

6. COMPONENTES PASSIVOS

6.1 Capacitores

Pode-se considerar o modelo para um capacitor mostrado na figura 6.1.a, no qual:

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. Tal elemento é decorrente, principalmente, das conexões do dispositivo. A resistência se deve, basicamente, ao eletrólito (em capacitor eletrolítico) e às conexões, variando significativamente com a temperatura. A figura 6.1 mostra o circuito equivalente e curvas típicas para capacitores eletrolíticos.

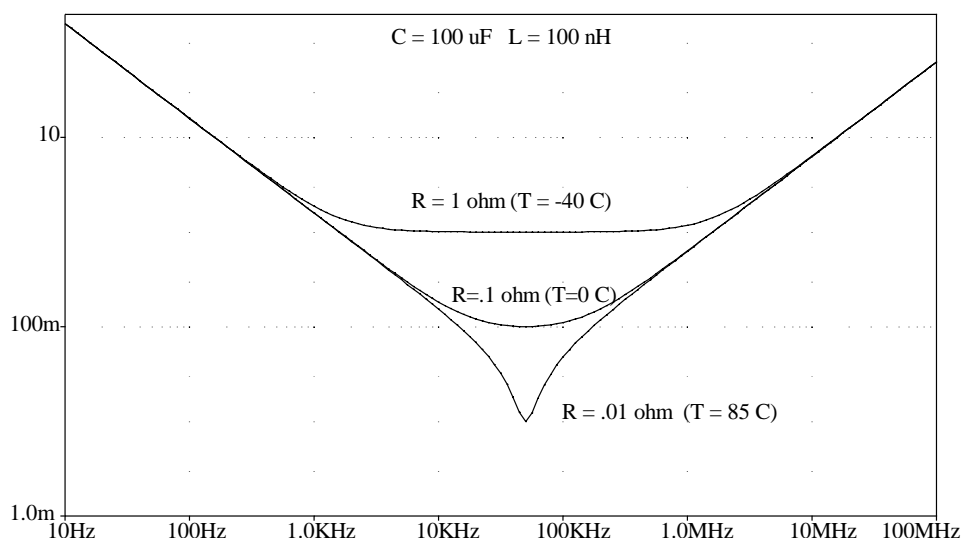
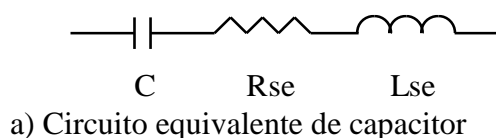


Figura 6.1 b) Comportamento típico da impedância de capacitores.

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 variação de corrente ΔI , 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 6.2 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 (Icotron/Siemens/Epcos/TKD).

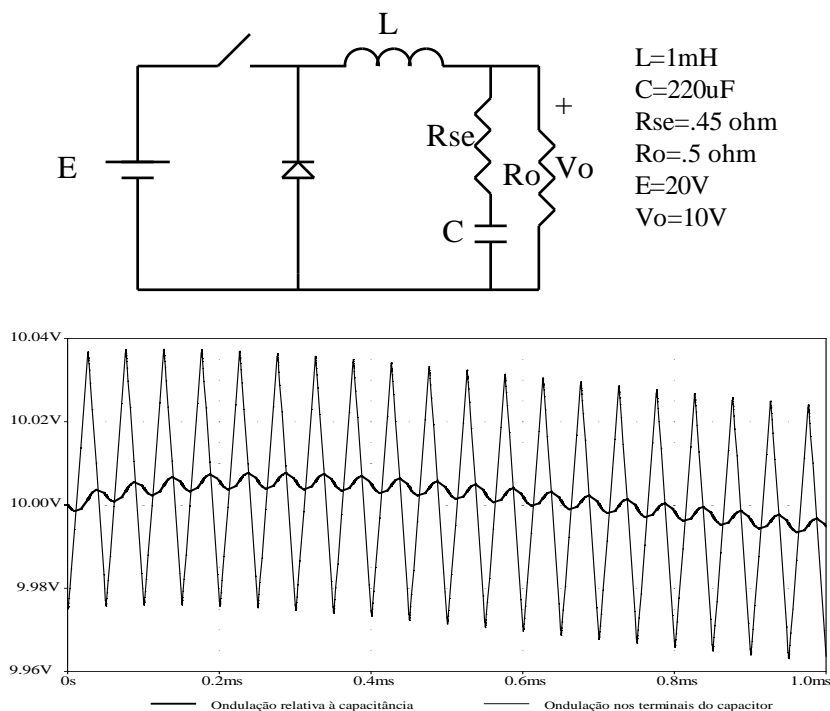


Figura 6.2 Ondulação da tensão de saída e sobre a capacitância C.

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

$$R_{se} = \frac{\text{tg } \delta}{2\pi f C} \quad (6.1)$$

6.1.1 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 [6.1].

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 $0,7\ \mu\text{m}$ (outros materiais dielétricos dificilmente têm espessura inferior a $6\ \mu\text{m}$), mesmo para componentes para baixas tensões. A intensidade de campo permitida é de aproximadamente $800\ \text{V}/\mu\text{m}$.

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 as 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-circuito).

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.

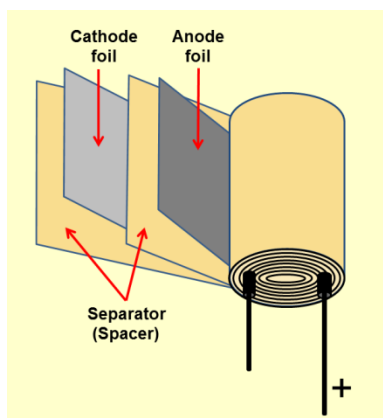


Figura 6.3 Estrutura construtiva básica de capacitor eletrolítico. Imagem obtida em https://en.wikipedia.org/wiki/Polymer_capacitor#/media/File:E-cap-winding.tif

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 as 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_{se} e L_{se} , 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.

Em geral, a um aumento de temperatura corresponde uma redução na vida do capacitor eletrolítico, de acordo com a expressão:

$$B_T = B_o \cdot 2^{-\left(\frac{T-T_o}{\theta}\right)} \quad (6.2)$$

B_T é o tempo de vida esperado. B_o é o tempo de vida de referência, T é a temperatura do capacitor, T_o é a temperatura de referência ($T_o=40^\circ\text{C}$). θ é o intervalo de temperatura de meia-vida ($\cong 10$ K).

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 120 Hz e 85°C . Para os capacitores eletrolíticos especiais para operação em alta frequência (série HFC da Siemens, por exemplo), os valores especificados são para 100 kHz e 85°C . Quanto à R_{se} , ela também varia com estes parâmetros, mas, usualmente, diminui com a elevação da frequência, devido ao aumento da viscosidade do eletrólito, o que aumenta a mobilidade iônica [6.3].

$$R_{se} = R_s(T_c) + \frac{D}{2\pi fC} \quad (6.3)$$

R_s representa as perdas ôhmicas do eletrólito, folhas e contatos. O segundo termo da equação representa as perdas no dielétrico. D é o fator de dissipação ($D \cong 0,013$, f é a frequência

(Hz) e C é a capacitância (F). R_s normalmente tem um coeficiente negativo com a temperatura (1 a 2% por °C em torno da temperatura ambiente)

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 2 kHz, admite-se uma corrente 40% maior do que a especificada para 120 Hz (devido à redução de R_{se}). 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.

A elevada resistência série limita a corrente eficaz do componente. Muitas vezes o uso de diversos capacitores em paralelo se deve à necessidade distribuição da corrente para evitar dissipação excessiva, com conseqüente elevação da temperatura. No processo de seleção de um capacitor é mandatório verificar não apenas a capacitância e a tensão, mas também a capacidade de condução da corrente de *ripple* [6.2].

6.1.2 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 μm . Na fabricação do capacitor pode-se bobinar ou dispor o conjunto armaduras/dielétrico em camadas. Através da realização de contato 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 têm como característica a propriedade de autorregeneração. No caso de uma sobretensão 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 μs .

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 1 MHz, do valor a 1 kHz). A variação com a temperatura é reversível, a capacitância se altera, 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 componente 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) deve-se usar componentes com dielétrico de polipropileno, especiais para regime de pulsos.

Outra aplicação se refere a filtros de potência, como os alocados na saída de inversores (conversores CC-CA) com a função de filtrar componentes de alta frequência do chaveamento,

impedindo que se propaguem para a rede. Nesse caso ficam submetidos a uma tensão alternada (50 ou 60 Hz) conjuntamente com a frequência de chaveamento (algumas dezenas de kHz). Em aplicações em barramentos CC, sua reduzida resistência série equivalente possibilita operar com elevada corrente eficaz, muito maior do que é normalmente possível com os eletrolíticos.

Os capacitores de polipropileno são também utilizados nos filtros de interferência eletromagnética (IEM), fazendo a conexão da entrada do conversor com a fonte de alimentação. Os de tipo X são usados para conexão entre os terminais de alimentação, e os de tipo Y são usados para ligar cada condutor de alimentação ao terra. Para proteção do usuário, estes componentes são de altíssima confiabilidade.

