

## 7. COMPONENTES PASSIVOS UTILIZADOS EM FONTES CHAVEADAS

### 7.1 Capacitores

Pode-se considerar o seguinte modelo para um capacitor:

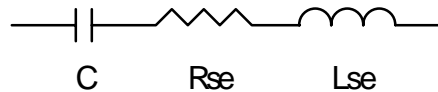


Figura 7.1. Circuito equivalente de capacitor

C: capacitância

$R_{se}$ : resistência série equivalente

$L_{se}$ : indutância série equivalente

Deste circuito, pode-se afirmar que em baixas frequências o capacitor tem seu comportamento determinado pela capacitância. À medida que aumenta a frequência, no entanto, o elemento indutivo se torna mais significativo, sendo dominante em altas frequências. A resistência se deve, basicamente, ao eletrólito (em capacitor eletrolítico) e às conexões, variando significativamente com a temperatura. A figura 7.1 mostra curvas típicas para capacitores eletrolíticos [7.1].

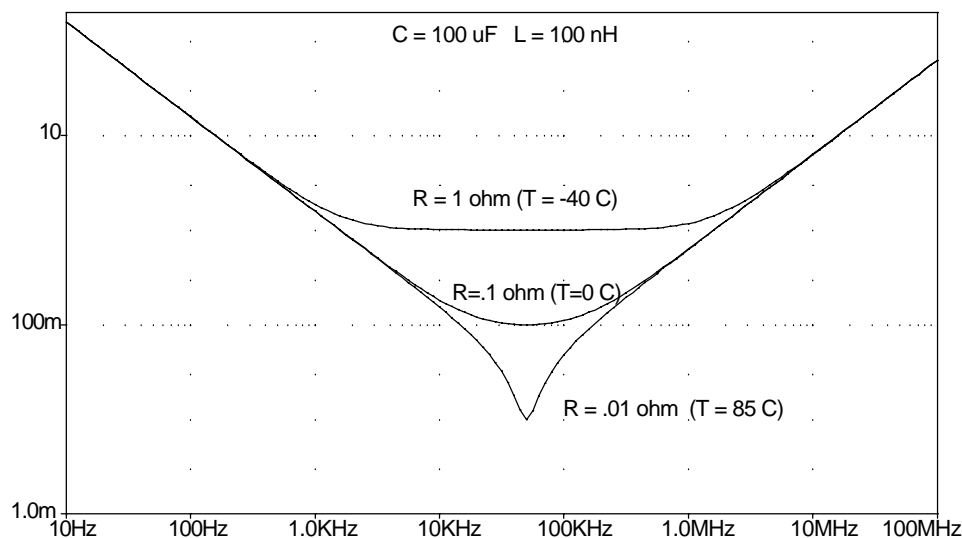


Figura 7.2 Comportamento típico da impedância de capacitores (Icotron)

A resistência tem um efeito significativo em termos da ondulação da tensão observada nos terminais do componente, além de ser responsável pelas perdas (aquecimento) do dispositivo.

Para uma certa variação de corrente  $\Delta I$ , a resistência série produz uma variação de tensão  $\Delta V = R_{se} \cdot \Delta I$ , a qual pode ser muito maior que a variação determinada pela carga ou descarga da capacitância. Muitas vezes é em função da resistência  $R_{se}$  que se determina o capacitor a ser usado como filtro de saída de uma fonte, de modo a se obter a desejada variação de tensão.

A figura 7.3 mostra a tensão de saída de um conversor abaixador de tensão, indicando claramente a predominância da variação de tensão causada pela queda resistiva em  $R_{se}$ . Os valores utilizados foram obtidos do catálogo do fabricante.

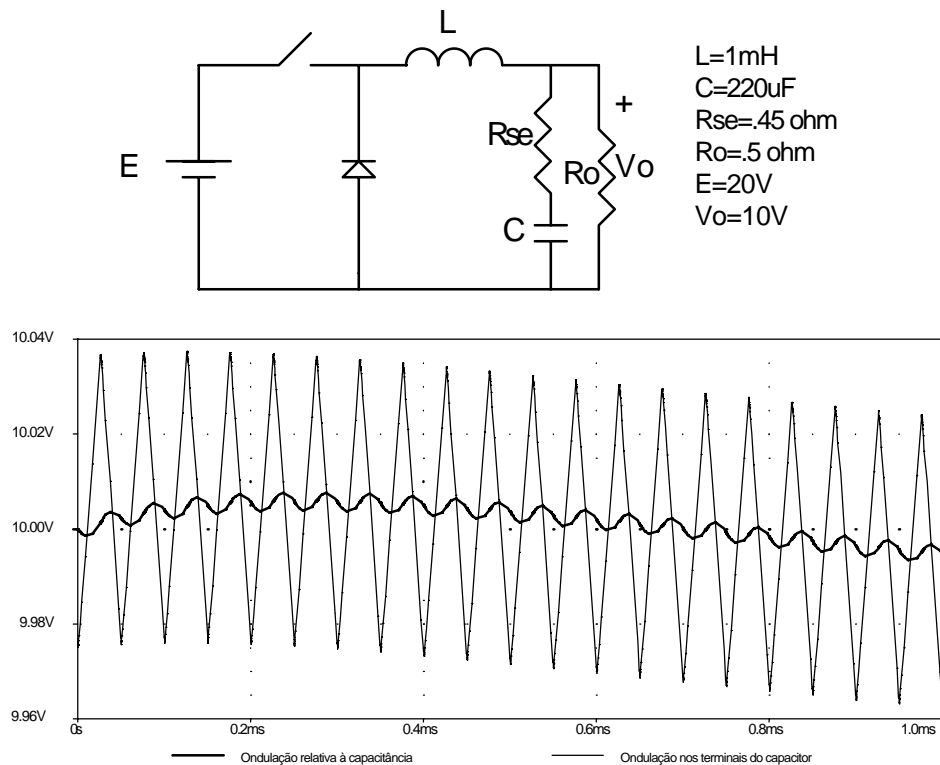


Figura 7.3 Ondulação da tensão de saída e sobre a capacitância C

Usa-se definir o "fator de perdas" do capacitor ( $\text{tg } \delta$ ), o qual se relaciona com  $R_{se}$  pela seguinte expressão:

$$R_{se} = (\text{tg } \delta) / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C) \quad (7.1)$$

