

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 1ª PARTE

Waldyr Chaves \*

É raro encontrar-se um aparelho ou equipamento eletrônico que não utilize, pelo menos, um transformador ou choque. Os tipos de transformadores que integram o vasto campo da Eletrotécnica e Eletrônica são variadíssimos; assim, temos os transformadores de fôrça, potência ou alimentação (como são conhecidos os transformadores que alimentam ou fornecem energia com a tensão transformada em valor, através da rede de distribuição). Dentro desta classe estão os transformadores de pequena potência, para redes monofásicas, destinados à alimentação de rádios, fonógrafos, televisores, etc. — não trataremos aqui dos transformadores de maior potência para redes trifásicas. Os transformadores de áudio, isto é, aqueles destinados ao trabalho na faixa de frequência mais baixa, geralmente entre 20 Hz e 20.000 Hz, vulgarmente são os de entrada, "driver" e saída.

Há diversas modalidades de transformador de entrada de áudio, por exemplo: linha de 500 ou 600 ohms normal para grade de válvula, idem para grade de válvula em operação simétrica ou não, microfone para grade de válvula, pick-up magnético para grade de válvula e outros mais.

Os transformadores de saída também são muito variados, assim temos: saída de válvula simples para linha de 500 ou 600 ohms ou outra qualquer impedância balanceada e não balanceada (nestes transformadores circula corrente contínua pelo primário, havendo portanto fôrça polarizante que deve ser considerada), secundário de baixa impedância para alimentação de alto-falantes, saída de válvulas em operação simétrica (push-pull) para linhas balanceadas ou não balanceadas e também para alimentação de alto-falantes (nestes a corrente contínua no primário é equilibrada, isto é, o efeito da polarização é nulo); saída de transistores (impedância geralmente muito baixa) para linhas ou alto-falantes, saídas especiais de equipamentos de comunicações com faixa restrita e pequena potência, usando núcleos apropriados, etc. Também são bastante variados os tipos de transformadores de fôrça e choques de filtro.

Tratando-se de "choque de filtro" estendemos também o assunto até os indutores muito espe-

ciais que são necessários nos filtros de áudio, onde, geralmente, é extremamente importante a obtenção de Q elevado e constância da indutância em relação à amplitude do sinal aplicado e à frequência incidente.

Existem ferros para o núcleo especialmente preparados para as diversas aplicações. O projetista deve conhecer bem as suas características e a maneira mais racional de aplicá-los convenientemente.

Se desejarmos construir um transformador de fôrça de bom rendimento, mais leve e que tenha pouco aquecimento, devemos usar chapa de baixa perda, laminação fina e cuidadosamente estampada. Se "apertarmos" mais a nossa exigência passamos as mesmas chapas porém devidamente recozidas, com laminação ainda mais fina, ou lançamos mão de núcleo em "C" com grão orientado. O que não devemos fazer é usar ligas especiais como o permaloy, o Mu-metal ou 4.750 que têm características extraordinárias, porém, são feitas para trabalhar com baixas ou médias induções.

Se vamos projetar um transformador de entrada de boa qualidade, não há dúvida, pensamos (e pensamos bem) em utilizar as ligas especiais, pois, devido à sua alta permeabilidade inicial, podemos realizar um transformador pequeno, com poucas espiras e portanto com capacidade distribuída e dispersão pequenas.

Se a frequência de operação é relativamente elevada, quando é importante a perda admissível, a recomendação é o núcleo de aglomerado de ferro — ferrox cube etc.

Portanto, cada tipo de núcleo tem a sua recomendação especial de trabalho; dentro das diversas classes há os melhores e os piores.

Quando projetamos transformadores de fôrça devemos ter em mente que a indução prática de trabalho geralmente é elevada, isto é, acima de 8.000 gauss. A perda cresce diretamente com a indução e, em relação à frequência de trabalho, cresce com o quadrado da mesma, aproximadamente. A indução magnética que representamos pela letra B, e medimos em gauss, calcula-se pela seguinte fórmula:

\* da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

$$B = \frac{E \times 10^8}{4,44 \times f \times N \times A} = \text{GAUSS}$$

Sendo:

- $E$  = tensão efetiva aplicada, em volts  
 $4,44$  = constante para (fator de forma) onda senoidal  
 $f$  = frequência em Hz  
 $N$  = número de espiras do enrolamento  
 $A$  = área efetiva do ferro, em  $\text{cm}^2$ .

Podemos ver que a indução será tanto maior quanto:

- maior for a tensão aplicada
- menor for o número de espiras do enrolamento
- mais baixa a frequência
- menor for a área do ferro.

Antes de tratarmos especificamente dos transformadores, vamos falar um pouco sobre as relações magnéticas, muito importantes para quem deseja conhecer bem os transformadores.

Dado o caráter prático e objetivo de nossa explanação, iniciaremos pela descrição das grandezas magnéticas (e não com as definições clássicas de que "a Terra é um grande ímã, mas ainda não se sabe exatamente por que" e que "uma das mais importantes descobertas foi que uma bobina, quando atravessada por uma corrente elétrica, atua exatamente com um ímã").

O número total de linhas de força chama-se **fluxo magnético**, é representado pela letra grega  $\phi$  e tem como unidade o maxwell.

A densidade magnética, ou o número de linhas de força por centímetro quadrado, tem como unidade o gauss e é representado pela letra  $B$ .

Correspondendo à força eletromotriz (F.E.M.) nos circuitos elétricos temos, nos circuitos magnéticos, a **FORÇA MAGNETOMOTRIZ** (F.M.M.) que medimos em gilberts e representamos pela letra  $F$

Correspondendo à resistência nos circuitos elétricos, temos a relutância magnética, representada por  $R$  e medida em unidades — não há um nome para designá-la.

1 gilbert é a "pressão" magnética necessária para produzir 1 linha de força num circuito, tendo uma relutância de 1 unidade.

Nos circuitos elétricos as relações entre a "causa" e o "efeito" é

$$\text{Corrente } I = \frac{\text{Força eletromotriz } E}{\text{Resistência } R}$$

Em um circuito magnético a correspondente relação é

$$\text{Fluxo } \phi = \frac{\text{Força magnetomotriz } F}{\text{Relutância } R}$$

Consideremos um cubo de ar com 1 cm de comprimento (figura 1) e 1 cm em cada lado. Se uma força magnetomotriz de 1 gilbert for aplicada nos lados opostos, 1 linha de força ou 1 maxwell se estabelecerá através do cubo. A relutância deste cubo de ar, portanto, é de 1 unidade.



Figura 1

Volume básico para as considerações dos circuitos magnéticos. Se  $l = 1 \text{ cm}$ , o volume será  $1 \text{ cm}^3$ .

Se conservamos os mesmos lados e aumentamos o comprimento para 2 cm, a relutância aumenta para 2 unidades. Por outro lado se conservamos o comprimento com 1 cm e aumentamos os lados, a relutância baixará na proporção. O mesmo ocorre com a resistência dos condutores que é diretamente proporcional ao comprimento do condutor e inversamente proporcional a área do mesmo.

Nos circuitos elétricos os condutores de diversos materiais não têm a mesma resistência, o cobre tem relativamente pouca resistência, a prata tem menos, outros condutores têm mais que o cobre. Como expressamos a resistência desses materiais? Simplesmente estabelecemos a resistência por metro/milímetro quadrado e chamamos a isto de resistividade ou resistência específica.

Também nos circuitos magnéticos nem todos os materiais têm a mesma relutância. Podemos medir a relutância por centímetro cúbico e chamar a isto de relutividade.

Assim, a relutância de qualquer pequeno ou grande pedaço de material pode ser determinada a partir de sua relutividade, ou:

$$\text{Relutância} = \frac{\text{Relutividade} \times l}{A}$$

Onde:

- Relutividade = relutância por  $\text{cm}^3$  = 1 para o ar  
 $l$  = comprimento do circuito magnético em centímetros  
 $A$  = área do material em  $\text{cm}^2$

Exemplo: Qual a relutância de um entreferro tendo uma seção quadrada com 2 cm de lado e um comprimento de 5 mm? (fig. 2).

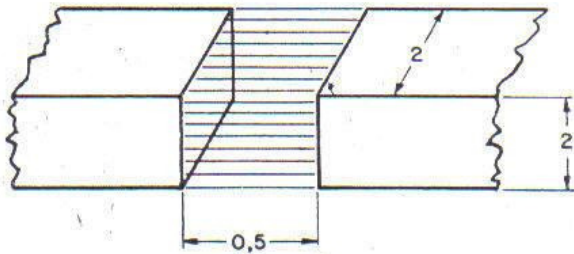


Figura 2  
Ilustração do exemplo para cálculo da relutância do entreferro.

**Calculando**

$$\text{Relutância} = \frac{\text{Relutividade do ar} \times \text{comprimento do entreferro}}{\text{Seção do entreferro}} = \frac{1 \times 0,5}{4} = 0,125$$

Agora, que força magnetomotriz é requerida para produzir um dado fluxo em determinado entreferro? Num circuito magnético a relação entre F.M.M., FLUXO E RELUTÂNCIA é

$$\text{Fluxo magnético} = \frac{\text{FMM}}{\text{Relutância}}$$

$$\text{simbolicamente, } \phi = \frac{F}{R}$$

Por exemplo: qual será o fluxo magnético produzido por uma FMM de 600 gilberts no exemplo anterior?

Solução:

$$\phi = \frac{F}{R} = \frac{600}{0,125} = 4.800 \text{ linhas de força ou maxwells.}$$

A relutividade de um material é pouquíssimas vezes usada nos projetos; ao invés dela usa-se comumente a permeabilidade, que vem a ser o número de linhas de força que será produzida em um centímetro cúbico do material quando a FMM aplicada for de 1 gilbert.

Assim, se especificamos que a permeabilidade de um determinado material é 4.500 quer dizer que obteremos 4.500 linhas de força a mais, por uma determinada FMM aplicada, que aquela que seria produzida no ar por essa mesma FMM.

**Exemplo:** Uma barra de ferro tem uma permeabilidade de 2.000, um comprimento de 5 cm e 2 cm<sup>2</sup> de área. No sentido longitudinal é aplicada uma FMM de 0,3 gilbert. Qual será o fluxo magnético estabelecido no centro da mesma?

**Solução:** Se não existisse a barra, ou seja se o fluxo se estabelecesse no ar, com

as mesmas dimensões (núcleo de ar) teríamos:

$$\phi = \frac{F}{R}$$

Agora,  $R = \frac{l}{A}$  para o ar; então

$$\phi = \frac{F}{\frac{l}{A}} = \frac{F \times A}{l} = \frac{0,3 \times 2}{5} = 0,12 \text{ linha no ar.}$$

Já sabemos que 2.000 vezes mais linhas serão desenvolvidas na barra que no ar, porque a permeabilidade da barra de ferro é 2.000. Logo,

$$\phi \text{ na barra de ferro} = 0,12 \times 2.000 = 240 \text{ linhas.}$$

Quando resolvemos problemas em circuitos magnéticos, devemos lembrar que todas as quantidades fundamentais são referidas à unidade cúbica de ar. Assim, 1 gilbert de FMM é necessária para produzir uma linha de força através de um comprimento de 1 cm e uma área de 1 cm<sup>2</sup> de ar, porque a permeabilidade do ar é 1. Se o material tem uma permeabilidade de 1.000, 1 gilbert produzirá 1.000 linhas de força, ou maxwells.

O símbolo usado para permeabilidade é a letra grega  $\mu$ .

Se dois ou mais caminhos magnéticos estão em série, a relutância total será a soma das relutâncias individuais

$$R \text{ total} = R1 + R2$$

Se estão em paralelo, a relutância total será a recíproca da soma das recíprocas das relutâncias individuais.

$$R \text{ total} = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}}$$

no caso de duas relutâncias:

$$R \text{ total} = \frac{R1 \times R2}{R1 + R2}$$

O leitor poderá notar a semelhança que existe com os circuitos elétricos, quando tratamos de encontrar a resistência resultante da associação de resistências em série ou em paralelo.

A densidade de fluxo magnético, como é o número de linhas de força por centímetro quadrado, será igual ao fluxo total dividido pela área do material, ou

$$B = \frac{\phi}{A}$$

onde:

- B = densidade de fluxo em Gauss
- $\phi$  = número total de linhas de força, em maxwells
- A = área em cm<sup>2</sup>.

Outra unidade magnética é a força magnetizante, representada pela letra H, e medida em oersted. É a força magnetomotriz (FMM) requerida para produzir determinado fluxo através de 1 cm de comprimento de um dado material. Assim, o oersted é o gilbert por centímetro. Logo:

$$\text{Força magnetizante } H = \frac{F}{l}$$

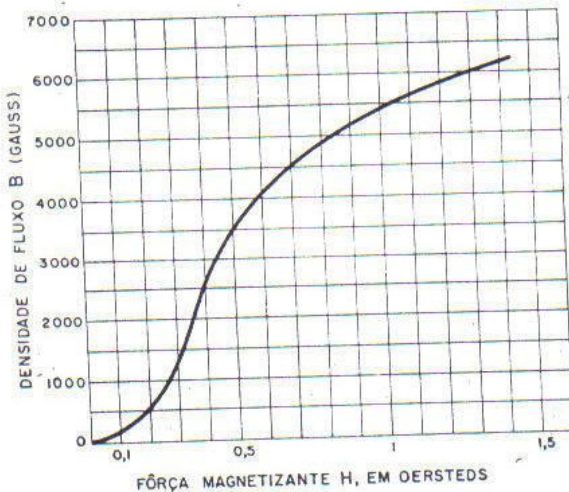


Figura 3

Curva típica B-H de um material magnético de alta permeabilidade.

onde:

- H = oersteds (oersted já foi utilizado como unidade de relutância)
- F = gilberts
- l = comprimento do circuito magnético em centímetros.

Se tomarmos um pedaço de material magnético e submetermos o mesmo a uma força magnetizante variável, o efeito produzido, expresso em gauss pode ser desenhado em forma de uma curva que recebe o nome de curva B-H ou curva de magnetização.

Como a permeabilidade ( $\mu$ ) do material é o

número de linhas de força por unidade de área estabelecida por 1 unidade de força magnetizante, segue-se que:

$$\mu = \frac{B}{H}$$

A figura 3 mostra uma curva típica B-H. Com o auxílio da mesma podemos determinar a permeabilidade do material, simplesmente dividindo-se B (nas ordenadas) por H (nas abcissas).

A curva B-H fornece geralmente a permeabilidade do material à CC. Nos trabalhos de projeto de transformadores normais, que vamos estudar, podemos contar com as curvas que fornecem diretamente a permeabilidade do material em função da densidade magnética (B). A figura 4 apresenta uma curva típica dessa natureza.

É interessante notar que as curvas fornecidas pelos fabricantes de ferro, às vezes são levantadas com amostras de núcleos estampados em forma toroidal e assim mostra uma permeabilidade que nunca podemos alcançar na prática quando montamos o núcleo com as chapas estampadas no clássico formato EI. Por mais que cuidemos da montagem não podemos eliminar totalmente o entreferro formado pela junta das lâminas, formando assim outra relutância e, conseqüentemente, contribuindo para a redução da permeabilidade total do conjunto.

Quando submetemos o ferro, ou qualquer outro material magnético, à ação de uma corrente alternada, a força magnetizante estará continuamente variando: aumenta até um máximo em uma direção, depois inverte o movimento e aumenta na direção oposta. Se medirmos a densidade de fluxo para um ciclo completo obteremos a curva que está ilustrada na figura 5, conhecida como curva de histerese.

Note-se que o material inicialmente não tem magnetização e que conforme aumentamos H, B cresce muito rapidamente no início e logo após mais lentamente, até o final onde está registrado um valor de 8 oersted. Agora se a corrente de magnetização é invertida e decrescida em valor, a curva de retraço não passa pelo mesmo ponto inicial mas sim descreve um novo caminho acima do primeiro.

Quando atingimos o ponto onde H = 0, ainda restará certo fluxo no material; para reduzirmos completamente o fluxo a zero devemos aplicar certa força magnetizante em direção oposta àquela que produziu o fluxo original. A grandeza do fluxo que permanece ainda no material, depois da força magnetizante haver caído a zero, chama-se remanescência magnética; e a força magnetizante necessária para trazer o fluxo a zero chama-se força coercitiva, que se representa por Hc.

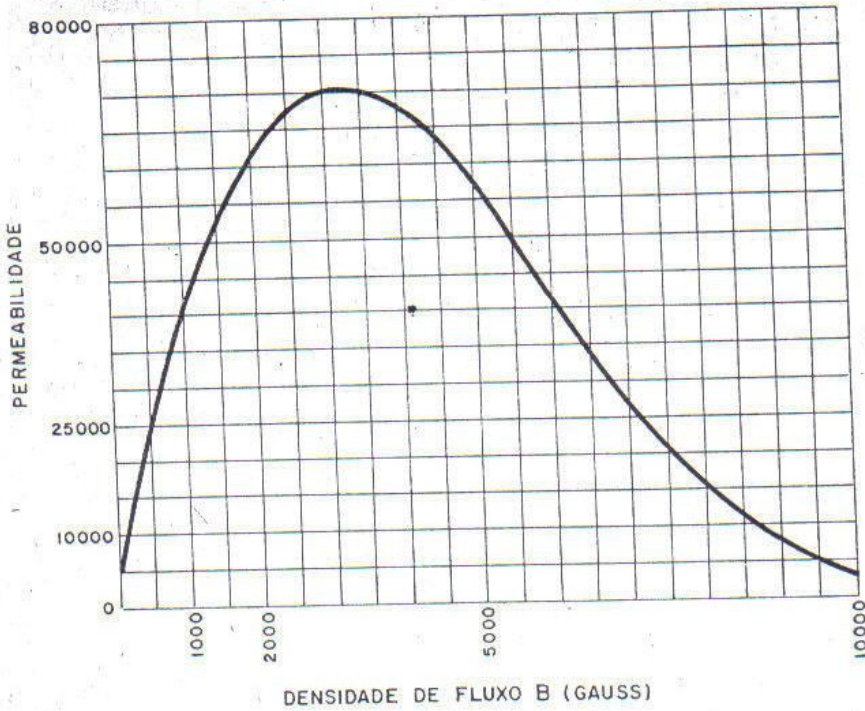


Figura 4

Curva típica de permeabilidade de ferro especial para transformador de força.

A área da curva de histerese é, na realidade, uma medida do trabalho feito para vencer a resistência molecular à magnetização.

Esta perda de potência depende da qualidade do material, da densidade do fluxo e da frequência da corrente alternada.

### INDUTÂNCIA

Complementando a nossa exposição inicial, sobre as grandezas magnéticas, trataremos agora da indutância, que será bastante usada na parte relativa aos projetos propriamente ditos dos transformadores e choques.

A unidade de indutância é o henry, que é definido da seguinte maneira: "Quando uma variação de corrente de 1 ampère/segundo induzir uma tensão de 1 volt, a indutância é dita possuir 1 Henry". Escrevemos então

$$E_m = \frac{\Delta I}{\Delta t} L$$

onde:

- $E_m$  = tensão média induzida
- $\Delta I$  = variação da corrente de ampères
- $\Delta t$  = tempo em segundos

A porção da expressão  $\frac{\Delta I}{t}$  mostra a "relação

da variação de corrente com respeito ao tempo". A tensão induzida, então, é proporcional à relação com que a corrente varia e é igual à va-

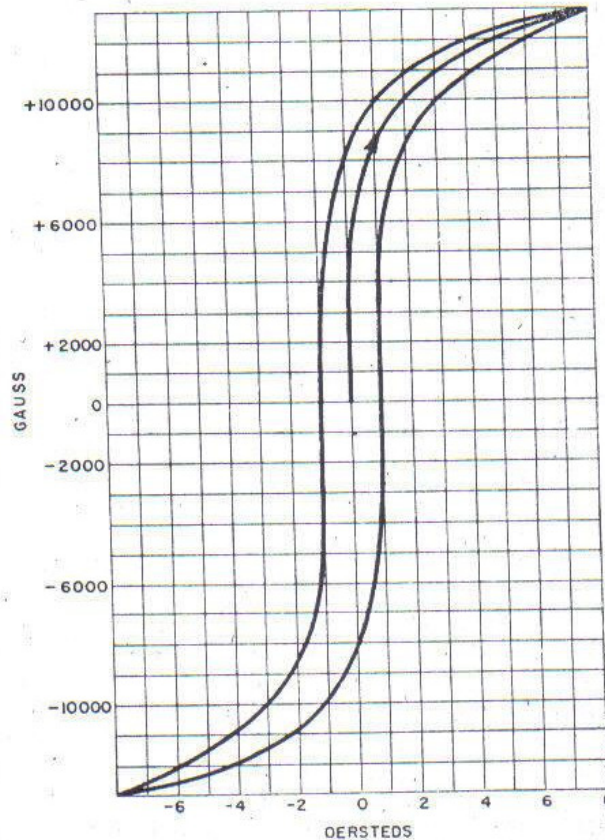


Figura 5

Curva típica de histerese. A partir de certo ponto B (em gauss) não cresce na mesma proporção, que H (em oersted). Quando H é reduzido, B descreve outra curva.

riação ampères por segundo multiplicada pelo fator L, conhecido como indutância.

Após as transformações e simplificações desde a equação

$$L = \frac{N \Delta \phi \times 10^{-8}}{\Delta I} \text{ Henrys}$$

$$\phi = \frac{0,4 \pi \times NI}{R} = \frac{l}{1,26 \times N \times I \times A \times \mu}$$

chegamos finalmente à fórmula abaixo, que nos interessa para calcular as nossas bobinas.

$$L = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

onde:

$\mu$  = permeabilidade = 1 (para o ar)

A = área do núcleo em cm<sup>2</sup>

l = comprimento do circuito magnético em cm

N = número de espiras da bobina.

Devido à interação que existe entre os campos dos enrolamentos feitos no mesmo núcleo, a indutância cresce com o quadrado do número de espiras. Diz-se existir indutância mútua entre elas, essa indutância mútua também é medida em henrys. Unindo-se duas bobinas (ligadas em série) a indutância total resultante será:

$$L_t = L_1 + L_2 = 2M$$

Se as bobinas são ligadas de tal maneira que os campos se somam (ligação série aditiva) temos

$$L_t = L_1 + L_2 \pm 2M$$

Se as ligarmos ao contrário, isto é, de tal maneira que o campo de uma bobina se oponha ao da outra bobina (ligação série subtrativa) temos

$$L_t = L_1 + L_2 - 2M$$

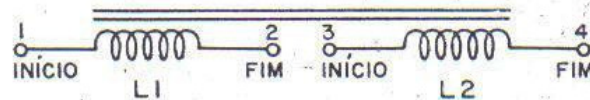
A expressão  $\frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}}$  é chamada coeficiente de acoplamento e designa-se pela letra k.

O valor de k pode ser tão baixo quanto 0,01 (1%) nas bobinas com núcleo de ar, usadas nos circuitos de radiofrequência, ou tão alto quanto 0,98 (98%) nos transformadores de força e de áudio, que utilizam núcleo de ferro.

**Exemplo:** Um núcleo de ferro tem 2 bobinas enroladas. Levamos os enrolamentos à uma ponte de indutâncias e medimos o seguinte:

Primeira bobina separadamente: 2 henrys;  
segunda bobina separadamente: 1,5 henrys.

Ligamos as duas bobinas em série e medimos: 6 henrys.



LIGAÇÃO SÉRIE ADITIVA - 2 a 3 (ou 1 a 4)

LIGAÇÃO SÉRIE EM OPOSIÇÃO - 2 a 4 (ou 1 a 3)

Figura 6

As duas bobinas ligadas em série podem produzir  $L_1 + L_2 + 2M$  ou  $L_1 + L_2 - 2M$ . Se  $L_1 = L_2 = M$ , ligadas em oposição  $L_t = 0$ , em adição  $L_t = 4 L_1$ .

Vamos calcular a indutância mútua e o grau de acoplamento.

$$L_t = 6 \text{ henrys}$$

$$L_1 = 2 \text{ henrys}$$

$$L_2 = 1,5 \text{ henrys}$$

$$M = \frac{L_t - (L_1 + L_2)}{2} = \frac{6 - (2 + 1,5)}{2} =$$

$$= \frac{6 - 3,5}{2} = \frac{2,5}{2} = 1,25 \text{ henrys}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} = \frac{1,25}{\sqrt{2 \times 1,5}} = \frac{1,25}{\sqrt{3}} =$$

$$= \frac{1,25}{1,73} = 0,725 = 0,725 \times 100 = 72,5\%$$

Se ligarmos as duas bobinas em oposição, isto é, início de uma com o início da outra, estando as duas enroladas no mesmo sentido, a indutância total ( $L_t$ ) será:

$$L_t = L_1 + L_2 - 2M = 2 + 1,5 - 2 \times 1,25 = 3,5 - 2,5 = 1 \text{ Henry (ver figura 6).}$$

(Continua no próximo número)

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 2ª Parte

Waldyr Chaves

### CHOQUES

Feita a apresentação inicial, onde mostramos as principais relações magnéticas, com as suas correspondentes unidades e o processo de se efetuar os cálculos mais importantes, vamos agora tomar contato com os projetos diretamente, e também os sistemas de medidas mais adequados, relacionados com os transformadores e choques.

Não apresenta grandes dificuldades o cálculo dos choques (bobina de áudio), quando conhecemos perfeitamente as características do ferro empregado e também não exigimos muita precisão e condições "apertadas".

Se desejamos uma bobina para determinada aplicação de áudio (filtro, passa-altas, passa-baixas de eliminação de banda, para um circuito ressonante, etc.) onde não há circulação de corrente contínua, fixamos inicialmente o valor da indutância que desejamos e o Q mínimo que podemos admitir. Há outras considerações que às vezes são bastante importantes levar-se em conta; máxima resistência do enrolamento, tamanho, peso, etc. Se desejarmos uma bobina pequena, com "Q" elevado e destinada a trabalhar numa extensa faixa de áudio devemos escolher um núcleo de liga especial, tal como o MU-METAL, PERMALOY ou ainda o FERROX-CUBE, ou similar.

Se nossa exigência não for tão grande poderemos utilizar os núcleos de ferro silicioso com boa percentagem de silício e laminação fina — chapa 26 ou 29. Se a nossa exigência for pouca no aspecto de Qm, peso, etc., podemos usar ferro com menor percentagem de silício e chapa mais grossa (24 ou abaixo).

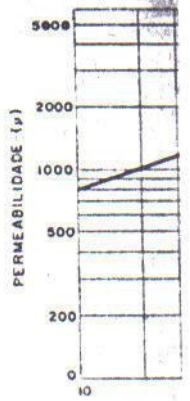
Geralmente, é indispensável que a bobina apresente boa constância da indutância em relação ao sinal aplicado e à frequência incidente.

Conforme pode ser visto na figura 7, que mostra a característica de permeabilidade x

indução do ferro silicioso com elevada percentagem de silício, a permeabilidade varia muito com a indução aplicada, acontecendo o mesmo em relação à frequência. Para baixas induções — abaixo de 100 — a permeabilidade é bem pequena, crescendo progressivamente até atingir o máximo, geralmente entre 25000 e 5000 gauss, para depois cair novamente à medida que elevamos a indução. A permeabilidade para baixos valores de B é chamada "permeabilidade inicial", sendo pequena em ferros normais de silício e extraordinariamente elevada nos ferros de liga especial — MU-METAL, PERMALOY, 4750, etc. Esta é uma das razões porque é indispensável o uso dos ferros especiais nos transformadores onde o sinal aplicado é muito pequeno como, por exemplo, nos de entrada, ligados à microfones, capsulas magnéticas, linhas de áudio de baixo nível, etc.

Já vimos anteriormente que a indução é tanto menor quanto menor for a amplitude do sinal aplicado, portanto, com sinais muito débeis a indução será muito pequena e, logicamente, exigindo material de alta permeabilidade para ser possível o projeto de uma unidade pequena e eficiente.

Para cumprirmos com a condição de boa constância da permeabilidade, para que se tenha valor razoavelmente constante da indutância, lançamos mão de um artifício que consiste na introdução de um entreferro no núcleo ("gap"). O núcleo assim "arrumado", isto é, todas as lâminas empilhadas em um só sentido, sem trançamento, e tendo um entreferro na união E-I mostrará uma característica bem mais plana de  $\mu \times B$  e também em relação à frequência. Mais ainda, as perdas serão menores



e com isto consequentemente elevado.

Vamos calcular condições bem similares se familiarizarmos

Suponhamos que as condições dadas na figura que enchemos a AWG.

Usamos seção do ferro é trivial da lâmina E.

a) Calculamos  $A =$

onde:

A = área efetiva

a = largura da

b = empilhamento

é, a altura

0,94 = fator de

pensar a

do à reb

Entrando-se com

os:

$A = 2,4 \times$

b) Tomando-se

lado da forma, 1

ma e 1 mm para

de papel sobre o

nela útil para,

útil é igual a:

$(36 - 4) \times (12 -$

$= 3,2 \text{ cm}^2$ .

c) Deixando-se

para não termos

tado e também

papel isolante e

aproximadamente

tabela de fios e

podemos enrolar

janela útil 1680

pois cabem 525

d) Agora já

\* da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

Revista Monitor de  
RADIO E TELEVISÃO

SETEMBRO DI

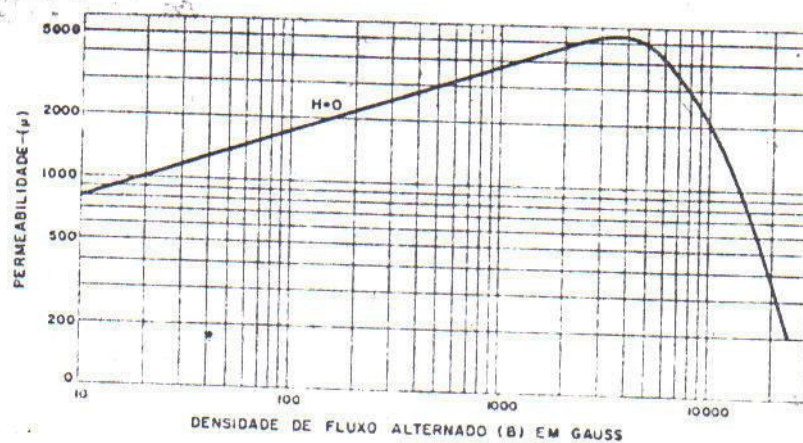


Figura 7  
Curva característica de permeabilidade x indução, do ferro com 4% de silício.

e com isto conseguiremos um "Q" bem mais elevado.

Vamos calcular inicialmente uma bobina, em condições bem simples, para que o leitor possa ir se familiarizando gradativamente.

Suponhamos que dispomos das lâminas ilustradas na figura 8 (tipo de laminação E-I) e que enchemos a sua janela com fio n.º 26 AWG.