6.1.3 Outros tipos de capacitores

Devido aos seus elementos parasitas internos, o comportamento dos capacitores em alta frequência afeta diretamente o desempenho do conversor de potência. Capacitores avançados de tântalo são capazes de suportar altas temperaturas. Eles têm altos valores de capacitância, mas uma capacidade de suportar tensão limitada.

Os capacitores cerâmicos apresentam capacitância limitada, mas são capazes de operar a temperaturas acima de 175°C. O capacitor cerâmico consiste em um dielétrico cerâmico com eletrodos condutores de metal nobre, terminações e um revestimento protetor. O espectro de capacitância se estende desde a faixa de picofarad (para tensões até alguns kV) até a faixa microfarad (para tensões baixas, na faixa de poucas dezenas de Volts). As frequências típicas de aplicação variam de 20 kHz a 100 MHz. Esses capacitores podem ser operados com tensão CC e CA individualmente ou em combinação. Dada sua forma de construção, permite obter indutâncias próprias muito reduzidas, na faixa de picohenries, o que os torna convenientes nas aplicações pulsadas em que se necessitem capacitâncias na faixa de centenas de nF.

Os capacitores cerâmicos são divididos em duas classes de aplicação:

- Classe 1 oferecem alta estabilidade e baixas perdas para aplicações em circuitos ressonantes.
- Classe 2 oferecem alta eficiência volumétrica para aplicações de *buffer*, *by-pass* e acoplamento.

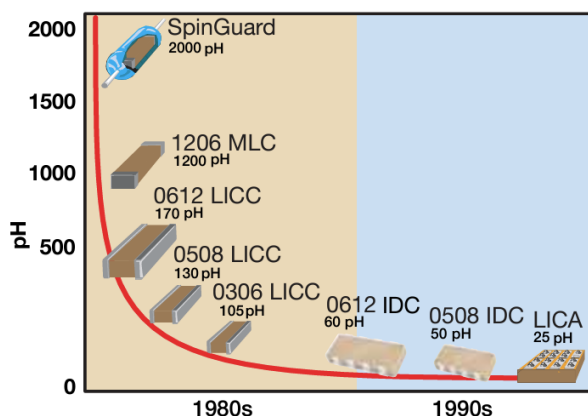


Figure 1. The evolution of Low Inductance Capacitors at AVX (values given for a 100 nF capacitor of each style)

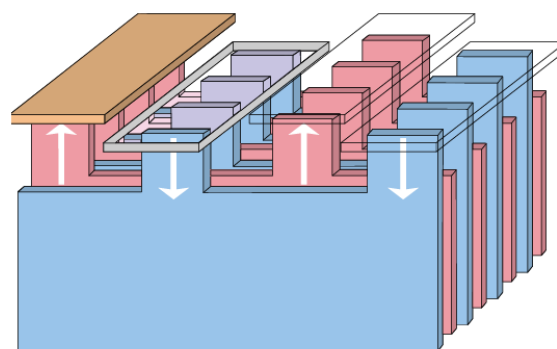


Figure 4. LICA's Electrode/Termination Construction. The current path is minimized – this reduces self-inductance. Current flowing out of the positive plate, returns in the opposite direction along the adjacent negative plate – this reduces the mutual inductance.

Figura 6.4. Obtidas em: https://www.mouser.com/datasheet/2/40/avx_avxcs02119_1-1733774.pdf

Os capacitores à base de silício (Si), realizados em *chips*, utilizando tecnologia de semicondutores, fornecem alta estabilidade em uma faixa de temperatura ampla de -55 °C a +200 °C com um coeficiente de temperatura inferior a $\pm 1\%$. Os capacitores em Si, construídos na forma de trincheiras ultra profundas, foram desenvolvidos com processos que permitem atingir alta densidade de capacitância de 1,3 nF/mm² a 250 nF/mm² (com uma tensão de ruptura de, respectivamente, 450 V até 11 V).

6.2 Supercapacitores

Um capacitor tradicional acumula energia no campo elétrico criado pela separação das cargas elétricas. Este campo existe no dielétrico que se torna polarizado. A capacitância é proporcional à permissividade do material e à área das placas, sendo inversamente proporcional à distâncias entre as placas.

Já em um supercapacitor não há um dielétrico, mas um eletrólito. A principal diferença é a grande área propiciada por materiais porosos, aliada à pequena distância entre as cargas, que é da ordem de nanômetros. Com um eletrólito aquoso, a tensão por capacitor é de cerca de 1 V, enquanto para um eletrólito orgânico este valor cresce para 2,5 V. A obtenção de tensão elevada é feita pela associação em série de capacitores [6.9].

Hermann Helmholtz¹, em 1853, descreveu que quando uma tensão é aplicada entre dois eletrodos de carbono, imersos em um fluido condutor, não há circulação de corrente até que uma certa tensão limiar seja atingida. Ao se iniciar a condução há também a formação de gás devido à reação química na superfície dos eletrodos. Abaixo desta tensão limiar o dispositivo se comporta como um capacitor [6.10 e 6.11].

Diferentemente de uma bateria, não há acúmulo de energia química. Em torno de um eletrodo poroso de carbono situa-se o eletrólito, carregado de cargas. Na realidade, conforme mostra a figura 6.5, há dois eletrodos e, nas adjacências de cada um, ocorre o acúmulo de íons positivos e negativos. O separador isola os eletrodos, mas permite a livre passagem dos íons. Por esta razão estes dispositivos são também denominados capacitores de dupla camada.

Do ponto de vista de uma aplicação, a principal diferença entre um supercapacitor e uma bateria é o fato da bateria ter um melhor desempenho como fonte de energia, enquanto o capacitor tem um comportamento superior em termos de fonte de potência. Ou seja, para uma dada tensão, um supercapacitor é capaz de responder a uma demanda de corrente de maneira muito mais rápida do que uma bateria, o que se deve a uma resistência interna muito menor.

No entanto, mesmo podendo atingir capacitâncias muito elevadas (da ordem de milhares de Farads), a energia acumulada, mercê da baixa tensão, é muito inferior à que se consegue numa bateria com volume/peso equivalente. A figura 6.6 mostra um mapeamento de diferentes dispositivos de acúmulo de energia em função de densidade de potência e de energia, chamado diagrama de Ragone.

Nota-se que os SC (na figura designados como capacitores eletroquímicos), podem apresentar densidade de potência similar a um capacitor eletrolítico, o que significa que o produto tensão x corrente é similar. No entanto, a densidade de energia é de uma a duas ordens de grandeza superior, o que significa que um SC é capaz de acumular muito mais energia. Em relação às baterias e células a combustível, apresentam densidade de energia muito menor, mas com densidade de potência muito mais elevada.

No entanto um supercapacitor não se comporta exatamente como o modelo de dupla camada de Helmholtz, pois as cargas do eletrólito não se acumulam na superfície imediatamente vizinha ao eletrodo, mas se distribuem de uma maneira mais complexa, que pode ser modelada de várias formas, como ilustra a figura 6.16 [6.12]. No modelo de Helmholtz, a separação entre as cargas seria igual ao diâmetro molecular do eletrólito. Para um eletrólito aquoso, isto levaria a uma capacitância típica de $340 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ de superfície do eletrodo, o que é mais de uma ordem de grandeza superior ao que se obtém na prática.

¹ Interessantes transcrições de conferências de Helmholtz estão disponíveis em : <http://www.fordham.edu/halsall/mod/1862helmholtz-conservation.html> (em 04/04/2003), On The Conservation Of Force, 1863.

<http://dbhs.wvusd.k12.ca.us/Chem-History/Helmholtz-1881.html> (em 04/04/2003), THE MODERN DEVELOPMENT OF FARADAY'S CONCEPTION OF ELECTRICITY, 1881.

Uma biografia de Helmholtz pode ser obtida em: <http://www.geocities.com/bioelectrochemistry/helmholtz.htm> (em 04/04/2003).

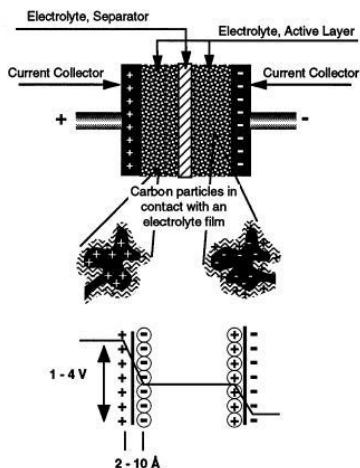


Fig. 6.5. Estrutura básica de supercapacitor e variação idealizada do potencial elétrico no interior do mesmo (Figura obtida de [6.12]).

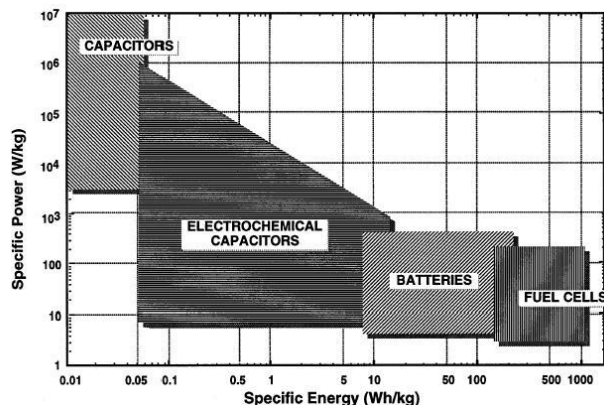


Fig. 6.6. Mapa comparativo de características de densidade de potência e de energia de diferentes dispositivos de acúmulo (Figura obtida em [6.12]).