O fator de perdas diminui com o aumento da temperatura e aumenta com a elevação da frequência de operação. Os valores são indicados, geralmente para 120Hz e 85°C. Para os capacitores eletrolíticos especiais para operação em alta frequência (série HFC da Siemens, por exemplo), os valores especificados são para 100kHz e 85°C. Quanto à  $R_{se}$ , ela também varia com estes parâmetros, mas, usualmente, diminui com a elevação da frequência.

Como as perdas no capacitor estão diretamente relacionadas com a corrente RMS por ele, a uma variação de  $R_{se}$  corresponde uma mudança na máxima corrente admissível. Assim, se a frequência de operação de um capacitor eletrolítico comum for acima de 2kHz, admite-se

uma corrente 40% maior do que a especificada para 120Hz (devido à redução de  $R_{\Sigma}$ ). Para uma temperatura ambiente de 40°C, admite-se uma corrente 220% maior do que a especificada para 85°C, o que se justifica pela maior facilidade de troca de calor com o ambiente.

Por todos estes fenômenos, o valor equivalente do capacitor sofre profundas alterações, podendo, em última análise, ser obtido para cada frequência e temperatura, das curvas de impedância mostradas anteriormente. Em geral, capacitores para uso em CC sofrem menores variações do que aqueles para uso em CA.

### 7.1.1 Tecnologias de capacitores para fontes chaveadas

#### 7.1.1.1 Capacitores eletrolíticos

O capacitor eletrolítico tem seu funcionamento baseado em fenômenos eletroquímicos. A principal característica reside no fato que um dos eletrodos, o catodo, é constituído pelo próprio fluido condutor (eletrólito), e não por uma placa metálica. O outro eletrodo, o anodo, é constituído de uma folha de alumínio em cuja superfície é formada (por um processo eletroquímico) uma camada de óxido de alumínio, a qual serve de dielétrico.

A principal vantagem destes capacitores é a alta capacitância específica ( $F/m^3$ ). Isto se deve, principalmente à espessura da camada de óxido, tipicamente de 0,7  $\mu m$  (outros materiais dielétricos dificilmente tem espessura inferior a 6  $\mu m$ ), mesmo para componentes para baixas tensões. A intensidade de campo permitida é de aproximadamente 800 V/  $\mu m$ .

O método de bobinagem é o mais empregado na fabricação dos componentes. A bobina contém, além da folha do anodo, uma segunda folha de alumínio (chamada de folha do catodo) que tem, no mínimo, a mesma dimensão da folha do anodo. Esta segunda folha não é oxidada e sua função é servir como uma grande área supridora de corrente para o eletrólito.

Ambas folhas são separadas por camadas de papel, cujas funções são: armazenador de eletrólito (nos poros do papel absorvente) e separador das folhas metálicas (para evitar curto-circuitos).

Capacitores construídos como descrito só funcionam convenientemente quando se liga o potencial positivo ao anodo. A ligação inversa produz um processo eletrolítico de deposição de óxido sobre a folha do catodo. Neste processo ocorre geração interna de calor e gás, que pode destruir o componente. Por outro lado, a capacitância diminui, uma vez que é aumentada a espessura do dielétrico.

Assim, a aplicação típica é em tensões contínuas. Tensões alternadas, sobrepostas à contínua, desde que não alterem a polaridade, podem ser utilizadas. Na verdade as polarizações invertidas podem ocorrer até cerca de 2 V, que é o potencial no qual se inicia o processo de deposição de óxido.

Existem capacitores eletrolíticos bipolares que, por construção, já tem ambas folhas de alumínio oxidadas. Obviamente, a capacitância específica é menor.

Como aplicações típicas em fontes chaveadas pode-se citar:

- Filtros de entrada: usa-se capacitor eletrolítico de alumínio, com alto produto capacitância x tensão (CV) e baixas perdas.
- Filtros de saída: capacitor eletrolítico de alumínio, com baixo  $R_{\Sigma}$  e  $L_{\Sigma}$ , especiais para operação em altas frequências.

Outra característica importante dos capacitores refere-se à sua confiabilidade. Os fabricantes especificam seus componentes em função de sua expectativa de vida, sendo os de alta confiabilidade aqueles que apresentam a maior durabilidade. Esta variável é determinada,

para os capacitores eletrolíticos de alumínio, pela qualidade dos materiais utilizados na fabricação.

#### 7.1.1.2 Capacitores de filme plástico metalizado

Seu dielétrico é um filme plástico (poliéster ou polipropileno) em cuja superfície é depositada, por vaporização, uma camada fina de alumínio com espessura de 0,02 a 0,05  $\mu\text{m}$ . Na fabricação do capacitor pode-se bobinar ou dispor o conjunto armaduras/dielétrico em camadas. Através da contactação das superfícies laterais dos capacitores com metal vaporizado obtém-se bom contato entre as armaduras e os terminais. Este método também assegura baixa indutância e baixas perdas.