Usamos seção quadrada, isto é, o empilhamento do ferro é igual à largura da perna central da lâmina E.

a) Calculamos a área efetiva do ferro.

$$A = a \times b \times 0,94$$

onde:

A == área efetiva em cm<sup>2</sup>

a == largura da perna central em cm

b == empilhamento do núcleo em cm, isto é, a altura do ferro empilhado.

0,94 == fator de empilhamento (para compensar a perda no empilhamento devido à rebarba, etc.).

Entrando-se com os valores propostos teremos:

$$A = 2,4 \times 2,4 \times 0,94 = 5,4 \text{ cm}^2$$

b) Tomando-se 2 mm de margem em cada lado da fôrma, 1 mm para a espessura da fôrma e 1 mm para a folga da fôrma e as voltas de papel sobre o enrolamento, calculamos a janela útil para o enrolamento. Assim, janela útil é igual a:

$$(36 - 4) \times (12 - 2) = 32 \times 10 = 320 \text{ mm}^2 = 3,2 \text{ cm}^2$$

c) Deixando-se 10% da janela útil como folga, para não termos um enrolamento muito apertado e também para as variações possíveis do papel isolante e diâmetro do fio, etc. Chegamos aproximadamente 2,85 cm<sup>2</sup> de janela útil. Pela tabela de fios mostrada na figura 9 vemos que podemos enrolar no espaço que dispomos de janela útil 1680 espiras de fio n.º 26 esmaltado, pois cabem 525 espiras em cada cm<sup>2</sup>.

d) Agora já temos a área útil do ferro e o

número de espiras. Vamos supor que a bobina será utilizada em 50 Hz com uma tensão de 20 volts aplicados.

Já podemos calcular a indução:

$$B = \frac{E \times 10^8}{4,44 \times f \times N \times A}$$

onde B == indução em Gauss

E == tensão em volts

f == freqüência em Hertz

N == número de espiras

A == área de ferro em cm<sup>2</sup>.

Teremos:

$$B = \frac{20 \times 10^8}{4,44 \times 50 \times 10 \times 1,68 \times 10^3 \times 3,2} = \frac{20 \times 10^8}{4,44 \times 5 \times 1,68 \times 3,2} = 1680 \text{ Gauss.}$$

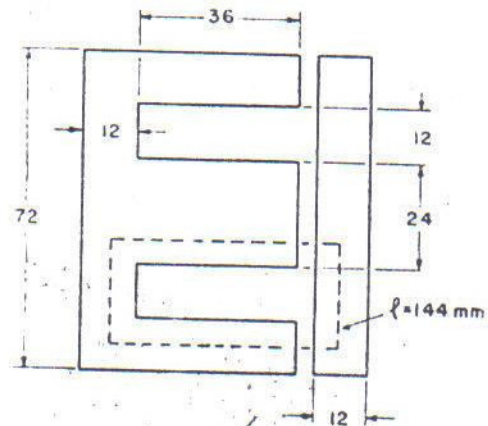


Figura 8  
Lâminas tipo EI com 24 mm de perna central. / 6 o comprimento do circuito magnético = 2 × (36 + 12) + 2 × (12 + 12) = 144 mm.



Nº	DIÂMETRO			SEÇÃO		ESPIRAS POR CM				ESPIRAS POR CM²			PESO POR 1000m		OHMS POR Kg	OHMS POR Km	CORRENTE MAX. - AMP
	FIO NU		FIO ESMALTADO	mm²	CIRCULAR mils	ESMALT	2x SEDA 1x ALGOD.	2x ALGOD	SEM ISOLAÇÃO ENTRE CAMADAS	COM ISOLAÇÃO ENTRE CAMADAS	ESMALT. Kg/Km	NU Kg/Km	Kg/Km	Ω/Km			
	mm	mils	mils														
8	3,26	128,5	3,32	130,6	8,33	16510	3,01	2,88	2,81	8,8	7,1	75,5	74,6	0,028	2,07	23,1	
9	2,90	114,4	2,96	116,5	6,65	13090	3,38	3,19	3,06	11,1	8,9	59,6	58,9	0,043	2,59	19,9	
10	2,59	101,9	2,65	104,0	5,27	10308	3,78	3,61	3,51	13,9	11,1	47,3	46,7	0,069	3,27	15,8	
11	2,30	90,7	2,36	92,7	4,15	8230	4,25	4,00	3,86	17,5	14,0	37,5	37,0	0,110	4,15	12,4	
12	2,05	80,8	2,11	82,8	3,30	6530	4,75	4,45	4,29	21,8	17,4	29,8	29,4	0,175	5,22	9,90	
13	1,83	72,0	1,88	74,0	2,63	5180	5,32	4,98	4,74	27,4	21,9	23,6	23,3	0,277	6,56	7,88	
14	1,63	64,1	1,68	66,1	2,09	4110	5,95	5,51	5,47	34,1	27,2	18,7	18,5	0,441	8,26	6,27	
15	1,45	57,1	1,50	59,1	1,65	3257	6,67	6,12	5,82	42,8	34,2	14,9	14,7	0,648	10,4	4,95	
16	1,29	50,8	1,34	52,8	1,30	2583	7,46	6,95	6,46	53,8	43,0	11,8	11,6	1,12	13,2	3,80	
17	1,15	45,3	1,20	47,1	1,04	2048	8,33	7,70	7,14	67,5	54,0	9,32	9,20	1,78	16,6	3,12	
18	1,02	40,3	1,07	42,1	0,818	1624	9,30	8,54	7,82	84,7	67,7	7,41	7,31	2,85	21,1	2,45	
19	0,91	35,9	0,96	37,7	0,650	1288	10,4	9,46	8,60	105	84,0	5,87	5,79	4,50	26,5	1,95	
20	0,81	32,0	0,86	33,8	0,515	1022	11,5	10,5	9,32	131	105	4,65	4,59	7,17	33,5	1,54	
21	0,72	28,5	0,77	30,2	0,407	810	13,0	11,5	10,4	164	131	3,70	3,65	11,4	42,3	1,22	
22	0,64	25,4	0,69	27,0	0,322	642	14,5	13,3	11,8	207	165	2,93	2,89	18,3	53,6	0,965	
23	0,57	22,6	0,61	24,1	0,255	509	16,2	14,4	12,6	257	206	2,33	2,29	29,1	67,6	0,765	
24	0,51	20,1	0,55	21,5	0,204	404	18,3	16,1	14,2	324	219	1,85	1,82	45,5	84,4	0,612	
25	0,45	17,9	0,48	19,2	0,159	320,4	20,4	17,7	15,3	407	271	1,47	1,44	73,0	108	0,427	
26	0,40	15,9	0,44	17,1	0,126	254,1	22,8	19,5	16,5	513	314	1,17	1,15	117	137	0,378	
27	0,36	14,2	0,39	15,8	0,102	201,5	25,7	21,2	17,7	640	405	0,923	0,907	183	169	0,306	
28	0,32	12,6	0,35	13,6	0,0805	159,8	28,9	23,5	19,3	812	502	0,731	0,718	338	214	0,242	
29	0,29	11,3	0,31	12,2	0,0650	126,7	32,3	25,4	20,3	1000	605	0,580	0,570	448	261	0,196	
30	0,25	10,0	0,27	10,8	0,0491	100,5	35,5	27,7	21,3	1260	738	0,463	0,454	757	351	0,147	
31	0,23	8,928	0,25	9,7	0,0415	79,70	40,5	30,1	23,3	1570	1040	0,368	0,360	1130	415	0,124	
32	0,20	7,950	0,22	8,7	0,0314	63,21	45,5	32,4	24,2	1960	1270	0,290	0,284	1180	549	0,094	
33	0,18	7,080	0,20	7,7	0,0254	50,13	50,9	35,0	25,8	2500	1640	0,230	0,226	2960	679	0,076	
34	0,16	6,305	0,18	6,9	0,0201	39,75	57,2	37,5	27,2	3180	1910	0,183	0,179	4690	858	0,060	
35	0,14	5,615	0,16	6,2	0,0154	31,52	63,8	40,4	28,6	3860	2350	0,139	0,136	7700	1120	0,046	
36	0,13	5,000	0,14	5,5	0,0132	25,00	71,5	43,1	30,2	4900	3320	0,110	0,107	11200	1300	0,039	
37	0,11	4,453	0,12	4,9	0,00951	19,83	80,0	45,8	31,4	6120	4060	0,091	0,089	19800	1820	0,028	
38	0,104	3,965	0,112	4,4	0,00785	15,72	89,3	48,8	32,8	7590	4940	0,072	0,070	30400	2210	0,023	
39	0,090	3,531	0,099	3,9	0,00636	12,47	101	51,7	34,2	9670	6180	0,056	0,054	47700	2740	0,019	
40	0,080	3,145	0,089	3,5	0,00502	9,888	112	54,8	35,4	12000	7480	0,045	0,044	75300	3440	0,015	

Figura 9 — Tabela de fios de cobre (AWG e B & S).

e) Entrando-se com o valor B calculado anteriormente na curva da figura 7, encontramos  $\mu = 4500$  e assim já estamos em condições de calcular a indutância.

$$L = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-9}}{14,4}$$

$$= \frac{1,26 \times 1,68 \times 1,68 \times 10^6 \times 3,2 \times 4,5 \times 10^3 \times 10^{-9}}{14,4}$$

$$= \frac{1,26 \times 1,68 \times 1,68 \times 3,2 \times 4,5 \times 10}{14,4} = \frac{510}{14,4} = 35,4 \text{ Henrys.}$$

Devemos notar que a indutância que vamos medir, para coincidir com o valor calculado, deverá ser feita na frequência especificada e com a tensão de 20 volts efetivos. Conforme já mencionamos nota-se perfeitamente pela curva de indução  $\times$  permeabilidade do ferro, que a permeabilidade varia consideravelmente com a indução aplicada.

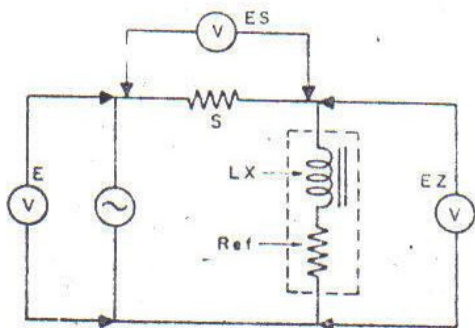


Figura 10

Circuito para medição da indutância, resistência efetiva, ângulo de fase e impedância de uma bobina, pelo método dos três voltímetros.

Também devemos montar o ferro 100% trançado, isto é, cruzar as lâminas E-I uma por vez e cuidar bem do apêto, pois, do contrário iremos introduzir entreferro e baixaremos a permeabilidade. A permeabilidade fornecida pela curva é para o ferro 100% trançado e a uma frequência de 50 Hz.

E agora, naturalmente, virá a pergunta: "mas como podemos medir corretamente a nossa bobina já enrolada e montada?"

Vamos aproveitá-la para as explicações devidas.

f) Vamos em seguida verificar qual será a resistência do enrolamento à corrente contínua.

Inicialmente vejamos qual o comprimento da espira média. Como o empilhamento é igual à largura da perna central, isto é, a seção é quadrada, temos:

$$\text{Espira média} = 4 \times 3,6 = 14,4 \text{ cm.}$$

Pela tabela de fios (fig. 9) vemos que o fio 26 possui 137 ohms por km à temperatura de 25° C.

Como enrolamos 1680 espiras, o nosso enrolamento terá:

$$1680 \times 14,4 = 24200 \text{ cm, ou 242 metros.}$$

A resistência será de:

$$0,242 \times 137 = 33,15 \text{ ohms.}$$

Então, a nossa bobina terá as seguintes características calculadas.

Indutância máxima a 50 Hz com 20 volts RMS aplicados = 35,4 Henrys.

Indução máxima de trabalho = 1680 gauss.

Resistência do enrolamento à CC = 33,15 ohms a 25° C.

Dispomos de diversas maneiras de medir uma indutância. Assim, podemos usar uma ponte de comparação direta (Wheatstone) onde comparamos a indutância desconhecida com uma indutância conhecida, sendo que os dois ramos restantes da ponte são constituídos por duas resistências.

As pontes mais adequadas são as de Hay e Maxwell onde comparamos a indutância desconhecida com um condensador e usamos uma resistência extra para o ajuste do ângulo de fase que, devidamente ajustada, fornecerá o valor da resistência efetiva da bobina.

De posse do conhecimento da resistência efetiva, podemos facilmente calcular o "Q".

Há também a ponte de ressonância, bastante simples e eficiente. Em série com a indutância desconhecida colocamos um condensador que fazemos ressonar com a mesma. Depois de equilibrar a ponte, lemos diretamente o valor da resistência efetiva no ramo correspondente. Pelo valor de C e da frequência calculamos L;

calculamos em seguida o Q, pois  $Q = \frac{\omega L}{R_{ef}}$ . Outra

maneira de se medir a indutância é pelo conhecido método dos 3 voltímetros. Usamos 3 voltímetros ou 1 só nas 3 posições onde são necessárias as medidas. A figura 10 mostra a disposição correta para as medidas.

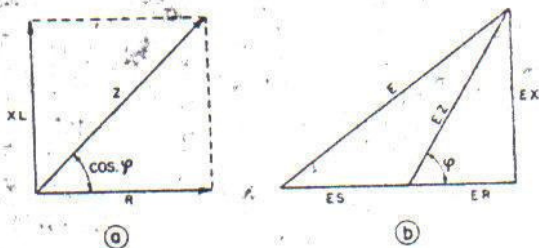


Figura 11

- a) Diagrama vetorial.  $\cos \varphi$  é o ângulo de fase;  
 b) Relações vetoriais no circuito com três voltímetros.

O sistema consiste na medida das 3 tensões ES, EZ e E, respectivamente sobre uma resistência que ajustamos (S), sobre a impedância desconhecida e a tensão total aplicada. Quando a resistência S for ajustada de modo que a queda de tensão sobre a mesma (ES) for igual à queda de tensão sobre (EZ) temos que  $S = Z$ . Condição esta muito lógica pois, sendo a corrente a mesma que circula no circuito só podemos ter as quedas de tensão iguais quando a impedância desconhecida for igual à resistência conhecida que ajustamos. Ou  $I \times S = I \times Z$ . Falamos em impedância Z desconhecida e é exatamente a que temos na bobina sob medida. Se medimos corretamente e calculamos em se-

guida podemos conhecer o valor da indutância  $L$  e, separadamente, o valor da resistência efetiva  $R_{ef}$  que, conforme já foi dito, não é a resistência à CC do enrolamento somente, mas inclui tôdas as perdas.

A reatância indutiva de uma bobina é:

$$X_L = 2 \pi \times f \times L = \omega L$$

onde

$X_L$  == reatância indutiva em ohms

$f$  == freqüência em Hz

$L$  == em Henrys

$\omega = 2 \pi \times f$

A impedância de uma bobina (longe da ressonância, sem tomar em conta qualquer capacitância) pode ser expressa por

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

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

$Z$  == impedância em ohms

$R_{ef}$  == resistência efetiva, equivalente série.

O diagrama vetorial está mostrado na figura 11.

Qual será a impedância, o ângulo de fase e o  $Q$  de uma bobina de 10 henrys a 200 Hz,

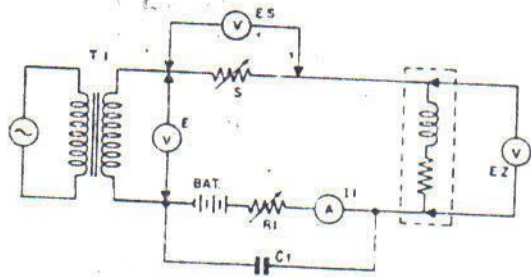


Figura 12

Circuito para medidas de  $R_{ef}$ ,  $L$ ,  $Z$  e  $\cos \phi$  pelo método dos três volímetros, com corrente contínua aplicada. ( $C_1$  é um condensador com elevada capacitância).

cuja resistência equivalente é de 4000 ohms?

$$X_L = 2 \pi \times f \times L = 6,28 \times 2 \times 10^2 \times 10 = 6,28 \times 2 \times 10^3 = 12.550 \text{ ohms}$$

O  $Q$  será:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{12,55 \times 10^3}{4 \times 10^3} = 3,14$$

O ângulo de fase podemos tirar do  $Q$ , por exemplo.

Vemos que o  $Q$  é a tangente do ângulo, assim: A tangente é 3.14, o ângulo de fase será 72,30, aproximadamente.

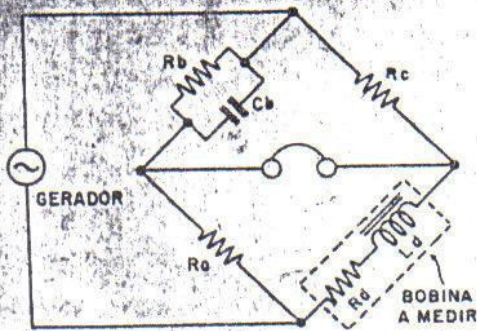


Figura 13.

Ponte de Maxwell para medições de indutância (Ld) e resistência efetiva (Rd).

Também, ainda pelo diagrama da figura 11, podemos escrever  $\text{COS } \varphi = \frac{R}{Z}$ .

$$\text{Seno } \varphi = \frac{XL}{Z}$$

$$\begin{aligned} \text{A impedância será } Z &= \sqrt{XL^2 + R^2} \\ &= \sqrt{12550^2 + 4000^2} = 13.300 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Assim, se no circuito de medida da figura 10, colocarmos a bobina que acabamos de calcular e ajustamos S para ler a mesma queda de tensão sobre S e Z, teremos um valor de S = 13.300 ohms.

Agora vamos ver como podemos conhecer a resistência efetiva e a indutância, partindo das medições com os 3 voltímetros.

As expressões que dão a impedância desconhecida Z, sua resistência efetiva Ref, a reatância XL e o fator de potência (COS φ) são:

$$Z = S \frac{EZ}{ES}$$

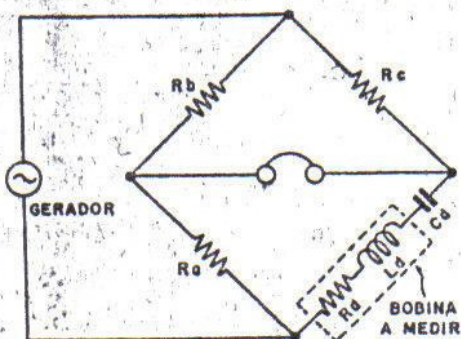


Figura 14

Ponte de ressonância. Muito apropriada para medições de indutância de uma bobina, ou transformador, e a correspondente resistência efetiva.

$$\text{Ref} = S \frac{E^2 - EZ^2 - ES^2}{2 ES^2}$$

$$XL = \sqrt{Z^2 - \text{Ref}^2}$$

$$\text{COS } \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{E^2 - EZ^2 - ES^2}{2 EZ ES}$$

Se ajustamos a resistência S de modo que a tensão ES seja igual a EZ teremos

$$\begin{aligned} Z &= S \\ \text{COS } \varphi &= \frac{E^2 - 2 \times ES^2}{2 \times ES^2} \end{aligned}$$

Vejamos um exemplo de aplicação.

Suponhamos que medimos uma bobina desconhecida e encontramos os seguintes valores:

$$\begin{aligned} ES &= EZ = 10 \text{ volts} \\ E &= 18 \text{ volts} \\ S &= 13.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Frequência de medida = 1000 Hz.

Como ajustamos a resistência série "S" para

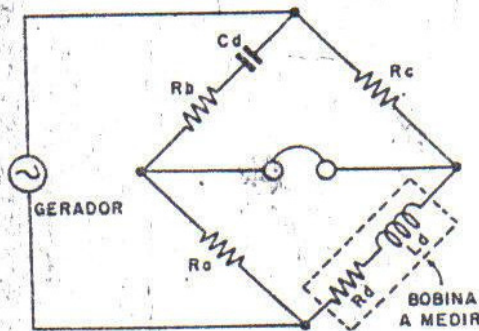


Figura 15

Configuração da ponte de Hay.

têrmos a mesma leitura sobre ela que sobre a bobina desconhecida Z, podemos escrever que  $Z = S$ , logo  $Z = 13.000 \text{ ohms}$ .

$$\text{Fator de potência } \text{COS } \varphi = \frac{18^2 - 2 \times 10^2}{2 \times 10^2}$$

$$= \frac{325 - 200}{200} = \frac{125}{200} = 0,625$$

$$\text{Ref} = Z \times \text{COS } \varphi = 13.000 \times 0,625 = 8.150 \text{ ohms.}$$

$$\text{XL} = \sqrt{Z^2 - \text{Ref}^2} = \sqrt{13.000^2 - 8.150^2} = 10.200 \text{ ohms.}$$

$$Q = \frac{XL}{\text{Ref}} = \frac{10.200}{8.150} = 1,25$$

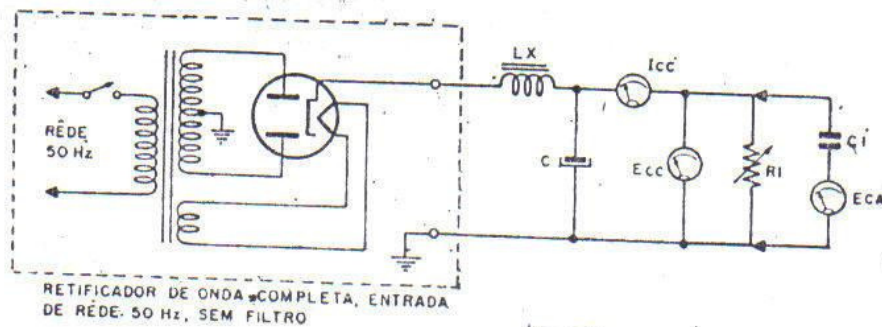


Figura 16

Circuito para medições em choques do filtro. Icc = miliamperímetro CC; Ecc = voltímetro CC; Eca = voltímetro CA; Ci = 4 μF ou mais (não usar eletrolítico); R1 = resistor ajustável de fio.

$$\text{INDUTANCIA} = \frac{XL}{\omega} = \frac{8.150}{6,28 \times 1.000} \sim 1.3 \text{ henrys.}$$

$$\text{Angulo de fase (COS } \varphi = 0,625) = 51,3^\circ$$

Deve-se tomar bastante cuidado com a polaridade dos instrumentos, a capacitância para a terra e a precisão dos voltímetros utilizados, quando utilizamos o sistema de medida que acabamos de descrever, pois do contrário, a precisão será sacrificada.

O método dos 3 voltímetros presta-se muito bem para medidas de indutância com elevada amplitude (alta indução) e também quando necessitamos medidas com superposição de corrente contínua.

Mostramos na figura 12 como podemos efetuar medidas com CC aplicada.

Vejamos agora como podemos medir indutância, resistência efetiva e ângulo de fase de uma bobina ou transformador, numa ponte de Maxwell.

Na figura 13 mostramos a configuração da ponte. A ponte estará balanceada quando:

$$Ld = Ra \cdot Rc \cdot cb$$

$$Rd = \frac{Ra}{Rb} \cdot Rc$$

#### Exemplo

Se armamos a ponte com condensador (cb) de 0,1 μF e ao medirmos uma bobina encontramos o nulo com os seguintes valores de resistências nos ramos:

$$Ra = 10.000 \text{ ohms} \quad Rb = 80.000 \text{ ohms} \quad Rc = 1.600 \text{ ohms.}$$

Teremos:

$$Ld = Ra \times Rc \times cb = 10^4 \times 1,6 \times 10^3 \times 10^{-7} = 1,6 \text{ Henrys.}$$

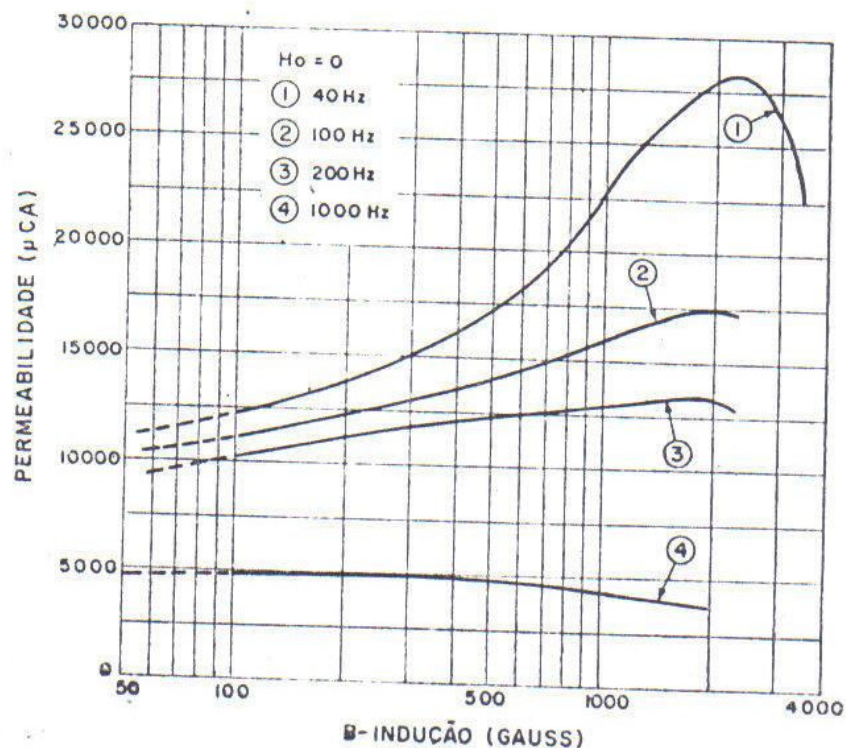


Figura 17  
Curvas de permeabilidade efetiva da liga mu-metal.

$$R_d = \frac{R_a}{R_b} \times R_c = \frac{10^4}{1,6 \times 10^3} \times 1,6 \times 10^3 = 200 \text{ ohms.}$$

Suponhamos que a frequência em que foi efetuada a medição tenha sido de 1000 Hz.

Calculamos o Q

$$Q = \frac{\omega L}{R_d} = \frac{6,28 \times 10^3 \times 1,6}{200} = 50$$

Vejam como funciona a ponte de ressonância. Se aplicamos a um ramo de uma ponte de Wheatstone uma indutância em série com um condensador e ajustamos a frequência de excitação de modo que o conjunto formado por L-C entre em ressonância, cancelamos as duas reatâncias ( $X_L$  e  $X_C$ ) e aparecerá no ramo somente a resistência efetiva. Se equilibramos a ponte para o nulo definitivo então poderemos facilmente calcular a Ref. Vamos a um exemplo (veja figura 14).

Suponhamos  $f$  do gerador = 500 Hz  
 $C_d = 0,5 \mu F$   
 $R_a = 70 \text{ Ohms}$   
 $R_b = R_c = 10.000 \text{ ohms}$

Calculando

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6,28 \times 5 \times 10^2 \times 0,5 \times 10^{-6}} = 635 \text{ ohms.}$$

Logo  $\omega L = 635 \text{ ohms.}$

$$L = \frac{635}{6,28 \times 5 \times 10^2} = \frac{635}{6,28 \times 5} \times 10^{-2} = 203 \text{ Henrys.}$$

$$R_d = \frac{R_a}{R_b} R_c = \frac{70}{10^4} \times 10^4 = 70 \text{ ohms.}$$

$$Q = \frac{\omega L}{R_d} = \frac{635}{70} \sim 9.$$

Finalmente vejamos como é a ponte de Hay (fig. 15):

Na ponte de Hay o condensador de comparação  $C_b$ , ao contrário da ponte de Maxwell, é colocado em série com a resistência de equilíbrio do ângulo de fase ( $R_b$ ).

A ponte estará em equilíbrio quando:

$$R_d = \frac{R_a R_b R_c (\omega C_b)^2}{1 + (R_b \omega C_b)^2}$$

$$L_d = \frac{R_a R_c C_b}{1 + (R_b \omega C_b)^2}$$

Todos os métodos que descrevemos são muito práticos e precisos para medidas de indutân-

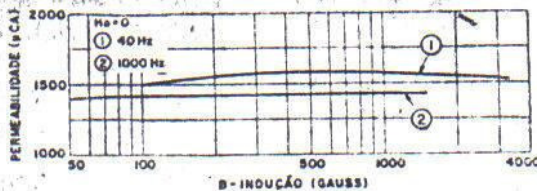


Figura 18

Permeabilidade em função da indução CA, com as lâminas montadas sem cruzamento. Liga mu-metal.

cia e a correspondente resistência efetiva nos choques e transformadores. Há outras que poderão ser usadas, igualmente, com segurança.

A precisão no resultado final, em todos os casos, dependerá sempre do cuidado que for tomado na distribuição dos elementos que integram o circuito e da precisão dos padrões utilizados.

Quando desejamos medir uma bobina de filtro de retificador (choque de filtro) onde geralmente circula uma corrente contínua relativamente elevada, uma das maneiras mais rápidas e acessível é a verificação da atenuação da ondulação ("ripple"). Ligamos a bobina na saída de um retificador de onda completa e com ela constituímos uma célula de filtro, isto é, colocamos em derivação um condensador de valor adequado e conhecido. Medimos a tensão contínua e a tensão residual de corrente alternada

(ondulação). Em seguida estabelecemos a porcentagem de CA em relação à CC e entramos no gráfico com o valor calculado, nas ordenadas teremos a indutância que corresponde. A figura 16 mostra o que acabamos de recomendar.

O gráfico da figura 17 fornecerá o valor de L em função de C em derivação, e a porcentagem de ondulação. Naturalmente, o retificador deverá ser de capacidade adequada, isto é, deverá ser capaz de fornecer a corrente contínua que necessitamos para a medida.

Se pretendemos uma bobina de filtro, para áudio, isto é, para um filtro passa-altas, passa-baixas em outra aplicação onde seja exigido Q elevado e pequeno volume, recorremos aos núcleos especiais. Os núcleos de liga de níquel e ferro, como o MU-METAL, presta-se magnificamente para estas aplicações. Trata-se de material que exhibe altíssima permeabilidade inicial e baixa perda.

A figura 17 mostra a curva de permeabilidade em função da indução (CA) para o MU-METAL, nas frequências de 40 — 100 — 200 e 1000 Hz. As medidas foram levantadas em laboratório, com as lâminas empilhadas e trançadas 100% (1 por vez), representam, portanto, a condição verdadeira de trabalho e não as curvas fornecidas pelo fabricante, geralmente levantadas na condição de "RING-SAMPLE" que mostra a permeabilidade máxima, sem qualquer entreferro residual (às vezes são for-

necidas as características de permeabilidade CC — medidas em permeômetro).

A figura 18 mostra as curvas do mesmo ferro, porém, com o núcleo montado de maneira diferente. As lâminas não foram cruzadas, isto é, foram empilhadas todas num mesmo sentido ("BUTT-JOINT").

Já nos referimos anteriormente quanto à necessidade da introdução de certo entreferro, quando desejamos obter uma bobina de elevado Q e também que mantenha valor constante de indutância em função da indução incidente e da frequência. O leitor poderá notar perfeitamente o que acabamos de ressaltar observando as figuras 17 e 18.