O modelo de Stern, leva em conta que parte da carga se apresenta difusa no eletrólito, podendo-se considerar que há duas capacitâncias em série, uma devido à camada compacta e outra à camada difusa. A capacitância total será menor do que esta última. Um modelo elétrico que represente todos estes comportamentos físicos e químicos não é simples. A complexidade do modelo adotado, no entanto, depende da aplicação específica e do erro admissível em cada análise.

Um melhor modelo elétrico deve considerar que processos de carga e descarga não são simultâneos em toda superfície do material poroso, levando a um circuito com capacitâncias distribuídas, acopladas por resistências, como mostra a figura 6.8. Tais capacitâncias são ainda dependentes da tensão aplicada.

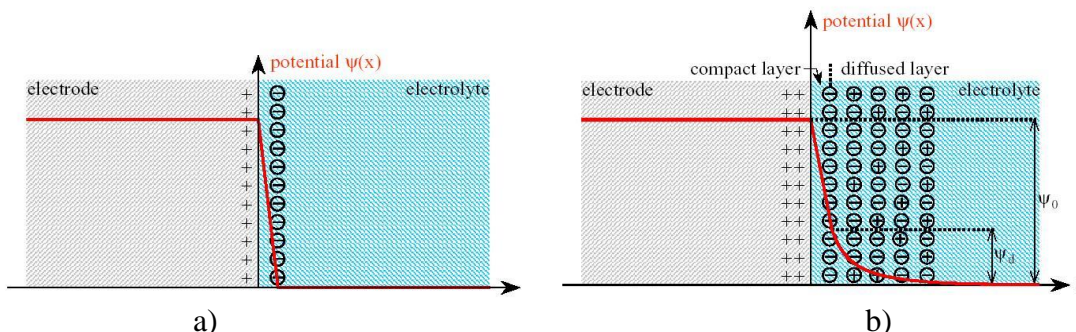


Figura 6.7 Modelo de distribuição de cargas de Helmholtz (a) e de Stern (b) (Figura obtida em [6.13]).

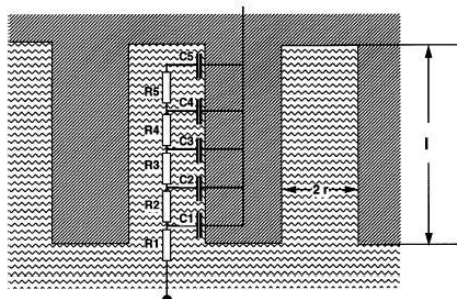


Figura 6.8 Circuito equivalente para cada “poro” do eletrodo (Figura obtida de [6.12]).

Conforme citado em [6.12], a primeira patente deste tipo de dispositivo é de 1957 [6.14], com os primeiros componentes aparecendo no mercado em 1970 [6.15], com o chamado SOHIO. Mas apenas nos anos 90 os supercapacitores começaram a ter um uso mais intenso.

Há várias companhias fabricantes, como a Maxwell Technologies [6.16], a Siemens Matsushita (através da EPCOS) [6.17], NEC-Tokin [6.18], Panasonic [6.19], ELNA [6.20], AVX [6.21] (estes quatro últimos com componentes para aplicações eletrônicas, ou seja, de baixa tensão), Evans [6.22] etc.

Como características gerais de um supercapacitor, pode-se indicar:

- Densidade de energia 100 vezes maior do que um capacitor convencional;
- Densidade de potência dez vezes maior do que baterias convencionais;
- Densidade de energia na faixa até 10 Wh/kg;
- Densidade de potência: 18 kW/l
- Capacitâncias até 5000 F por célula;
- Tensão nominal entre 2,3 e 100 V (módulos com associação em série);
- Corrente nominal entre 3 e 1000 A;
- Faixa de potência até 100 kW;
- Baixa Rse, o que aumenta a capacidade de suportar elevadas correntes
- Temperatura de operação entre -20°C e $+55^{\circ}\text{C}$;
- Modular e “empilhável”;
- Menor custo por Farad em relação aos capacitores eletrolíticos;
- Não necessita de manutenção;
- Não provoca danos ambientais.

Em relação ao custo destes dispositivos, seu valor ainda é relativamente elevado. No entanto, este custo é fortemente determinado pelo fator de escala de produção, sendo esperada uma redução à medida que se ampliem as aplicações. Do ponto de vista técnico, não há dúvidas quanto ao papel ímpar que estes componentes ocupam.

6.3 Componentes magnéticos

As características ideais de um componente magnético são: resistência nula, capacitância parasita nula, densidade de fluxo 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 secção 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.

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 tanto o maior valor possível de densidade de fluxo 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.

6.3.1 Materiais

Os materiais mais utilizados são ferrites, as quais possuem valores relativamente reduzidos de B_{\max} (entre 0,3 T e 0,5 T), 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 (Fe_2O_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 k Ω .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 1,5 T.

Um terceiro tipo de material são os aglomerados de ferro (*iron powder*) [6.4] que são constituídos por minúsculas partículas de compostos de ferro, aglomerados entre si, mas que apresentam um entreferro distribuído ao longo de todo comprimento magnético. É um material adequando para aplicações em que devem coexistir campos de baixa frequência (60 Hz) e de alta frequência, garantindo, ao mesmo tempo, que o núcleo não sature e não apresente elevadas perdas.

6.3.2 Formatos de núcleos

Os núcleos de 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.

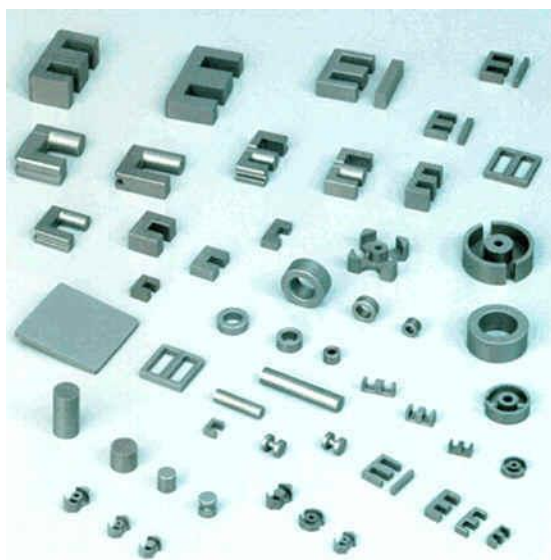


Figura 6.9 Núcleos de ferrite da Thornton Inpec [6.5].

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 núcleos tipo U podem ser associados, criando maiores secções transversais, possibilitando a obtenção de transformadores para potência na faixa dos quilowatts.

Finalmente, os núcleos toroidais são usados em aplicações nas quais o fluxo disperso deve ser mínimo, permitindo obterem-se indutores muito compactos. São usados especialmente em transformadores de pulso e filtros de IEM [6.6].

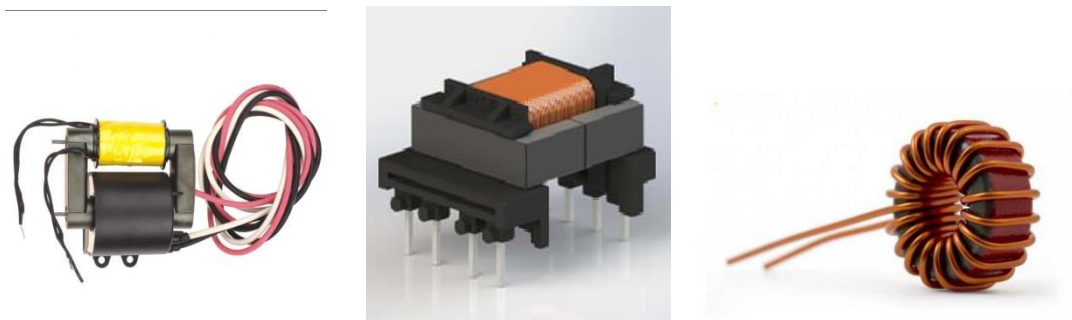


Figura 6.10 Diferentes núcleos para realização de elementos magnéticos (Núcleo UI, E e toroidal)

6.3.3 Histerese, saturação e fluxo residual

A figura 6.11 mostra a relação entre B (densidade de fluxo magnético [G] ou $[T=Wb/m^2]$) e H (campo magnético [A.esp/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, μ_i , a qual tende a μ_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 com a conseqüente grande elevação 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.