Estes capacitores tem como característica a propriedade de auto-regeneração. No caso de uma sobre-tensão que perfure o dielétrico, a camada de alumínio existente ao redor do furo é submetida a elevada temperatura, transformando-se em óxido de alumínio (isolante), desfazendo o curto-circuito. O tempo necessário para ocorrer a regeneração é menor que 10  $\mu\text{s}$ .

A constante dielétrica dos filmes plásticos é dependente da frequência e a capacitância apresenta um decréscimo com o aumento da frequência (tipicamente de 3% a 1MHz, do valor a 1kHz). A variação com a temperatura é reversível, variando, tipicamente, poucos por cento numa faixa de 100°C.

Com tensões alternadas (senoidais ou não) de alta frequência, certos cuidados precisam ser tomados, uma vez que o componentes pode estar submetido a elevados picos de corrente, causando problemas para os contatos e aumentando sua temperatura. Os manuais fornecem ábacos que permitem determinar, para uma dada aplicação (componente, frequência, forma da tensão alternada: pulso, senóide, trapézio, dente-de-serra), a amplitude da tensão que o componente suporta. Fornece ainda a taxa de subida da tensão ( $\text{V}/\mu\text{s}$ ) e o valor característico do pulso ( $K_o$  [ $\text{V}^2/\mu\text{s}$ ]). O valor  $K_o$  da aplicação, bem como o  $dv/dt$ , devem ser inferiores ao especificado.

O fator de perdas depende principalmente das perdas no dielétrico (que variam com a temperatura e frequência). As resistências dos contatos e armaduras são de valores relativamente menores e praticamente constantes.

A indutância própria depende da bobina e das indutâncias dos terminais. A frequência de ressonância está, tipicamente, entre 1 e 10 MHz.

Em circuitos pulsados, quando o capacitor fica sujeito a valores elevados de  $dv/dt$  (como nos circuitos amaciadores) devem-se usar componentes com dielétrico de polipropileno, especiais para regime de pulsos.

## 7.2 Componentes magnéticos

As características ideais de um componente magnético são: resistência nula, capacitância parasita nula, densidade de campo magnético (B) não-saturável (eventualmente pode-se desejar corrente de magnetização e indutância de dispersão nulas).

O desejo de não-saturação conduz a um elemento com núcleo de ar, o que implica num número elevado de espiras, com fio fino e, assim, elevada resistência e capacitância parasita. O uso de fios com maior seção transversal leva a enrolamentos muito grandes e pesados. É necessário, assim, o uso de algum núcleo magnético permitindo, com número razoável de espiras e volume aceitável, obter-se a indutância desejada, com reduzido fluxo disperso.

O correto dimensionamento de um elemento magnético, seja ele um indutor ou um transformador não é um trabalho simples e seu sucesso depende em grande parte da quantidade e qualidade das informações disponíveis a respeito do núcleo a ser utilizado. Diferentes autores e diferentes fabricantes indicam diferentes formas de dimensionamento destes elementos. No entanto, a própria forma construtiva pode alterar significativamente o desempenho do dispositivo, especialmente em termos das indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas. Assim, este dimensionamento e construção estão mais para a "arte" do que para a ciência.

A principal característica de um material ferromagnético a ser usado na construção de um elemento magnético utilizado em uma fonte chaveada é a capacidade de trabalhar em frequência elevada sem apresentar elevadas perdas, o que significa possuir um laço de histerese com pequena área. Desejáveis são o maior valor possível de densidade de campo magnético,  $B_{\max}$ , bem como uma elevada permeabilidade. Além disso a resistividade do núcleo deve ser elevada a fim de reduzir as perdas relativas às correntes induzidas no próprio núcleo.

Os materiais mais utilizados são ferrites, as quais possuem valores relativamente reduzidos de  $B_{\max}$  (entre 0,3T e 0,5T), apresentando, porém, baixas perdas em alta frequência e facilidades de manuseio e escolha, em função dos diversos tipos de núcleos disponíveis. As ferrites são constituídas por uma mistura de óxido de ferro ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) com algum óxido de um metal bivalente (NiO, MnO, ZnO, MgO, CuO, BaO, CoO). Possuem resistividade muito maior do que os materiais metálicos (da ordem de  $100\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) o que implica em perdas por correntes de Foucault desprezíveis quando operando com um campo magnético alternado.

Algumas aplicações em que não se pode admitir distorção no campo magnético deve-se utilizar núcleo de ar, com o inevitável valor elevado do fluxo disperso. Núcleos de ferro laminado são utilizados apenas em baixa frequência por apresentarem laço de histerese muito largo, embora possuam um  $B_{\max}$  de cerca de 1,5T.

Os núcleos de ferrite tipo "pot core" (e seus derivados tipos RM, PM, EP, cube core, etc.) são geralmente usados na construção de indutores e transformadores para pequenas e médias potências, com baixa dispersão, devido à sua forma fechada.

Os núcleos EE e EI apresentam valores mais elevados de  $B_{\max}$ , sendo mais usados em aplicações de potência mais elevada. Apresentam valores maiores de fluxo disperso.

Já os núcleos tipo U e UI são utilizados em transformadores de alta tensão, devido à possibilidade de alocar-se cada enrolamento numa das pernas, facilitando a isolação, à custa de um maior fluxo disperso. Tanto os núcleos E como os U podem ser associados, criando maiores seções transversais, possibilitando a obtenção de transformadores para potência na faixa dos quilowatts.