Na figura 17 a permeabilidade varia apreciavelmente com a indução e também com a frequência; a 40 Hz chega a atingir 28.000, não passando de 5.000 a 1.000 Hz.

Na figura 18, onde as medidas foram tomadas com o núcleo não trançado, condição em que, por mais que se aperte as lâminas, sempre há formação de entreferro, a permeabilidade é bastante constante quer em relação à frequência ou a indução aplicada. A prova evidente da formação do entreferro residual é a redução considerável da permeabilidade a 40 Hz, onde não passa de pouco mais de 1.500. As lâminas utilizadas para o levantamento das características são de laminação bem fina, aproximadamente 0,18 mm.

(Continua no próximo número)



# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 3ª Parte

Waldyr Chaves \*

### (CHOQUES)

Vejam os em seguida como calculamos uma bobina onde desejamos alto Q e valor constante de L. Vamos utilizar lâminas MU-METAL, laminação EI, conforme mostra a figura 19.

Suponhamos que necessitamos das seguintes características:

L = 500 milihenrys.

Freqüência de trabalho = 200 a 3.000 Hz

Tensão máxima aplicada = 5 volts RMS.

Para alto Q e boa estabilidade da indutância, devemos adotar certo entreferro na junta do núcleo. As curvas da figura 18 mostram que sem nenhum trançamento das lâminas (lâminas montadas tôdas num sentido, isto é, com entreferro residual apreciável) a permeabilidade ( $\mu$ ) será em tôrno de 1.500. Se adotarmos  $\mu = 1000$ , será fácil o ajuste da indutância na ocasião da montagem do núcleo; só teremos que introduzir nas juntas pequenos pedaços de papel estável, fôlhas delgadas de mica, etc., até atingirmos a indutância desejada.

O núcleo será de seção quadrada (empilhamento igual à largura da perna central).

Os dados do núcleo são (pela fig. 19):

Área efetiva =  $1,9 \times 1,9 \times 0,94 = 3,4 \text{ cm}^2$ .

Comprimento do circuito magnético  $l = 11,40 \text{ cm}$ .

Comprimento da espira média do enrolamento =  $11,40 \text{ cm}$ .

Área efetiva da janela =  $1,8 \text{ cm}^2$  (com as margens normais).

Calculamos inicialmente o número de espiras necessário para L = 500 mH ( $\mu$  escolhido = 1000).

$$\text{Já sabemos que } L = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

Logo:

$$N = \sqrt{\frac{L \times l \times 10^8}{1,26 \times A \times \mu}} = \sqrt{\frac{0,5 \times 11,4 \times 10^8}{1,26 \times 3,4 \times 10^3}}$$

$$= \sqrt{\frac{0,5 \times 114}{1,26 \times 3,4}} \times 10^2 =$$

$$\sqrt{13,3} \times 10^2 = 3,65 \times 10^2 = 365 \text{ espiras.}$$

Vejam os a bitola do fio a ser usado:

$\frac{365}{1,8} \approx 200$ , ou seja, devemos usar fio esmalgado de bitola que corresponda a 200 espiras para cada  $\text{cm}^2$ . Pela tabela da figura 9 vemos que corresponde ao fio n.º 22 (sem isolamento entre camadas).

Com o número de espiras já determinado, passamos a calcular a indução máxima. A indução máxima será atingida na freqüência mais baixa da faixa de passagem, ou seja, 200 Hz.

$$B = \frac{Ex 10^8}{4,44 \times f \times N \times A} =$$

$$= \frac{4,44 \times 2 \times 10^2 \times 365 \times 3,4}{5 \times 10^6} =$$

$$= \frac{4,44 \times 2 \times 365 \times 3,4}{5} =$$

$$= \frac{5}{1,09} \times 10^2 \approx 460 \text{ gauss, que re-}$$

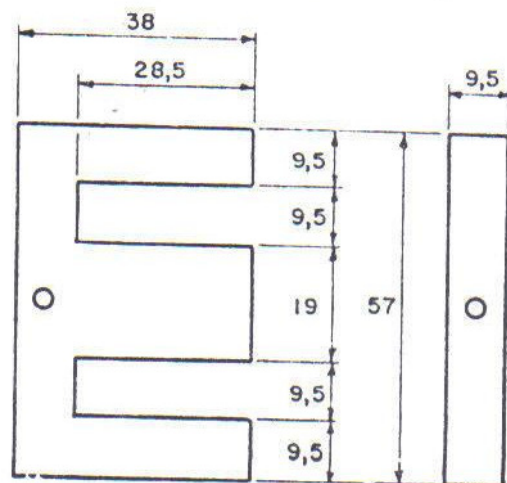


Figura 19

Lâminas tipo EI. O comprimento do circuito magnético é de:  $2 \times (28,5 + 9,5) + 2 \times (9,5 + 9,5) = 114 \text{ mm}$ .

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

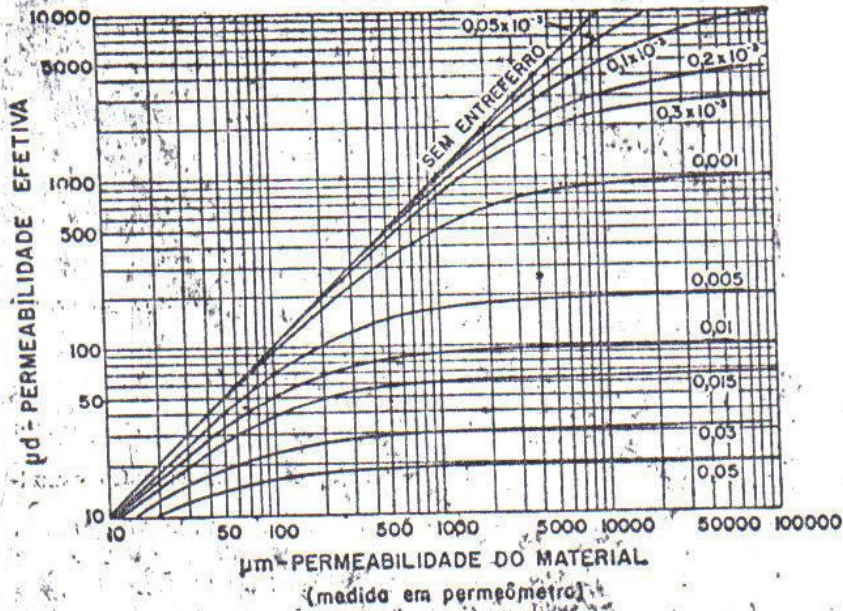


Figura 20  
Redução da permeabilidade com o entreferro. A liga é "4750".

apresenta uma indução bem baixa e, portanto, bem adequada para o ferro que vamos utilizar.

Para completar, podemos calcular a resistência do enrolamento à corrente contínua:  
Comprimento total do enrolamento = número de espiras  $\times$  espira média =  $365 \times 11,4 = 4.150$  centímetros = 41,5 m.

Pela tabela da figura 9 temos, 53,6 ohms por quilômetro. Logo,  $53,6 \times 0,0415 = 2,22$  ohms. Resumindo, a bobina será como segue:  
Número de espiras = 365;  
Bitola do fio = 22 AW, esmaltado;  
Indução máxima de trabalho = 460 gauss;  
Resistência do enrolamento à CC = 2,22 ohms;  
Permeabilidade efetiva de trabalho = 1000;  
Indutância = 500 mH.

A bobina depois de enrolada, poderá ser ajustada facilmente, pela variação do entreferro, usando-se o método dos 3 voltímetros ou qualquer das pontes descritas anteriormente. Conheceremos também o valor da resistência efetiva e calcularemos finalmente o Q. Naturalmente, qualquer outra ponte de laboratório apropriada poderá ser usada para as medidas.

Quando nos referimos, anteriormente, à formação de entreferro residual em virtude da impossibilidade de se obter uma junta perfeita, dissemos que com o núcleo na condição "não trançado" (todas as lâminas num só sentido), o efeito era mais acentuado. Se trançamos as lâminas, 100% reduzimos muito o entreferro, porém, não o eliminamos totalmente. Quando lidamos com ferro, de permeabilidade muito alta, como é o caso do Mu-Metal, devemos tomar muito cuidado com o apêto das lâminas

e a fabricação da forma para o enrolamento, para que não se forme excesso de entreferro, principalmente quando queremos aproveitar toda a permeabilidade máxima que o núcleo pode nos fornecer. Nas melhores condições possíveis de entrelaçamento e precisão no corte das lâminas nunca é possível reduzir-se o entreferro a menos que aproximadamente, 0,013 mm.

Por essa razão é que nunca atingimos valores elevados de indutância, se calcularmos a bobina considerando a permeabilidade fornecida nos gráficos publicados pelos fabricantes; a não ser quando publicam os valores tomados nas condições práticas, isto é, com as chapas estampadas e montadas normalmente.

O Mu-Metal, por exemplo, atinge uma permeabilidade tão elevada quanto 100.000. Porém, este é o valor verdadeiro da permeabilidade, as medidas são feitas sem qualquer entreferro, as amostras para medida são cortadas em anel contínuo, não há nenhuma interrupção no circuito magnético. Na prática, com as lâminas estampadas no formato E-I, raramente ultrapassamos a 30.000 (com as lâminas cuidadosamente montadas, trançadas 100% uma por vez). Suponhamos um material cuja permeabilidade sem qualquer entreferro chamamos de

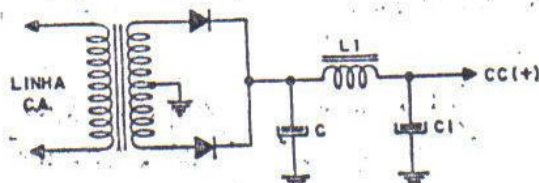


Figura 21

Filtro típico, com condensador de entrada.

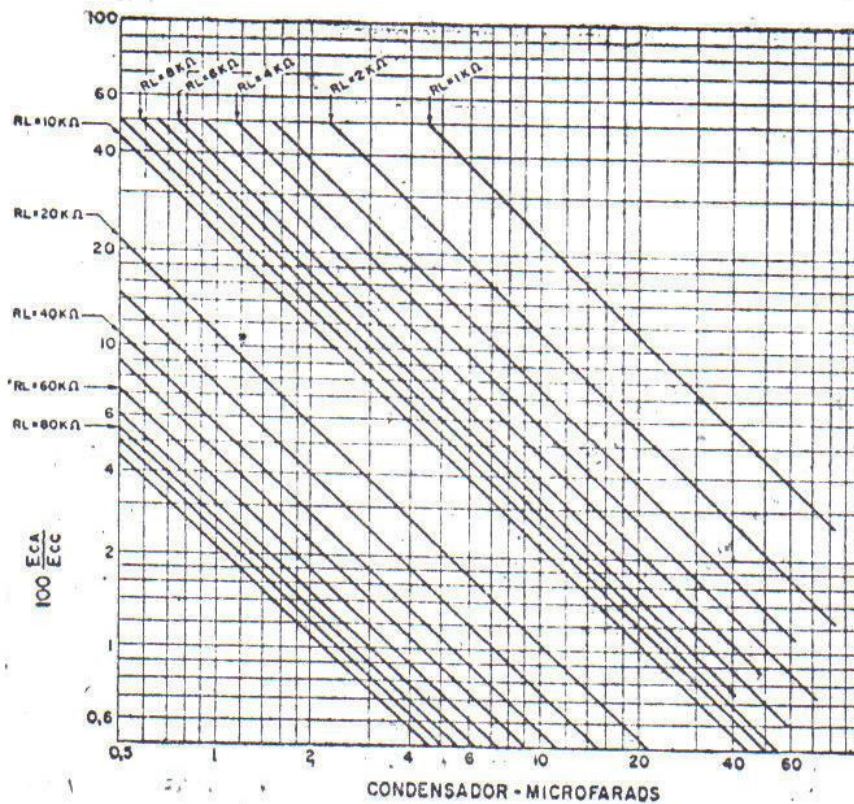


Figura 22  
Tensão de ondulação em percentagem da tensão CC retificada, em função do condensador de entrada (C) para retificação de onda completa, 50 Hz.

" $\mu M$ "; numa estrutura de núcleo com o comprimento do circuito magnético de " $l$ " se colocarmos um entreferro " $a$ ", podemos escrever, muito aproximadamente que a permeabilidade resultante " $\mu d$ " será

$$\mu d = \frac{\mu M}{1 + \mu M \times \frac{a}{l}}$$

A figura 20 mostra as curvas de redução da permeabilidade devida ao entreferro, sendo traçadas em função da relação  $\frac{a}{l}$ , para a liga

"4750" que contém 48% de níquel e 52% de ferro.

A liga "4750" é especialmente recomendada para aplicações onde necessitamos trabalhar com indução mais elevada e desejamos material de alta permeabilidade. O Mu-Metal, que contém aproximadamente 78% de níquel, possui maior permeabilidade que o 4750, nos valores baixos de indução. Entretanto, o ponto de saturação do Mu-Metal é menor e, para certos transformadores, devemos usar o 4750 que, embora tenha permeabilidade ligeiramente menor que o Mu-Metal, apresenta a vantagem de poder ser operado com indução pouco mais alta.

Quando o enrolamento é percorrido por uma corrente contínua, superposta a CA, o cálculo terá que ser feito de maneira diferente. Agora teremos que considerar o efeito da CC, a permeabilidade será a incremental, o ferro não poderá ser cruzado, isto é, deverá ser proporcionado um entreferro adequado.

Exemplo de enrolamentos percorridos por corrente contínua são os choques de filtro das fontes de alimentação e o primário dos transformadores de saída com uma só válvula. (Em operação simétrica, com 2 válvulas, a corrente contínua é equilibrada e o seu efeito é nulo).

Nas fontes de alimentação, geralmente usamos um choque e 2 condensadores eletrolíticos de alta capacitância para uma eficiente filtragem da ondulação. Esse tipo de filtro, conhecido por "condensador de entrada" está ilustrado na figura 21.

Utilizando-se os gráficos que estão ilustrados nas figuras 22 e 23, facilmente determinamos qual a percentagem de ondulação na saída do filtro, ou determinamos os valores dos componentes para uma certa ondulação prefixada.

Os gráficos são válidos para uma frequência de rede de 50 Hz e retificação de onda con-

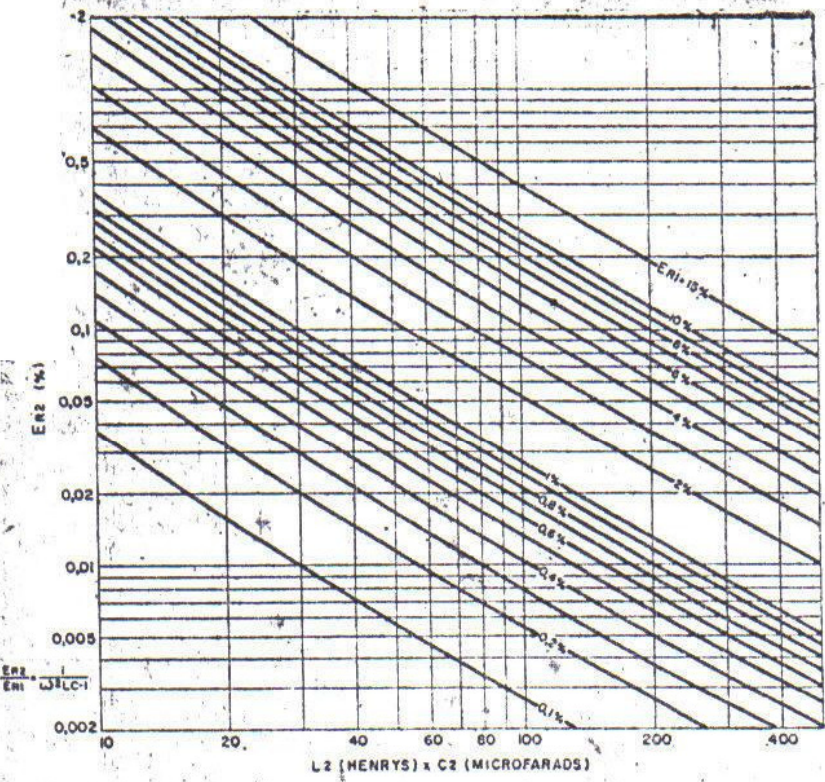


Figura 23

pleta — ondulação de 100 Hz —. Para outras condições terá que ser feita a correção correspondente.

Vamos a um exemplo de aplicação dos gráficos: se 2 condensadores de filtro de 20  $\mu$ F e 1 choque de 10 Henrys (fig. 21) são ligados à saída de um retificador de onda completa, qual será a percentagem de ondulação na saída? Suponhamos uma tensão contínua de 250 V e uma corrente de 100 mA CC. A resistência correspondente à carga será:  $\frac{250}{0,1} = 2.500$  ohms.

Entrando-se no gráfico da figura 22, com  $C = 20 \mu$ F e  $R_c = 2500$  ohms, teremos percentagem de ondulação  $\approx 4,5\%$ . Em seguida vamos verificar para a segunda seção (L1-C1), pois a ondulação que obtivemos acima (4,5%) corresponde a que teremos sobre o capacitor de entrada do filtro (C).

Entramos no gráfico da figura 23 com 4,5%, nas abscissas vamos ter  $L1 \times C1$  que, para o mesmo exemplo, vale  $10 \times 20 = 200$ ; com estes valores, temos nas ordenadas % ondulação  $\approx 0,05$ . Como temos 250 volts de corrente contínua na saída, a tensão pulsativa (ondulação de 100 Hz), será:

$$250 \times 0,05 = 7,5 \text{ volts.}$$

Se o filtro for do tipo de indutância de entrada, conforme mostra a figura 24, usaremos o gráfico da figura 25 para determinarmos a ondulação na saída.

Vejamos como calculamos os choques de filtro.

Como há circulação de corrente contínua pelo enrolamento, o  $B_{max}$  será a soma de  $B_{cd} + B_{cc}$ .

A permeabilidade de trabalho será a incremental. Para não saturarmos o núcleo teremos que aumentar a relutância total, pela introdução de um entreferro apropriado. Uma das maneiras mais diretas e fáceis de se executar o projeto é utilizar-se o método de Hanna. O método é relativamente preciso nos casos onde a corrente alternada de pico é pequena em relação à corrente contínua.

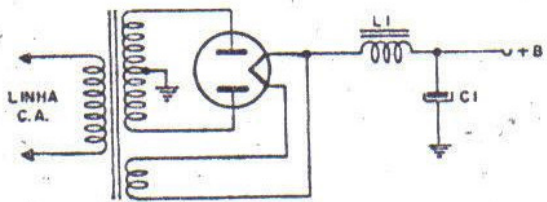


Figura 24  
Filtro típico, com choque de entrada.

**Escrevamos:**

- U = Número de espiras,
- I = Corrente contínua em ampères
- L = Indutância em Henrys, com baixa densidade de fluxo CA
- l = Comprimento do circuito magnético, em polegadas.
- a = Comprimento do entreferro
- a/l = Relação do entreferro/circuito magnético
- A = Área do núcleo, em polegadas<sup>2</sup>
- V = Volume do núcleo, em polegadas<sup>3</sup>

O volume do núcleo acha-se, simplesmente, multiplicando-se a área pelo comprimento do circuito magnético, assim  $V = Axl$

**Procedimento:**

Conhecendo-se a indutância (L) que desejamos e a corrente contínua I, atribuindo-se para l A e V valores apropriados e escolhendo-se o núcleo a ser utilizado determinaremos N e A.

1) Calculamos  $LI^2/V$ , consultamos o gráfico da figura 26 e tiramos

$$\frac{N \times I}{l} \text{ e } a/l$$

2) Determinando  $\frac{N \times I}{l}$  calculamos o número

de espiras. N

3) Determinado  $\frac{a}{l}$  calculamos o entreferro A.

O comprimento do entreferro calculado deve ser dividido por 2, porque, quando colocamos o papel para formar o mesmo, a sua ação será nas duas pernas externas do núcleo. O comprimento que calculamos é o total. A título de exemplo vamos calcular o choque que serviu para ilustrar o exemplo anterior. Conhecemos:

L = 10 Henrys

I = 100 miliampères = 0,1 A corrente contínua.

Para o núcleo vamos utilizar uma seção quadrada da lâmina ilustrada na figura 27.

**Calculamos**

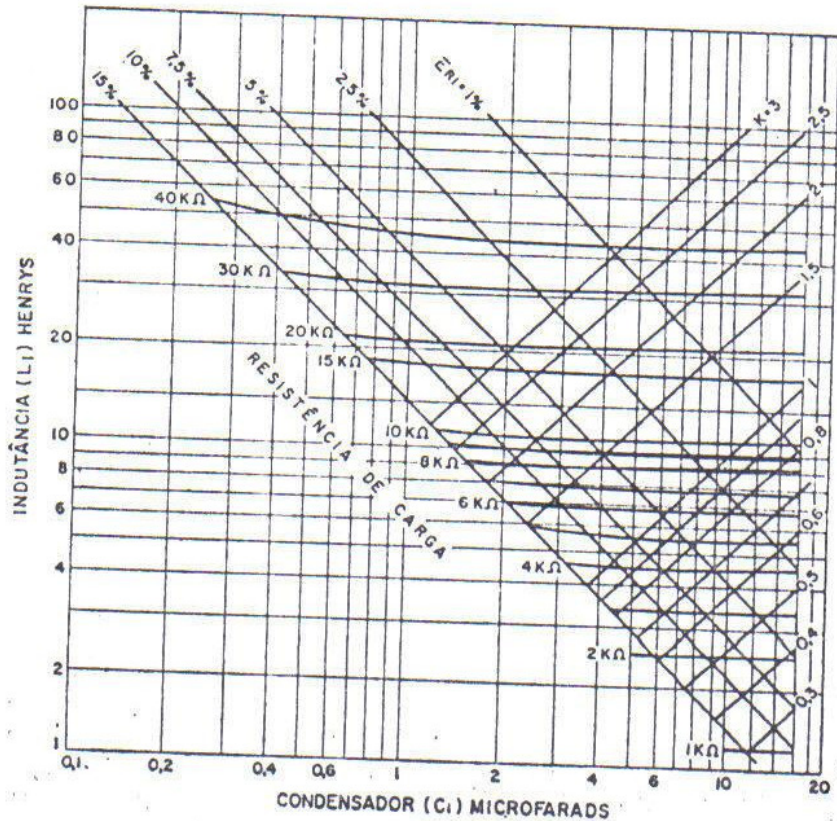
$$A = 2,9 \times 2,9 \times 0,92 = 7,75 \text{ cm}^2$$

$$\frac{7,75}{6,45} = 1,2 \text{ pol}^2$$

$$l = 2 \times 2,9 + 2 \times 5,8 = 5,8 + 11,6 = 17,4 \text{ cm} = \frac{17,4}{2,54} = 6,85''$$

$$V = A \times l = 1,2 \times 6,85 = 8,2 \text{ pol}^3$$

**Figura 25**  
Tensão de ondulação em porcentagem da tensão CC retificada para a primeira seção de um filtro do tipo "choque de entrada", para retificação de onda completa (50 Hz).



$$\frac{L \times I^2}{V} = \frac{10 \times 10^{-3}}{8,2} = 1,22 \times 10^{-3}$$

Entrando-se no gráfico da figura 26 com o valor acima,  $1,22 \times 10^{-3}$ , tiramos:

$$\frac{NI}{I} = 43 \quad \frac{a}{I} = 0,002$$

$$N = \frac{43 \times I}{I} = \frac{43 \times 6,85}{10^{-1}} = 2940 \text{ espiras.}$$

$$43 \times 6,85 \times 10 = 43 \times 68,5 = 2940 \text{ espiras.}$$

$$a = I \times 0,002 = 6,85 \times 0,002 = 0,0137''$$

$$0,0137 \times 25,4 = 0,347 \text{ milímetros.}$$

Em cada perna do núcleo será

$$\frac{0,347}{2} = 0,1735 \approx 0,18 \text{ mm}$$

Vejam os quanto ao enrolamento, fio a utilizar, etc.

A janela útil da lâmina (com as margens à direita e à esquerda da fôrma; fôrma, folga etc) =  $3,8 \times 1,2 \approx 4,55 \text{ cm}^2$ .

$$\frac{2.940}{4,55} = 645$$

Teremos que utilizar fio esmaltado que, com isolamento entre camadas, caiba em cada centímetro quadrado 645 espiras.

Esse fio, segundo a tabela da figura 9, é o n.º 30 AWG.

A resistência à corrente contínua do enrolamento será:

$$\begin{aligned} \text{Espira média} &= 4 \times 43,5 = 17,4 \text{ cm} \\ 17,4 \times 2490 &= 51100 \text{ cm} = 511 \text{ metros de} \\ &\text{fio enrolado.} \end{aligned}$$

Pela tabela de fios — resistência a 25° C do fio n.º 30, por quilômetro, é de 351 ohms.

$$351 \times 0,511 = 179 \text{ ohms.}$$

A queda de tensão CC sobre o choque será  $E = I \times R = 0,1 \times 179 = 17,9 \text{ volts.}$

Agora só nos restará ajustar corretamente o entreferro do choque que acabamos de calcular. Se colocamos o entreferro calculado, teremos apenas um valor de L aproximado, pois, não sabemos qual o entreferro residual, sempre apreciável e inevitável.

Recomendamos anteriormente uma maneira muito prática de se medir os choques com corrente contínua, vamos utilizá-la:

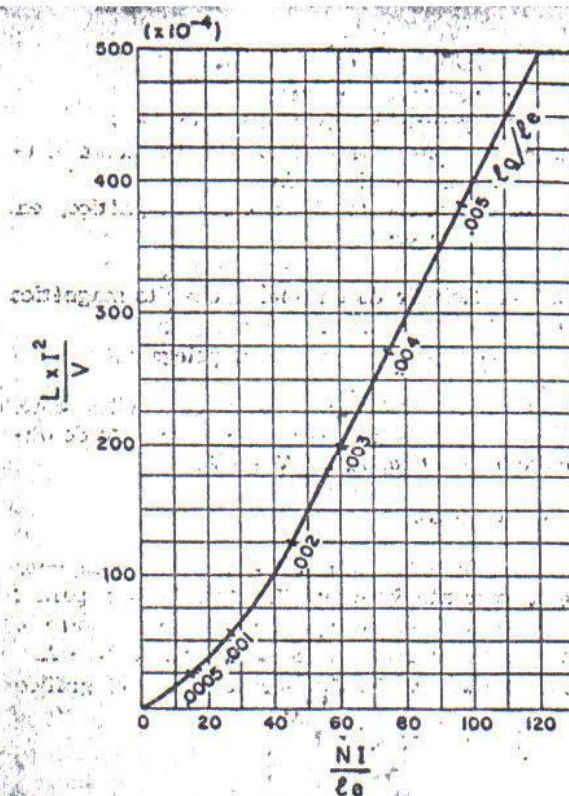


Figura 26

Relações  $\frac{NI}{I_a}$  e  $\frac{I_g}{I_a}$  em função de  $\frac{L \times I^2}{V}$ , para ferro silício a 4%.

Montamos "as coisas" como mostra a figura 16. O gráfico a utilizar é o mostrado na fig. 25. Para o condensador de filtro "C" usaremos um de papel de  $4 \mu\text{F}$ . (Se usarmos eletrolítico não estaremos muito certos do seu valor correto).

Ajustamos o retificador de modo a fornecer uma tensão de saída não muito elevada, digamos, 100 volts. Ajustamos a resistência de carga  $R_L$  de modo que o instrumento  $I_{cc}$  indique 100 mA.

O gráfico da figura 25 indica que para uma indutância de 10 henrys, sendo o condensador de  $4 \mu\text{F}$ , a ondulação deverá ser de aproximadamente 4,7%. Tudo o que teremos que fazer é ajustar o entreferro de modo a lermos no instrumento de corrente alternada — ECA — uma tensão de 4,7 volts, pois, como temos 100 volts de tensão contínua, 4,7 volts de CA representam 4,7% de ondulação, que é o que buscamos.

Podemos também calcular os choques ou primários de transformadores, que são percorridos por corrente contínua, pelo método de V. Karapetoff.

(Continua no próximo número).

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 4ª Parte

### Transformadores de fôrça

Waldyr Chaves \*

Veamos em seguida como são e como se calcula os transformadores de fôrça.

Na maioria das aplicações dos pequenos transformadores, isto é, em aparelhos de rádio, fonógrafos, Hi-Fi, televisores, etc., a carga é essencialmente resistiva. Para um transformador de relação, 1:1, com 100% de fator de potência, na baixa-freqüência, podemos simplificar a sua representação, equivalência e diagrama vetorial conforme as figuras 28 (a), (b) e (c).

A tensão secundária de carga EL e a corrente de carga IL estão em fase. A tensão secundária induzida ES é maior que EL pois ela tem que compensar as perdas no cobre e na reatância dispersiva. As quedas de tensão na resistência do cobre e na reatância de dispersão — IR e IX — estão respectivamente em fase e em quadratura com IL e EL.

Se não consideramos inicialmente as perdas e as quedas de tensão, a potência entregue à carga é a mesma extraída da linha, assim:

$$E1I1 = E2I2 \text{ ou } \frac{E1}{E2} = \frac{I2}{I1}$$

Não podemos construir um transformador que não tenha perdas; por mais que nos esforcemos nos cálculos e na construção, elas sempre existirão. Se usarmos núcleos de alta qualidade, de laminação muito fina ou grão orientado, trabalhando-se com baixa indução e seção dos fios super dimensionada, teremos um transformador de mais alta eficiência, porém não conseguiremos atingir um rendimento de 100%:

Nos transformadores que estamos tratando, isto é, os pequenos, destinados a rádios, etc., o rendimento anda geralmente em tórno de 85%. As perdas principais são: as no cobre, devidas à resistência do mesmo, e as no núcleo, devidas ao efeito de histerese (já comentado anteriormente) e as correntes parasitas de Foucault.