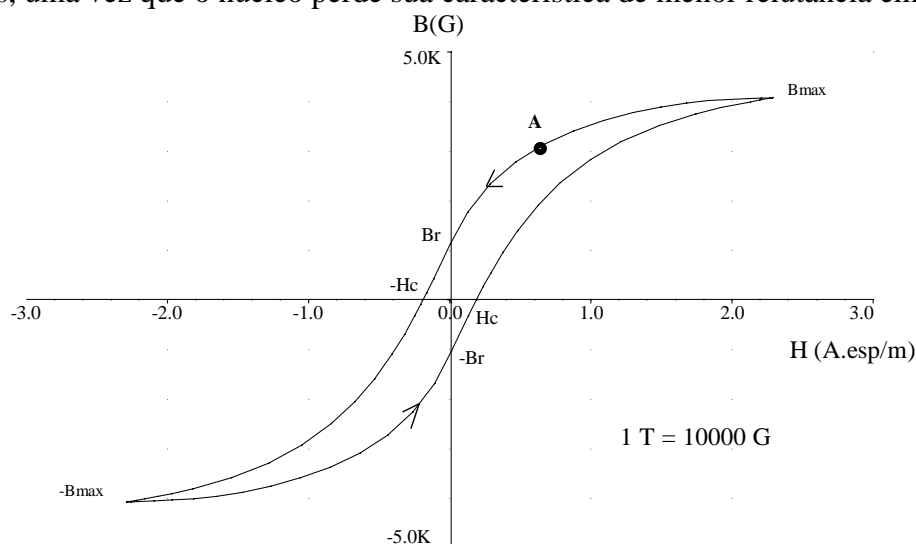


Figura 6.11 Curva de histerese típica.

O dimensionamento de um elemento magnético é feito, normalmente, 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 .

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 semiciclo 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 6.4). 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 figura 6.12 mostra a trajetória na curva $B \times H$ e as formas de onda de tensão e corrente em um transformador a partir de sua energização. Note que, com fase inicial nula na tensão, a corrente apresenta um deslocamento CC devido à resposta do circuito RL, o que leva a um aprofundamento na região de saturação. Com o passar do tempo este nível CC se anula e as variáveis passam a ter uma excursão simétrica em relação ao zero. No entanto, os instantes iniciais podem ser danosos para o dispositivo, pois a saturação profunda, ao reduzir a indutância, pode aumentar em demasia a corrente, além dos limites dos componentes.

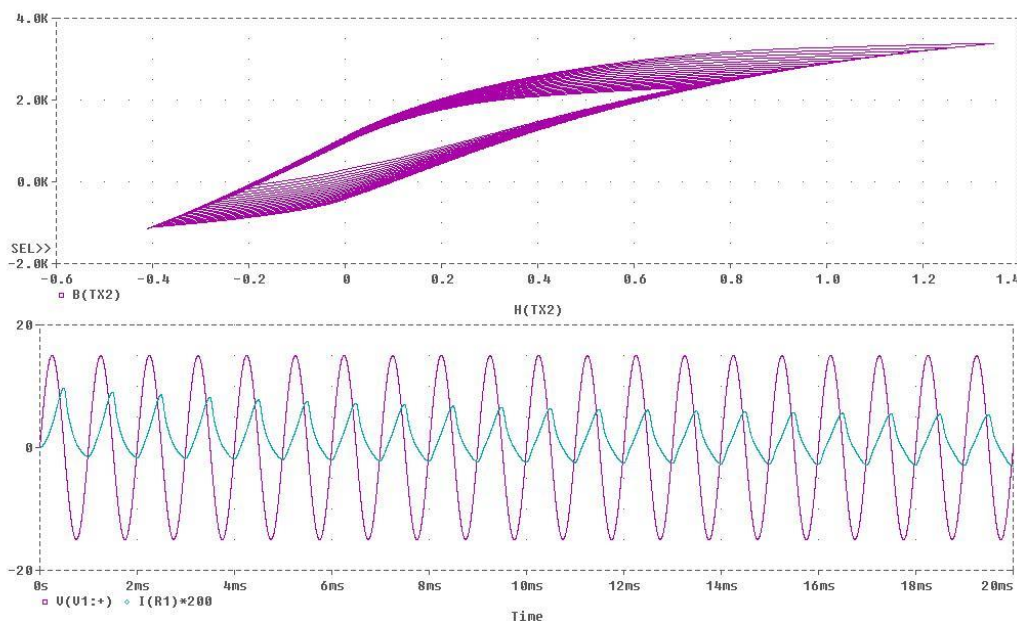


Figura 6.12 Transitório de energização de transformador.

Este deslocamento CC não ocorre se a tensão aplicada partir de um ângulo de 90° . No entanto, isto nem sempre é fácil de ser ajustado.

A solução normalmente empregada em fontes chaveadas está indicada na figura 6.13. Trata-se de uma partida suave, em que a tensão aplicada ao transformador é aumentada gradualmente. Note que a excursão no plano $B \times H$ se torna simétrica, assim como a corrente.

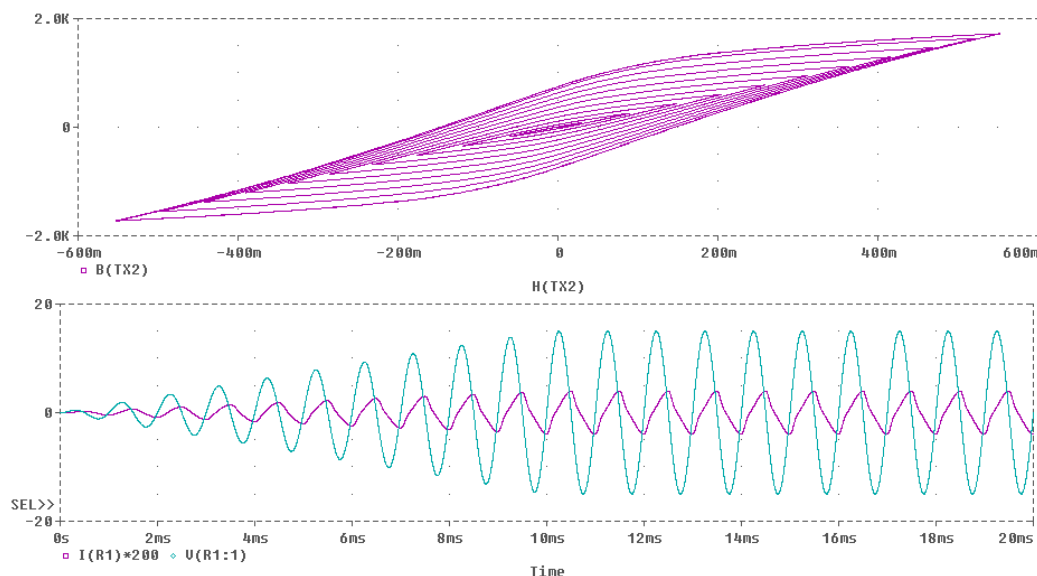


Figura 6.13 Transitório de energização de transformação com partida suave.

A magnetização remanente pode ser atenuada pela inclusão de um entreferro no núcleo. Para uma dada força magneto motriz ($F_{mm}=N \cdot i$) tem-se:

$$H_g \cdot g + H_m \cdot \ell_c = N \cdot i \quad (6.4)$$

$$B = \mu_0 \cdot H_g = \mu_c \cdot H_m \quad (6.5)$$

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. μ_0 é a permeabilidade do ar e μ_c é a permeabilidade do núcleo.

A densidade do campo magnético (B) mantém-se constante ao longo de todo caminho magnético (desconsiderando a dispersão). O valor de campo magnético para o qual se atinge o limite de saturação estabelecido em projeto é:

$$H_m = \frac{N \cdot i}{\ell_c} - \frac{B_m \cdot g}{\mu_0 \cdot \ell_c} \quad (6.6)$$

Nota-se na figura 6.14 que a introdução do entreferro faz com que H_m seja atingido para valores maiores de corrente. O efeito sobre a curva $B \times Ni$ é mostrado na figura 6.14.b. 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 fluxo magnético é proporcional a B , enquanto a corrente é proporcional a H . Assim, a curva de magnetização que relaciona Φ com i , cuja inclinação é a indutância do elemento magnético, tem o mesmo comportamento da curva $B \times H$.

Em síntese, a presença do entreferro leva a uma diminuição da indutância, à manutenção de um valor constante, independente da corrente, e aumenta o valor da corrente na qual ocorre a saturação.

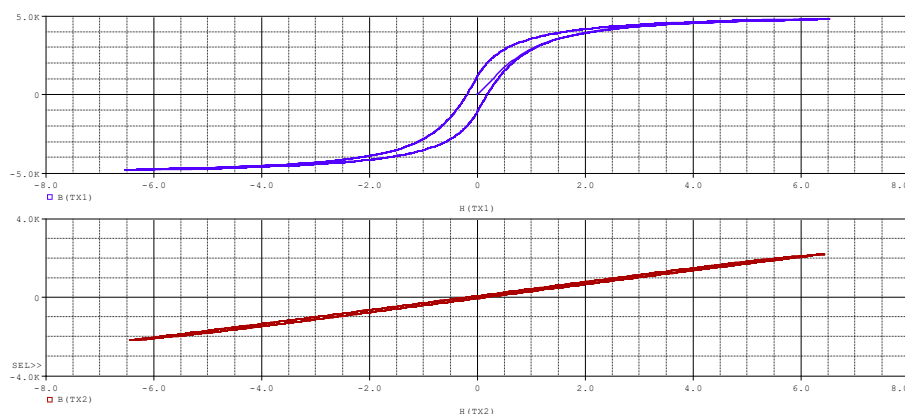


Figura 6.14. a) Curva de histerese típica de ferrite.
b) Curva de histerese em indutor com entreferro de 0,1mm

6.3.4 Perdas nos elementos magnéticos

6.3.4.1 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:

$$E = \oint \vec{H} \cdot d\vec{B} \quad (6.7)$$

Os materiais atualmente disponíveis não conduzem simultaneamente a boas soluções para ambas as 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 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 de ferro.