Finalmente, os núcleos toroidais são usados em aplicações onde o fluxo disperso deve ser mínimo, permitindo obter-se indutores muito compactos. São usados especialmente em transformadores de pulso e filtros de IEM.

### 7.2.1 Histerese, saturação e fluxo residual

A figura 7.4 mostra a relação entre B (densidade de campo magnético [G] ou  $[\text{T}=\text{Wb}/\text{m}^2]$ ) e H (campo magnético  $[\text{A}\cdot\text{esp}/\text{m}]$ ) quando uma tensão alternada é aplicada ao enrolamento que magnetiza o núcleo.

B é proporcional ao fluxo magnético [Wb] e H é proporcional à corrente que circula pelo enrolamento.

Nota-se que o caminho seguido quando o fluxo (ou B) cresce não é o mesmo seguido quando o fluxo diminui. Este comportamento é chamado *histerese*.

Quando  $H=0$ , a densidade de fluxo não é zero, tendo um valor  $\pm B_r$ , chamada *magnetização remanente*, ou *densidade de fluxo residual*. Quando  $B=0$ , o campo magnético não é nulo, mas vale  $\pm H_c$ , parâmetro chamado *força coerciva* do material.

A inclinação  $\Delta B/\Delta H$  é a permeabilidade incremental do material,  $\mu_i$ , a qual tende a  $\mu_0$  (permeabilidade do vácuo) quando  $B$  tende para seu valor máximo,  $B_{\max}$ , que caracteriza a *saturação* do núcleo.

Na maior parte das aplicações, a operação na região de saturação é evitada. A razão para isso é que, na saturação ocorre uma drástica redução na indutância e, associado a isso, ocorrem grandes elevações de corrente (associada a  $H$ ) para pequenas variações de tensão (associada a  $B$ ). Para um transformador, a saturação significa ainda uma redução no fator de acoplamento entre os enrolamentos, uma vez que o núcleo perde sua característica de menor relutância em relação ao ar.

O dimensionamento de um elemento magnético é feito, via de regra, em situações de regime permanente, ou seja, considerando-se que a tensão média nos terminais do dispositivo é nula e a densidade de campo magnético excursiona entre os valores simétricos de  $B$ .

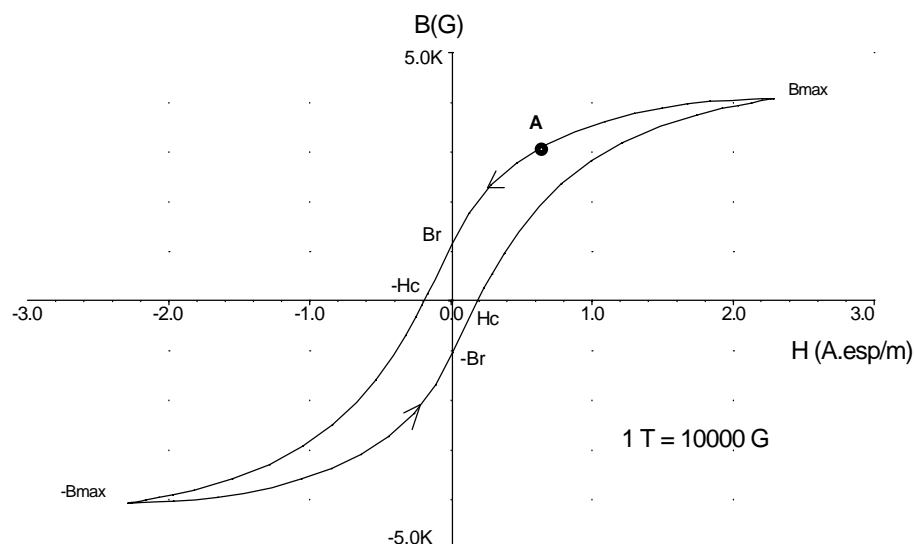


Figura 7.4 Curva de histerese típica de ferrite

O problema da saturação é agravado nas situações transitórias, especialmente no início de operação do dispositivo (start-up). Partindo-se de uma situação em que  $B=0$ , no primeiro semi-ciclo de funcionamento tem-se a possibilidade de variar o fluxo em apenas metade da excursão necessária. A solução, óbvia, de projetar o elemento para suportar o dobro de variação de fluxo, não é muito razoável por aumentar demasiadamente (4 vezes) o volume do componente. A melhor solução é controlar eletronicamente a partida do conversor (soft-start).

O problema de "start-up" é agravado quando  $B_r$  tem valor elevado. Suponhamos que o circuito foi desenergizado quando se estava no ponto A da curva  $B \times H$  (figura 7.4). A corrente irá a zero e tem-se  $B=B_r$ . O reinício de operação a partir deste ponto leva a resultados ainda piores do que uma partida com  $B=0$ .

A magnetização remanente pode ser atenuada pela inclusão de um entreferro no núcleo.

$$H_g \cdot g + H_m \cdot l_c = N \cdot i \quad (7.2)$$

$$B = \mu_0 \cdot H_g = \mu_c \cdot H_m \quad (7.3)$$

$H_m$  e  $H_g$  são as intensidades do campo magnético no núcleo e no entreferro, respectivamente.  $l_c$  é o comprimento do circuito magnético (no núcleo) e  $g$  é o comprimento do entreferro.

$$H_m = \frac{N \cdot i}{l_c} - \frac{B \cdot g}{\mu_0 \cdot l_c} \quad (7.4)$$

Nota-se em (7.4) que a introdução do entreferro permite que  $H_m$  seja atingido para valores maiores de corrente. O efeito sobre a curva  $B \times Ni$  é mostrado na figura 7.5. A indutância incremental se reduz, mas é linearizada. O valor de  $B_r$  também se reduz.  $B_{max}$  não se altera por ser uma característica do material.