Os enrolamentos primário e secundário possuem certa resistência e, ao serem atravessados pela corrente de carga Ic, determinam uma

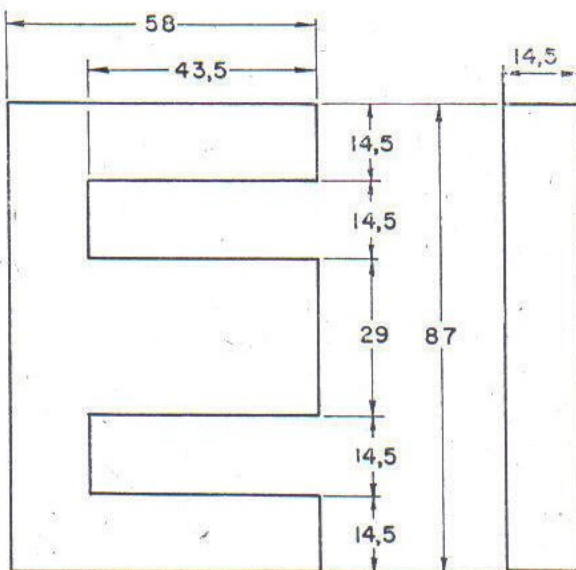


Figura 27

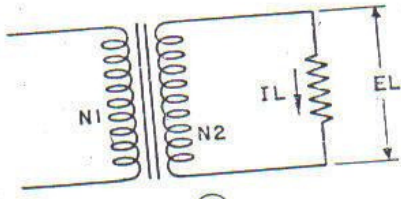
Lâminas tipo EI, com 29 mm de perna central. Para empilhamento de 29 mm a área efetiva do núcleo será  $2,9 \times 2,9 \times 0,92 = 7,75 \text{ cm}^2$ .

perda de potência  $Ic^2 \times R$  que se dissipa em forma de calor. O núcleo, estando sob a ação do campo determinado por Im que circula na reatância Xm, será percorrido por uma corrente, uma vez que nêle será induzida uma tensão, como acontece às espiras do enrolamento secundário. Essa tensão induzida no núcleo, determinará uma circulação de corrente pelo mesmo e como tal haverá uma potência dissipada que se perderá em forma de calor. Aí temos então a perda devida à corrente de Foucault. Para que as perdas sejam reduzidas pela ação da corrente de Foucault é que se lamina as chapas bem finas e montam-se as mesmas isoladas entre si. Assim, analisemos as perdas mais importantes que ocorrem no transformador.

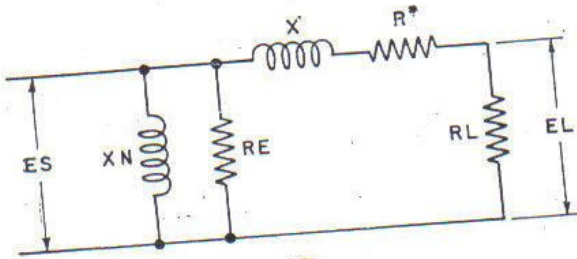
Perdas no núcleo, devidas à:

- Histerese
- Corrente parasita de Foucault.

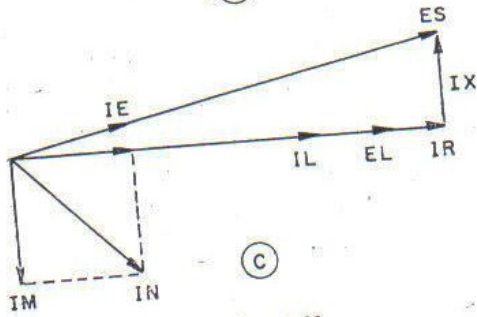
\* da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.



(a)



(b)



(c)

Figura 28

a) transformador com carga puramente resistiva; b) circuito equivalente simplificado; c) diagrama vetorial.

Perdas no cobre, devidas à resistência dos enrolamentos.

A figura 29 mostra o circuito equivalente de um transformador que utiliza núcleo de ferro, onde são apresentadas "externamente" todas as causas essenciais que "tiram" o transformador da condição "ideal". O enrolamento em si está mostrado como "transformador ideal". O leitor poderá observar que aparecem no circuito duas capacitâncias (C1 e C2) e duas indutâncias (L1 e L2) que são respectivamente: capacitância distribuída do primário e secundário e indutância de dispersão do primário e secundário, das quais falaremos logo a seguir.

Conforme já comentamos, no transformador "prático" há perdas e outros efeitos devidos a:

- 1) resistência do enrolamento primário
- 2) resistência do enrolamento secundário
- 3) perdas do núcleo
- 4) reatância de dispersão do primário
- 5) reatância de dispersão do secundário
- 6) capacitâncias.

No circuito equivalente da figura 29 temos

R1 = resistência equivalente do primário  
R2 = resistência equivalente do secundário

L1 = indutância de dispersão do primário  
L2 = indutância de dispersão do secundário  
Ro — Lo = representação equivalente da perda no núcleo  
C1 — C2 = capacitâncias distribuídas equivalentes do primário e secundário.

Quando queremos saber com certa precisão a regulação de um transformador, devemos conhecer a reatância dispersiva do mesmo, pois, ela ocasiona certa perda de tensão. Naturalmente, como a frequência é baixa nos transformadores de força (50 ou 60 Hz) na maioria dos casos, consideramos desprezível a queda de tensão ocasionada pela dispersão. O mesmo acontece em relação a C1 e C2.

Vamos considerar detalhadamente as dispersões e capacitâncias distribuídas quando tratarmos dos transformadores de áudio, isto é, aqueles destinados a trabalhar numa faixa de frequência muito ampla; por ora, vamos ignorar os efeitos de C1, C2, L1 e L2.

Consideramos, para todos os efeitos, somente as perdas no núcleo e no cobre para os transformadores de alimentação que estamos agora tratando.

Vejamos quais são os passos para o projeto de um transformador de alimentação:

1º) — Computamos todas as potências absorvidas nos diversos secundários ou no secundário

$$P = I^2 \times R \text{ ou } P = E \times I$$

2º) — Calculamos a área ótima do núcleo pela fórmula

$$A = \sqrt{P} \times 1,2$$

A = Área efetiva do núcleo em cm<sup>2</sup>  
P = Potência (volt-ampères) de saída.

3º) — Calculamos o número de espiras do primário

$$N_p = \frac{E_p \times 10^8}{4,44 \times f \times A \times B}$$

Np = número de espiras do primário  
Ep = tensão efetiva do primário  
f = frequência da rede  
A = área efetiva do núcleo, em cm<sup>2</sup>  
B = indução máxima de trabalho, em Gauss.

A indução B, para ferros de muito boa qualidade, podemos tomar de 10.000 a 12.000.



Para ferros de qualidade inferior, não devemos passar de 9.500.

- 4º) — Estabelecemos o número de espiras por volt —  $N_p$  por volt =  $\frac{N_p}{E_p}$ .

Calculamos o número de espiras do secundário ou secundários.

$$N_s = ES \times N \text{ por Volt} + 5\% = ES \times N \text{ por Volt} \times 1,05$$

A adição de 5% é para compensar as quedas das tensões nas resistências dos enrolamentos primário e secundário e também na reatância dispersiva.

- 5º) — Dimensionamos os fios dos enrolamentos.

A bitola dos fios é escolhida tendo em vista diversos fatores: área disponível da janela, regulação permitida, aquecimento, etc. Uma densidade de corrente de 2 ampères por mm<sup>2</sup>, representa uma condição excelente, nem sempre possível devido ao espaço limitado da janela. 3 A por mm<sup>2</sup> é muitas vezes considerado como bom compromisso. 4 A por mm<sup>2</sup> só deve ser usado nos casos de extrema necessidade, haverá perda elevada no cobre e aquecimento considerável.

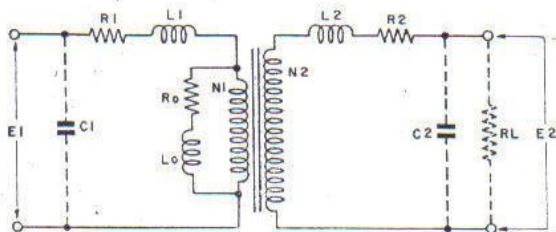


Figura 29

Circuito equivalente completo de um transformador "prático"; consideramo-lo como possuindo características ideais. Todas as causas que contribuem para tornar inválida a condição de "ideal" são representadas externamente.

- 6º) — Distribuimos os enrolamentos, considerando os isolamentos entre camadas, entre as bobinas, e as margens à direita e à esquerda da fôrma.
- 7º) — Calculamos a perda no núcleo.

Tiramos do gráfico que fornece a perda por quilograma para a indução que tomamos para calcular NP.

$$WF = Wq \times P$$

$$WF = \text{perda total no núcleo, em watts}$$

$$P = \text{pêso do núcleo} = A \times l \times 7,8$$

$Wq$  = perda por quilograma, na frequência e indução de trabalho.

- 8º) — Calculamos as espiras médias dos enrolamentos e as resistências dos mesmos. Calculamos em seguida as quedas de tensão e a potência total de perda nos enrolamentos.

- 9º) — Somamos as perdas no ferro e no cobre e achamos a perda total

$$Pt = WF + W \text{ cobre}$$

- 10º) — Calculamos o rendimento do transformador.

$$\eta = \frac{PS}{PS + Pt} \times 100$$

$\eta$  = rendimento do transformador, %  
 $PS$  = potência fornecida à carga  
 $Pt$  = potência total de perda.

- 11º) — Calculamos a indutância do primário ( $L_p$ ) e em seguida a corrente de magnetização ( $I_m$ ).

$$L_p = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

$$XL = W \times L_p$$

$$EP = XL$$

$$I_m = \frac{EP}{XL}$$

- 12º) — Calculamos a corrente de perda IW (corrente wattada em vazio). Juntamos a mesma vetorialmente com a corrente de magnetização ( $I_m$ ) e temos finalmente a corrente em vazio do transformador.

$$I_t = \sqrt{IW^2 + I_m^2}$$

- 13º) — Com as quedas de tensão calculadas, as correntes e as relações de espiras, calculamos a regulação.

Na figura 30 temos as curvas de permeabilidade e perda no ferro em função da indução, para um ferro típico de boa qualidade, estampada em lâminas EI de bitola nº 24. As medidas foram feitas nas condições de trabalho do núcleo, isto é, empilhamento 3 x 3 (usual) e montado com os parafusos de apêrto não isolados. Portanto, temos as condições reais, pois, estão presentes os entreferros residuais inevitáveis e as

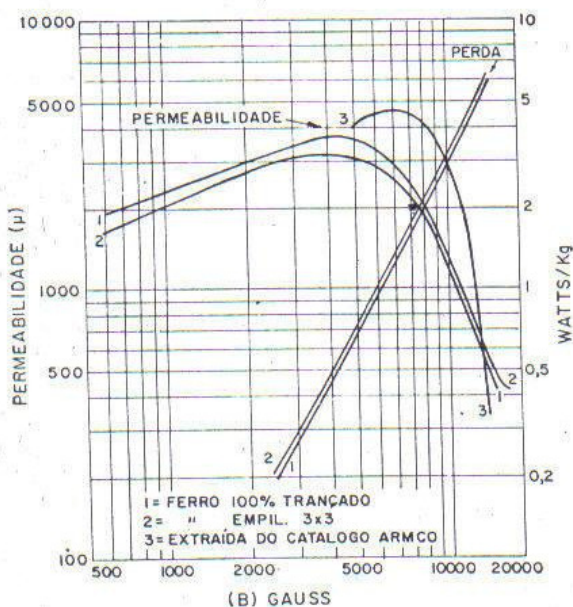


Figura 30

Curvas de perdas e permeabilidade efetiva do ferro "Especial Electric" recozido. A curva 3 apresenta a permeabilidade CC extraída do catálogo do fabricante.

perdas sempre adicionais devidas aos parafusos, rebarbas de estampagem, etc. Na figura 30-A publicamos um ábaco que permite determinar rapidamente o número de espiras por volt, conhecendo-se a área do ferro (A) e a indução do trabalho (B).

O ábaco é válido para a frequência de 50 Hz. Para outras frequências deverá ser feita a correção proporcional (para 60 Hz dividir por 1,2).

Quando calculamos um transformador que possui secundário para alimentar um retificador, devemos considerar a corrente que debitamos ao referido secundário, pois, devido ao fator de forma da corrente, esta não deve ser considerada como sendo simplesmente a  $I_{cc}$  de saída do retificador. Para um filtro de condensador de entrada podemos tomar  $I_s = I_{cc} \times 1,12$ . Para choque de entrada  $I_s = I_{cc} \times 0,75$ . Se a retificação for de meia onda, os valores devem ser dobrados.

A elevação de temperatura — aquecimento — deve merecer a melhor atenção por parte do projetista de transformadores. Toda a potência que o transformador não entrega à carga é dissipada nele próprio em forma de calor. Se elevamos demais a temperatura do transformador chegaremos ao ponto de destruí-lo. Devemos ter em mente que usamos — a não ser em casos muito especiais — papéis, papelão, fibra, etc., para a forma e a isolamento das camadas, etc. Portanto, não podemos ir muito além dos 100° C se quisermos manter a integridade do transformador. Devemos manter a elevação máxima de temperatura abaixo de 45° C para que a temperatura final fique dentro do regime de

segurança. Quando medimos a elevação de temperatura, devemos considerar que nunca atingimos o ponto mais quente e que também haverá flutuação na tensão da rede que, sendo superior à nominal, levará o transformador a uma condição de trabalho mais "apertada". Por tudo isso, podemos considerar que devemos tomar uns 10° C de elevação que não irão aparecer durante as medidas de bancada.

A elevação de temperatura de um transformador é medida da seguinte maneira: mede-se a resistência do enrolamento (primário, por exemplo) com o transformador frio, isto é, antes de ser ligado; anota-se o valor lido, o qual é designado por  $R_0$ . Em seguida liga-se o transformador com a carga normal de trabalho e, após algumas horas de funcionamento quando o máximo aquecimento for atingido, retira-se o transformador de carga e imediatamente torna-se a medir a resistência do enrolamento. Este novo valor lido será designado por  $R$ . As temperaturas ambiente, durante a primeira e a última leitura também são anotadas respectivamente como  $T_1$  e  $T_2$ . De posse dos dados anotados podemos calcular a elevação de temperatura pela fórmula

$$T = \frac{R - R_0}{R_0 \times a}$$

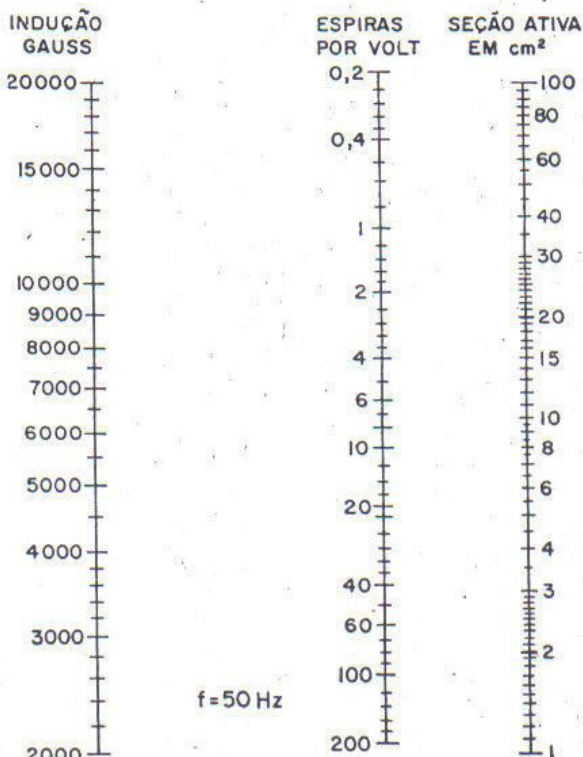


Figura 30-A

Ábaco para cálculo de espiras/volt para a frequência de 50 Hz. (No caso da frequência ser de 60 Hz, dividir o resultado por 1,2).

T = elevação de temperatura do enrolamento em °C  
 R = resistência final medida  
 Ro = resistência inicial medida  
 a = coeficiente de temperatura da resistividade de cobre  $\approx 0,00393$

Se houver uma diferença de temperatura ambiente durante a primeira e a segunda medida (T1 e T2) deverá ser feita a correção correspondente. **Exemplo de aplicação:** suponhamos que medimos a resistência a frio do primário de um transformador de potência e encontramos Ro = 15 ohms. A temperatura ambiente (medida com um termômetro) é de 27° C (T1). Após 7 horas de funcionamento, à plena carga nominal, a resistência do primário aumentou para R = 17 ohms. A temperatura ambiente havia caído para 24° C (T2).

$$T = \frac{17 - 15}{15 \times 0,00393} = \frac{2}{0,059} = 34^\circ \text{ C.}$$

Como a temperatura ambiente final que registramos foi diferente da inicial, vamos corrigir devidamente. Então:

$$T_2 - T_1 = 24 - 27 = -3^\circ \text{ C.}$$

A elevação verdadeira de temperatura do enrolamento foi, portanto, de

$$34 - (-3) = 37^\circ \text{ C.}$$

Podemos calcular, com uma precisão de aproximadamente 10%, a elevação de temperatura do transformador, se conhecemos a perda total no cobre e a perda total no ferro, com o auxílio do gráfico da figura 31. Primeiro calculamos a área de resfriamento do núcleo que é dada, para lâminas do tipo "Scrapless" (corte de mínima perda), pela fórmula

$$A = T (7,71T + 11S)$$

onde:

A = área de resfriamento  
 T = largura da perna central  
 S = altura do empilhamento

Para uma seção quadrada  $S = T$ , então

$$A = 18,71 \times T^2.$$

Calculamos em seguida a potência de perda por polegada quadrada da área de resfriamento, ou seja,

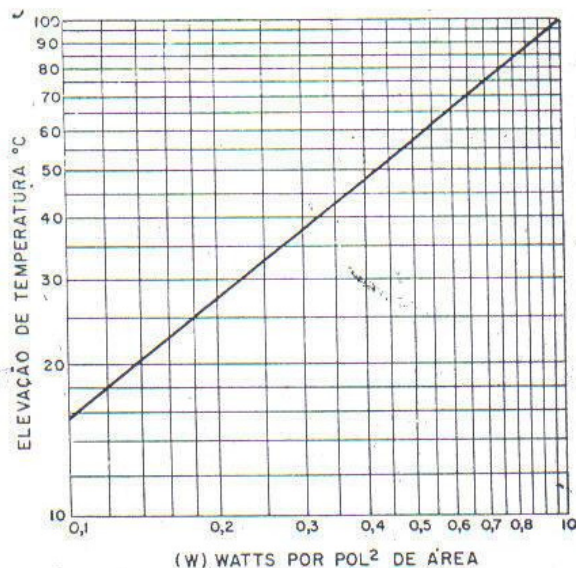


Figura 31

Elevação da temperatura em função da perda por polegada quadrada da área de resfriamento (para temperatura ambiente de 25° C).

$$W = \frac{P_c + P_f}{A}$$

Pc = perda no cobre  
 Pf = perda no ferro  
 A = área de resfriamento.

Entramos com o valor acima (W) no gráfico da figura 31 e temos nas ordenadas a elevação de temperatura em graus centígrados.

Quando desejamos calcular com bastante precisão a regulação de um transformador, devemos levar em conta a indutância de dispersão. Apresentamos a seguir uma fórmula que permite ao projetista conhecer, com razoável precisão, a indutância dispersiva do transformador projetado.

$$L_d = \frac{4,18 \times N^2 \times l (2nc + a)}{10^9 \times n^2 \times b}$$

Ld = indutância de dispersão (em Henrys) de ambos os enrolamentos, referida ao enrolamento tendo N espiras.

N = número de espiras.

l = comprimento da espira média, em centímetros.

n = número de isolantes entre enrolamentos (n = 2 para um secionamento de 2 metades, tendo o outro enrolamento em sanduíche).

c = espessura do isolante entre enrolamentos, em centímetros.

- a = altura da janela, em centímetros.  
 b = largura do enrolamento, em centímetros.

Na parte que dedicaremos aos transformadores de áudio (entrada e saída) trataremos extensivamente do problema da dispersão. Os transformadores de áudio serão descritos logo após os de potência que estamos tratando.

#### Exemplo de cálculo de um transformador de potência

Primário: 110 volts — 50 Hz.

Secundário: 200 volts — 300 mA, carga puramente resistiva.

$$\text{Potência de saída} = 200 \times 300 \times 10^{-3} = 60 \text{ W}$$

$$\text{Potência tomada da rede} = \frac{60}{\eta}$$

Atribuindo-se inicialmente um rendimento de

$$85\% = \frac{60}{0,85} \approx 70 \text{ watts.}$$

$$\text{Corrente no primário} = \frac{Pe}{Ep} = \frac{70}{110} = 635 \text{ mA}$$

$$\text{Área do núcleo} = \sqrt{60} \times 1,2 = 7,7 \times 1,2 = 9,3 \text{ cm}^2$$

Vamos usar as lâminas que ilustramos na figura 27. As medidas das lâminas são:  $l = 17,4$  cm; largura da perna central = 3,9 cm; altura da janela = 1,45 cm.

Largura da janela: 4,35 cm.

A figura 32 mostra as curvas de permeabilidade e perda do ferro do presente exemplo.

Para uma área efetiva de 9,3 cm<sup>2</sup>, temos que empilhar o ferro com 3,5 cm de altura:

$$2,9 \times 3,5 \times 0,92 \approx 9,3 \text{ cm}^2.$$

O ferro a utilizar é de boa qualidade, assim, podemos trabalhar com 11.500 gauss de indução.

Já temos todos os dados para calcular o número de espiras do primário

$$N_p = \frac{E_p \times 10^8}{4,44 \times f \times B \times A} = \frac{200 \times 10^8}{4,44 \times 50 \times 11,5 \times 10^3 \times 9,3} = \frac{463 \times 10^3}{4,44 \times 5 \times 1,15 \times 9,3} = 463 \text{ espiras}$$

$$\text{N por volt} = \frac{463}{110} = 4,2$$

$$N_s = N \text{ por volt} \times ES \times 1,05 = 4,2 \times 200 \times 1,05 = 880 \text{ espiras.}$$

#### Fios para o primário e secundário

Primário:  $I_p = 635$  mA fio esmaltado nº 24

Secundário:  $I_s = 300$  mA fio esmaltado nº 28

#### Área útil da janela

Vamos deixar 3 mm em cada lado da fôrma, para as margens. Na altura tiramos 2 mm para a fôrma e 2 mm para a folga da fôrma e isolamento entre os enrolamentos e sobre o mesmo; assim teremos:

$$\text{Área útil} = (4,35 - 0,6) \times (1,45 - 0,4) = 3,95 \text{ cm}^2$$

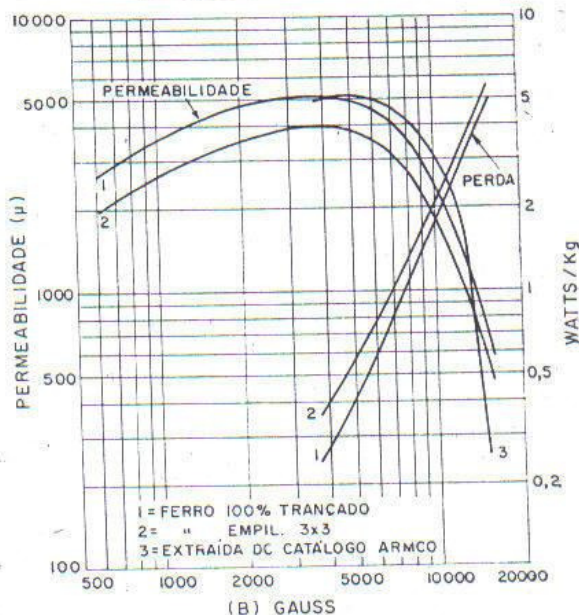


Figura 32

Curvas de perda e permeabilidade efetiva do ferro para transformadores com 2% de silício. A curva 3 foi extraída do catálogo do fabricante.

$$\text{O primário ocupará} \frac{463}{219} = 2,1 \text{ cm}^2 \text{ (com papel entre camadas)}$$

$$\text{O secundário ocupará} \frac{880}{502} = 1,75 \text{ cm}^2 \text{ (com papel entre camadas).}$$

$$\text{Área total ocupada pelos enrolamentos} = 2,1 + 1,75 = 3,85 \text{ cm}^2.$$

O primário e o secundário ocuparão praticamente a metade da altura da janela cada um. Enrolando-se o primário por baixo (1º enrolamento) as espiras médias serão:

Primário = 17 cm  
 Secundário = 18,5 cm

$$R \text{ do primário} = 463 \times 17 \times 10^{-2} \times 84,4 \times 10^{-3} = 6,65 \text{ ohms}$$

$$R \text{ do secundário} = 880 \times 18,5 \times 10^{-2} \times 214 \times 10^{-3} = 35 \text{ ohms}$$

#### Perda no núcleo

$$\text{O peso do núcleo será } A \times l \times 7,7 = 9,3 \times 17,4 \times 7,7 = 1250 \text{ gramas} = 1,25 \text{ kg.}$$

(Achamos o peso do núcleo multiplicando a área efetiva pelo comprimento do circuito magnético e em seguida pelo peso específico).

Consultando-se o gráfico da figura 32, verificamos que a perda do ferro que estamos utilizando é de 2,7 watts por quilo a 50 Hz, com 11.500 gauss. A perda total no núcleo será  $2,7 \times 1,25 = 3,37 \text{ watts}$ .

#### Perda no cobre

$$\text{Primário} = I_p^2 \times R_p = 635 \times 635 \times 10^{-6} \times 6,65 = 2,66 \text{ watts}$$

$$\text{Secundário} = I_s^2 \times R_s = 300 \times 300 \times 10^{-6} \times 35 = 3,15 \text{ watts}$$

$$\text{Perda total no cobre} = 2,66 + 3,15 = 5,81 \text{ watts}$$

#### Perda total do transformador:

$$P_f + P_c = 3,37 + 5,81 = 9,18 \text{ watts}$$

#### Rendimento:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e + \text{Perdas}} \times 100 = \frac{60}{60 + 9,18} \times 100 \approx 86,5\%$$

**Corrente em vazio do primário, wattada, isto é, devida à perda no ferro.**

$$I_p = \frac{P_f}{E_p} = \frac{3,37}{110} \approx 0,03 \text{ A (30 mA)}$$

(não consideramos a perda no cobre em vazio, por ser muito pequena).

**Corrente de magnetização, isto é, corrente não wattada do primário.**

$$L_p = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

No gráfico da figura 32 verificamos que, para uma indução de 11.500 (ferro trançado 3  $\times$  3),  $\mu = 1300$ .

$$L_p \text{ será } = \frac{1,26 \times 4,63 \times 4,63 \times 10^4 \times 9,3 \times 1,3 \times 10^3 \times 10^{-8}}{17,4} = 1,85 \text{ Henrys.}$$

$$X_L = W_L = 6,28 \times 50 \times 1,85 = 585 \text{ ohms}$$

$$E_p = 110$$

$$I_m = \frac{E_p}{X_L} = \frac{110}{585} = 188 \times 10^{-3} = 188 \text{ mA}$$

#### Corrente total do primário em vazio

As duas correntes estão defasadas de 90°, portanto a corrente total do primário em vazio (transformador sem carga) será:

$$I_t = \sqrt{I_w^2 + I_m^2} = \sqrt{30^2 + 188^2} = \sqrt{36100} = 191 \text{ mA}$$

**Nota** — Como  $I_w$  é pequena em relação a  $I_m$ , e as duas estão em quadratura, a corrente final é praticamente  $I_m$ . Por isso é que geralmente se toma a corrente total em vazio como sendo a de magnetização, isto é,  $I_m$ . Também o enrolamento primário, ao ser atravessado pela corrente total em vazio, determina certa perda que estará adicionando certa corrente a  $I_w$ . Essa corrente, todavia, é muito pequena e por essa razão não é considerada na prática.

#### Elevação da temperatura

Área de resfriamento do núcleo

$$A = T (7,71 T + 11S) = 1,14 (7,71 \times 1,14 + 11 \times 1,38) = 24 \text{ polegadas}^2$$

$$\text{Watts de perda por polegada}^2 = \frac{9,18}{24} \approx 0,383$$

Entrando-se com 0,383 nas abscissas do gráfico da figura 31, até ao encontro com a reta, temos à esquerda, nas ordenadas: 35° C.

Já mencionamos anteriormente que os isolantes que usamos normalmente nos transformadores são: papel, cartão, algodão, sêda, esmalte, etc., que são materiais classe "A". O máximo de temperatura a que devemos submeter esses materiais é de 105° C. Também quando medimos o transformador pelo processo da variação da resistência do cobre, o ponto "mais quente" está a cerca de 10° C acima do que calculamos e, se tomamos uma margem de segurança de + 10° C para as oscilações da tensão da rede, chegamos a 105 — (40 + 10 + 10) = 45° C, que devemos considerar como máximo de  $\Delta t$ . Naturalmente encontramos muitos transforma-

(Cont. na pág. 87)

## PROJETO DE TRANSFORMADORES

(Cont. da pág. 49)

dores em uso, e à venda, que estão "acima da receita".

Vamos calcular em seguida qual será a indutância de dispersão do transformador que acabamos de projetar. Essa indutância aparecerá em série com o primário e será responsável por certa queda de tensão.

$$L_d = \frac{4,18 \times N^2 \times l (2nc + a)}{10^9 \times n^2 \times b}$$

Para o nosso caso presente temos:

$N = 463$  espiras (vamos calcular  $L_d$  referida ao primário)

$l = 17$  cm

$n = 1$  (não temos seccionamento algum, isto é, o secundário está sobre o primário)

$c = 0,3$  mm (normalmente usamos 3 voltas de papel de 0,1 mm sobre o enrolamento do primário)

$a = 1,45$  cm (altura da janela)

$b = 3,75$  cm (largura do enrolamento da janela)

$$L_d = \frac{4,18 \times 4,63 \times 4,63 \times 10^4 \times 17 \times (2 \times 0,3 + 1,45) \times 10^{-9}}{3,75} = 8,3 \text{ mH}$$

$$\begin{aligned} \text{Reatância a 50 Hz} &= XL = 2\pi \times f \times L = \\ &= 6,28 \times 50 \times 8,3 \times 10^{-3} = 2,6 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Teremos 2,6 ohms reativos em série com a resistência do enrolamento do primário (6,65 ohms) puramente resistiva, logo:

$$\begin{aligned} Z_p &= R + jX = \sqrt{XL^2 + R^2} = \\ &= \sqrt{2,6^2 + 6,65^2} = \sqrt{51} = 7,1 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Vemos que é completamente desprezível a presença da dispersão no transformador em questão, pois, a impedância resultante não chega a ser superior a 10% da resistência pura do primário.

(Cont. no próximo número)

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 5ª Parte

### Transformadores de fôrça

Waldyr Chaves \*

Quando não há necessidade de um isolamento "físico" entre o primário e secundário, podemos utilizar o autotransformador.

O autotransformador é bem mais econômico que o transformador com primário e secundário independentes. Para relações superiores a 1:2 ou 2:1 as vantagens do autotransformador começam a desaparecer e a sua utilização já não se justifica. Para pequenas relações — até 1:2 — é considerável a redução de ferro e cobre.