As perdas no núcleo podem ser expressas por:

$$R_{fe} = \mu \cdot L \cdot (a \cdot B \cdot f + c \cdot f + e \cdot f^2) \quad (6.8)$$

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

μ : 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). As perdas devido às correntes induzidas crescem com o quadrado da frequência, o que leva à necessidade do uso de materiais com elevada resistividade volumétrica, como as ferrites.

6.3.4.2 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 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 e as perdas.

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

$$\gamma = \sqrt{\frac{4,35 \cdot 10^{-3}}{f}} \quad (6.9)$$

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

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

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

A figura 6.15 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 secção transversal total permita uma densidade de corrente suficientemente baixa para não causar perdas elevadas (em geral inferior a 3 A/mm²). Outra possibilidade é o uso de fitas de cobre com espessura inferior a 2γ . Como, geralmente, estas fitas não são isoladas, devem-se tomar cuidados adicionais com este aspecto.

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).

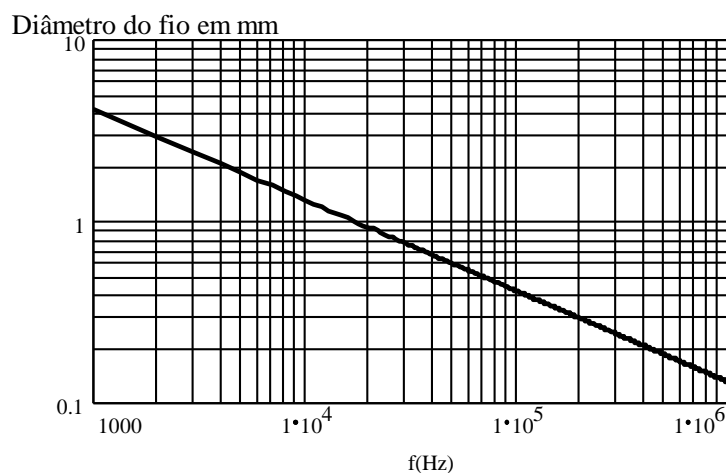


Figura 6.15 Diâmetro de fio que deve ser usado em função da frequência.

Em um transformador, caso se faça uso de condutores sólidos, de cabos litz e fitas, a colocação de cada um no núcleo deve seguir a 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 6.16 mostra o arranjo recomendado [6.7].

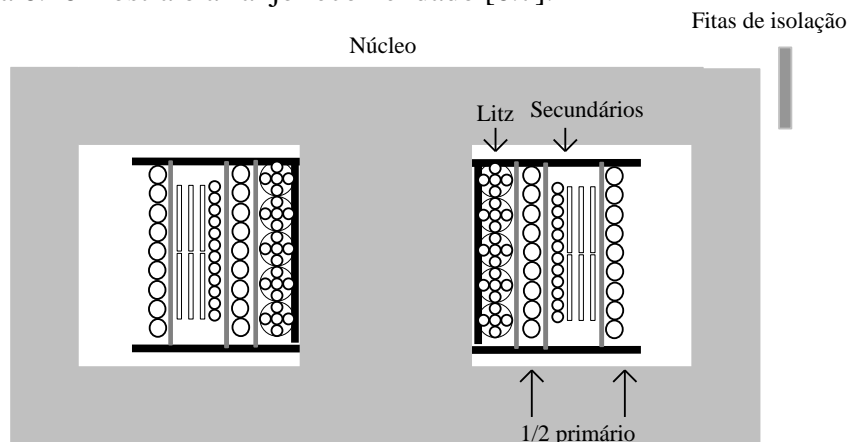


Figura 6.16 Arranjo de enrolamentos em transformador de alta frequência

6.3.5 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 6.17.a mostra um circuito de parâmetros concentrados para modelagem de transformadores.

L_m é a indutância de magnetização do primário, enquanto R_{fe} representa as perdas no núcleo por causa da histerese e das correntes de Foucault. R_p e R_s são as resistências dos enrolamentos de primário e secundário, respectivamente. O efeito da dispersão se deve ao não acoplamento magnético ideal entre os enrolamentos. Eletricamente o efeito é representado por indutâncias que podem ser concentradas em um único lado do transformador ou distribuída entre primário e secundário (0,5 pu em cada lado). Na figura, L_p e L_s representam tais indutâncias de dispersão. 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.

Para os transformadores de alta tensão, nos quais o número de espiras do secundário é elevado, a capacitância C_s pode assumir valores muito significativos, especialmente quando refletida ao primário, pois se reflete multiplicada por N^2 . Indutância e resistência do secundário refletem-se ao primário divididas por N^2 . 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 eletromagnética.

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 frequência e alta tensão) é mostrada na figura 6.17.b.

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 frequências 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.

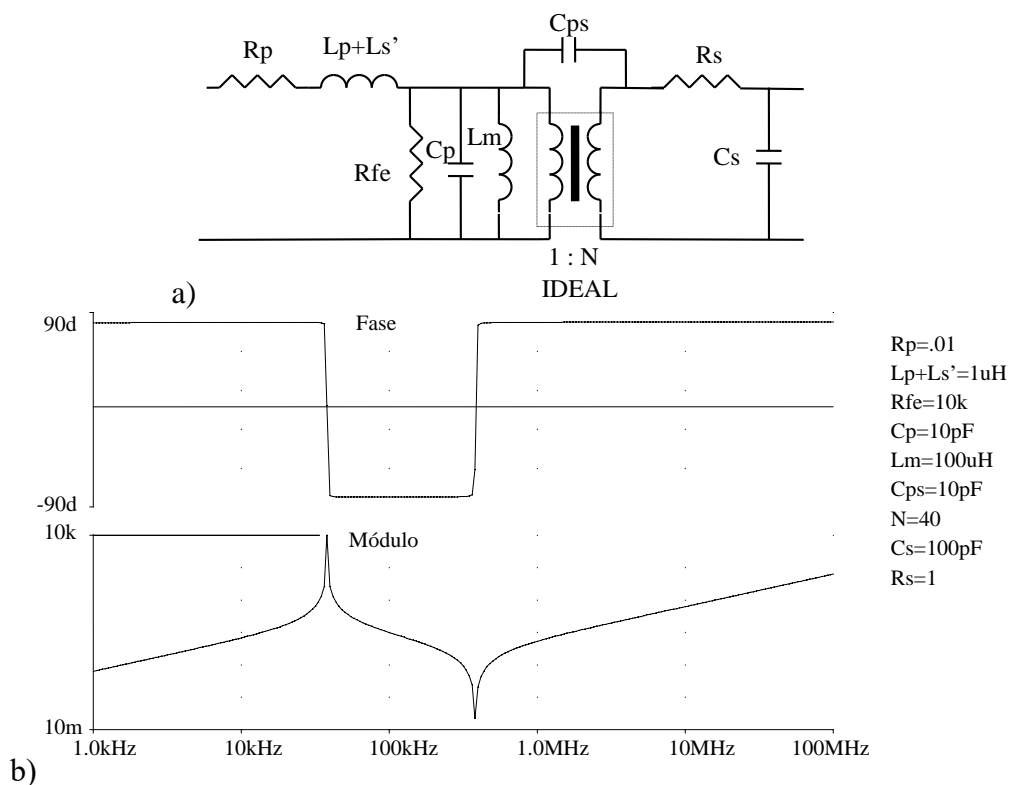


Figura 6.17.a) Modelo de parâmetros concentrados para transformador
b) Impedância, vista pelo primário, de transformador.

6.3.6 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 devem-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 6.18, com todo o secundário colocado sobre o primário, apresenta um maior fluxo disperso do que um arranjo no qual o primário é enrolado entre dois segmentos do secundário. Outra possibilidade é fazer um enrolamento bifilar, mas isto só é possível quando ambos os condutores tiverem diâmetros semelhantes, e quando não for necessária uma maior isolação entre os enrolamentos.

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 como 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.

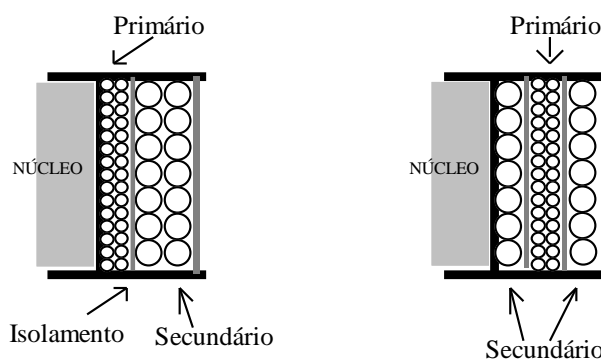


Figura 6.18 Posições de enrolamentos em transformador.