O aumento do entreferro leva a uma diminuição da indutância, mas aumenta o valor da corrente na qual ocorre a saturação.

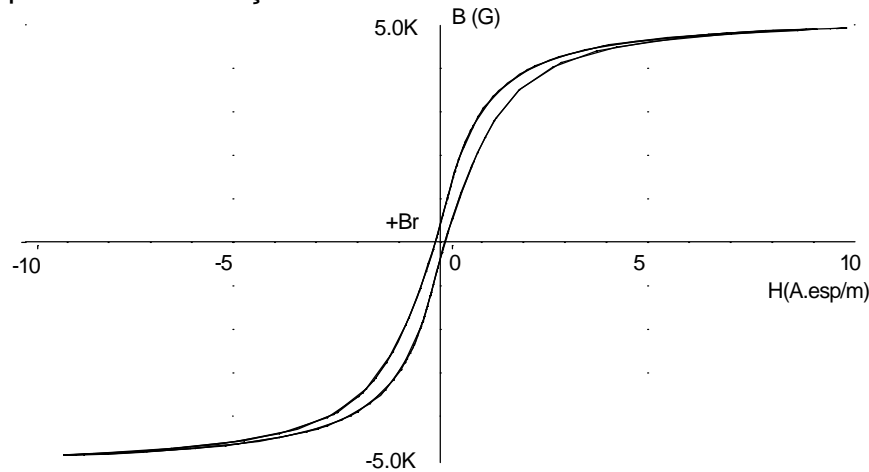


Figura 7.5 Curva de histerese em indutor com entreferro

## 7.2.2 Modelo para um transformador

Um modelo de parâmetros concentrados pode ser usado para análise de um transformador, incluindo seus elementos parasitas e não-idealidades, associados a um transformador ideal. A figura 7.6 mostra um circuito de parâmetros concentrados para modelamento de transformadores.

$R_p$  e  $R_s$  são as resistências dos enrolamentos de primário e secundário, respectivamente.  $L_p$  e  $L_s$  representam as indutâncias de dispersão.  $L_m$  é a indutância de magnetização do primário, enquanto  $R_{fe}$  representa as perdas no núcleo por causa da histerese e das corrente de Foucault.  $C_p$  e  $C_s$  são as capacitâncias existentes entre espiras de cada enrolamento, enquanto  $C_{ps}$  indica a capacitância entre os enrolamentos. Na verdade estas capacitâncias são elementos distribuídos e o modelo é válido apenas dentro de certos limites de frequência, acima do qual deixa de representar adequadamente o dispositivo. Este modelo não inclui os efeitos da saturação (o que daria uma característica não-linear às indutâncias), uma vez que o projeto do transformador deve evitar a operação nos limites da saturação.

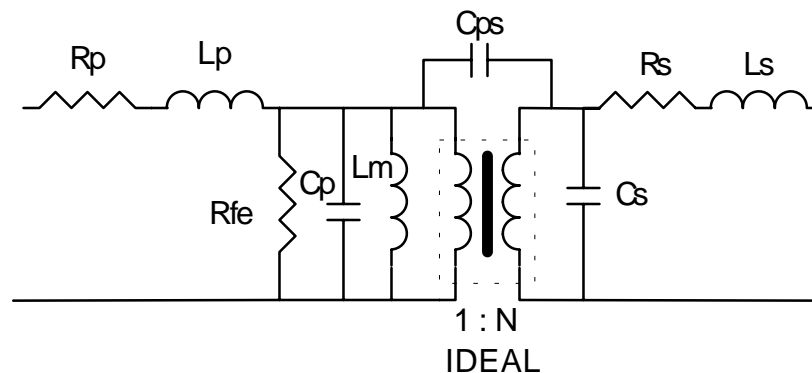


Figura 7.6 Modelo de parâmetros concentrados para transformador

Para os transformadores de alta tensão, onde o número de espiras do secundário é elevado, a capacitância  $C_s$  pode assumir valores muito significativos, especialmente quando refletida ao primário. Já a capacitância entre enrolamentos produz um caminho de baixa impedância entre primário e secundário, em altas frequências, fazendo um acoplamento muito danoso, especialmente em termos de interferência eletro-magnética.

A resposta em frequência de um transformador, obtida por simulação do modelo estudado (com os parâmetros estimados a partir de resultados experimentais de um transformador de alta tensão) é mostrada na figura 7.7.

Em baixas frequências o efeito dominante é o da indutância de magnetização. À medida que se eleva a frequência, a reatância das capacitâncias dos enrolamentos vai se tornando mais importante, chegando-se a uma ressonância paralela entre estas capacitâncias e  $L_m$ , com o fator de qualidade dado principalmente por  $R_{fe}$ . Em frequência ainda mais altas surge o efeito da indutância de dispersão, que produzirá uma ressonância série com as capacitâncias dos enrolamentos e se tornará dominante após tal frequência.