Calculamos o autotransformador na base da potência reduzida, que achamos pela fórmula:

$$P_{red.} = P_{nom.} \times \left(1 - \frac{E_1}{E_2}\right)$$

Por exemplo, para 500 VA de carga e uma relação 1:2 (110:220 V) teremos:

$$P_{red.} = 500 \times \left(1 - \frac{110}{220}\right) = 500 \times 0,50 = 250 \text{ VA.}$$

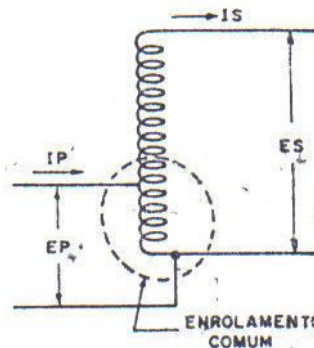
No autotransformador as correntes de saída e entrada estão exatamente 180° fora de fase, resultando ser a corrente no enrolamento comum igual à diferença entre as duas. Se a relação for de 1:2 a corrente será a mesma em todo o enrolamento e igual à menor delas. Por exemplo, num autotransformador de 100 para 200 volts com 100 VA de potência debitada, teremos:

$$E_p = 100 \text{ V} \quad E_s = 200 \text{ V} \quad \text{Pot.} = 100 \text{ Watts}$$

$$I_s = \frac{100}{200} = 0,5 \text{ A} \quad I_p = \frac{100}{100} = 1 \text{ A}$$

$$\text{corrente no enrolamento comum} = 1 - 0,5 = 0,5 \text{ A.}$$

O autotransformador é constituído por um único enrolamento. As correntes estão no enrolamento comum defasadas de 180°.



Logo a corrente em todo o enrolamento será a mesma e igual a 0,5 A.

No autotransformador, para uma mesma condição em relação ao transformador, a regulação, indutância de dispersão e volume serão menores.

Vejamos sem seguida, como devemos medir os transformadores de potência. A resistência à cc dos enrolamentos deve ser medida, de preferência, em uma ponte de Wheatstone. Devemos sempre esperar uma variação de aproximadamente ± 15% em relação aos valores calculados. Quando desejamos precisão maior é necessário cuidar bastante da uniformidade da seção do fio c, inclusive, fazer a correção de temperatura. A resistência do cobre varia aproximadamente de 0,4% por cada grau centígrado.

Se armamos um circuito como mostra a figura 34 podemos medir: fator de potência, corrente total do primário em vazio, corrente total de carga, relação de transformação, corrente real de magnetização e regulação.

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

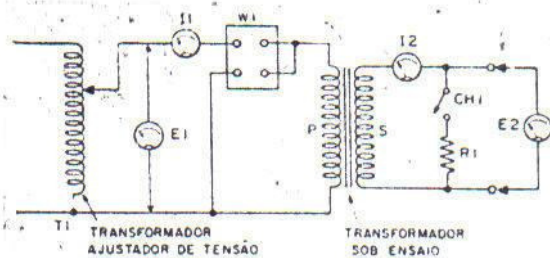


Figura 34

Circuito para as medições de  $I_m$ ,  $J_c$ ,  $\eta$ , F. P. e  $I_p$  em vazio de um transformador. R1 deve ter capacidade suficiente para dissipar a potência de carga nominal, sem se aquecer demasiadamente.

Como em toda medida de laboratório, aqui também cabe ressaltar o cuidado e as correções que temos que fazer para que não tenhamos um resultado falso. Assim na figura 34, aparecem os instrumentos intercalados para as medidas totais, vamos considerar que todos eles possuem características apropriadas para as medidas. Por exemplo I1 é um amperímetro para C.A., com baixa impedância interna. E2 é um voltímetro de C.A. de alta impedância interna, isto é, suficientemente alta para não drenar corrente significante em relação à corrente em vazio que medimos. O mesmo é válido para W1. Feita a ressalva, vejamos como se procede para executar as medidas.

Ajustamos a tensão de entrada E1 para o valor nominal do primário do transformador sob prova. A chave CH1 deve estar ligada e a resistência de carga ajustada para passar em I2 a corrente nominal do secundário. Anotamos  $I1 - E1 - W1$  e E2.

**Corrente total de carga.** A corrente total de carga será igual a I1.

Em seguida desligamos a chave CH1 (tiramos a carga do transformador) e anotamos novamente  $I1 - E1 - W1$  e E2. Chamando-se agora  $I1' - E1' - W1'$  e E2'.

NOTA — E1' continua sendo a tensão nominal do primário, ajustada sempre para o valor correto.

**Corrente total do primário em vazio** —  $I1'$ .

**Relação de transformação** —  $\frac{E2'}{E1'}$

**Regulação.** A regulação de um transformador é a diferença entre a tensão do secundário à plena carga e a mesma do secundário descarregado, relacionada como uma percentagem da tensão sem carga.

$$\% \text{ de Regulação} = \frac{E2' - E2}{E2'} \times 100$$

**Corrente real de magnetização.** A corrente de magnetização, por circular pela indutância pura,

está  $90^\circ$  fora de fase em relação à corrente de perda.

O wattímetro (W1) mede a potência total de perda (praticamente a perda no ferro, pois, em vazio, a perda no cobre é muito pequena). Logo, a corrente wattada será:

$$IW = \frac{W1'}{E1'}$$

A corrente total em vazio ( $I'$ ) é a soma vetorial de  $I_w$  e  $I_m$  ou  $I' = \sqrt{IW^2 + Im^2}$ . Logo a corrente real de magnetização será  $= Im = \sqrt{I'^2 - Iw^2}$ .

Quando queremos conhecer com maior precisão a regulação de um transformador, devemos medir a impedância de curto-circuito. Vejamos como se faz isso. O circuito para o ensaio está representado na figura 35.

Fechamos em curto-circuito o secundário e vamos aumentando gradativamente a tensão aplicada ao primário (E1) até que o amperímetro I1 acuse a corrente normal de carga do primário. A tensão E1 será, pois, equivalente às quedas de tensão que irão ocorrer com o transformador em operação normal. Como a tensão aplicada será muito reduzida, a excitação será bem pequena e, praticamente, não haverá perda no ferro. A impedância de curto-circuito é dada por

$$Z = \sqrt{(r_p + r_s \times n^2)^2 + XLd^2} = \frac{E1}{I1}$$

Vamos concluir a parte dedicada aos transformadores de força, calculando, a título de mais um exemplo, um transformador para uma fonte de alimentação típica.

Suponhamos que vamos utilizar uma válvula retificadora tipo EZ90 e necessitamos 300 volts retificados a 60 mA, além da tensão para os filamentos de 6,3 volts 3 A. O filtro da fonte é do tipo de condensador de entrada e a retificação será de onda completa.

ECC Saída = 300 V  
ICC Saída = 60 mA

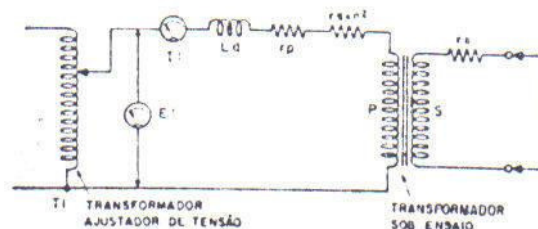


Figura 35

Circuito para a medição de impedância de curto-circuito.



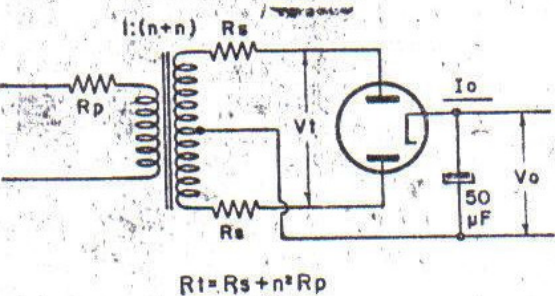
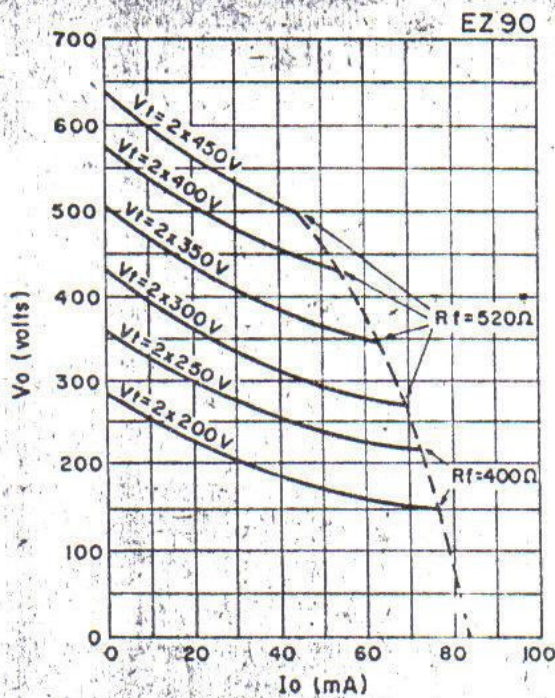


Figura 36

Curvas características da retificadora EZ90 bem como o diagrama básico da fonte de alimentação.

- E Filamento = 6,3 volts
- I Filamento = 3 A
- Tensão primária = 110 Volts — 50 Hz.

Vejamos primeiramente a figura 36, onde reproduzimos as curvas características da retificadora EZ90. Vemos que para uma tensão de saída retificada de 300 volts a 60 mA, necessitamos de  $2 \times 315$  volts RMS, aproximadamente, nas placas da válvula.

**Potência secundária —**

- a)  $6,3 \times 3 = 18,9$  Watts
- b)  $300 \times 60 \times 10^{-3} = 18$  Watts
- c) perda no retificador  $\approx 1,8$  Watts

potência total =  $18,9 + 18 + 1,8 = 38,7$  Watts.

**Potência de entrada —** Supondo-se um rendimento de 85%:

$$P_e = \frac{38,7}{0,85} = 45,5 \text{ Watts.}$$

**Correntes nos enrolamentos e determinação dos fios**

$$I_p = \frac{45,5}{110} = 415 \times 10^{-3} = 415 \text{ mA}$$

Fio n.º 25

IS1 = 3 A — Fio n.º 17  
 IS2 (Alta Tensão) =  $60 \times 1,12 \approx 68$  mA  
 RMS — Fio n.º 33

**Determinação do núcleo.**  $A = \sqrt{38,7 \times 1,2} = 7,5 \text{ cm}^2$ . Usaremos uma seção quadrada da lâmina mostrada na figura 37. A área efetiva será  $= 3,1 \times 3,1 \times 0,9 = 8,7 \text{ cm}^2$ .  
 Número de espiras do primário. Ferro de boa qualidade — B = 11.000 gauss:

$$N_p = \frac{110 \times 10^3}{4,44 \times 50 \times 11 \times 10^3 \times 8,7} = 515 \text{ espiras.}$$

$$\text{Espiras por volts} = \frac{515}{110} = 4,67$$

**Espiras dos Secundários —**

- a)  $6,3 \times 4,67 \times 1,05 = 31$  espiras.
- b)  $315 \times 4,67 \times 1,05 = 2 \times 1540$  espiras.

**Área da janela ocupada pelos enrolamentos.**  
 Área efetiva da janela =  $4 \times 1,2 = 4,8 \text{ cm}^2$ .  
 O secundário de filamento ocupará 1 camada de fio n.º 17. A área útil para o primário e secundário de alta tensão fica assim reduzida a  $4,8 - (4 \times 0,12) = 4,32 \text{ cm}^2$ .

$$\text{Primário} = \frac{515}{271} \approx 1,9 \text{ cm}^2$$

$$\text{Secundário de alta tensão} = \frac{3080}{1640} \approx 1,9 \text{ cm}^2$$

Área total da janela ocupada pelos enrolamentos =  $1,9 + 1,9 + 0,48 = 4,28 \text{ cm}^2$ .  
 Folga deixada =  $4,8 - 4,28 = 0,52 \text{ cm}^2$ .

**Perda no ferro + perda do cobre —** Peso total do núcleo —

$$A \times l \times 7,8 = 8,7 \times 21,9 \times 7,8 = 1.480 \text{ gramas}$$

$$l = 2(3,1 + 1,55) + 2(4,75 + 1,55) = 21,9 \text{ cm}$$

Pelo gráfico da figura 32 (ver revista n.º 223) tiramos:  
 Com 11.000 gauss a perda no ferro é 2,5 W/quilo  
 $2,5 \times 1,48 = 3,7$  Watts, de perda total no núcleo.

**Perda no cobre:**

Primário —  $515 \times 20,5 \times 10^{-2} = 106$  metros de fio n.º 25

$R_{cc} = 0,106 \times 108 = 11,45$  ohms

Secundário de alta tensão =  $1540 \times 23,5 \times 10^2 = 360$  metros de fio n.º 33.

$R_{cc} = 0,36 \times 679 = 244$  ohms

Secundário de filamento =  $31 \times 19 \times 10^{-2} = 5,85$  metros de fio n.º 17

$R_{cc} = 5,85 \times 10^{-3} \times 16,6 = 0,097$  ohms.

$415 \times 415 \times 10^{-6} \times 11,45 = 1,97$  Watts

$68 \times 68 \times 10^{-6} \times 244 = 1,13$  Watts

$3 \times 3 \times 0,097 = 0,88$  Watts.

Perda total, cobre + ferro —

$3,7 + 1,97 + 1,13 + 0,88 = 7,68$  Watts.

**Elevação de temperatura**

Área de resfriamento do núcleo —

$18,71 \times 1,23^2 = 28,3$  pol.<sup>2</sup>

Perda total = 7,6 Watts.

Watts de perda por polegada quadrada =

$\frac{7,6}{28,3} = 0,28$

Consultamos a figura 31 e obtemos 35° C.

**Rendimento do transformador —**

$$\frac{P_s}{P_s + P_f + P_c} \times 100 = \frac{38,7}{38,7 + 7,6} \times 100 = 83,5\%$$

**Corrente de magnetização —**

$$L_m = \frac{1,26 \times N^2 \times \Lambda \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

$$= \frac{1,26 \times 5,15 \times 5,15 \times 10^4 \times 8,7 \times 1,5 \times 10^3 \times 10^{-8}}{21,9} = 2 \text{ Henrys.}$$

$XL_m = 6,28 \times 50 \times 2 = 628$  ohms.

$I_m = \frac{EP}{XL_m} = \frac{110}{628} = 177$  millampères

**Corrente total do primário em vazio**

Corrente em vazio wattada —

$I_{pw} = \frac{7,6}{110} = 68$  mA

Corrente total em vazio =

$= \sqrt{177^2 + 68^2} \approx 190$  mA.

**Corrente total do primário (transformador carregado)**

Corrente total wattada =  $\frac{46,3}{110} = 420$  mA

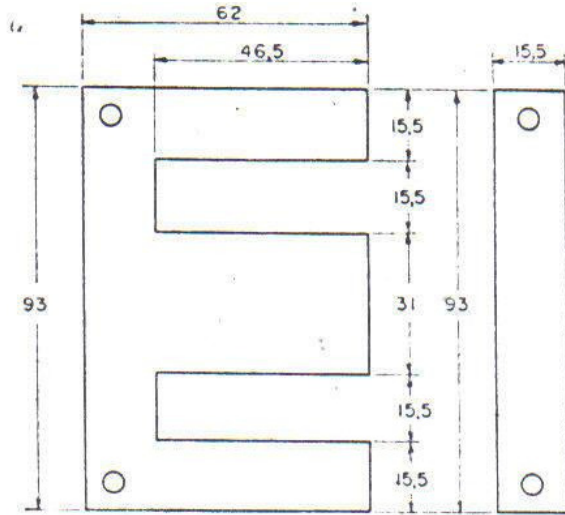


Figura 37

Lâminas EI com 31 mm de perna central.  $l = 2(3,1 + 1,55) + 2(4,75 + 1,55) = 21,9$  cm. Área efetiva do núcleo, com seção quadrada =  $3,1 \times 3,1 \times 0,9 = 8,7$  cm<sup>2</sup>.

Corrente total

$(I_w + I_m) = \sqrt{420^2 + 177^2} = 455$  mA

Fator de potência (transformador carregado)

F.P. =  $\frac{\text{Watts}}{\text{VA}}$

$= \frac{110 \times 420 \times 10^{-3}}{110 \times 455 \times 10^{-3}} = 0,92 = 0,92 \times 100 = 92\%$

**Regulação**

Queda de tensão no primário =

$= 455 \times 10^{-3} \times 11,45 = 5,2$  volts.

Regulação devida à resistência do primário =

$\frac{5,2}{110} \times 100 = 4,73\%$

Regulação devida à queda de tensão no secundário de alta tensão =  $68 \times 10^{-3} \times 244 = 16,5$  volts.

$\frac{16,5}{315 \times 1,05} \times 100 = 4,97\%$

Regulação total do secundário de alta tensão =

$= 4,97 + 4,73 = 9,7\%$ .

Regulação devida à queda de tensão do secundário de filamento =  $3 \times 0,097 \approx 0,29$

(Cont. na pág. 114)

## PROJETO DE TRANSFORMADORES

(Cont. da pág. 109)

$$\frac{0,29}{6,6} \times 100 = 4,4\%$$

Regulação total do secundário de filamento ==  
= 4,4 + 4,73 = 9,13%.

Conhecendo-se as características completas que acabamos de calcular, estamos em condições de melhorar o transformador, se assim desejarmos. Por exemplo, atribuímos uma queda de tensão total de 5% e por isso tomamos 0,05 para os acréscimos de espiras dos secundários, mas verificamos que a regulação média é da ordem de 9,5%. Assim, podemos aumentar a bitola do fio do primário e também tomar uma indução pouco mais elevada, pois, a elevação de temperatura que calculamos está bem folgada ou, ainda, manter a mesma indução e verificar se cabe na janela o fio de bitola maior no primário.

Poderá também ser tentado outro tipo de lâmina para o núcleo, ou conservarmos tudo o que projetamos e apenas adicionarmos mais espiras aos 2 secundários para cobrir a queda extra de tensão (de 5 para aproximadamente 9,5%) para que as tensões secundárias sejam as corretas, com o transformador carregado.

(Os fios utilizados nos enrolamentos são do tipo esmaltado).

(Cont. no próximo número).

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 6ª Parte

### Transformadores de fôrça

Waldyr Chaves \*

#### Transformadores de áudio

Já descrevemos e calculamos detalhadamente os choques e transformadores de fôrça; vejamos agora como são e como se calculam os transformadores de áudio (entrada e saída).

Entre os que se conhece como transformadores de entrada e de saída, existe acentuada diferença. Os de entrada, geralmente, trabalham com sinais pequenos e não entra em jogo o rendimento, pois, fazem apenas transferência de tensão; não há maiores preocupações com a potência.

Os transformadores de saída, ao contrário, manejam potência, recebem no primário tensões elevadas e, em certos casos, há circulação de corrente contínua pelo enrolamento primário.

As lâminas para o núcleo devem ser escolhidas com cuidado. Onde o sinal for débil, como nos transformadores de entrada, devemos usar material de alta permeabilidade inicial. Nos transformadores de saída, o sinal geralmente é elevado (elevada tensão alternada no primário) e, conseqüentemente, teremos que usar material para o núcleo de elevado ponto de saturação, pois, do contrário a distorção harmônica será excessiva. Na figura 38 apresentamos uma relação dos principais ferros ligas especiais mais usados, juntamente com algumas principais características.

Os transformadores de áudio trabalham numa extensa faixa de frequência. Nos destinados à reprodução de música de alta qualidade (Hi-Fi) pode ser tão estensa quanto 20 a 20.000 Hz ou mais ainda. É importante que cuidemos muito da indutância mínima do primário, capacidades distribuídas e indutância de dispersão. A indutância e a dispersão, que normalmente não são consideradas nos transformadores de fôrça, devem ser muito bem controlada nos transformadores

de áudio. Por exemplo, suponhamos que projetamos um transformador de entrada sem dar muita atenção a "essas coisas", e usamos um núcleo de baixa permeabilidade inicial, como o de 4% de silício, que não passa de 1.000. Para se atingir uma indutância elevada serão necessárias muitas espiras; ao contrário, com material de alta permeabilidade inicial, atingiremos altas indutâncias com poucas espiras. Se usamos o Mu-Metal, cuja permeabilidade inicial é da ordem de 10.000, reduziremos substancialmente as espiras em relação ao ferro silício para a mesma indutância. A indutância de dispersão cresce com o quadrado do número de espiras ( $N^2$ ). Assim, uma redução de 1:10 nas espiras significa 100, ou seja, 100 vezes de redução na indutância de dispersão. Conforme veremos mais adiante, nos transformadores de áudio, se não tomarmos cuidado, a distorção harmônica nas frequências baixas atinge valores proibitivos, devido à não linearidade da corrente de magnetização. Se ligamos um transformador de fôrça na rede de 50 ou 60 Hz, a corrente em vazio do mesmo conterá elevada percentagem de distorção harmônica; porém, como a impedância da rede é muito baixa, a tensão será praticamente livre de distorção, isto é, a forma da onda será sinusoidal. Entretanto, se deixarmos passar no primário de um transformador de saída uma corrente de magnetização distorcida, devida à impedância relativamente alta da válvula de saída, teremos no primário uma tensão distorcida, isto é, com elevado conteúdo de 3ª harmônica, principalmente. Por esta razão é que, na maioria das vezes, quando projetamos um transformador de áudio, a indutância final do primário se apresenta bem mais elevada que

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

METAL OU LIGA	MATERIAL OU NOME REGISTRADO	COMPOSIÇÃO PERCENTUAL (A COMPLETA E FERRO)	PROPRIEDADE CARACTERÍSTICA OU APLICAÇÃO	PERMEABILIDADE		SATURAÇÃO C.C. EM K GAUSS	INDUÇÃO RESIDUAL EM K GAUSS	FÓRÇA COERCITIVA EM OERSTEDS	RESISTIVIDADE EM MICRONS/ CENTIMETRO	PONTO DE CÚRIE EM °C
				INICIAL	FINAL					
FERRO SILÍCIO	FERRO-SILÍCIO	4 SI	TRANSFORM.	600	7000	20	12	0,5	60	690
	HYPERSIL		GRÃO ORIENTADO	1500	35000	20	13,7	0,1 0,3	50	750
	TRANCOR 3X	3,5 SI								
	SILECTRON									
	SENDUST	9,5SI, 5,5AL	ALTA FREQUÊNCIA	30000	120000	10	5	0,05	80	—
	HYPERCOR	35Co, 0,5Cr	ALTA SATURAÇÃO	650	10000	24	>13	>1	28	970
	PERMENOUR 2V	49 Co, 2V		800	4500		14	2	25	980
	PERMINVAR 45-25	45 NI, 25 Co		400	2000	15,5	3,3	1,2	20	715
	PERMINVAR 7-70	70 NI, 7 Co	PERMEABILIDADE "CONSTANT"	850	4000	12,5	2,4	0,6	15	650
	COPERNIK	50 NI,		1500	2000	16	—	—	45	—
FERRO NÍQUEL	ISOPERM 36	36 NI, 9 CU	ALTA FREQUÊNCIA	60	65	—	—	—	70	300
	PERMALLOY 45	45 NI		2700	23000	16,5	6	0,3	45	440
	ALLEGHENY 4750	47A 50 NI	COMB/IA BOA	9000	50000		6,2*	0,08*	52	430
	ARMCO 48	48 NI	PERMEABILIDADE E FLUXO	—	—	10	—	—	—	—
	NICALOI	49 NI		5000	50000		6,5	0,03	43	475
	HIGHPERM 49			4000	100000		8*	0,03*	45	500
	HIPERNIK	50 NI, SI, Mn	ALTA ESISTIVIDADE	2000	38000	15	—	0,06	60	390
	MONIMAX	47 NI, 3 Mo		3500	30000	11	—	0,1	90	290
	SINIMAX	42 NI, 3 SI								
	PERMENORM 5000 Z									
FERRO NÍQUEL	PERMENITE			400	40000	15,5	13	0,2	40	450
	DELTAMAX	45 e 50 NI	LAÇO DE HISTÉRESE RETANGULAR	1700	100000	16	15	0,4	50	500
	HYPERNIK V									
	ORTHONIK									
	ORTHONOL									
	PERMALLOY 65	65 e 6 NI		1500	250000	13	13	0,03	20	600
	ALLOY 1040	72 NI, 14 CU, 3 Mo		40000	100000	6	2,5	0,02	55	290
	MUMETAL	77 NI, 5 CU, 2 Cr		20000	100000	8	6		60	400
	MUMETAL 108	78 NI, 0,6 Mn	PERMEABILIDADE MUITO ELEVADA	9000	75000	10,7	6	0,05	16	580
	MUMETAL 108	79 NI, 4 Mo	BAIXA SATURAÇÃO	20000	500000	8	5,5		55	—
SUPERMALLOY	79 NI, 5 Mo		55000	1000000	6,8 e	—	0,002 e 0,05	65	400	
HYMU 80	80 NI		150000	1000000	7,3	—				
			10000	100000	8	—	0,06	58	460	

\* B máx. = 10000 GAUSS

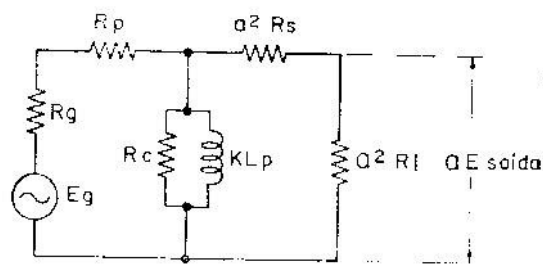
Figura 38  
Tabela dos principais ferros e ligas especiais para transformadores.

a indutância mínima necessária para a resposta de frequência que prefixamos. Há sempre a necessidade de limitarmos a indução máxima na frequência mais baixa, pois, do contrário, a distorção harmônica será bem grande. Também não podemos exagerar no número de espiras, pois, se por um lado baixamos a indução e aumentamos a indutância com o aumento do número de espiras, o que representa melhorar as condições na baixa-freqüência, pioramos automaticamente as condições na alta-freqüência, porque aumentamos a indutância dispersiva e a capacidade distribuída. Quanto maior for a relação entre a indutância de magnetização do primário e a indutância de dispersão, melhor será a categoria do transformador.

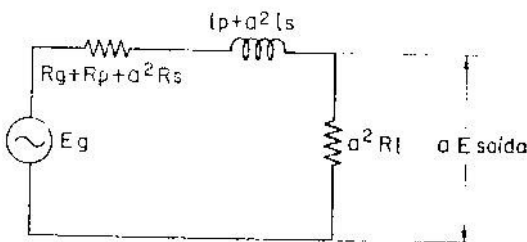
Assim, um bom transformador de saída deve ter uma relação de 1:10 000, ou melhor, entre  $L_m$  e  $L_d$ . Como há um conflito entre  $L_m$  e  $L_d$ , isto é, se aumentamos a indutância  $L_m$  corremos no mesmo sentido com  $L_d$ , o que devemos fazer é procurar reduzir  $L_d$  modificando-se a geometria dos enrolamentos. Se enrolamos um transformador com o primário sobre o secundário, certamente a dispersão será elevada. Pelo simples expediente de seccionarmos um dos enrolamentos e colocarmos o outro no meio das 2 metades, a indutância de dispersão baixará cerca de 4 vezes!

A figura 39 mostra os circuitos equivalentes de um transformador nas 3 principais condições: a) baixa-freqüência; b) alta-freqüência, sem a capacidade distribuída considerada; c) alta-freqüência com a capacidade distribuída levada em conta.

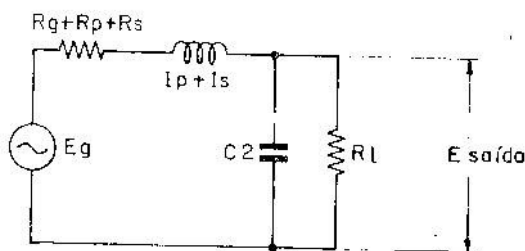
A resposta relativa na baixa e alta-freqüência é tomada em relação à freqüência média, onde



(a)



(b)



(c)

Figura 39

Circuitos equivalentes de um transformador de áudio: a) na baixa-freqüência; b) na alta-freqüência (quando é desprezível o efeito da capacidade distribuída) e c) na alta-freqüência (quando o efeito da capacidade distribuída é apreciável); relação de espiras de 1:1.

onde:

$$R'_{par} = \frac{R_1 R_2 a^2}{R_1 + R_2 a^2} \quad R_1 = R_g + R_p$$

$$R_2 = R_l + R_s \quad X_m = 2 \pi \times f \times L_p$$

Nos transformadores bem projetados  $R_p$  e  $R_s$  são pequenas e assim podemos desprezá-las nos cálculos, sem maiores conseqüências.

A indutância mínima necessária para uma resposta prefixada é dada por

$$L_m = \frac{R'_{par}}{\omega \sqrt{1 - Abf^2}}$$

onde:  $L_m$  — indutância mínima em henrys  
 $\omega = 2 \pi \times$  freqüência mais baixa  
 $Abf$  — atenuação na baixa-freqüência

$$\frac{E_{saída}}{E_g} = \frac{1}{(1 + R_s/R_l) + R_l/a^2 R_l}$$

Na baixa-freqüência despreza-se o efeito das capacidades distribuídas e da indutância de dispersão. A resposta é determinada pela relação entre a resistência paralela (impedância do gerador em série com a resistência à CC do primário e em paralelo com a impedância de carga) e a indutância de magnetização do primário. O circuito equivalente é aquele mostrado na figura 39-a.

A amplitude na baixa-freqüência é dada por

$$Abf = \frac{1}{\sqrt{1 + (R'_{par}/X_m)^2}}$$

O ângulo de fase é dado por:

$$\tan^{-1} \frac{R'_{par}}{X_m}$$

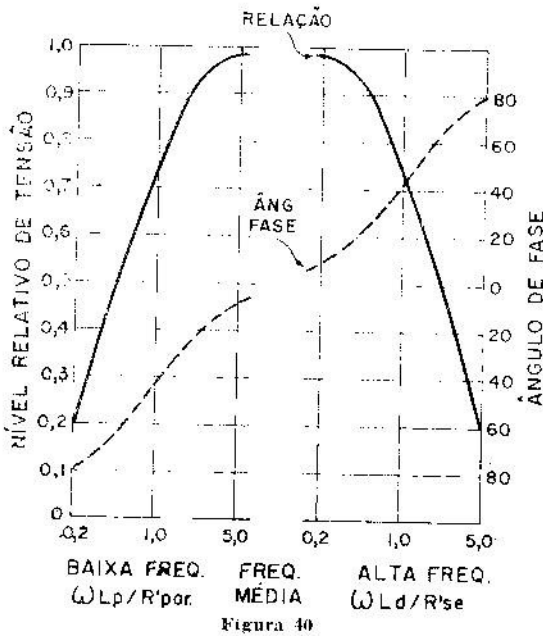


Gráfico universal de resposta de frequências e fase para o cálculo de transformadores de áudio.

em relação à frequência central  
 $R'par =$  resistência paralela (gerador e carga)

Na alta-freqüência, quando desprezamos o efeito das capacitâncias parasitas, tal como nos transformadores de casamento de entrada de baixa impedância, o circuito equivalente de uma unidade de relação 1:1 está representado na figura 39-h.

$$\text{Amplitude} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Xl/R'se)^2}}$$

$$\text{Ângulo de fase} = \text{tang.}^{-1} \frac{Xl}{R'se}$$

onde  $R'se = R1 + R2 a^2$

$$Xl = 2 \pi \times f \times Ld$$

$Ld =$  indutância de dispersão, isto é, a indutância medida no primário com o secundário em curto-circuito.