6.3.6.1 Regulação Cruzada

Em transformadores com mais de um secundário, normalmente a realimentação para efeitos de controle é feita a partir do secundário que fornece a 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. As demais saídas sofrerão alteração de sua tensão em virtude da mudança na largura do pulso.

Por exemplo, consideremos uma fonte que forneça +5 V, +12 V e -12 V, com a saída de +5 V sendo utilizada para efeito de realimentação. A figura 6.19 mostra as características de regulação (normalizadas). Um aumento na carga desta saída provoca uma queda maior nas resistências dos enrolamentos (primário e secundário +5 V), produzindo uma redução na tensão de 5 V, 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 +12 V e -12 V, 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.

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 fazer um cabo com todos os fios dos enrolamentos de saída, enrolando-os juntos no núcleo (desde que a isolação 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 6.20 mostra diferentes arranjos, e a tabela 6.I dá os resultados experimentais [6.8].

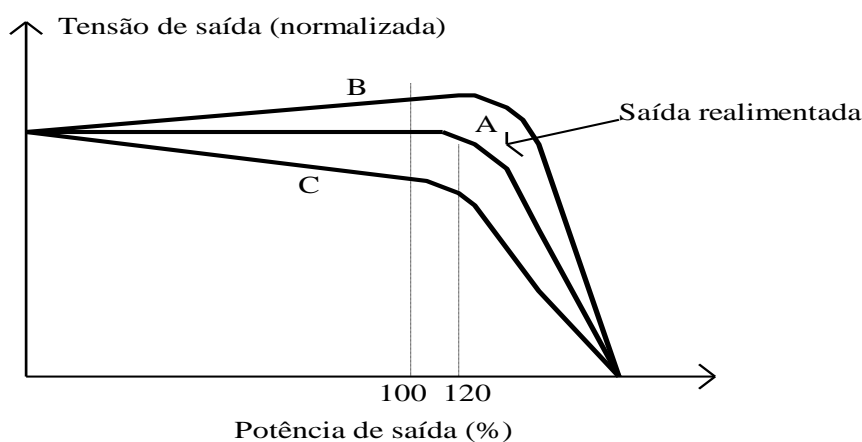


Figura 6.19 Tensões de saída normalizadas para fonte com múltiplas saídas.

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

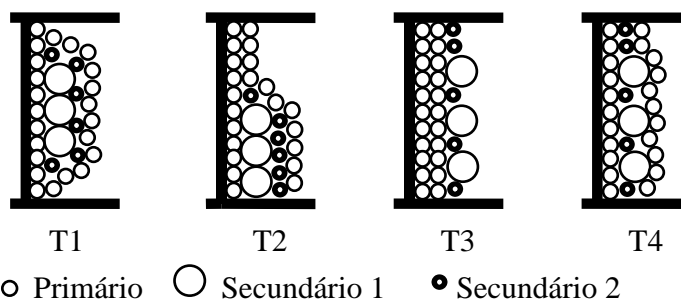


Figura 6.20 Diferentes arranjos de enrolamentos em transformador com múltiplas saídas.

TABELA 6.I

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

6.4 Dimensionamento de indutores e transformadores

Há diferentes caminhos para se chegar ao dimensionamento de um elemento magnético. O roteiro básico indicado a seguir é relativamente simples e direto [6.23] e, quase certamente, não leva a um dimensionamento otimizado. Os dados de núcleos e carretéis usados nos exemplos foram obtidos do fabricante Thornton.

Os procedimentos de dimensionamento encontrados na literatura não são uniformizados, embora partam dos mesmos fenômenos físicos e pressupostos construtivos. Assim, nas referências [6.24] a [6.31], dentre inúmeras outras, são indicados possíveis métodos de dimensionamento, formalmente diferentes entre si.

É muito importante verificar as unidades definidas em cada fórmula. É comum que alguns fabricantes usem Gauss, enquanto outros prefiram Tesla ($10 \text{ kG}=1 \text{ T}$), ou ainda usem mm ou cm nas unidades dimensionais; em algumas referências são usadas unidades inglesas, como polegadas, o que pode criar ainda mais confusão no uso das equações.

Os procedimentos de dimensionamento procuram estabelecer uma vinculação entre os parâmetros elétricos (tensão, corrente, indutância e frequência), conhecidos a partir da definição da topologia e da aplicação, com os parâmetros magnéticos (B , H , μ etc.), que são definidos pelo material do núcleo a ser utilizado. Com isso pretende-se chegar às especificações finais e às características físicas, ou seja, as dimensões do núcleo, carretel, enrolamentos etc.

Assim, a partir da equivalência entre a lei de Faraday e a equação do indutor, o número de espiras para obter uma certa indutância é dado por:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_m \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (6.10)$$

onde L [H] é a indutância desejada, I_{pico} [A] é a máxima corrente instantânea pelo indutor (incluindo o *ripple*), B_m [T] é a máxima densidade de fluxo com a qual se quer operar (B_m deve ser menor, entre 50 e 70%, que a máxima densidade do material do núcleo, B_{max} , de modo a evitar os efeitos da saturação). A_e [cm²] é a área efetiva do núcleo. O multiplicador serve para ajustar as unidades do sistema internacional (SI) para que o valor da área seja usado em cm². Se a área for dada em m², o fator multiplicativo não deve ser usado.

É bastante comum que os fabricantes de núcleos indiquem um parâmetro denominado A_l [nH] que, para um modelo específico, permite um cálculo direto do número de espiras necessário para obter uma dada indutância. Por exemplo, o núcleo indicado na figura 6.21 apresenta $A_l=1800$ [nH] no caso sem entreferro. Com entreferro de 0,2 mm tem-se $A_l=375$ [nH] e com entreferro de 1 mm resulta $A_l=100$ [nH]. O uso desta fórmula se faz quando o núcleo está determinado a priori (“é aquele disponível”), e procura-se adaptar o projeto aos recursos existentes.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (6.11)$$

Conhecida a corrente eficaz que o enrolamento deve conduzir, deve-se estabelecer a densidade de corrente desejada. As camadas mais internas do enrolamento têm dificuldade de dissipação de calor, o que implica no uso de uma densidade de corrente relativamente baixa para limitar a potência dissipada no enrolamento. Normalmente, para condutores de cobre, trabalha-se entre 2 e 5 A/mm² (200 a 500 A/cm²). Enrolamentos externos, que têm maior facilidade de troca de calor, podem ter densidade mais elevada. Camadas interiores devem ter densidade reduzida. Isso é especialmente relevante em transformadores, que possuem mais de um enrolamento. Nos indutores, com apenas um enrolamento, obviamente a densidade é a mesma tanto nas espiras inferiores quanto nas superiores, de modo que enrolamentos com muitas camadas devem operar com menor densidade de corrente.

Considerando a densidade de corrente [A/cm²], a área da janela de enrolamento [cm²] é:

$$A_j = \frac{N \cdot I_{ef}}{J_{max} \cdot K_w} \quad (6.12)$$

onde I_{ef} é a corrente eficaz máxima pelo indutor, A_j é a área da janela de enrolamento, associada ao núcleo e carretel e K_w representa o fator de ocupação da janela com o enrolamento. Como, normalmente, os fios têm seção circular, os enrolamentos efetivamente ocupam apenas uma parte da janela. A K_w está em torno de 0,5, ou seja, área ocupada pelos enrolamentos é de 50% da janela. Esse valor varia em função do uso de carretel, do tipo de condutor e da qualidade de deposição do enrolamento. Dificilmente, para condutores circulares, supera 0,6. Para núcleos toroidais, que não possuem carretel, normalmente utiliza-se $K_w < 0,3$.

A partir de (6.10) e (6.12) encontra-se o produto das áreas que permite, em uma primeira tentativa, identificar o núcleo necessário à construção do indutor.

$$A_j \cdot A_e = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{ef}}{B_m \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (6.13)$$

No caso da figura 6.21, tem-se $A_j=0,8 \text{ cm}^2$ e $A_e=0,6 \text{ cm}^2$, de modo que seria possível, em princípio, realizar um indutor que necessitasse de um hiper volume menor que $0,48 \text{ cm}^4$.

Identificado o núcleo, o número de espiras e os demais parâmetros, é preciso verificar se o enrolamento pode ser acomodado na respectiva janela.

No entanto, a especificação de um B_m que evite a saturação pode levar a um conjunto de áreas irrealizável possivelmente pelo valor elevado da seção exigida no núcleo (A_e). Em tais situações, que são muito comuns nos indutores para corrente CC, é usual dimensionar o dispositivo já pressupondo a existência de um entreferro.