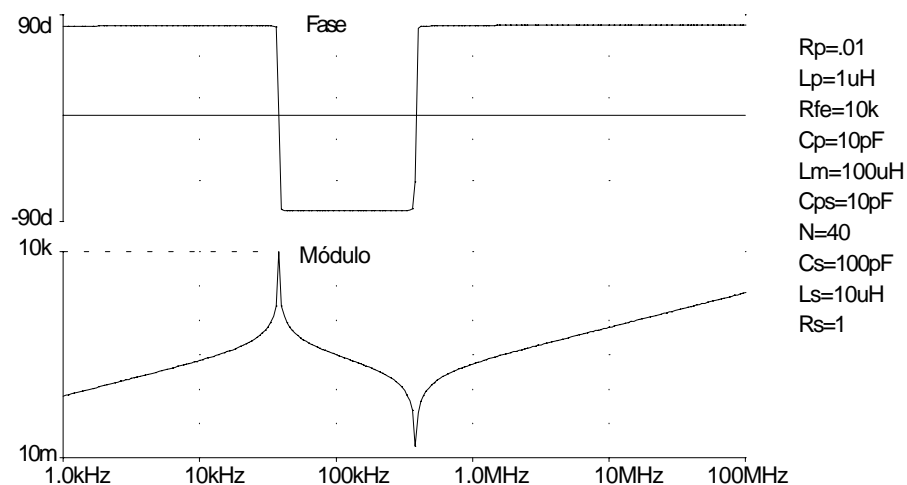


Figura 7.7 Impedância, vista pelo primário, de transformador



### 7.2.3 A posição dos enrolamentos

A forma construtiva dos enrolamentos é muito significativa para a determinação dos valores da indutância de dispersão e das capacitâncias. Para obter uma pequena dispersão de fluxo deve-se colocar os enrolamentos numa disposição que permita ao fluxo produzido por um deles enlaçar de maneira mais efetiva as espiras do outro. Por exemplo, a disposição mostrada na figura 7.8, com todo o secundário colocado sobre o primário, apresenta um maior fluxo disperso do que um arranjo no qual o primário é enrolado entre 2 segmentos do secundário. Outra possibilidade é fazer um enrolamento bifilar, mas isto só é possível quando ambos condutores tiverem diâmetros semelhantes, e quando não for necessária uma maior isolação entre os enrolamentos.

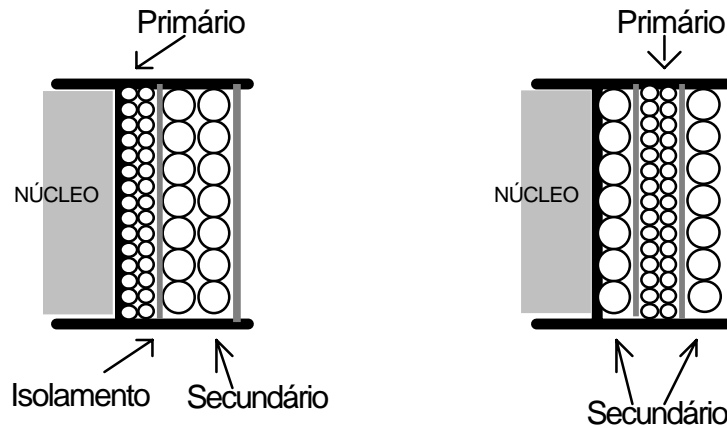


Figura 7.8 Posições de enrolamentos em transformador

Se, por um lado este arranjo reduz a dispersão, por outro aumenta a capacitância entre os enrolamentos.

A redução da capacitância entre enrolamentos pode ser obtida pela colocação de um filme ou fita entre cada enrolamento. Uma fita metálica pode ser usada ainda como uma blindagem eletrostática, o que pode ser útil para efeito de redução de interferência eletromagnética. Obviamente a fita não pode se constituir numa espira em curto, devendo ser adequadamente isolada.

#### 7.2.3.1 Regulação Cruzada

Em transformadores com mais de 1 secundário, a realimentação é feita a partir do secundário que fornece a saída de maior potência. É esta saída que determinará se o ciclo de trabalho deve aumentar ou diminuir, a fim de manter estável a tensão de saída. Caso não tenha ocorrido variação semelhante na carga das demais saídas, suas tensões sofrerão alteração em virtude da mudança na largura do pulso.

Por exemplo, consideremos uma fonte que forneça saídas de +5V, +12V e -12V, com a saída de +5V sendo utilizada para efeito de realimentação. A figura 7.9 mostra as características de regulação (normalizadas). Um aumento na carga desta saída provoca uma queda maior nas resistências dos enrolamentos (primário e secundário +5V), produzindo uma redução na tensão de 5V, o que leva o circuito de controle a aumentar a largura do pulso a fim de recuperar a tensão esperada (caso A). Supondo que não tenha havido variação significativa nas cargas conectadas às saídas de +12V e -12V, suas tensões serão aumentadas indevidamente (caso B).

De maneira oposta, se ocorrer um aumento na carga de uma das saídas não realimentadas, o circuito de controle não se dará conta da alteração, não alterando o ciclo de trabalho e, assim, não corrigindo a tensão (caso C). Tais variações podem, facilmente ultrapassar 20%, podendo colocar em risco as cargas alimentadas pela fonte.

