

# Projeto de Magnéticos

## 1. Introdução

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 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 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.

Possuem resistividade muito maior do que os materiais metálicos (da ordem de  $100k\Omega.cm$ ) 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.

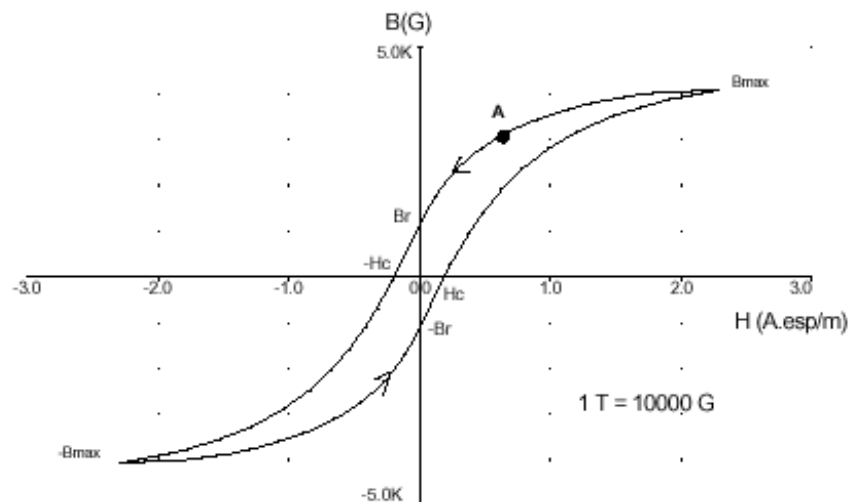
Já os núcleos tipo U e UI são utilizados em transformadores de alta tensão, devido à possibilidade de alocar-se cada enrolamento numa das pernas, facilitando a isolação, à custa de um maior fluxo disperso. Tanto os núcleos E como os U podem ser associados, criando maiores secções transversais, possibilitando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

## 1.1 Histerese, Saturação e Fluxo Residual

A Fig. 1 mostra a relação entre  $B$ , densidade de campo 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.



**Figura 1** - Curva de Histerese Típica de Ferrite

Quando  $H=0$ , a densidade de fluxo não é zero, tendo um valor  $+B_r$ , 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 excursionsa 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 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).

$$H_g \cdot g + H_m \cdot I_c = N \cdot I \quad (1)$$

$$B = \mu_o \cdot H_g + \mu_c \cdot H_m \quad (2)$$

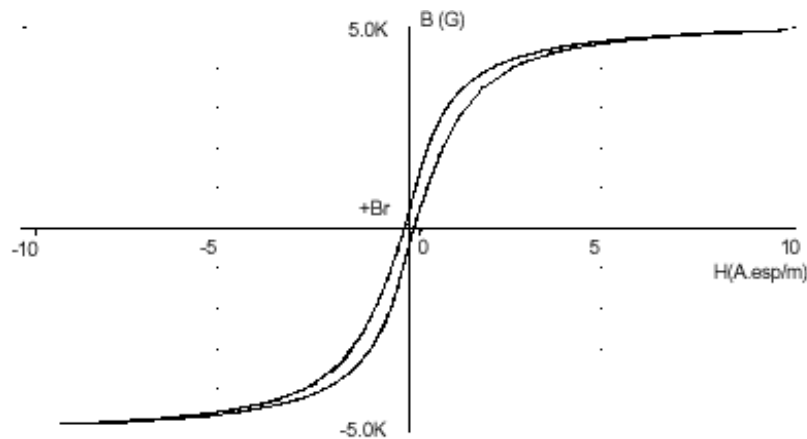
O problema de “start-up” é agravado quando Br tem valor elevado. Suponhamos que o circuito foi desenergizado quando se estava no ponto A da curva B x H (Fig 1). A corrente irá a zero e tem-se B=Br. O reinício de operação a partir deste ponto leva a resultados ainda piores do que uma partida com B=0.

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

H<sub>m</sub> e H<sub>g</sub> são as intensidades do campo magnético no núcleo e no entreferro, respectivamente. l<sub>c</sub> é o comprimento do circuito magnético (no núcleo) e g é o comprimento do entreferro.

$$H_m = \frac{N \cdot i}{I_c} - \frac{B_g}{\mu_o \cdot I_c} \quad (3)$$

Nota-se em (3) que a introdução do entreferro permite que H<sub>m</sub> seja atenuado para valores maiores de corrente. O efeito sobre a curva B x H é mostrado na Fig. 2. A indutância incremental se reduz, mas é linearizada. O valor de Br também se reduz. B<sub>max</sub> 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 2** - Curva de histerese com entreferro

## 2. Equacionamento Básico de Projeto

Pela lei de indução de Faraday, diante da presença de um fluxo magnético ( $\Phi$ ) variável no tempo, devido a corrente que circula nas espiras de um indutor, é induzida uma tensão a qual pode ser definida por:

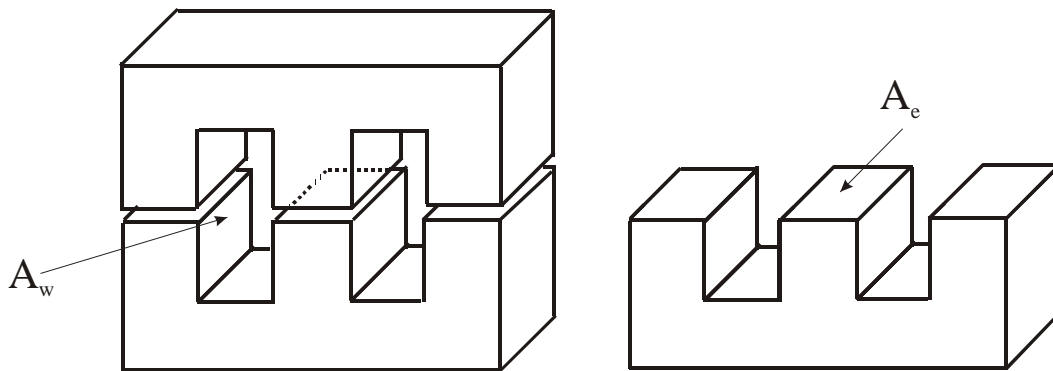
$$E = - N_p \frac{d\Phi}{dt} \quad (4)$$

onde:

$E$  = Tensão induzida nos terminais do indutor

$N_p$  = Número de espiras do enrolamento ou indutor

$\Phi$  = Fluxo magnético



**Figura 3** - Representação do núcleo EE

O fluxo magnético está definido pela densidade de fluxo magnético que cruza uma superfície plana, representado por:

$$d\Phi = A_e \cdot dB \quad (5)$$

onde

$A_e$  = Área efetiva (cortada pelo fluxo magnético) mostrado na Fig. 3.

$B$  = densidade de fluxo magnético

Seja, a potência de entrada

$$P_{in} = E \cdot I_{med} \quad (6)$$

$$P_{out} = P_{in} \cdot h \quad (7)$$

O fator de forma  $K_t$  relaciona a corrente RMS do Primário com a corrente média de entrada.

$$I_{P(max)} = \frac{I_{in(max)}}{k_t} = \frac{P_{out(max)}}{E_{min} \cdot k_t} \quad (8)$$

Substituindo (5) em (4) obtém-se:

$$E = N_P \cdot A_e \frac{dB}{dt} \quad (9)$$

onde

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\Delta B}{t_1}$$

$$E = N_P \cdot A_e \frac{\Delta B}{t_1} \quad (10)$$

onde

$$t_1 = D \cdot T = D / f$$

D = razão cíclica

T = período de chaveamento

f = frequência de chaveamento

Substituindo  $t_1$  em (10), tem-se:

$$E = N_P \cdot A_e \cdot \Delta B \frac{f}{D} \quad (11)$$

Desta forma a área efetiva  $A_e$  fica definida como:

$$A_e = \frac{D \cdot E}{N_P \cdot \Delta B \cdot f} \quad (12)$$

Pela lei de Ampère

$$N_P \cdot i_{p,ef} = A_P \cdot J = I_{Total} \quad (13)$$

onde

J = densidade de corrente

$N_P$  = número de espiras do primário

$i_{p,ef}$  = corrente eficaz no primário

$A_p$  = Área ocupada pelo enrolamento primário definida por

$$A_P = K_P \cdot K_w \cdot A_w \quad (14)$$

onde

$K_w$  = fator de utilização da área do enrolamento

$K_P$  = fator de utilização do primário

$A_w$  = área da janela do núcleo

logo,

$$N_P \cdot i_{p,ef} = K_P \cdot K_W \cdot A_W \cdot J$$

Isolando-se  $A_W$  tem-se:

$$A_W = \frac{N_P \cdot i_{p,ef}}{K_P \cdot K_W \cdot J} \quad (15)$$

Considerando o fator de forma  $K_t$ , a expressão (12), torna-se:

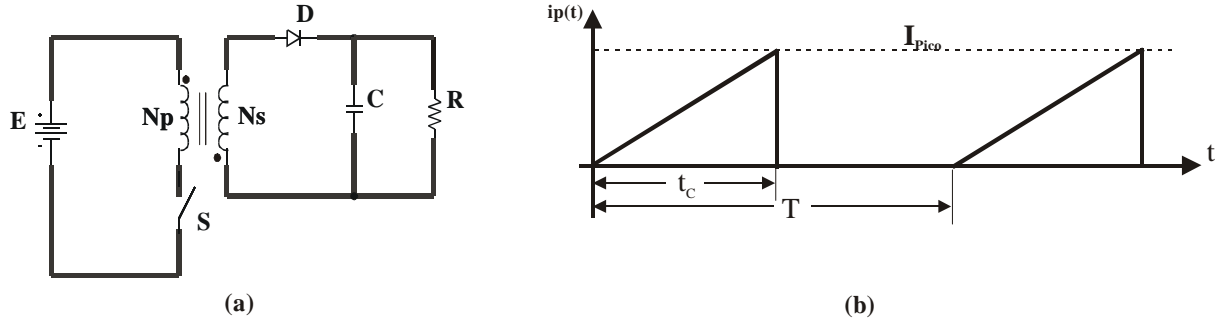
$$A_W = \frac{N_P \cdot P_{out}}{E_{min} \cdot K_t \cdot K_W \cdot K_P \cdot J \cdot h} \quad (16)$$