Como já visto, a presença do entreferro, ao aumentar a relutância do caminho magnético, realiza uma linearização na curva B x H e permite operar sem saturação dentro dos limites estabelecidos para a corrente. Sem entreferro a indutância é proporcional apenas à permeabilidade do núcleo, que é um parâmetro dependente da temperatura e do ponto de operação na curva de magnetização. O entreferro introduz uma relutância muito maior que a do núcleo, de modo que a indutância praticamente se torna insensível às variações na permeabilidade do núcleo.

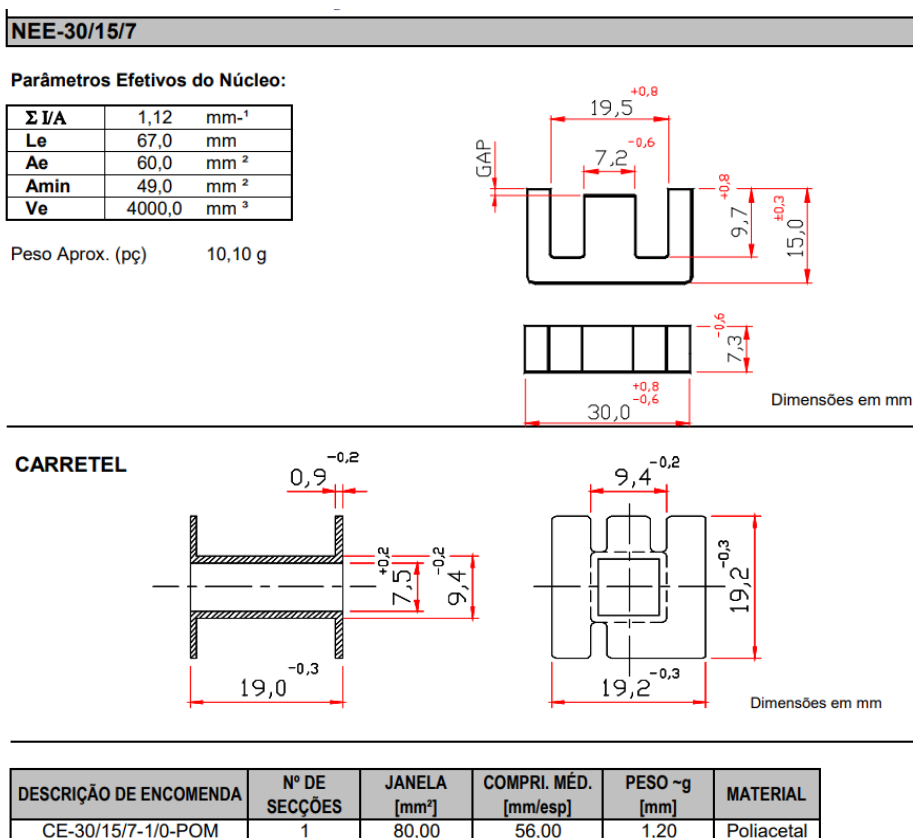


Figura 6.21 Exemplo de núcleo e carretel (Thornton Eletrônica).

6.4.1 Dimensionamento de entreferro

A indutância pode ser dada por:

$$L = \frac{N^2}{R_t} \quad (6.14)$$

onde R_t é a relutância total do circuito magnético, incluindo entreferro e núcleo.

A relutância do núcleo é dada por:

$$R_c = \frac{l_c}{\mu_c \cdot A_e} \quad (6.15)$$

onde l_c é o comprimento do caminho magnético do núcleo, μ_c é a permeabilidade do núcleo.

A relutância do entreferro, na hipótese de espraiamento de fluxo nulo, é dada por:

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_o \cdot A_e} \quad (6.16)$$

onde l_g é o comprimento do entreferro, μ_o é a permeabilidade do ar. Dado que $R_g \gg R_c$, a partir de (6.14) pode-se determinar:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \text{ [cm]} \quad (6.17)$$

O valor é referente ao comprimento total do entreferro. No caso dos núcleos do tipo E-E, se o entreferro estiver presente tanto na perna central quanto nas laterais, deve-se usar metade do valor calculado, pois no caminho magnético existirão dois pontos de interrupção do núcleo.

6.4.2 Condutores

A seção condutora ideal, aquela necessária para permitir a passagem da corrente eficaz máxima, é dada por:

$$S_f = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (6.18)$$

Dada a frequência de operação, deve-se identificar o impacto do efeito pelicular. Através de (6.9) identifica-se o máximo diâmetro do condutor a ser usado. Caso a seção condutora deste condutor seja menor do que S_f , será necessário utilizar vários condutores em paralelo (fio litz), até atingir uma seção igual ou maior do que (6.18).

Neste ponto é possível verificar se é possível acomodar o enrolamento na janela, considerando o núcleo escolhido, o número de espiras e o fator de ocupação da janela. Se for insuficiente, deve-se passar para um núcleo com maior janela e repetir o dimensionamento.

6.4.3 Perdas e elevação de temperatura

As perdas no enrolamento dependem da resistência total do condutor utilizado:

$$R_f = \frac{\rho_f \cdot l_{esp} \cdot N}{S_f} \quad (6.19)$$

onde ρ_f é a resistividade do material [Ω/cm]; l_{esp} é o comprimento médio do conjunto de espiras, cujo valor é dado no catálogo do carretel, considerando o preenchimento total do carretel com o enrolamento. As perdas estimadas são, portanto:

$$P_f = R_f \cdot I_{ef}^2 \quad (6.20)$$

Considerando as perdas magnéticas, recorre-se a uma fórmula empírica para estimar:

$$P_c = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_c \quad (6.21)$$

onde ΔB é a excursão total da densidade de fluxo magnético; se a topologia faz uso dos dois quadrantes, $\Delta B = 2B_m$. K_h é uma constante dada pelo fabricante que representa as perdas por histerese por unidade de volume (da ordem de 10^{-5}), enquanto K_f representa as perdas volumétricas associadas às perdas por correntes parasitas (da ordem de 10^{-10}). V_c é o volume do núcleo, em cm^3 .

A resistência térmica da ferrite é empiricamente dada por $R_\theta = 23 \cdot (A_e \cdot A_j)^{-0.37}$. A elevação da temperatura é estimada por:

$$\Delta T = R_\theta \cdot (P_f + P_c) \quad (6.22).$$

Os materiais ferromagnéticos possuem uma temperatura acima da qual perdem suas características (temperatura de Curie). Esse limite depende do material, mas normalmente está entre 100 e 200 °C. O valor de (6.22) deve ser somado à máxima temperatura ambiente para estimar a temperatura do núcleo a qual deve ser inferior à temperatura de Curie, com suficiente margem de segurança.

6.4.4 Dimensionamento de transformadores

O procedimento pode ser semelhante ao indicado para um indutor, com algumas ressalvas. Por exemplo, a indutância a ser usada nos cálculos tem que ser a de magnetização, que nem

sempre é especificada. A corrente I_{pico} refere-se apenas à componente de magnetização. Já a corrente I_{ef} se refere à corrente total, ou seja, à corrente devida à carga, somada à corrente de magnetização (que é normalmente muito menor). Não se faz uso de entreferro em um transformador.

Mas existem outros procedimentos diretamente voltados ao dimensionamento de transformadores, considerando dados operacionais, como a topologia, as tensões no circuito, frequência, potência etc.

O número de espiras do primário é dado em (6.23), considerando que a tensão no transformador tem forma quadrada. Uma diminuição na largura de pulso produz uma tensão retangular que reduz o produto tensão por tempo [V.s] e não coloca em risco levar o dispositivo à saturação. O valor da tensão de entrada deve considerar o pior caso que, em geral, é a mínima tensão disponível (supondo que V_i possa variar). As unidades utilizadas em (6.23) são Volts, Hertz, Tesla e cm^2 .

$$N_p = \frac{V_i \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot B_m \cdot A_e} \quad (6.23)$$

A tensão de saída, V_o , é uma especificação de projeto e, através da relação entre as tensões determina-se a quantidade de espiras do secundário. Valores fracionários devem ser arredondados, de preferência para o inteiro superior. Quando se trabalha em baixa tensão, seja na entrada ou na saída, é importante considerar as quedas de tensão nos diversos elementos da topologia, pois o impacto na tensão aplicada no primário pode ser significativo.

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_o}{V_i} \quad (6.24)$$

A escolha do núcleo parte da estimativa do hiper volume, representado pelo produto entre as áreas da janela de enrolamento e do núcleo magnético, assim como foi feito no caso do dimensionamento do indutor.

Esse é um dos pontos em que os procedimentos de diferentes autores e diferentes fabricantes de núcleos divergem formalmente, pois utilizam grandezas distintas para a estimativa e, muitas vezes, partem da aplicação de algumas constantes específicas para simplificar a fórmula final. Por exemplo, a equação (6.25) é estabelecida dentro de algumas limitações e é usada por sua simplicidade [6.24], lembrando que se trata de uma estimativa pouco precisa, mas útil para um ponto de partida do efetivo dimensionamento.

$$A_e \cdot A_j = \left(\frac{P_o}{K \cdot \Delta B \cdot f} \right)^{4/3} [cm^4] \quad (6.25)$$

onde ΔB é dado em Tesla, P_o é a potência de saída [W]. Essa equação considera uma densidade de corrente de 420 A/cm² e um fator de acomodação $K_w=0,4$ que, por isso, são estão explicitadas na equação. A constante K depende da topologia, valendo $K=0,014$ (para conversores *forward* e *push-pull*) e $K=0,017$ (para conversores em ponte e meia ponte).