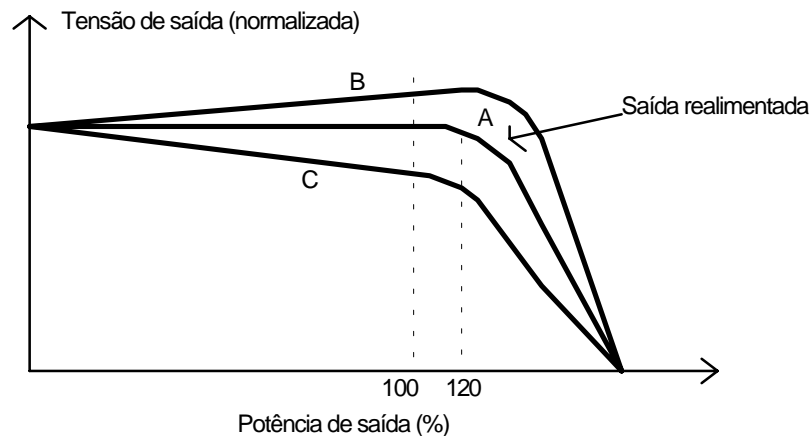


Figura 7.9 Tensões de saída normalizadas para fonte com múltiplas saídas

As medidas relativas aos enrolamentos e que podem minimizar estes fenômenos referem-se também a buscar o máximo acoplamento possível entre todos os enrolamentos. A melhor maneira de se obter este acoplamento é se fazer um cabo com todos os fios que performarão cada saída, enrolando-os juntos no núcleo (desde que a isolamento propiciada pelo verniz dos fios seja suficiente para a aplicação específica). Isto permite que a variação de carga em uma das saídas afete a tensão nas demais, de modo a que o circuito de controle perceba a perturbação. A figura 7.10 mostra diferentes arranjos, e a tabela 7.1 dá os resultados experimentais [7.2].

Caso este tipo de enrolamento não seja possível, deve-se buscar a melhor disposição relativa dos enrolamentos, como mostrado nas figuras abaixo.

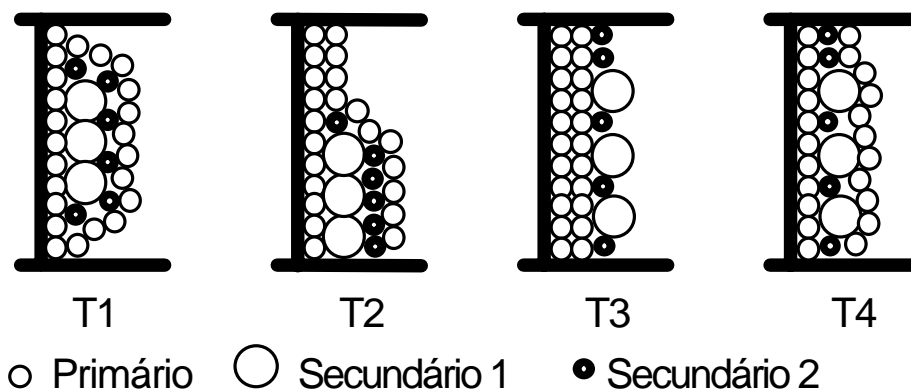


Figura 7.10. Diferentes arranjos de enrolamentos em transformador com múltiplas saídas.

TABELA 7.1

Resultados de variação da tensão da saída não realimentada (secundário 2, 12 V) com a variação da carga na saída realimentada ( $V_{o1} = 5 \text{ V}$  e  $R_{o2} = 7,8 \Omega$ )

T1 (V)	T2 (V)	T3 (V)	T4 (V)	$R_{o1}(\Omega)$
18,20	17,20	16,40	16,30	0,44
17,97	16,97	16,26	16,15	0,50
17,78	16,75	16,15	16,00	0,56
17,59	16,45	15,96	15,85	0,65
17,41	16,19	15,76	15,70	0,77
17,20	15,97	15,61	15,55	0,96
17,13	15,74	15,51	15,45	1,27
16,85	15,55	15,36	15,30	1,83
13,36	12,14	12,27	12,26	3,5

## 7.2.4 Perdas nos elementos magnéticos

### 7.2.4.1 Perdas no núcleo

Estas perdas são devidas às correntes induzidas no núcleo (correntes de Foucault) e à histerese do material magnético.

As perdas por histerese são o resultado da energia consumida para girar a orientação dos domínios magnéticos dentro do material. Esta energia corresponde à área interna do laço de histerese. Seu valor por ciclo e por unidade de volume do material é:

$$E = \oint \vec{H} \cdot d\vec{B} \quad (7.5)$$

Os materiais atualmente disponíveis não conduzem simultaneamente a boas soluções para ambas perdas. Quando se obtém uma curva B-H estreita (como em materiais com manganês e zinco), a resistividade é baixa. Em ferrites à base de níquel tem-se elevada resistividade, mas um laço de histerese consideravelmente maior.

Em materiais de baixa resistividade faz-se a laminação do núcleo a fim de elevar a resistência. As lâminas devem ser isoladas entre si, o que ocorre, via de regra, pela própria oxidação do material ou pelo uso de verniz. Núcleos laminados podem ser utilizados em frequências até 20 kHz. Acima deste valor devem-se utilizar cerâmicas (ferrites) ou núcleos de pó.

As perdas no núcleo podem ser expressas por:

$$R_{fe} = \mu \cdot L \cdot (a \cdot B \cdot f + c \cdot f + e \cdot f^2) \quad (7.6)$$

$R_{fe}$ : resistência equivalente para as perdas totais no núcleo

$\mu$ : permeabilidade

L: indutância

a: coeficiente de perdas por histerese (dado de catálogo)

c: coeficiente de perdas residuais (dado de catálogo)  
e: coeficiente de perdas por correntes de Foucault (dado de catálogo)  
B: fluxo máximo de trabalho (especificação do projeto)  
f: frequência

Como as perdas por histerese dependem de B, usualmente utiliza-se um valor relativamente baixo para este parâmetro (50% de  $B_{\max}$  para os circuitos MLP e 15% para os ressonantes). A evolução das perdas devido às correntes induzidas com o quadrado da frequência, leva à necessidade determinante do uso de materiais com elevada resistividade volumétrica, como as ferrites.