A figura 40 mostra o gráfico universal de resposta de frequência e fase para transformadores de saída.

Quando a reatância indutiva no enrolamento ( $2 \pi \times f \times Lm$ ) é exatamente igual à resistência paralela do gerador com a carga, a resposta na baixa-freqüência cai de 3 db (relação de am-

plitude de 0,71, aproximadamente, ou  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ).

Também na alta-freqüência a amplitude baixa 3 db quando a reatância indutiva da indutância de dispersão ( $2 \pi \times f \times Ld$ ) é igual à resistência série formada pela resistência interna do gerador e a carga. O gráfico da figura 40 mostra claramente o que acabamos de comentar.

Na alta-freqüência temos que considerar o efeito das capacitâncias distribuídas, por serem as mesmas consideráveis; a figura 39-e mostra o circuito equivalente de uma unidade com relação 1:1.

A resposta relativa na alta-freqüência é dada por:

$$\frac{(R1 + R2)/R2}{\sqrt{\left[ \frac{Rl}{Xc} + \frac{Xl}{Rl} \right]^2 + \left[ \frac{Xl}{Xc} \frac{Rg}{Rl} - 1 \right]^2}}$$

A impedância refletida em qualquer enrolamento de um transformador, tendo outro enrolamento carregado por uma resistência R, é igual a  $(a^2 \times R) = Rl$ , ou seja, a relação de

$$\text{espiras ou transformação é } a = \sqrt{\frac{R}{Rl}}$$

Na consideração acima tomamos um  $k = 1$  (100% de acoplamento) e as resistências dos enrolamentos nulas. No transformador prático a impedância "vista" num enrolamento ( $Z_{ref}$ ) tendo o outro carregado por uma resistência R é

$$Z_{ref} = rp + a^2 (R + rs)$$

onde  $rp$  e  $rs$  são as resistências dos enrolamentos do primário e secundário e R é a resistência

de carga. A distorção harmônica, conforme já nos referimos, é, na maioria dos casos, o fator mais importante que determinará a indutância mínima do primário e a indução máxima de trabalho.

A figura 41 mostra um gráfico que dá a distorção harmônica total para 4 relações de  $\omega Lm = R'par$ , para a liga special Mu-Metal.

A distorção é dada diretamente em % nas ordenadas, para diferentes amplitudes de indução de trabalho ( $Bmx$ ).

Na figura 42 está uma tabela que mostra a distorção harmônica para o ferro com 4% de silício (ferro silício de alta qualidade para transformadores de áudio). Para diversos valores de indução (5 valores fixos) são apresentadas as correspondentes distorções de 3ª e 5ª harmônicas (ordens ímpares - predominantes). Os valores já estão em percentagem. Na fi-

figura 46 (\*) está o gráfico correspondente. Conforme pode ser observado, a predominância é da 3ª harmônica. O valor total da distorção é achado da seguinte maneira:

$$III = h3a^2 + h5a^2$$

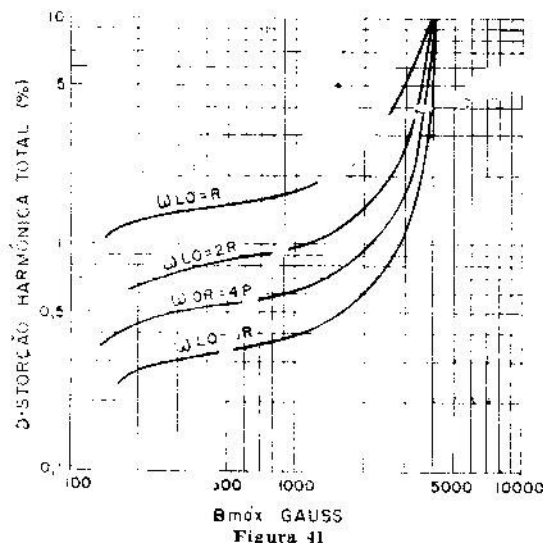
A tabela, ou o gráfico, fornecem a percentagem de distorção na corrente  $\left( \frac{III}{II} \times 100 \right)$

Para se conhecer a distorção na tensão, usaremos a seguinte fórmula:

$$\frac{Eh}{Ei} = \frac{Ih}{Ii} \times \left( \frac{R'par}{Xm} \times \left( 1 + \frac{4 R'par}{4 Xm} \right) \right)$$

A distorção na alta-freqüência, principalmente nos transformadores de saída, é determinada pela dispersão e capacidades distribuídas.

Quando projetamos um transformador de saída para um estágio em operação simétrica (push-pull) em classe AB ou B, devemos cuidar muito da dispersão entre as duas metades do primário. Se o sistema é ultralinear devemos levar também muito em conta as dispersões referidas aos 2 enrolamentos das grades auxiliares. Quando as válvulas operam em classe AB ou B, uma válvula entra na condução enquanto a outra é levada ao corte. Se a indutância de dispersão entre as metades do primário, que carrega as placas das 2 válvulas, for elevada, nas freqüências mais altas onde a variação é muito rápida, aparecerá uma contra tensão induzida na Ld que limitará a potência



Bmáx GAUSS  
Figura 41

Distorção harmônica total em função da densidade de fluxo, para diferentes relações entre a resistência do primário e a resistência em paralelo. Liga Mu-Metal.

(\*) Ver no próximo número.

de saída e ao mesmo tempo introduzirá grande distorção. Portanto, é extremamente importante a configuração dos enrolamentos nos transformadores de saída de alta qualidade, destinados a estágios de saída em operação simétrica que não seja classe A.

Os métodos mais comuns de bobinagem dos transformadores estão mostrados na figura 42.

Em "A" temos secundário sobre o primário cuja característica é elevada indutância de dispersão e capacidade distribuída. Em "B" o secundário é dividido em duas partes iguais, sendo o primário enrolado no meio das metades do secundário. Essa disposição apresenta considerável redução da indutância de dispersão total, e capacidade distribuída ainda elevada. Em "C" o secionamento é feito lado a lado, reduzindo bastante a capacidade distribuída. Em "D" temos o secundário partido em duas metades e enrolados lado a lado, disposição altamente satisfatória quando o secundário é de muito alta impedância e descarregado, condição que exige pequena capacidade distribuída do secundário.

A capacidade efetiva do enrolamento total é dada pela fórmula:

$$C_e = \frac{4 c l}{3 n l} \left( 1 - \frac{1}{n l} \right)$$

onde:

$C_e$  = capacidade total do enrolamento em PF

$n l$  = número de camadas

$c l$  = capacidade de uma camada para

$$\text{outra} = \frac{0,225 AK}{t} \text{ PF}$$

A = área da camada enrolada em pol.<sup>2</sup> (espira média  $\times$  b).

t = espessura do isolante entre camadas, em polegadas.

k = constante dielétrica  $\approx 3$  para o papel.

Depois de calculada a capacidade total do enrolamento pela fórmula acima, ainda teremos que somar à capacidade formada entre o enrolamento e o núcleo e mais as capacidades parasitas dos componentes associadas ao enrolamento: válvulas, suportes, etc. A capacidade formada entre o enrolamento e o núcleo, calculamos também pela fórmula:

$$\frac{0,225 \times A \times K}{t}$$

Sendo t a espessura da forma que suporta o enrolamento.



Vamos ver quais são os meios que dispomos para reduzir a indutância de dispersão:

- 1) sectionar os enrolamentos;
- 2) aumentar a largura do enrolamento (b);
- 3) usar material de alta permeabilidade para o núcleo e reduzir conseqüentemente o número de espiras;
- 4) reduzir o isolamento entre os enrolamentos;
- 5) usar enrolamento tipo bifilar.

Para reduzir a capacidade distribuída será:

- 1) aumentar o número de camadas;
- 2) aumentar a espessura do isolante;
- 3) reduzir a largura do enrolamento (b);
- 4) evitar alta diferença de potencial entre as seções do enrolamento.

Vejamos em seguida alguns exemplos de aplicação.

1) Vamos ver como calculamos um transformador de entrada. Seja êle destinado a trabalhar entre uma linha de 500 ohms e a grade da 1ª válvula de entrada do amplificador. No secundário ligaremos um potenciômetro de 10 000 ohms para a regulação do ganho.

Queremos uma resposta de freqüência dentro de 1 db entre 50 e 12 000 Hz. A distorção harmônica não deverá ser superior a 0,5%. O máximo sinal de entrada é 13 dbm.

#### a) CALCULAMOS A RELAÇÃO DE ESPIRAS

$$a = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \sqrt{\frac{10000}{5 \times 10^2}} = \sqrt{20} = 4,47$$

#### b) CALCULAMOS A RESISTÊNCIA PARALELA

Como o transformador tem o secundário carregado corretamente,

$$Z_p = 500, \text{ logo } R'_{\text{par}} = \frac{500}{2} = 250 \text{ ohms.}$$

#### c) CALCULAMOS A INDUTANCIA MINIMA DO PRIMARIO

$$L_m = \frac{R'_{\text{par}}}{\omega^2 \text{Abf}^2} = \frac{250}{314^2 \times 0,79} = 1,6 \text{ henrys}$$

$$\omega = 2\pi \times f = 6,28 \times 50 = 314$$

1 db corresponde em amplitude a 0,89 (Abf)  
 $\text{Abf}^2 = 0,79$

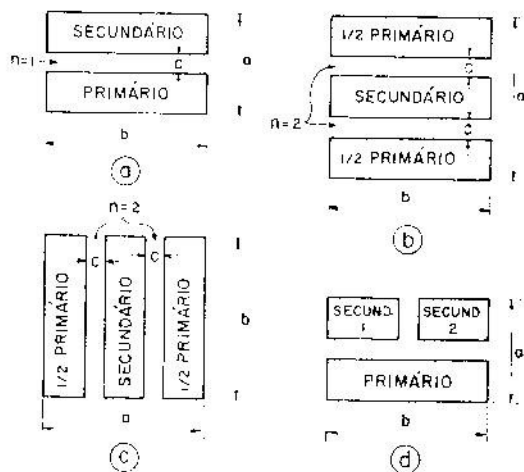


Figura 12

Métodos mais simples de enrolamento de transformadores: a) secundário sobre o primário; b) primário sobre o secundário dividido em dois enrolamentos, M e Z; c) secundário ou primário dividido em dois enrolamentos e enrolados lado a lado; d) secundário dividido em dois enrolamentos e enrolados, lado a lado, sobre o primário.

$$\text{Logo } L_m = \frac{250}{314^2 \times 0,79} = 1,6 \text{ henrys}$$

$$\omega L_p = 2\pi \times f \times L_p = 6,28 \times 50 \times 1,6 \approx 500 \text{ ohms.}$$

$$\frac{\omega L_p}{R'_{\text{par}}} = \frac{500}{250} = 2$$

O leitor poderá consultar o gráfico da figura 40 e constatar que para uma relação de  $\frac{\omega L_p}{R'_{\text{par}}} = 2$  corresponde uma atenuação de 0,89 em relação à tensão relativa, que é igual a 1 db (db =  $20 \times \log_{10}$  da relação de duas tensões).

#### d) CALCULAMOS A TENSÃO MAXIMA NO PRIMARIO

O dbm = 1 mW sobre 500 ohms.

$$\text{A tensão 0 db será } = \sqrt{10^{-3} \times 500} = \sqrt{0,5} = 0,707 \text{ volt}$$

$$13 \text{ db} = 0,707 \times 1,41 \approx 1 \text{ volt.}$$

#### e) ELEGEMOS O NÚCLEO APROPRIADO

Queremos baixa distorção e boa resposta de freqüência; logo devemos usar núcleo de boa qualidade. Uma boa escolha será Mu-Metal, lâminas tipo EI-50, ilustrada na figura 43. Temos que para uma seção quadrada (empilhamento de 1,27 mm) a área efetiva será:

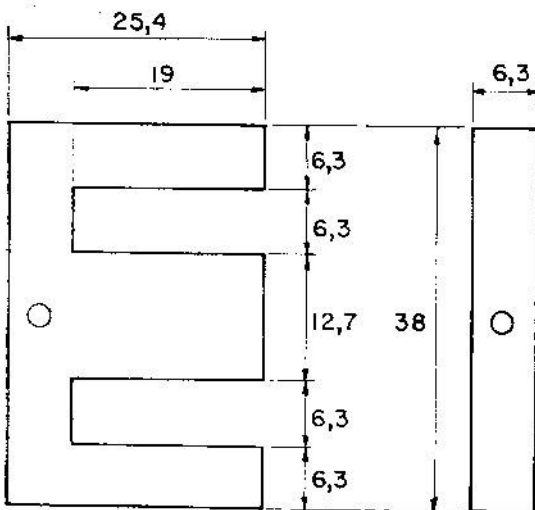


Figura 43

Lâminas tipo EI-50, perna central de 12,7 mm (1/2"). As medidas foram arredondadas para milímetros.

$$1,27 \times 1,27 \times 0,88 = 1,4 \text{ cm}^2$$

Comprimento do circuito magnético ( $l_c$ ) = 7,62 cm. Pela figura 17\* vemos que a permeabilidade inicial é da ordem de 10.000. Fixamos então  $B = 500$  gauss e  $\mu = 17.000$ .

#### f) CALCULAMOS O NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO

$$B = 500 \text{ gauss} \quad A_{ef} = 1,4 \text{ cm}^2$$

$$E_p = 1 \text{ volt} \quad f = 50 \text{ Hz}$$

$$N_p = \frac{E_p \times 10^8}{4,44 \times f \times A \times B}$$

$$= \frac{1 \times 10^8}{4,44 \times 50 \times 1,4 \times 500 \times 10^4} = 643 \text{ espiras.}$$

#### g) CALCULAMOS O NÚMERO DE ESPIRAS DO SECUNDÁRIO

$$N_s = N_p \times a = 643 \times 4,47 = 2.880 \text{ espiras.}$$

#### h) CALCULAMOS A INDUTANCIA DO PRIMÁRIO

$$L_m = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l_c} = \frac{1,26 \times 6,43 \times 6,43 \times 10^4 \times 1,4 \times 17 \times 10^4 \times 10^{-8}}{7,62}$$

$$= \frac{1,26 \times 6,43 \times 6,43 \times 1,4 \times 17 \times 10^4}{7,62} = 124 = 16,2 \text{ Henrys.}$$

$$\text{a } 50 \text{ Hz } \omega L_p = 6,28 \times 50 \times 16,2 = 5.100 \text{ ohms.}$$

$$\omega L_p = \frac{5100}{\sim} \sim 20$$

$$R_{par} = \frac{250}{\sim} \sim 20$$

#### i) CALCULAMOS A DISTORÇÃO HARMÔNICA

$$\omega L_p = 20 \times R$$

Pelo gráfico da figura 41, com 500 gauss e  $\omega L_p = 20 \times R$ , verificamos que a distorção harmônica total será inferior a 0,3%. Logo está abaixo da máxima distorção que estabelecemos (0,5%). A resposta verdadeira na baixa-freqüência, isto é, a queda de amplitude a 50 Hz, relativa à freqüência média será:

$$Abf = \frac{L}{1 + (R_{par}/X_m)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{250}{5100}\right)^2}$$

$$= < 0,1 \text{ db, muito melhor que o máximo estabelecido (1 db).}$$

#### j) VERIFICAMOS A JANELA DISPONÍVEL E DETERMINAMOS OS FIOS PARA O PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

Área útil da janela, com todos os descontos para a fôrma, folgas e isolantes =  $1,6 \times 0^8 = 0,8 \text{ cm}^2$ .

Tomando-se 50% para o primário e 50% para o secundário dispomos nos de  $0,4 \text{ cm}^2$  para cada enrolamento.

$$\text{Para o primário } \frac{643}{0,4} = 1600 \text{ espiras/cm}^2$$

$$\text{Para o secundário } \frac{2880}{0,4} = 7200 \text{ espiras/cm}^2$$

Pela tabela de fios (ver figura 9, revista n° 221), tivemos: para o primário fio n° 31E - para o secundário fio n° 38E.

Todos os enrolamentos sem papel entre camadas.

(Cont. no próximo número)

\* Ver revista n° 221.

# Projeto de Transformadores de Áudio. Fôrça e Choques de Filtro

## 7ª Parte

### Transformadores de Áudio

Waldyr Chaves \*

#### l) CALCULAMOS A MAXIMA INDUTANCIA DE DISPERSAO ADMISSIVEL.

A resistência série (gerador e carga), desprezando-se a resistência à c.c. do enrolamento primário, será  $500 + 500 = 1000$  ohms. Pelo gráfico universal da figura 40, para 1 db de atenuação (0,89 em amplitude) lemos que  $\omega L_d/R'S_e$  deve ser igual a 0,65, aproximadamente.

Logo,  $\omega L_d = R'S_e \times 0,65 = 1000 \times 0,65 = 650$  ohms.

A mais alta frequência para 1 db de atenuação é 12 000 Hz.

$$\omega L_d = 650 \text{ ohms} \quad L_d = \frac{650}{\omega}$$

$$\frac{650}{6,28 \times 12} \times 10^{-3} = 8,65 \text{ mH.}$$

#### m) ESTABELECEMOS A GEOMETRIA DOS ENROLAMENTOS E CALCULAMOS A INDUTANCIA DE DISPERSAO

$$L_d = \frac{4,18 \times 6,43 \times 6,43 \times 10^4 \times 7 \times (2 \times 0,01 + 0,6)}{1,7 \times 10^9} = 4,4 \text{ mH.}$$

Vejamus qual será a dispersão se enrolarmos simplesmente o secundário sobre o primário (fig. 42-a).

$$L_d = \frac{4,18 \times N^2 \times l (2n C + a)}{\eta^2 \times b \times 10^9}$$

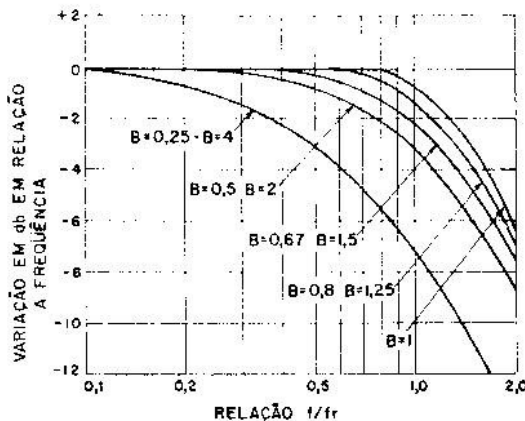


Figura 44  
Gráfico para a determinação da resposta na alta-freqüência. fr = freqüência de ressonância da indutância de dispersão com a capacitância distribuída.

- N = 643 espiras
- l = 7 centímetros
- $\eta = 1$  (sem seccionamento)
- c = 0,1 mm = 0,01 cm
- a = 6 mm = 0,6 cm
- b = 17 mm = 1,7 cm

Não haverá necessidade de nenhum seccionamento nos enrolamentos, pois  $L_d$  está bem abaixo do máximo permitido para uma queda de 1 db a 12 000 Hz (calculamos 8,65 mH).

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A

Se enrolarmos o secundário em duas partes iguais (1440 + 1440 esp.), a indutância de dis-

persão cairá para  $\frac{4,4}{4} = 1,1$  mH, aproximadamente.

**n) CALCULAMOS A CAPACIDADE DISTRIBUIDA TOTAL DO SECUNDÁRIO**

Referido ao secundário os valores são:

$$L_d = 4,4 \times 4,47^2 = 88 \text{ mH}$$

$$R_{\text{par}} = \frac{10\,000}{2} = 5\,000 \text{ ohms}$$

$$NS = 2\,880 \text{ espiras de fio n}^\circ 38$$

Pela tabela de fios

$$\text{Número de camadas} = \frac{2\,880}{150} = 20 \text{ camadas}$$

(n/)

$$\text{Espira média do secundário} = 8 \text{ cm}$$

$$b = 1,7 \text{ cm}$$

$$A = \text{espira média} \times b = 8 \times 1,7 = 13,6 \text{ cm}^2$$

$$= 2,11 \text{ pol.}^2$$

$$k \approx 3$$

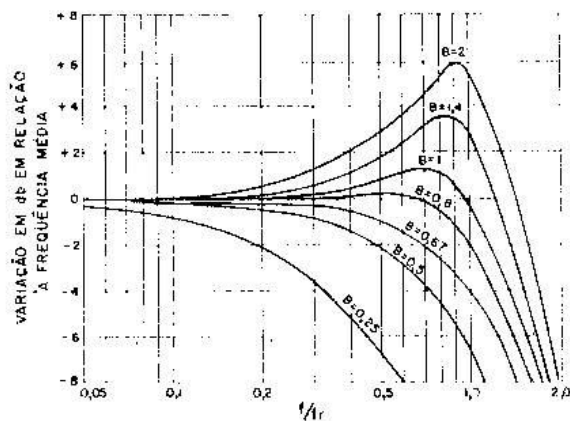
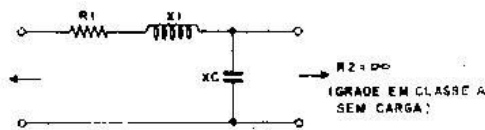


Figura 45

Gráfico para determinação da resposta na alta-freqüência, transformador com o secundário descarregado, isto é,  $R = \infty$

$$t = 0,112 - 0,104 = 0,008 \text{ mm} = 0,000315''$$

Capacitância de cada camada:

$$\frac{0,225 \times A \times k}{t} = \frac{0,225 \times 2,11 \times 3}{0,000315} = 453 \text{ pF}$$

Capacitância do secundário:

$$C_e = \frac{4 \times e l}{3 n l} \times \left( 1 - \frac{1}{n l} \right) = \frac{4 \times 4530}{3 \times 20} \times \left( 1 - \frac{1}{20} \right) = 287 \text{ pF}$$

Capacitância para o núcleo:

Com fôrma de 0,75 mm, será aproximadamente

$$\frac{0,75}{0,008} \approx 100, \text{ logo } C \text{ para o núcleo será } 4530$$

$$\frac{4530}{100} = 45,3 \text{ pF, digamos } 50 \text{ pF.}$$

Capacitância total do secundário = 287 + 50 + 30 = 367 pF.

Atribuimos à capacitância da válvula de entrada, etc., um valor de 30 pF.

A freqüência de ressonância do secundário será (capacitância distribuída com a indutância de dispersão):

$$f_r = \frac{10^6}{2\pi \times \sqrt{L_d \times C_s}} = \frac{10^6}{6,28 \sqrt{3,67 \times 10^{-4} \times 8,8 \times 10^9}} = \frac{10^6}{35,7} = 28\,000 \text{ Hz.}$$

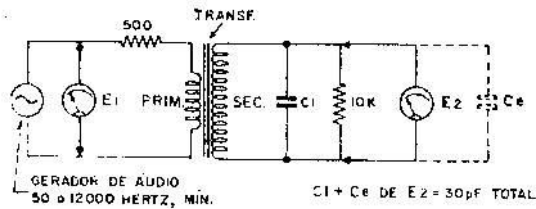


Figura 46

Circuito para a medida de resposta de freqüência do transformador de entrada, calculado no exemplo apresentado. Com E1 ajustado sempre para o mesmo valor, reduzimos o gerador à condição de tensão constante ( $R_{int} = 0 \text{ ohms}$ ).

Na freqüência fr  $B = \frac{X_c}{R_{par}}$

$X_c = X_{Ld} = 2\pi \times f \times L_d$ , logo

$$B = \frac{6,28 \times 28 \times 10^3 \times 88 \times 10^{-3}}{5 \times 10^3} = 3,1$$

Na freqüência mais alta que desejamos para o transformador, isto é, 12 000 Hz

$$\frac{f}{f_r} = \frac{12\,000}{28\,000} = 0,43$$

Pelo gráfico da figura 44, a variação do ganho será de aproximadamente 1 db.

A figura 45 mostra o gráfico de alta-freqüência para o caso dos transformadores que trabalham com o secundário descarregado, isto é,  $R_2 = \infty$ . Para medir o transformador que acabamos de projetar, a fim de registrarmos as suas características, devemos dispor de uma ponte ou armarmos uma das que comentamos anteriormente, um oscilador de áudio de 20 a 50 000 Hz, de preferência, um voltímetro eletrônico e dois resistores (1 de 10 000 e outro de 500 ohms). Mediremos:

### a) Indutância de dispersão do primário

Essa medida faz-se na ponte. Ligamos o primário à ponte, nos terminais correspondentes à medida de indutância, e fechamos o secundário em curto-circuito. A frequência pode ser 1.000 Hz ou outra qualquer, pois a indutância de dispersão independe da frequência, como também da amplitude do sinal aplicado (as características do núcleo não participam nessa medida).

### b) Impedância refletida no primário

Carregamos o secundário com 10.000 ohms e medimos a impedância que aparece no primário. Basta ligarmos o gerador ao primário, em série com o resistor de 500 ohms e mediremos a queda de tensão sobre o primário e sobre o resistor de 500 ohms (amplitude máxima sobre o primário — 1 volt). Se as quedas de tensão forem iguais —  $E_R = E_p$  — a impedância refletida será igual a 500 ohms. Se forem desiguais calculamos da seguinte maneira

$$Z_p = \frac{E_p}{E_R} \times 500.$$

Devemos medir em diversas frequências, dentro da faixa de trabalho do transformador, por exemplo, 50 — 80 — 100 — 200 — 500 —

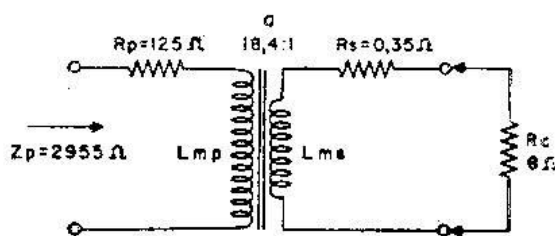


Figura 17

Na frequência média (1000 Hz), onde  $X_{Lm}$  é muito grande e  $X_{Ld}$  é muito pequena  $Z_p = n^2 \times (R_c + R_s) + R_p$ . No exemplo apresentado =  $2830 + 125 = 2955$  ohms.

1.000 — 3.000 — 5.000 — 8.000 — 12.000 e 15.000 Hz.

### c) Indutância do primário na baixa-frequência

Mediremos a 50 Hz, com 1 volt aplicado.

Podemos usar uma ponte ou, mais convenientemente, o método dos 3 voltímetros já explicado anteriormente.

### d) Relação de transformação ou de espiras

Basta medirmos a tensão no secundário com uma tensão conhecida no primário. Se a impedância refletida no primário, que medimos em b, estiver correta, a relação de espiras estará forçosamente em ordem.

→

### e) Resposta de frequência

Mediremos a resposta de frequência, conforme mostra a figura 46. Em série com o primário colocamos o resistor de 500 ohms; carregamos o secundário com o resistor de 10 000 ohms. Para as diversas frequências fornecidas pelo gerador, ajustaremos a saída do mesmo para que E1 seja sempre constante -- digamos 2 volts, de preferência. Anotaremos as leituras de E2. A queda na resposta a 50 Hz (baixa-freqüência) e 12 000 Hz (alta-freqüência) será tomada em relação à freqüência média -- 1 000 Hz.

Suponhamos que a 1 000 Hz E2 = 4,5 volts, a 50 Hz registramos 4,3 volts e a 12 000 Hz 4 volts.

A atenuação nos extremos será:

$$50 \text{ Hz} = 20 \log \frac{4,5}{4,3} = 0,3 \text{ db}$$

$$12\,000 \text{ Hz} = 20 \log \frac{4,5}{4} = 0,5 \text{ db.}$$

A relação de espiras de um transformador também podemos medir pelas indutâncias de dispersão (Ld). Medimos a indutância do primário com o secundário em curto-circuito, em seguida invertemos as condições, isto é, medimos a indutância do secundário com o primário curto-circuitado. Conhecidas as duas indutâncias a relação será:

$$a = \sqrt{\frac{L_{ds}}{L_{dp}}}$$

Lds = indutância de dispersão referida ao secundário

Ldp = indutância de dispersão referida ao primário

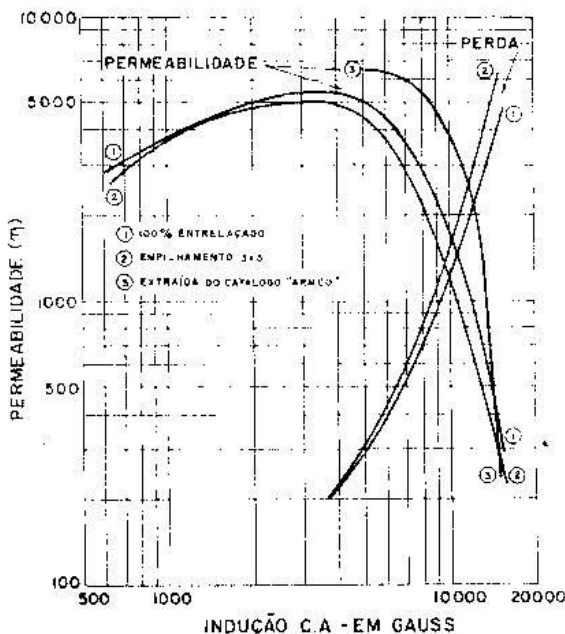


Figura 48

Curvas de perda e permeabilidade efetiva (C.A.) do ferro com 4% de silício, chapa n.º 29 (0,36 mm).

Poderão ser incluídas também nas medidas as resistências dos enrolamentos (sem muita importância nos transformadores de entrada), a perda de inserção e o isolamento entre os enrolamentos e para o núcleo, com 500 ou 1 000 volts c.c.

Em certos casos é importante medir-se a freqüência de ressonância e a capacitância parasita total. Mais adiante mostraremos como se efetua essas medidas.

2) Como segundo exemplo de projeto de transformadores de áudio, vamos a um transformador de saída sem muitas pretensões -- apenas razoável no seu desempenho.

Suponhamos:

Potência máxima entregue ao secundário = 6 watts.

Resposta desejada = dentro de 3 db entre 60 e 10 000 Hz.

Distorção máxima admissível = 2%.

Operação do estágio de saída = 2 válvulas triodo em classe A.

Resistência interna de cada válvula = 1000 ohms.

Carga do primário para as válvulas (ZP) = 3000 ohms.

Secundário = para alto-falante de 8 ohms.

### CALCULAMOS

#### a) Potência máxima no primário

Atribuiremos inicialmente uma eficiência de 87% ( $\eta = 0.87$ )

$$P_e = \frac{P_s}{0,87} = \frac{6}{0,87} = 6,9 \text{ watts}$$

#### b) Tensão alternada máxima do primário

$$E_p = \sqrt{P_e \times Z_p} = \sqrt{6,9 \times 3 \times 10^3} = 144 \text{ volts efetivos.}$$

#### c) Calculamos a relação de espiras e atribuímos as resistências dos enrolamentos

Tomando-se 10% para as resistências dos enrolamentos (5% para cada).