Uma vez determinadas as quantidades de espiras, os condutores dos enrolamentos e o núcleo, o cálculo de perdas segue os procedimentos apontados para os indutores. A corrente a ser considerada é a corrente total, ou seja, a de carga somada à de magnetização.

6.5 Referências Bibliográficas

[6.1] “Capacitores Eletrolíticos de Alumínio”. Catálogo Icotron.

- [6.2] Rudy Ramos, "Film Capacitors in Power Applications", IEEE Power Electronics Magazine, March 2018.
- [6.3] S. G. Parler Jr., "Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors". IEEE Power Electronics Society Newsletter, First Quarter, 2004, pp. 11-12.
- [6.4] <http://www.micrometals.com> (em 23/11/2004)
- [6.5] http://www.thornton.com.br/Port/p_linha_de_produtos.htm (em 08/12/2004)
- [6.6] http://www.mag-inc.com/pdf/2004_Design_Information.pdf (em 08/03/2005)
- [6.7] G. Chryssis: "High-frequency switching power supplies", McGraw-Hill Book Co. New York, 1986.
- [6.8] W.B.M. Nascimento e J. C. Fagundes, "Static Cross Regulation Analysis Using a Multiple Output Forward Converter" 1º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Florianópolis, Dezembro de 1991.
- [6.9] P. Barrade, S. Pittet, A. Rufer: "Energy storage system using a series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages", IPEC 2000: International Power Electronics Conference, 3-7 April, Tokyo, Japan
- [6.10] H. L. F. von Helmholtz, "Über einige Gesetze der Vertheilung elektrischer Ströme in körperlichen Leitern mit Anwendung auf die thierisch-elektrischen Versuche" [Some laws concerning the distribution of electrical currents in conductors with applications to experiments on animal electricity]. *Annalen der Physik und Chemie*, 89(6):211–233, 1853.
- [6.11] H. Michel, C. Raible: "Bursting with Power", PCIM Europe Magazine, 3/1999, pp. 36-37.
- [6.12] R. Kotz, M. Carlen: "Principles and Applications of Electrochemical Capacitors", *Electrochimica Acta*, vol. 45, 2000, pp. 2483-2498.
- [6.13] F. Belhachemi, S. Rael, B. Davat, "A physical based model of power electric double-layer supercapacitors", Proc. of the IEEE IAS Annual Meeting, Rome, Italy, Oct. 2000.
- [6.14] H. E. Becker, U.S. patent 2 800 616 (to General Electric), 1957.
- [6.15] D. I. Boos, U. S. Patent 2 536 963 (to Standard Oil, SOHIO), 1970.
- [6.16] <http://www.maxwell.com/ultracapacitors/> (em 01/04/2003)
- [6.17] http://www.epcos.com/web/home/html/home_e.html (em 01/04/2003)
- [6.18] http://www.nec-tokin.net/now/english/product/pdf_dl/SuperCapacitors.pdf (em 01/04/2003)
- [6.19] http://www.panasonic.com/industrial/components/pdf/double_appguide_dne.pdf (em 01/04/2003)
- [6.20] <http://www.elna-america.com/dlc.htm> (em 01/04/2003)
- [6.21] <http://www.avxcorp.com/docs/techinfo/bcapdim.pdf> (em 01/04/2003)

- [6.22] <http://www.evanscap.com/MegaCap.pdf> (em 01/04/2003). Refere-se ao artigo de R. S. Blakeney, "Performance of a New Line of Large Carbon Double Layer Capacitors", 38th Power Sources Conference, June 8 - 11, 1998 in Cherry Hill, NJ USA.
- [6.23] I. Barbi, C. H. Illa Font, R. L. Alves, Projeto Físico de Indutores e Transformadores, 2002. Disponível em (08/02/2023):
https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf
- [6.24] <https://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf>
- [6.25] Mohan, Undeland and Robins, Cap. 30 "Design of magnetic components", in *Power Electronics*, 2nd ed., John Wiley and IEEE Press, 1994.
- [6.26] W. Hurley et al., "Magnetic circuit design for power electronics", in *Power Electronics Handbook*, by M. Rashid, ed., 4th edition, Elsevier, 2018.
- [6.27] R. Erickson, D. Maksimovic, Cap. 14 "Inductor Design", and Cap. 15 "Transformer Design", in *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Press, 1999.
- [6.28] E. Hnatek, Cap. 4 "Transformer and Inductor Design", in *Design of Solid State Power Supplies*, 3rd ed., Van Nostrand, Reinhold Ed., 1989.
- [6.29] W. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", 3rd ed., Marcel Dekker Inc., 2004.
- [6.30] Hurley, W.G. and Wölfle, W.H., "Inductor Design", in *Transformers and Inductors for Power Electronics*, 2013, <https://doi.org/10.1002/9781118544648.ch3>
- [6.31] Hurley, W.G. and Wölfle, W.H. "Transformer Design", in *Transformers and Inductors for Power Electronics*, 2013, <https://doi.org/10.1002/9781118544648.ch5>

Exercícios

1. Com base no modelo apresentado abaixo, determine os parâmetros para o transformador que apresenta a seguinte resposta em frequência:

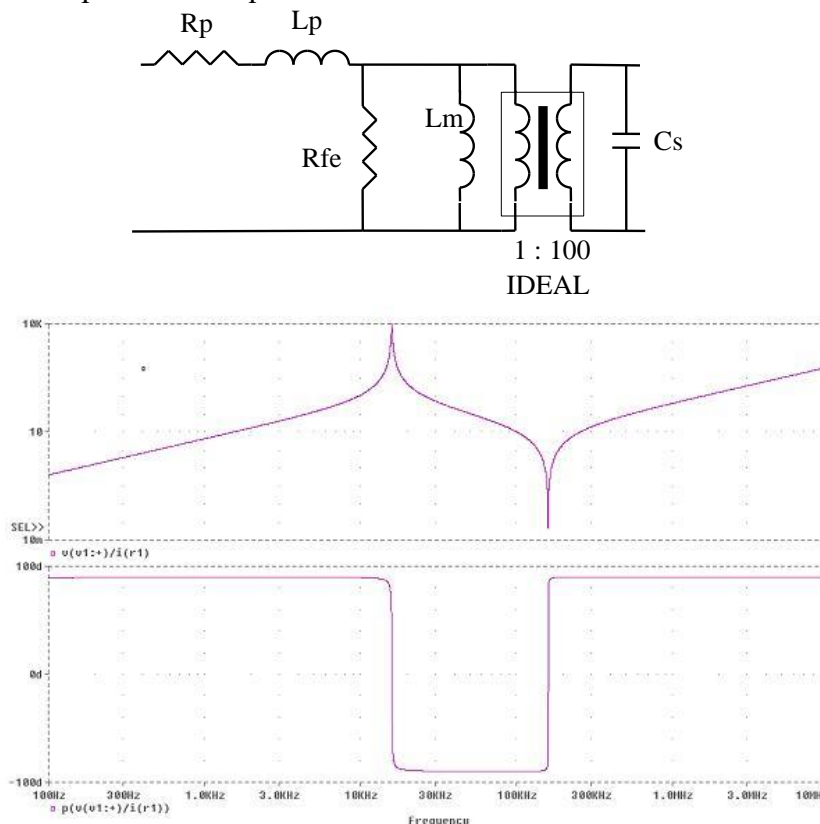


Gráfico superior: módulo da impedância vista pela entrada.

Gráfico inferior: fase da impedância vista pela entrada.

2. Com os valores calculados, simule o circuito e verifique se o seu modelo calculado é consistente a resposta em frequência dada acima.
3. Adicione uma carga de 500 k Ω na saída do transformador e , usando o seu modelo (caso esteja correto) refaça a análise anterior (impedância vista da entrada). Trace também a curva referente ao ganho de tensão entre a saída e a entrada. Analise e comente.
6. Simule no tempo o circuito anterior para três situações:
 - Tensão de entrada de 100 V (valor de pico) e 10 kHz.
 - Tensão de entrada de 100 V (valor de pico) e 100 kHz.
 - Tensão de entrada de 100 V (valor de pico) e 300 kHz.

À luz da resposta em frequência do item anterior, analise e comente os resultados referentes à tensão de saída e à corrente de entrada.

Para esta simulação, imponha fase 90° na tensão de entrada e corrente inicial nula no indutor de dispersão. Simule pelo menos 10 ciclos para que o efeito do transitório de partida se extinga.

5. Simule em Pspice um conversor abaixador de tensão, com tensão de entrada de 20 V, largura de pulso de 50%, $L=100$ μ H, carga de 20 ohms, frequência de comutação de 50 kHz. Estude e comente o comportamento da ondulação da tensão de saída para os casos de capacitor ideal (100 μ F), com $R_{se}=0,1$ ohm, e com R_{se} (0,1 ohm) e L_{se} de 100 nH.