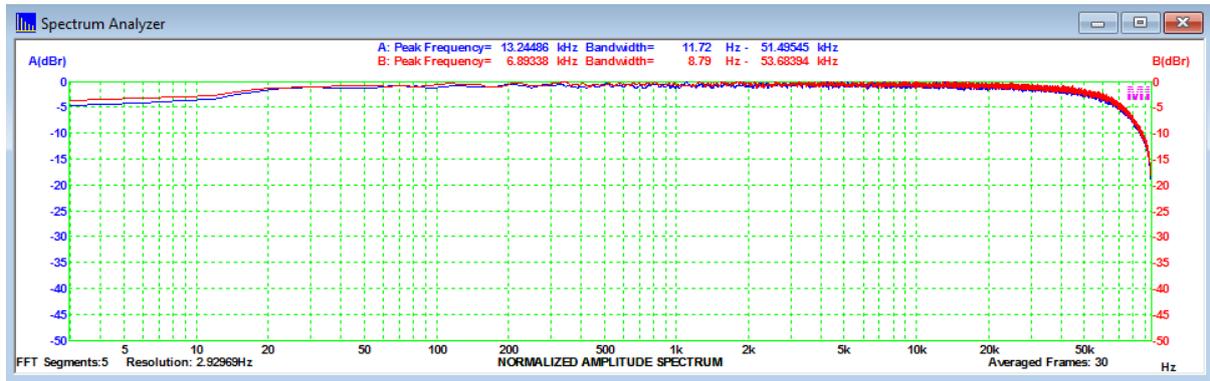


Quando nos propusemos a restaurar e analisar o TP2170, um amigo da lista de discussões, o Jorge Chame, nos enviou seu pré-amplificador TC2150, pois estava interessado em saber suas características técnicas. Assim, publicamos aqui, de forma resumida, algumas medições feitas nele. Verificamos que também é um equipamento de boa qualidade, com desempenho muito bom, além, é claro, da boa montagem interna, como a do amplificador de potência.

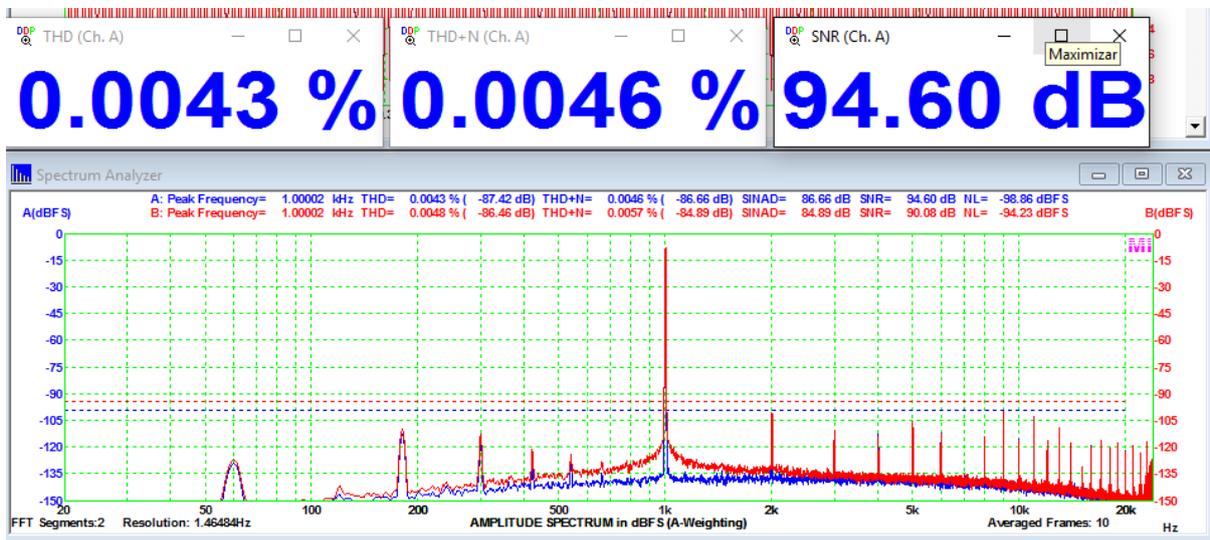


Abaixo seguem algumas delas:

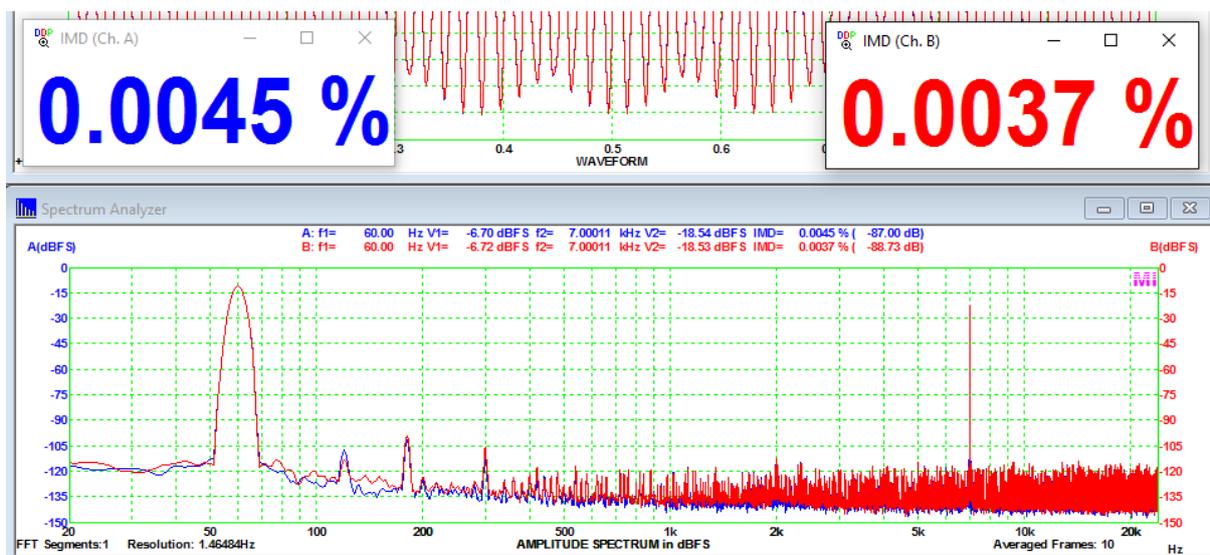
Resposta em Frequência a 200mV – Entrada Auxiliar (-3dB) - 10Hz a 54kHz



DHT e DHT+Ruído a 200mV – Entrada Auxiliar



DI SMPTE a 200mV - Entrada Auxiliar



CONCLUSÕES

Os resultados em laboratório mostram a alta qualidade dos equipamentos fabricados pela Tarkus. O amplificador, com o ajuste adequado da corrente de repouso, apresenta características de distorção muito boas mesmo hoje em dia. Relação sinal-ruído e crosstalk excelentes, distorção por intermodulação muito boa e potência disponível elevada, com características próximas ou mesmo superiores às publicadas.

O pré-amplificador também apresentou performance muito boa e ambos os equipamentos são muito bem montados, com componentes de qualidade e capricho industrial.

Isso demonstra que, naquela época, empresas nacionais, de qualquer porte, podiam concorrer no mercado, oferecendo produtos de excelência.

Uma pena não termos mais informações sobre este e também sobre outros bons fabricantes de então.

Um belo conjunto de equipamentos da boa época do áudio nacional.

Até a próxima,