Primário =  $3.000 \times 0,05 = 150$  ohms.

Secundário =  $8 \times 0,05 = 0,4$  ohm.

Relação teórica de transformação

$Z_p = 3.000 - 150 = 2.750$  ohms

$Z_s = 8 + 0,4 = 8,4$  ohms

$$a = \sqrt{\frac{2.750}{8,4}} = \sqrt{339} = 18,4$$

#### d) Calculamos a indutância necessária no primário e a máxima dispersão admissível.

As 2 válvulas estão em operação simétrica, logo:

$R_g = 2 \times 1.000 = 2.000$  ohms

$R_l = R_g + R_p = 2.000 + 150 = 2.150$  ohms

$R'_{par} = \frac{2.150 \times 2.750}{2.150 + 2.750} = 1.220$  ohms

$R'_{ser} = 2.150 + 2.750 = 4.900$  ohms.

A mínima indutância do primário para -3 db a 60 Hz será:

$X_{Lm} = R'_{par} = 1.220$  ohms, logo:

$$L_m = \frac{1.220}{6,28 \times 60} = \frac{1.220}{376} = 3,25 \text{ Henrys}$$



A máxima indutância de dispersão para -3 db a 10.000 Hz, será:

$$\omega L_d \approx R_{ser} = 4.900 \text{ ohms.}$$

$$L_d = \frac{4.900}{6,28 \times 10^4} = 78 \text{ mH.}$$

e) Calculamos as espiras para o primário e o secundário

Para que a dispersão não seja elevada temos que limitar a indução máxima a 60 Hz, tomaremos 3.000 gauss.

Se elegemos o núcleo com lâminas de 2,5 cm de perna central, com um empilhamento de 2,5 cm (seção quadrada).

$$A_{ef} = 2,5 \times 2,5 \times 0,88 \approx 5,5 \text{ cm}^2$$

$$l = 13,25 \text{ cm}$$

Área efetiva da janela, com margens à direita e à esquerda da fôrma de 3 mm e o espaço necessário para fôrma e as folgas =  $3,2 \times 1,1 = 3,5 \text{ cm}^2$ .

$$NP = \frac{144 \times 10^8}{4,44 \times 60 \times 5 \times 10^3 \times 3,5} \approx 2.000$$

espiras.

$$\text{Espiras para o secundário} = \frac{2.000}{18,4} = 109$$

espiras.

f) Determinamos os fios e calculamos as resistências dos enrolamentos

Como no primário circula a corrente contínua de placa das válvulas, superposta à C.A., tomaremos 60% da área da janela para o enrolamento primário  $3,5 \times 0,6 = 2,1 \text{ cm}^2$  para o primário.

Para o secundário =  $3,5 - 2,1 = 1,4 \text{ cm}^2$ .

$$\frac{2.000}{2,1} = 955 \text{ espiras por cm}^2 \approx \text{fio 31}$$

$$\frac{109}{1,4} = 78 \text{ espiras por cm}^2 \approx \text{fio 19}$$

**Primário:** Comprimento total do enrolamento (espira média = 15 cm)

$$2.000 \times 15 = 300 \text{ metros}$$

$$R \text{ à c.c.} = 415 \times 0,3 \approx 125 \text{ ohms.}$$

**Secundário:** Comprimento total do enrolamento (espira média = 15 cm)

$$109 \times 0,15 \approx 16,4 \text{ metros}$$

$$R \text{ à c.c.} = 21,1 \times 0,0164 \approx 0,35 \text{ ohms.}$$

g) Calculamos o rendimento a 60 Hz e a impedância real refletida no primário, na frequência média.

Resistência do enrolamento primário = 125 ohms.

Resistência do enrolamento secundário = 0,35 ohms.

A impedância "vista" no primário, na frequência média onde  $X_{Lm}$  é muito elevada e  $X_{Ld}$  é muito baixa, será  $Z_p = a^2 \times (R_c + R_s) + R_p = 18,4 \times 18,4 \times (8 + 0,35) + 125 = 2.955 \text{ ohms.}$

Correntes do primário e secundário:

$$\text{Primário } E_p = 144 \text{ volts}$$

$$Z_p = 3.000$$

$$I_p = \frac{E_p}{Z_p} = \frac{144}{3} \times 10^{-3} = 48 \text{ mA C.A.}$$

Secundário Ps = 6 watts  
Zs = 8 ohms

$$I_s = \sqrt{\frac{P_s}{Z_s}} = \sqrt{\frac{6}{8}} = 0,865 \text{ A}$$

Perda no cobre:

$$\text{Primário} = I^2 \times R = 48 \times 48 \times 10^{-6} \times 125 \approx 0,29 \text{ W}$$

$$\text{Secundário} = I^2 \times R = 865 \times 865 \times 10^{-6} \times 0,35 \approx 0,26 \text{ W}$$

$$\text{Total} = 0,29 + 0,26 = 0,55 \text{ watts.}$$

Perda no ferro:

$$\text{Peso do núcleo} = A \times l \times 7,8 = 5,5 \times 15,25 \times 7,8 \approx 670 \text{ gramas.}$$

Com núcleo constituído por chapas de ferro silício a 4% nº 29, a perda por quilo tiramos do gráfico da figura 48. Com 5.000 gauss (60 Hz — frequência mais baixa) = 0,3 Watt/Quilo.  $0,3 \times 0,67 = 0,2$  Watt total no ferro.

Perda total:

$$P_c + P_f = 0,55 + 0,2 = 0,75 \text{ Watt.}$$

Rendimento do transformador, com máxima potência, a 60 Hz.

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_c + P_f} = \frac{6}{6 + 0,75} = 0,89$$

$$0,89 \times 100 = 89\%$$

h) Calculamos a indutância do primário e a queda a 60 Hz.

$$A = 5,5 \text{ cm}^2, l = 15,25 \text{ cm NP} = 2,000$$

$$\mu \text{ (pela figura 48, com } B = 5.000 \text{ gauss)} = 5.000$$

Bm (GAUSS)	PORCENTAGEM DE 3º HARMÔNICO (%)	PORCENTAGEM DE 5º HARMÔNICO (%)
100	4	1,0
500	7	1,5
1000	9	2,0
3000	15	2,5
5000	20	3,0
10000	30	5,0

Figura 49

Tabela de distorção produzida por diferentes induções, no ferro com 4% de silício.



$$L_m = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

$$= \frac{1,26 \times 2 \times 2 \times 10^6 \times 5,5 \times 5 \times 10^3 \times 10^{-8}}{15,25}$$

$$= 90 \text{ H.}$$

$$X_{Lm} \text{ a } 60 \text{ Hz} = 6,28 \times 60 \times 90 = 3.400 \text{ ohms.}$$

Resposta a 60 Hz:

$$\text{Amplitude} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R'_{par}/X_m)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1220}{34000}\right)^2}} = \frac{1}{1 + 0,00129} \approx 1$$

Logo, a resposta será plana até 60 Hz.

**i) Calculamos a distorção máxima a 60 Hz.**

Pela tabela da figura 49, com 5000 gauss, temos:

$$\% 3^{\text{a}} \text{ harmônica} = 20 \quad \% 5^{\text{a}} \text{ harmônica} = 3$$

$$\text{total} = \sqrt{20^2 + 3^2} = \sqrt{409} \approx 20\%$$

$$\frac{E_h}{E_f} = \frac{I_h}{I_f} \times \frac{R'_{par}}{X_m} \left( 1 - \frac{R'_{par}}{X_m} \right)$$

$$= 20 \times \frac{1220}{34000} \times \left( 1 - \frac{1220}{4 \times 34000} \right) \approx 0,72\%$$

Está abaixo dos 2% máximo que estabelecemos.

**j) Calculamos a indutância de dispersão do primário e a resposta a 10.000 Hz.**

Vejam os qual será a indutância de dispersão (Ld), se enrolarmos o primário sobre o secundário, isto é, sem nenhum seccionamento. Para que a queda a 10.000 Hz não seja superior a 3 db, conforme já calculamos em (d), Ld não deve ser superior a 78 mH.

Vejam os:

$$N_p = 2.000 \text{ espiras}$$

$$l = 15,25 \text{ cm}$$

$$n = 1 \text{ (primário sobre o secundário)}$$

$$c = 0,03 \text{ cm (3 voltas de fibra de } 0,1 \text{ mm entre primário e secundário)}$$

$$a = 1,2 \text{ cm}$$

$$b = 3,2 \text{ cm}$$

$$L_d = \frac{4,18 \times N^2 \times l \times (2nc + a)}{N^2 \times b \times 10^9}$$

$$= \frac{4,18 \times 2 \times 2 \times 10^6 \times 15,25 \times (2 \times 0,03 + 1,2)}{3,2 \times 10^9}$$

$$= 100 \text{ mH.}$$

Está acima do máximo permitido (78 mH).

(Cont. no próximo número)

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

## 8ª Parte

### Transformadores de Áudio

Waldyr Chaves \*

Para chegarmos aos 78 mH ou menos podemos tomar 2 decisões:

a) seccionar de preferência o secundário, em duas partes iguais, e colocar o primário no meio. Seccionando-se o secundário, não corremos o risco de aumentar a dispersão entre as 2 metades do primário e, conseqüentemente, a distorção na alta-freqüência. As duas metades do secundário podem ser iguais (com fio mais fino) e ligados em paralelo, ou metade do enrolamento com o mesmo fio em cada seção, ligadas em série. Assim, a dispersão baixará para, aproximadamente:

$$\eta = 2 \times \frac{100}{4} = 25 \text{ mH}$$

A queda a 10 000 Hz será somente de 0,5 db.

b) Como tivemos uma indutância bem elevada no primário, e a distorção calculamos que será de 0,75% com as 2 000 espiras no primário, podemos aumentar um pouco a indução, reduzindo as espiras.

Queremos reduzir a dispersão de 100 mH para 78 mH, logo

$$\frac{100}{78} = 1,13 \quad \frac{2000}{1,13} \approx 1770 \text{ espiras.}$$

A indução passará a ser  $\frac{2000}{1770} \times 5000 = 5600$  gauss.

Lm com 1770 espiras,

$$\frac{90}{\left(\frac{2000}{1770}\right)^2} = \frac{90}{1,27} = 71 \text{ mH, aproximada-}$$

mente, porque a permeabilidade também baixará com 5600 gauss (calculamos anteriormente com 5000 gauss).

Calcularemos novamente a relação  $\frac{R'_{par}}{X_m}$ , a distorção harmônica e as espiras para o secundário.

Se a distorção harmônica estiver dentro do preestabelecido (2% máximo) poderemos então enrolar o transformador com 1770 espiras no primário, com um enrolamento sobre o outro, sem seccionamento algum.

#### RESUMENDO:

Se enrolarmos o transformador com 2000 espiras no primário e seccionarmos o secundário em duas partes iguais, com o primário entre elas, vamos obter as seguintes características (conforme calculamos):

- 1) potência máxima no primário = 6,9 watts
- 2) relação de espiras = 18,4:1
- 3) resistência do primário total = 125 ohms
- 4) resistência do secundário = 0,35 ohms
- 5) impedância refletida no primário, na freqüência média e com 8 ohms de carga = 2955 ohms
- 6) rendimento a 60 Hz e com máxima potência = 89%
- 7) resposta de freqüência = plana até 60 Hz (< 0,1 db) e -0,5 db a 10 000 Hz
- 8) indutância do primário a 60 Hz, com máximo sinal (144 volts efetivos) = 90 Hy.
- 9) indutância de dispersão do primário referido ao secundário = 25 mH
- 10) distorção harmônica total, a 60 Hz, com máxima potência = 0,72%

Entre os enrolamentos teremos 3 voltas de papel de 0,1 mm. Núcleo: ferro silício a 4%, chapa n.º 29, 100% trançado (1 por vez). Perna central da lâmina E  $\approx$  25 mm (1") corte "scrapless", empilhamento = 25 mm (seção quadrada). Ver figuras 49-A e 49-B.

#### 3) Transformador de saída de alta qualidade

Naturalmente o projeto de um transformador de saída para HI-FI é feito tendo em vista

\* Da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

tudo o que se descreveu até aqui, em relação aos transformadores de saída. Entretanto, devemos ter em mente que, como as exigências são mais severas, os cuidados terão que ser maiores para ser possível, realmente, realizar um transformador de categoria compatível com a qualidade sempre exigida pelos entusiastas da alta-fidelidade. Sem qualquer exagero, o maior problema que encontramos é o referente à distribuição dos enrolamentos. Se a etapa de saída opera em classe AB e disposição ultralinear, as coisas ficam ainda mais "apertadas". Para reduzir a indutância de dispersão, o projetista inexperiente realiza um grande número de seccionamentos nos dois enrolamentos. É certo que reduzimos Ld ao repartirmos os enrolamentos, porém, a partir de 2 seccionamentos em cada bobina (primário e secundário) a redução já não caminha no sentido de  $N^2$ , e a distribuição nas proporções das espiras repartidas deve ser bem dimensionada. Por exemplo, se tomamos um transformador e repartimos o primário em 4 seções iguais, e ao secundário fizermos a mesma coisa, alternando as seções repartidas, isto é, 1/4 de primário sobre 1/4 de secundário, sucessivamente, a indutância de dispersão será a mesma que repartindo-se o secundário em apenas duas partes iguais e o primário em 3 partes, sendo 2 enrolamentos a metade cada um de um maior que ficará no centro e sendo os dois menores colocados no início e no fim da distribuição (fig. 49B). Portanto, na segunda condição há apenas 5 seccionamentos contra 8 da primeira. A mão-de-obra será mais fácil para realizar o transformador de 5 seccionamentos, além de reduzir a capacidade formada para o secundário e a dispersão entre as metades do primário, que geralmente é a maior responsável pela distorção elevada e queda rápida de potência na alta-freqüência.

Assim, na ocasião de decidirmos quanto à distribuição dos enrolamentos no núcleo, temos que considerar todos estes fatores que, no final, ditarão o desempenho do transformador na alta-freqüência.

Para que o transformador funcione a contento nas freqüências mais elevadas, se está ligado a 2 válvulas trabalhando em classe AB ou B, além de baixa dispersão entre primário e secundário e baixa capacidade distribuída do primário, devemos cuidar bastante da dispersão entre as 2 metades do primário. Se a operação é do tipo ultralinear é importante também a dispersão referida aos enrolamentos das grades auxiliares. Na baixa-freqüência a queda de amplitude é função da indutância de magnetização (Lm). A indutância do primário deve ser bem alta para uma resposta plana até

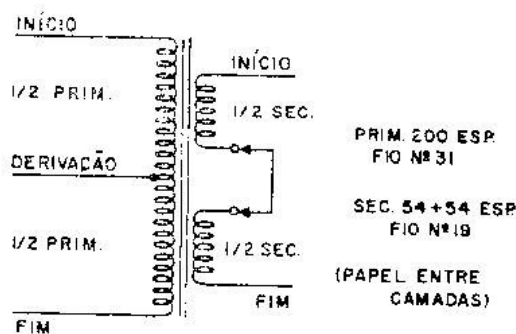


Figura 19-A

Diagrama do transformador do exemplo 2.

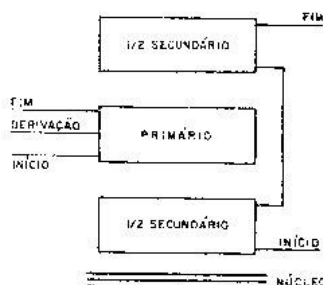


Figura 19-B

Disposição dos enrolamentos do transformador do exemplo 2.

às freqüências bem baixas e também uma distorção reduzida.

A indução máxima de trabalho, que ocorre na mais baixa-freqüência, deve ser limitada a 6000 gauss, no máximo. Com induções elevadas a distorção é excessiva e a permeabilidade é reduzida.

Nos transformadores de saída o rendimento é importante, pois não devemos jogar fora potência que custa bom dinheiro, devemos aproveitá-la ao máximo para a excitação do alto-falante e não dissipá-la em forma de calor. Para que se cumpram todos os requisitos exigidos é necessário utilizar-se núcleo de muito boa qualidade.

Se usarmos chapas laminadas é necessário que seja bem finas, cortadas com ferramenta apropriada e isentas de qualquer rebarba. É altamente aconselhável que sejam devidamente recozidas. A indutância deve ser elevada não só para o máximo sinal mas também para sinais moderados. Devemos confirmar a resposta na baixa-freqüência com a máxima potência aplicada e também com, digamos, 16 db abaixo. Se o transformador é para uma potência máxima de 20 watts, calculamos Lm para uma amplitude que corresponda àquela potência e verificamos em seguida como fica Lm com apenas 0,5 watt aplicado. Também sempre há a possibilidade de circulação de corrente contínua no primário, nos estágios simétricos, devido ao desequilíbrio quase sempre existente entre as

duas válvulas. Nesse caso a indutância será menor que a calculada e medida com sinal de C.A. apenas. Assim devemos esperar sempre uma resposta inferior na baixa-freqüência e uma distorção harmônica mais elevada do que as calculadas, quando o transformador for pôsto em condições de funcionamento.

Outro detalhe importante é a impregnação do transformador. Geralmente impregnamos os transformadores para imunizá-los contra a umidade. O leitor deve ter presente que é melhor um transformador sem qualquer tratamento ou impregnação do que um mal tratado e impregnado. A impregnação pode ser a vácuo ou por simples imersão; é importante um preaquecimento do transformador em estufa apropriada. O transformador deverá ficar cêrea de 6 horas a uma temperatura de aproximadamente 90° C, para que toda a unidade seja extraída e, em seguida, ainda quente, ser submetida a um banho impregnante de verniz de boa qualidade e indicado para o caso. O verniz deverá estar com a viscosidade apropriada para que tenha boa penetração. Após o tratamento com o verniz o transformador voltará para a estufa e permanecerá a uma temperatura de 100 a 120° C para a polimerização completa. O tempo e a temperatura para a polimerização dependerá do tipo do verniz empregado, d'los êsses que são fornecidos pelo fabricante.

Geralmente a impregnação altera a capacidade distribuída dos enrolamentos e, portanto, o transformador apresentará uma resposta pouco diferente na alta-freqüência após o tratamento; são importantes as medidas referentes ao comportamento na alta-freqüência depois do transformador impregnado e totalmente sêco.

Um transformador bem tratado e impregnado, além de ficar imunizado contra a umidade, torna-se "mecanicamente" mais resistente e capaz de suportar potenciais mais elevados entre os enrolamentos e para o núcleo. Outra situação delicada que tem que enfrentar o transformador de saída para HI-FI é a referente à rotação de fase. Qualquer bom amplificador usa realimentação negativa que comumente inclui 3 estágios mais o transformador de saída. Para que se obtenha o máximo benefício das extraordinárias vantagens da realimentação negativa, esta deve ser retirada do secundário do transformador. Assim, a rotação de fase introduzida pelo transformador deve ser pequena para que se possa usar taxas elevadas de realimentação (20 db ou mais) sem perigo de ocorrer instabilidade ou oscilações parasitas que, do contrário, estarão presentes nos extremos da faixa de áudio.

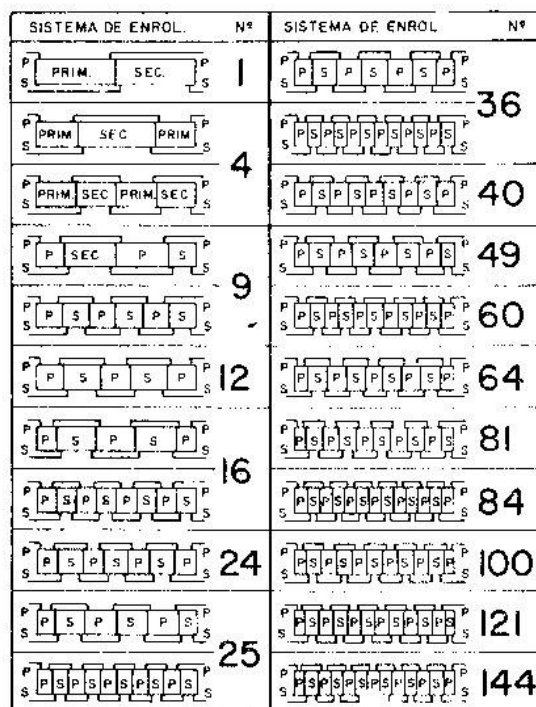


Figura 50  
Sistemas de enrolamentos.

Na freqüência média — em torno de 1.000 Hz — o transformador se apresenta como sendo uma carga puramente resistiva, pois, sendo  $NIm$  elevado e  $XLd$  e  $Xcd$  desprezíveis, os efeitos dos elementos reativos poderão ser ignorados. O mesmo não acontece nos extremos, isto é, a 30 Hz por exemplo,  $XIm$  para ser desprezível é necessário que a indutância de magnetização seja muito elevada. Da mesma forma, a 20.000 Hz, para que o efeito em série de  $XLd$  e paralelo de  $Xcd$  sejam desprezíveis, a indutância de dispersão ( $Ld$ ) e a capacidade distribuída do primário e outras parasitas ( $Cd$ ) deverão ser muito pequenas.

Vejamos as seguintes demonstrações:

a) Figura 51.

Um transformador com uma carga  $R'$  par de 6.300 ohms no primário e tendo uma indutância de magnetização de apenas 25 Henrys, terá uma rotação de fase a 40 Hz de

$$\phi = \text{tang}^{-1} \frac{R}{\omega L_m}$$

$$\omega L_m = 2\pi \times f \times L_m = 6,28 \times 40 \times 25 \approx 6.300 \text{ ohms}$$

$\phi = \text{tang}^{-1} \frac{6300}{6300} = 45^\circ$ , que corresponde a um ângulo de fase de 45°

b) Figura 55.

A 20.000 Hz

Se R = 6.300 ohms Ld = 40 mH e

Cd = 350 PF

### a) RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO

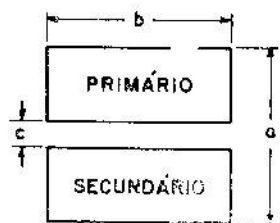
Vamos tomar 5% de Zp para Rcc do primário e 5% de Zs para o Rcc do secundário. Os

$$\text{Angulo de fase } \phi = \text{tang}^{-1} \frac{\omega [L(1 - \omega^2 LC) - CR^2]}{R}$$

$$\frac{6,28 \times 20 \times 10^3 [40 \times 10^{-3} (1 - 6,28 \times 6,28 \times 2 \times 2 \times 10^8 \times 40 \times 10^{-5} \times 6,3 \times 10^3) - 350 \times 10^{-12} \times 6,3 \times 6,3 \times 10^6]}{6,3 \times 10^3} = 0,81 \approx 40^\circ$$

Nas figuras 50, 51, 52 e 53 estão os gráficos e demais informações para o cálculo bem aproximado da indutância de dispersão (Ld) em função do número de seccionamentos verticais que se efetua no transformador.

Como exemplo n.º 3 calcularemos um transformador de saída de boa qualidade.



ENROL. VISTO EM CORTE

Figura 51

Dimensões usadas no gráfico da figura 53.

Suponhamos 2 válvulas EL84 em disposição simétrica, classe AB, com 250 volts de alimentação. Consultamos o manual e encontramos:

Raa = 8.000 ohms

Wo = 11 watts, máximo, com 3% de distorção total

Ia = 2 x 37,5 mA -- com máximo sinal.

As válvulas, por serem pentodo, possuem resistência de placa relativamente elevada (cêrca de 40.000 ohms cada). O comportamento é quase como um gerador de corrente constante.

Rg ≈ 2 x 40.000 = 80.000 ohms

R'par ≈  $\frac{80.000 \times 8.000}{80.000 + 8.000} = 7.250$  ohms.

Vamos exigir do transformador a seguinte característica:

Zp = 8.000 ohms

Rendimento superior a 86%

Distorção harmônica total 3%, máxima

Resposta de frequência dentro de 0,5 db de 40 a 15.000 Hz

Frequência de ressonância superior a 42.000 Hz

Secundários para alto-falantes de 4 e 16 ohms

secundários serão ligados em série para 16 ohms e em paralelo para 8 ohms.

Rcc primário = 8.000 x 0,05 = 400 ohms

Rcc secundário = 16 x 0,05 = 0,8 ohm

Relação de espiras =

$$\sqrt{\frac{8.000 + 400}{16 + 0,8}} = \sqrt{452} = 21,3 : 1$$

### b) INDUTANCIA MINIMA DO PRIMARIO

$$Lm = \frac{7.250}{6,28 \times 40 \times \sqrt{1 - 0,9}} = 83,3$$

87 Hy.

### c) MAXIMA TENSÃO ALTERNADA SOBRE O PRIMARIO

$$Ep = \sqrt{11 \times 8 \times 10^3} = 296 \text{ volts efetivos}$$

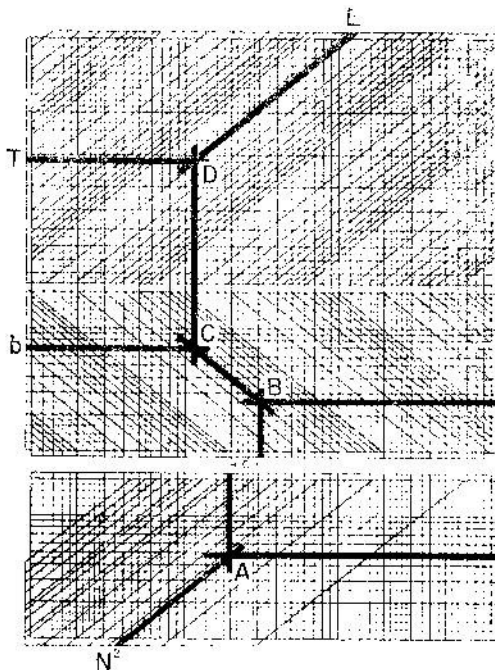


Figura 52

Como utilizar o gráfico da figura 53

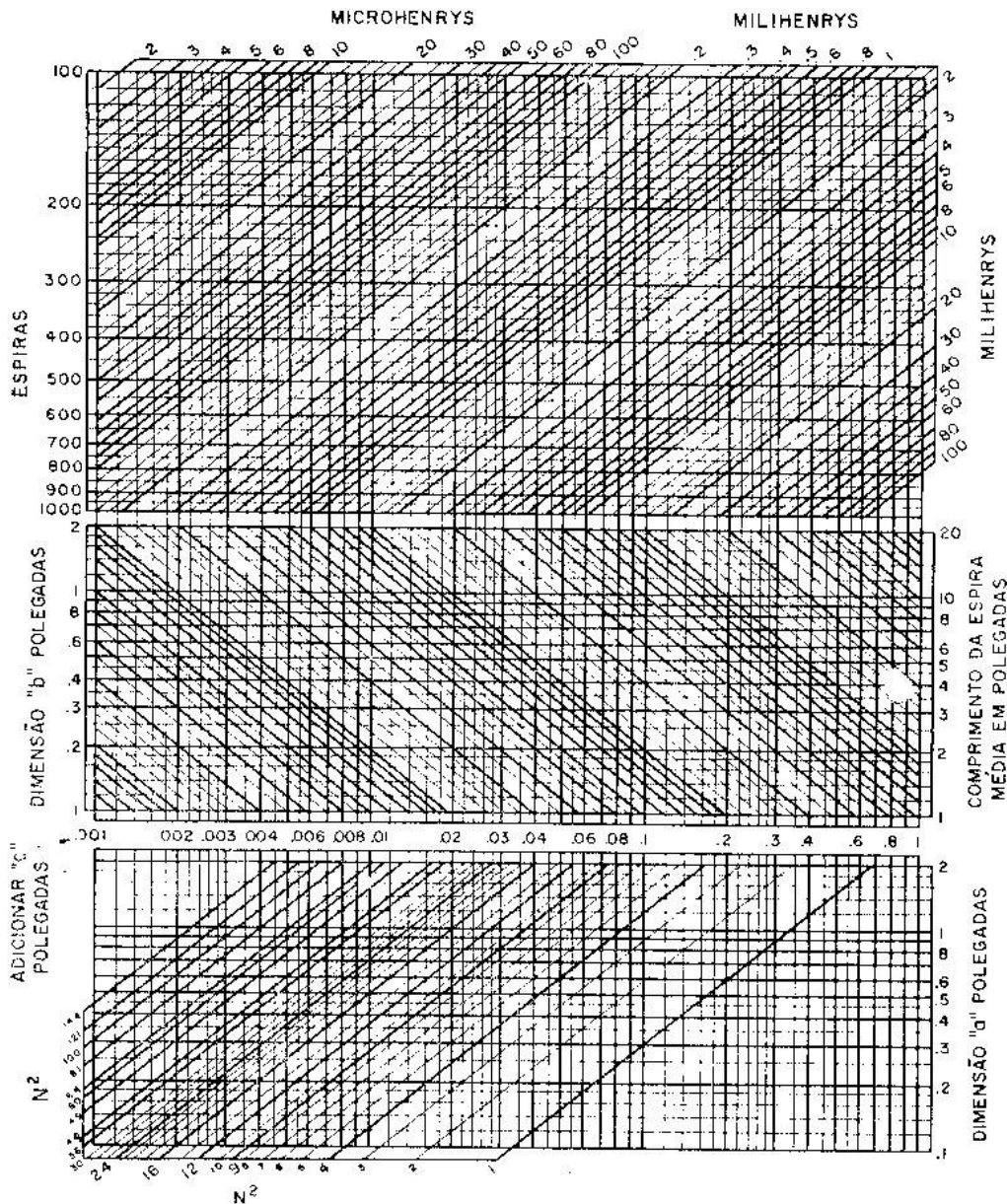


Figura 53

Gráfico para determinação da indutância de dispersão.

**d) CORRENTES ALTERNADAS NO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO**

$P_p = 11 \text{ watts}$      $P_s = 11 \times 0,86 = 9,45 \text{ watts}$

Primário —  $I = \sqrt{\frac{11}{8 \times 10^{-3}}} = 37 \text{ mA}$

Secundário —  $I = \sqrt{\frac{9,45}{16}} = 765 \text{ mA}$

Perna central 1,125" = 28,58 mm  
 Área efetiva para seção quadrada =  $2,85 \times 2,85 \times 0,88 \approx 7,16 \text{ cm}^2$   
 $l = 17,15 \text{ cm}$   
 Peso total = 960 gramas  
 Área efetiva de janela =  $3,6 \times 1,2 \approx 4,3 \text{ cm}^2$ . Limitando-se a indução a 7000 gauss a 40 Hz (5000 a 58 Hz) teremos:

**e) NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO**

Núcleo — lâminas E1 — 112 (Ferro com 4% silício, chapa n.º 29)

$N_p = \frac{296 \times 10^3}{4,44 \times 40 \times 7 \times 10^3 \times 7,1} = \frac{296}{8,8} \times 10^3 = 3370 \text{ espiras}$



$N_s = \frac{3370}{21,3} = 158$  espiras  
 $N_s = \frac{158}{2} = 79$  espiras cada seção

**f) DETERMINAÇÃO DOS FIOS PARA OS ENROLAMENTOS**

60% da área da janela para o primário  
 $4,3 \times 0,6 = 2,58 \text{ cm}^2$   
 $\frac{3370}{2,58} = 1300$  espiras por  $\text{cm}^2$ , que corresponde ao fio n.º 33E, com papel entre camadas.