#### 7.2.4.2 Perdas nos enrolamentos

As perdas nos enrolamentos não são devidas unicamente à resistência dos fios de cobre utilizados, mas, principalmente, ao efeito pelicular ("skin effect").

O efeito pelicular é devido à presença de componentes de corrente em alta frequência, que produzem um elevado campo elétrico no interior do condutor, o qual é normal à superfície do fio. Isto "empurra" a corrente do centro para a periferia do condutor, reduzindo a área por onde, efetivamente, passa a corrente, elevando a resistência do caminho, elevando as perdas.

A expressão para o efeito pelicular, para um condutor de cobre, pode ser aproximada por:

$$\gamma = \sqrt{\frac{4,35 \cdot 10^{-3}}{f}} \quad (7.7)$$

$\gamma$ : dimensão dentro da qual, para uma dada frequência, não ocorre redução significativa na superfície condutora (em metros)

Por exemplo, para 20kHz,  $\gamma = 0,47$  mm, ou seja, um fio com diâmetro de 0,94 mm pode ser usado para conduzir uma corrente a 20kHz sem ter sua área condutora significativamente reduzida pelo efeito pelicular.

Relembre-se aqui que as correntes não são, via de regra, senoidais, de modo que deve ser considerado um certo fator de folga para acomodar as perdas devidas às componentes harmônicas.

A figura 7.11 mostra, para cada frequência, qual condutor (de cobre) pode ser usado de maneira evitar o aumento das perdas pelo efeito pelicular.

A maneira usual de se contornar este problema é o uso de "fio Litz", o qual é um cabo composto por diversos fios (isolados entre si) de diâmetro adequado à frequência de operação, cuja seção transversal total permita uma densidade de corrente suficientemente baixa para não causar perdas elevadas (em geral inferior a 3 A/mm<sup>2</sup>). Outra possibilidade é o uso de fitas de cobre com espessura inferior a  $2\gamma$ . Como, geralmente, estas fitas não são isoladas, deve-se tomar cuidados adicionais com este aspecto.

Um outro aspecto que deve ser lembrado refere-se à indução de corrente nos condutores próximos às regiões do núcleo nas quais ocorre um estrangulamento do fluxo magnético com uma consequente dispersão local pelo ar. É óbvio que este problema é mais grave se for utilizado um enrolamento com fita metálica, a qual apresenta uma resistência menor do que um cabo Litz de área equivalente (em virtude da isolação entre cada fio).

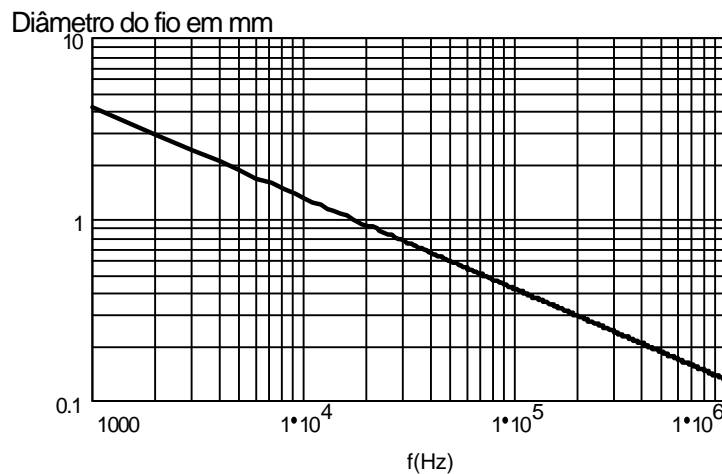


Figura 7.11 Diâmetro de fio que deve ser usado em função da frequência.

Em um transformador, caso se faça uso de condutores sólidos, de cabos Litz e fitas, a colocação de cada um no núcleo, deve seguir à seguinte ordem: cabo Litz mais próximo ao núcleo (e, assim, mais susceptível ao fluxo disperso), metade do enrolamento do primário, os secundários com fita, e a segunda metade do primário. Note-se que a posição do secundário enrolado com fio Litz não contido pelo primário, leva a um aumento do fluxo de dispersão, com os inconvenientes já citados. A figura 7.12 mostra o arranjo recomendado.

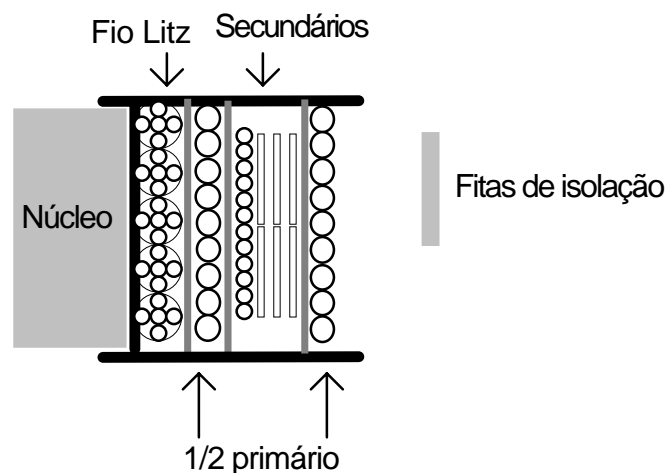


Figura 7.12. Arranjo de enrolamentos em transformador de alta frequência

### 7.3 Referências Bibliográficas

- [7.1] "Capacitores Eletrolíticos de Alumínio". Catálogo Icotron.
- [7.2] Nascimento, W.B.M. e Fagundes, J.C., "Static Cross Regulation Analysis Using a Multiple Output Forward Converter" 1º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Florianópolis, Dezembro de 1991