40% da área para o secundário  
 $4,3 \times 0,4 = 1,72 \text{ cm}^2$

$\frac{158}{1,72} = 92$  espiras por  $\text{cm}^2$ , que corresponde ao fio n.º 20E, com papel entre camadas.

Número de anadas do primário = 50,9 espiras por cm linear

$50,9 \times 3,6 = 182$  espiras em cada camada.

$\frac{3370}{182} = 18,5$  = 19 camadas totais

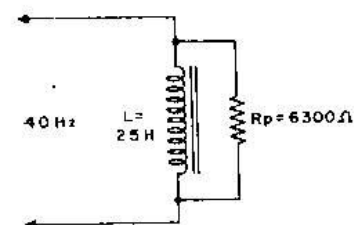
Número de camadas do secundário  
 Espiras por cm linear = 11,5  
 $11,5 \times 3,6 = 41,5$  espiras em cada camada

$\frac{158}{41,5} \approx 4$  camadas totais.

2 camadas completamente cheias em cada seção (79 = 79 espiras).

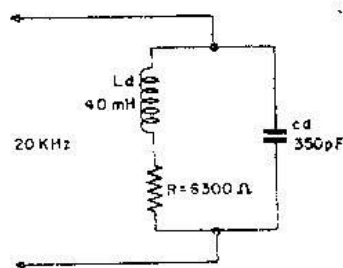
**g) RESISTÊNCIA DOS ENROLAMENTOS A C.C.**

Com seccionamento múltiplo, vamos tomar a espira central (o êcro será pequeno) como a espira média.



**Figura 51**  
 Com  $R_p = 6300$  ohms e  $X_{Lm} = 6300$  ohms ( $L = 25 \text{ H}$ ), a 40 Hz a relação de fase é  $45^\circ$ .

$Z_p = \frac{\omega L + R_p}{(R_p^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}}$        $\phi = \text{tang}^{-1} \frac{R}{\omega L}$



**Figura 55**  
 Com  $L_d = 40 \text{ mH}$ ,  $R = 6300$  ohms e  $C_d = 350 \text{ pF}$ , a 20000 Hz, o ângulo de fase será de  $10^\circ$ .

$Z = \left[ \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 C^2 R^2} \right]^{1/2}$   
 $\phi = \text{tang}^{-1} \frac{\omega [L(1 - \omega^2 L C) - C R^2]}{R}$

Primário =  $17 \times 3370 = 573$  metros  
 $679 \times 0,573 \approx 388$  ohms

Secundário =  $17 \times 158 = 26,8$  metros  
 $23,5 \times 0,0268 = 0,895$  ohms

**h) PERDAS NO COBRE E NO FERRO, NA BAIXA-FREQUENCIA, COM MAXIMA POTENCIA**

**Perda no cobre**

Primário =  $I^2 \times R = 37 \times 37 \times 10^{-6} \times 388 = 0,538 \text{ W}$

Secundário =  $765 \times 765 \times 10^{-6} \times 8,95 \times 10^{-1} = 0,521 \text{ W}$

Perda total no cobre =  $0,538 + 0,521 = 1,059 \text{ Watts}$

**Perda no ferro**

Pela figura 48, com 7000 gauss = 0,5 Watts por quilo

$0,5 \times 0,96 = 0,48 \text{ Watts}$

**Perda total do transformador, com máxima excitação**

$P_t = P_c + P_f = 1,059 + 0,48 = 1,539 \text{ Watts}$

(Continua no próximo número)

# Projeto de Transformadores de Áudio, Fôrça e Choques de Filtro

(conclusão)

## Transformadores de Áudio

Waldyr Chaves \*

### 1) RENDIMENTO A PLENA POTÊNCIA

$$\% \eta = 100 \times \frac{P_{ent} - 1,539}{P_{ent}}$$

$$\frac{11 - 1,539}{11} \times 100 \approx 86\%$$

### 2) INDUTANCIA DO PRIMARIO (Lm)

$$L_m = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times \mu \times 10^{-8}}{l}$$

$$\frac{1,26 \times 3,37 \times 3,37 \times 10^6 \times 7,16 \times 3,7 \times 10^3 \times 10^{-8}}{17,15} = \frac{3750}{17,15} = 219 \text{ Henrys.}$$

Com sinal reduzido — 13 db abaixo — potência de aproximadamente 0,5 Watt.

$$EP = \sqrt{0,5 \times 8 \times 10^3} = \sqrt{4 \times 10^3} = 63 \text{ volts}$$

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{63}{296} \times 7000 = 1530 \text{ gauss}$$

Com 1530 gauss  $\mu = 4500$

$$L_m = \frac{4,5}{3,7} \times 219 = 267 \text{ Henrys}$$

### 1). RESPOSTA NA BAIXA-FREQUÊNCIA (40 Hz)

$L_m = 219$  Henrys (pior condição)

$f = 40$  Hz.

$$X_{Lm} = 6,28 \times 219 \times 40 = 55300 \text{ ohms}$$

$R'_{par} = 7250$  ohms

$$\text{Amplitude} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R'_{par}/X_m)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{7250}{55300}\right)^2}} = \frac{1}{1,035} = 0,965$$

$$20 \log \frac{1}{0,965} \approx 0,34 \text{ db}$$

### m) DISTORÇÃO HARMÔNICA A 40 Hz, COM MÁXIMA POTÊNCIA

$B_{m\acute{a}x.}$  a 40 Hz = 7000 gauss

Pelo gráfico da figura 56 tiramos  $\% \frac{I_h}{I_f}$

3.ª harmônica = 24,1%

5.ª harmônica = 4,17%

$$\% \text{ total de } \frac{I_h}{I_f} = \sqrt{24,1^2 + 4,17^2} \approx 24,4\%$$

$$\frac{R'_{par}}{X_m} = \frac{7250}{55300} = 0,131$$

$$4 \times X_m = 4 \times 55300 = 222000$$

$$\frac{E_h}{E_f} = \frac{I_h}{I_f} \times \frac{R'_{par}}{X_m} \left(1 - \frac{R'_{par}}{4 X_m}\right) =$$

$$= 24,4 \times 0,131 \times (1 - 0,0326) =$$

$$= 24,4 \times 0,131 \times 0,967 = 3,1\%$$

A 60 Hz a distorção harmônica será

\* da Indústria Eletrônica Stevenson S/A.

$$(B_{\text{máx.}}) = \frac{40}{60} \times 7000 = 4670 \text{ gauss}$$

$$\text{Pelo gráfico \%} \frac{I_h}{I_f} = 19\% \text{ total}$$

$$X_m = \frac{60}{40} \times 55300 = 83000$$

$$19 \times \frac{7250}{83000} \left(1 - \frac{7250}{4 \times 83000}\right) = 19 \times 0,0873 \times 0,97 = 1,61\%$$

Com uma realimentação negativa de 20 db. as distorções a 40 e 60 Hz baixarão para 0,31 e 0,161%, respectivamente, se a realimentação incluir o transformador.

#### n) DISTRIBUIÇÃO DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

A indutância de dispersão deve ser pequena para resposta até 15000 Hz, dentro de 0,5 db. Logo, o primário deverá ser seccionado suficientemente. A dispersão entre as metades do primário também deve ser cuidada, para que não seja muito alta. O estágio de saída, por ser constituído por válvulas pentodo, cuja resistência interna é elevada — cerca de 10 vezes a resistência de carga — deve ser considerado como um gerador de corrente constante. Nas frequências altas, o circuito equivalente mais apropriado para um transformador de saída ligado a uma etapa pentodo é o mostrado na figura 57, onde está incluído o gráfico para a determinação da resposta nas altas-frequências. A configuração é de um filtro "PI", estando a indutância de dispersão (XL) entre os condensadores Xc1 e Xc2. Em função de

— = D, na frequência (fr) e f/fr (relação R2

entre a máxima frequência desejada e a frequência de ressonância) encontramos nas or-

E1

denadas o valor —, ou seja a relação entre a

Eg

tensão disponível na carga e a entregue à entrada, pelo gerador. A frequência de ressonância é a produzida por Ld e Cd total (indutância de dispersão e capacidade total distribuída do primário):

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_d}}$$

$$(cd) = \frac{0,225 \times A \times K}{t} \times \frac{0,225 \times 9,55 \times 3}{2,77 \times 10^{-2}} = \frac{64,3}{2,77} \times 10^2 = 2320 \text{ pF.}$$

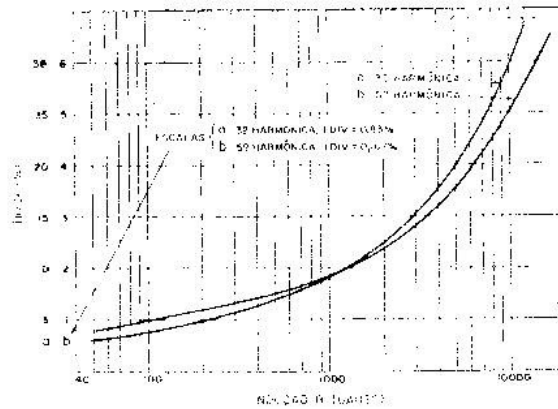


Figura 56

Harmônicas produzidas pela densidade de fluxo  $B_m$  em núcleo de ferro-silício a 4%.

A atenuação ou acentuação da alta-frequência será db =  $20 \log \frac{E_1}{E_g}$ . Vejamos o que acontecerá na alta-frequência se seccionamos o nosso

primário em 3 partes e o secundário em duas partes iguais. A configuração será a mostrada na figura 50 — 7.ª combinação da coluna à esquerda da figura (1.º enrolamento 1/4 de primário, depois 1/2 secundário, depois 1/2 primário, depois 1/2 secundário, finalmente 1/4 primário). Os secundários podem ser ligados em série para 16 ohms e em paralelo para 4 ohms. Os primários serão todos ligados em série.

Calculamos inicialmente a dispersão (Ld) referida ao primário total:

$$\eta^2 = 16$$

$$NP = 3370 \text{ espiras}$$

$$C = 0,2 \text{ mm (0,0079") 2 voltas de papel de } 0,1 \text{ mm entre os enrolamentos}$$

$$l = 17,15 \text{ cm (6,75")}$$

$$a = 1,2 \text{ cm (0,473") altura do enrolamento}$$

$$b = 3,6 \text{ cm (1,41") largura do enrolamento}$$

Consultando-se o gráfico da figura 53 e entrando-se com os valores acima, encontramos, para 337 espiras, 0,17 mH. Logo, para 3370 espiras teremos  $0,17 \times 10^2 = 17 \text{ mH}$ .

O uso correto do gráfico da figura 53 está ilustrado na figura 52. Vejamos em seguida a capacidade distribuída total do primário.

Área de uma camada de enrolamento do primário

$$(A) = l \times b = 6,75 \times 1,41 = 9,55 \text{ pol}^2.$$

Capacidade de uma camada para outra

Número total de camadas do primário = 19

$$C_e = \frac{4 \times 2320}{3 \times 19} \left(1 - \frac{1}{19}\right) = \frac{9300}{57} \times 0,947 \approx 154 \text{ pF}$$

$$\text{Capacidade para o núcleo} = \frac{0,225 \times A \times K}{t} \approx 132$$

pF, com fôrma de 1 mm. Capacidade total do primário, com 25 pF para os restantes residuais do circuito = 154 + 132 + 25 = 311 pF. Com Ld = 17 mH e Cp = 311 pF, calculamos em seguida a frequência de ressonância.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_e}} = 69 \text{ KHz}$$

$$X_{Ld} - X_c = \frac{10^6}{6,28 \times 69 \times 10^3 \times 311 \times 10^{-6}} = 7380 \text{ ohms}$$

$$\frac{r}{f_r} = \frac{15000}{69000} = 0,217$$

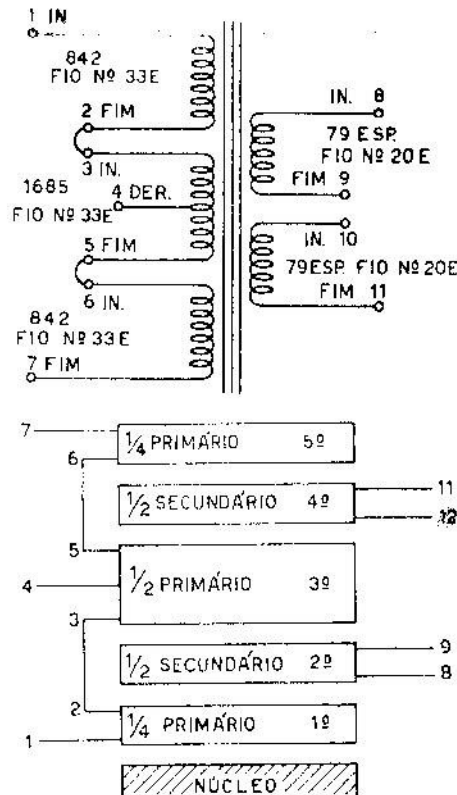
$$D = \frac{X_c}{R_2} = \frac{7380}{8000} = 0,925$$

Pelo gráfico da figura 57  $\frac{E_I}{E_g} \approx 0,9$

$$20 \log \frac{1}{0,9} = 0,84 \text{ db}$$

**RESUMO DAS CARACTERÍSTICAS DO TRANSFORMADOR DE SAÍDA DO EXEMPLO N.º 3**

	GRANDEZA PROPOSTA	GRANDEZA TOTAL CALCULADA
Ra	8000 ohms	8038 ohms
Z secundário	16 e 8 ohms	16 ohms série 8 ohms paralelo
Distorção harmônica máxima a 40 Hz	3% Máxima	3,1%
Rendimento a 40 Hz	86% - Mínimo	86%
Frequência de ressonância	Superior a 42 KHz	69 KHz
Varição máxima de ganho a 40 Hz	± 0,5 db	0,34 db
Varição máx. de ganho a 15000 Hz	± 0,5 db	0,84 db
Res. total do primário	400 ohms	388 ohms
Res. total do secundário	0,8 ohms	0,895 ohms
Indutância máxima do primário	87 Henrys	217 Henrys
Indutância de dispersão referida ao primário total	—	17 mH
Capacidade total do primário	—	311 pF
Potência máxima do primário	11 Watts	11 Watts
Distorção harmônica a 60 Hz	—	1,61%



**DADOS COMPLETOS DO TRANSFORMADOR CALCULADO**

Para 16 ohms de carga, ligar 9 a 10  
 Para 8 ohms de carga, ligar 8 a 10 e 9 a 11  
**NÚCLEO** - Lâminas EI - 112  
 Perna central de 1,125" (Corte "Scrapless")  
 Chapa n.º 29 - recozida  
 Empilhamento = 1,125" ≈ 29 mm, 100% trançado.

$$D = \frac{XC}{R_2} \text{ NA FREQ } fr$$

$$XC_1 = XC_2 = XL \text{ NA FREQ } fr$$

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

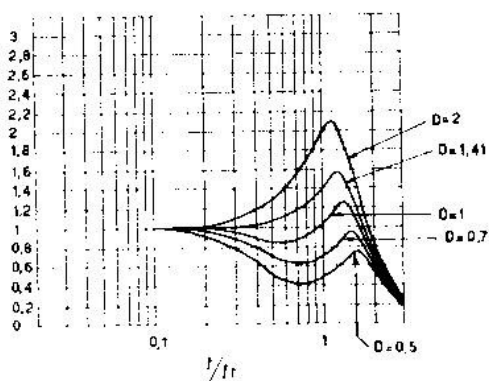
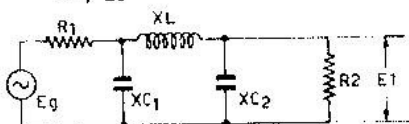


Figura 57

Resposta na alta-freqüência, válvula pentodo, circuito de saída em equivalência PI ( $\pi$ ).

Fôrma de aproximadamente 1 mm, com margens à direita e à esquerda de 3 mm, entre os enrolamentos 0,2 mm (2 voltas de papel de 0,1 mm).

1 — 2 — 842 espiras de fio n.º 33 E com papel de 0,05 mm entre cada camada.

3 — 5 — 1685 espiras de fio n.º 33 E com papel de 0,05 mm entre cada camada. Derivação (4) — 842 espiras.

6 — 7 — igual a 1 — 2.

Número total de camadas do primário — 19  
8 — 9 — 10 — 11 — 79 espiras de fio n.º 20 E com papel de 0,1 mm entre camadas.

Cada enrolamento secundário ocupa exatamente 2 camadas cheias (total 4 camadas).

\* \* \*

Até aqui discutimos apenas os transformadores que operam sem corrente contínua nos enrolamentos. Quando nos referimos aos choques de filtro, estabelecemos que a corrente alternada superposta era pequena em relação à corrente contínua circulante, condição essa que é válida para os cálculos pelo método de Hanna. Exemplo de um reator que trabalha com CA pequena superposta é o que encontramos nos filtros das fontes de alimentação, com condensador de entrada, tal como calculamos no exemplo que apresentamos na parte dedicada aos choques de filtro. Nos reatores destinados aos filtros do tipo de "indutância de entrada", nos transformadores de saída em etapa simples

(1 válvula em classe A), nos transformadores de modulação em geral, etc., existe, além da corrente contínua circulante, apreciável superposição de corrente alternada.

Para que se possa calcular com acêrto a indutância resultante é necessário que se trabalhe com a permeabilidade incremental do ferro ( $\mu \Delta$ ). Temos que considerar os dois fluxos no núcleo, isto é, B.C.A. e B.C.C. Os fluxos podem ser somados ou subtraídos aritmeticamente. Geralmente, quando calculamos a indutância, considerando-se a permeabilidade  $\mu \Delta$  e os fluxos conjugados, supomos que o entreferro ( $lg$ ) é grande em relação à expressão

$lc$ , sendo  $\mu$  a permeabilidade à c.c. do ferro  $\mu$

Do exemplo, temos  $B = \mu H = BH$

No entreferro, aproximadamente 0,8 B é estabelecido efetivamente. Então B.C.C. =

$$1,26 \times N \times I_{cc}$$

$$0,85 \times lg$$

$N$  = número de espiras.

$I_{cc}$  = corrente contínua que atravessa o enrolamento, em ampères

$lg$  = comprimento total do entreferro, em centímetros

B.C.A. =  $\frac{E \times 10^8}{4,44 \times f \times N \times A}$  (conforme já visto anteriormente).

$B_{m\acute{a}x.} = B_{cc} + B_{ca}$ . Não deve ultrapassar a 10 500 gauss para o ferro de 4% de silício ou

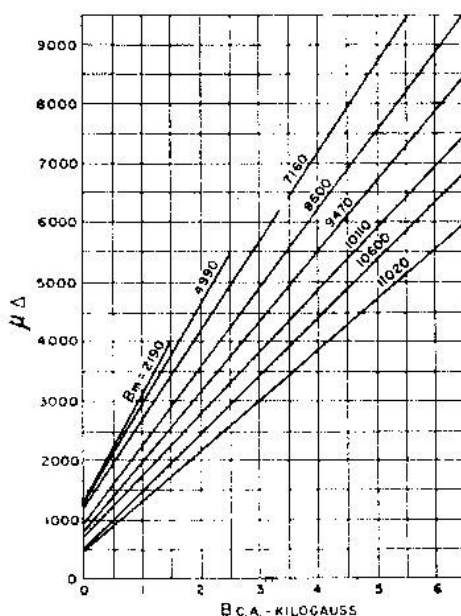


Figura 58

Permeabilidade incremental, com alta indução C.A. ferro silício a 4%.  $B_m$  é a soma dos dois fluxos B.C.A. + B.C.C.

8.500/9.000 gauss para ligas de níquel, tais como o "4750".

Com núcleo montado com certo entreferro, calculamos a indutância pela fórmula

$$L = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times 10^{-8}}{lg + \frac{lc}{\mu \Delta}}$$

lg = comprimento total do entreferro  
lc = comprimento total do circuito magnético  
 $\mu \Delta$  = permeabilidade incremental do ferro.

A figura 58 mostra as curvas de permeabilidade incremental do ferro com 4% de silício, com altos valores de B.C.A.

**Exemplo de aplicação:**

Necessitamos de um choque de filtro para uma fonte de alimentação que deve fornecer 600 volts c.c. na saída, com 150 mA. A retificação é em onda completa, entrada da rede 60 Hz e o filtro é do tipo de choque de entrada.

Sendo o filtro de choque de entrada, a tensão alternada de 120 Hz que aparecerá sobre o mesmo (ondulação) será elevada e, portanto, terá que ser devidamente considerada.

Suponhamos N = 1600 espiras  
A = 13 cm<sup>2</sup>  
lc = 17cm  
lg = (0,045 cm)

**Calculamos B.C.C.**

$$\frac{1,26 \times N \times I_{cc}}{0,85 \times lg} = \frac{1,26 \times 1.6 \times 10^3 \times 150 \times 10^{-3}}{0,85 \times 0,02} = \frac{300 \times 10^3}{38,2} = 7850 \text{ gauss}$$

**Calculamos B.C.A.**

A tensão de 120 Hz superposta será  
 $530 \times 0,707 \times 0,57 = 213 \text{ volts.}$

$$B.C.A. = \frac{E \times 10^8}{4,44 \times f \times N \times A} = \frac{213 \times 10^8}{4,44 \times 120 \times 1.6 \times 10^3 \times 13} = 1940 \text{ gauss}$$

Somamos B CC + B C.A.

Bmáx. = 7850 + 1940 = 9790 gauss

Pela figura 58 determinamos  $\mu \Delta$ .

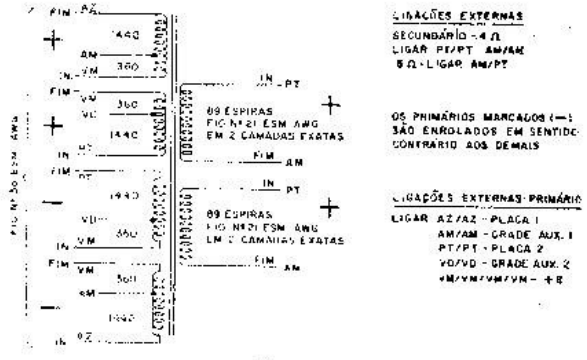


Figura 59

Dados do transformador HI-FI, saída 2 EL84 em disposição ultralinear.

Com B CA = 1940 e Bmáx. = 9790 gauss, tiramos  $\mu \Delta \approx 2750$

**Calculamos a indutância**

$$L = \frac{1,26 \times N^2 \times A \times 10^{-8}}{lg + \frac{lc}{\mu \Delta}} = \frac{1,26 \times 1,6 \times 1,6 \times 10^8 \times 13 \times 10^{-8}}{0,045 + \frac{17}{2750}} = \frac{0,42}{0,045 + 0,0062} = \frac{0,42}{0,0512} = 8,2 \text{ Henrys.}$$

Os transformadores de saída com corrente contínua no primário serão calculados da mesma maneira que expomos acima. Naturalmente, serão considerados L mínima, frequência mínima de trabalho, máxima tensão alternada sobre o primário, etc., etc., de acordo com as exigências apresentadas.

Descrevemos em seguida um método, pelo qual podemos também determinar, com segurança, a indutância de um choque ou transformador percorrido por corrente contínua e com alta indução de corrente alternada (método de V. Karapetoff).

1.º) Com o número de espiras e o núcleo já designado, em primeira aproximação, calcular a indução.

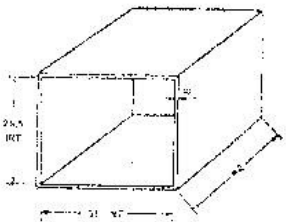


Figura 60

Forma para enrolamento do transformador.

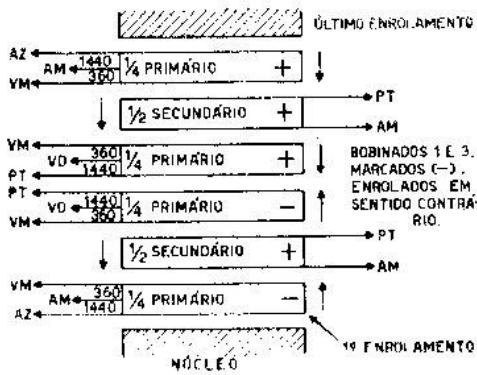


Figura 61

Distribuição correta dos enrolamentos.

$$(B.C.A. = \frac{E \times 10^8}{4,44 \times f \times N \times A})$$

2.º) Seguir o cálculo com 2 entreferros, digamos 1 bem pequeno e o outro que seja o dobro.

3.º) Calcular o "H" no ferro

$$(H = \frac{1,26 \times N \times I}{lc})$$

e a F.M.M.

$$(F.M.M. = 1,26 \times N \times I)$$

4.º) Em seguida calcular Bcc (densidade de fluxo) no entreferro. No ar a densidade do fluxo é numericamente igual à força magnetizante, ou Bcc =  $\frac{F.M.M.}{lg}$  ou seja, dividir a F.M.M. pelo comprimento do entreferro.

5.º) Com os valores de Bcc e H já calculados entrar na curva de BH do ferro utilizado

e traçar a reta que une os dois valores. Ler então no encontro da linha traçada com a linha curva, que representa  $B \times H$ , os valores "B" e "H".

Com o valor "H" obtido e a indução C.A. já calculada em (1) entrar na curva clássica de permeabilidade x indução, para diversos valores de H e determinar a permeabilidade incremental ( $\mu\Delta$ ).

6.º) Calcular em seguida a relutividade que é o inverso da permeabilidade, ou seja:

$$REL. = \frac{1}{\mu\Delta}$$

achada no passo anterior (incremental) e a seguir a relutividade aparente que, para casos onde o entreferro não excede a 1% o comprimento do circuito magnético (c),

$$\text{é igual à relutividade } + \frac{lg}{lc}$$

7.º) Calculada a relutividade aparente, conforme acima, determinar a permeabilidade efetiva que será a inversa da relutividade

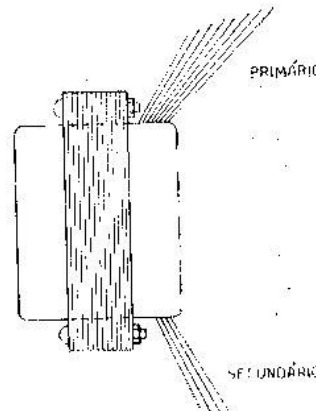


Figura 63

Transformador de saída III-PI. As saídas são todas de um lado, distribuídas nas duas faces laterais. O transformador pode ser montado diretamente no chassi, com o lado das saídas voltado para baixo.

$$(\mu f = \frac{1}{relutividade})$$

Finalmente, de posse de  $\mu f$ , calcular a indutância (L) pela fórmula clássica já apresentada.

#### APENDICE

Vamos incluir aqui os dados completos para o enrolamento e montagem de um transformador de saída para 2 válvulas EL84 em classe AB, sistema ultralinear, com 20% do enrolamento comum às grades auxiliares. Trata-se de um transformador de excepcional qualidade, (Cont. na página 78)

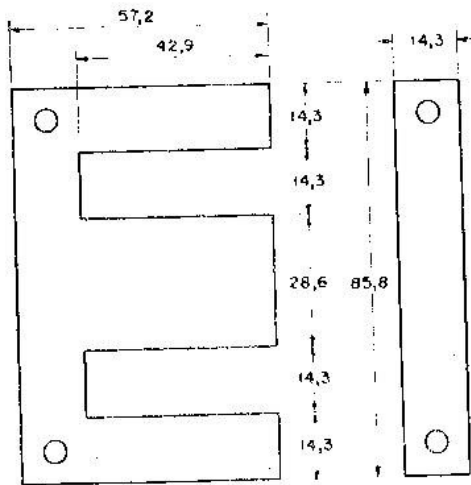


Figura 62

Lâminas tipo EI para o transformador de saída III-PI. O ferro deverá ser de boa qualidade (silício a 4%) chapa n.º 29 (0,36 mm) recozido depois de estampado.

## PROJETO TRANSFORMADORES

(Cont. da pág. 45)

altamente indicado para um amplificador de alta-fidelidade.

O núcleo deve ser de boa qualidade, chapa de silício a 4% ou mais e de bitola n.º 29, devidamente recozido.

O primário é constituído por 4 seções, sendo cada duas ligadas em paralelo e a combinação dos 2 pares ligadas em série. Dois enrolamentos do primário são feitos em sentido contrário aos demais. O secundário é para 16 ohms, ou 4 ohms, devendo ser combinados os dois enrolamentos (série 16 ohms, paralelo 4 ohms).

### DADOS COMPLETOS

**1.º enrolamento** - 1/4 de primário - 1800 espiras de fio n.º 36 E, com papel 0,05 mm entre camadas. Derivação - 1440 espiras.

INÍCIO - AZUL.

DERIVAÇÃO - AMARELO

FIM - VERMELHO

**ENROLADO EM SENTIDO CONTRÁRIO**

**2.º enrolamento** - 1/2 secundário - 89 espiras de fio n.º 21 E, ocupando exactamente 2 camadas.

INÍCIO - PRETO

FIM - AMARELO

**3.º enrolamento** - 1/4 primário - 1800 espiras de fio n.º 36 E, com papel de 0,05 mm entre camadas. Derivação 360 espiras.

INÍCIO - VERMELHO

DERIVAÇÃO - VERDE

FIM - PRETO

**ENROLADO EM SENTIDO CONTRÁRIO**

**4.º enrolamento** - 1/4 primário - 1800 espiras de fio n.º 36 E com papel de 0,5 mm entre camadas. Derivação 1440 espiras.

INÍCIO - PRETO

DERIVAÇÃO - VERDE

FIM - VERMELHO

**5.º enrolamento** - 1/2 secundário - 89 espiras de fio n.º 21 E, ocupando exactamente 2 camadas.

INÍCIO - PRETO

FIM - AMARELO

**6.º enrolamento** - 1/4 primário - 1800 espiras de fio n.º 36 E, com papel de 0,05 mm entre camadas. Derivação 360 espiras.

INÍCIO - VERMELHO

DERIVAÇÃO - AMARELO

FIM - AZUL

**ATENÇÃO** - ENROLAMENTOS 1.º e 3.º EM SENTIDO CONTRÁRIO AOS DEMAIS.

**NÚCLEO** - Lâminas com perna central de 28,6 mm de largura.

Altura do empilhamento 29 mm

100% trancado, chapa n.º 29, recozida.

Margens à direita e esquerda da fôrma = 2 mm.

Entre os enrolamentos, isolamentos de 0,2 mm (2 voltas de fibra cinza de 0,1 mm).

Demais informações conforme esclarecem as figuras 59, 60, 61, 62 e 63

**FIM**