Sendo

$$A_e \cdot A_W = \frac{P_{out} \cdot D}{f \cdot K_t \cdot K_W \cdot K_P \cdot J \cdot \Delta B \cdot h} \quad (17)$$

## 2.1 Projeto para o Conversor Flyback Isolado

Sendo o circuito do conversor Flyback Isolado abaixo, calcula-se o valor eficaz da forma de onda da corrente no indutor.



**Figura 4** - (a) Conversor Flyback (b) Forma de onda da corrente no enrolamento Primário

### a) Cálculo da Corrente Eficaz na Chave

Considerando a forma de onda da Fig. 4.(b), tem-se:

$$I_{med} = \frac{I_{Pico} \cdot t_C}{2 \cdot T} \quad (18)$$

$$I_{med} = \frac{I_{Pico}}{2} D \quad (19)$$

onde

$$I_{Pico} = 2 \frac{I_{med}}{D} \quad (20)$$

Pela fórmula:

$$\begin{aligned} I_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{I_{Pico}}{t_C} t \right)^2 dt} \\ I_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{(I_{Pico})^2}{t_C^2} t^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{I_{Pico}^2}{t_C^2} \cdot \frac{t^3}{3}} \\ I_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{I_{Pico}^2}{t_C^2} \cdot \frac{t_C^3}{3}} = \sqrt{I_{Pico}^2 \frac{D}{3}} \\ I_{ef} &= I_{Pico} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} = 2 \cdot \frac{I_{med}}{D} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \end{aligned} \quad (21)$$

Substituindo (21) em (15), obtém-se:

$$A_w = \frac{N_p \cdot 2 \cdot I_{med} \cdot \sqrt{D/3}}{D \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (22)$$

O produto  $A_e \cdot A_w$  é determinado para escolha do núcleo de ferrite através de tabelas fornecidas pelo fabricante no Anexo I

$$A_e \cdot A_w = \frac{D \cdot E}{N_p \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{N_p \cdot 2 \cdot I_{med} \cdot \sqrt{D/3}}{D \cdot K_p \cdot K_w \cdot J}$$
$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot E \cdot I_{med}}{\Delta B \cdot f \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} \sqrt{D/3}$$

Considerando a razão cíclica máxima  $D_{max}$  devido a necessidade de garantir a desmagnetização do núcleo, tem-se:  $D_{max} = 0.45$  para o conversor Flyback:

$$A_e \cdot A_w = \frac{0,77 \cdot E \cdot I_{med}}{\Delta B \cdot f \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (23)$$

onde

$$E \cdot I_{med} = P_{in} = \frac{P_{out}}{h\%} \quad (24)$$

Considerando como fator de segurança um  $O = 75\%$  e substituindo (19) em (18) tem-se

$$A_e \cdot A_w \cong \frac{P_{out}}{\Delta B \cdot f \cdot K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (25)$$

**Para conversor Flyback**

Modo de condução contínuo

Modo de condução descontínuo

**$K_p$**

0,5

0,5

**$K_w$**

0,4

0,4

logo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{5 \cdot P_{out}}{\Delta B \cdot f \cdot J} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (26)$$

para:

$P_{out}$  = Watts [ W ]

$\Delta B$  = Tesla [ T ]

$f$  = Hertz [ Hz ]

$J$  = A/cm<sup>2</sup>



**b) Cálculo da indutância**

A corrente de pico no primário,  $I_{Pico}$ :

$$I_{Pico} = \frac{E}{L} \cdot t_C \quad ou \quad I_{Pico} = \frac{E \cdot D}{L \cdot f}$$

Corrente média no primário,  $I_{med}$ :

$$I_{med} = \frac{I_{Pico} \cdot t_C}{2 \cdot T} = \frac{E \cdot D \cdot t_C}{L \cdot f \cdot 2 \cdot T}$$

onde:

$$D = t_C / T$$

logo:

$$I_{med} = \frac{E \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f}$$

Potência de entrada,  $P_E$ :

$$P_{in} = E \cdot I_{med} = \frac{E^2 \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f}$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{h} = \frac{E^2 \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f}$$

Indutância do transformador

$$L = \frac{E^2 \cdot D^2}{2 \cdot P_{out} \cdot f} \cdot h(\%)$$

Para o pior caso quando a tensão de entrada  $E = E_{min}$ ,  $D = D_{max}$

$$L = \frac{E_{min}^2 \cdot D_{max}^2}{2 \cdot P_{out} \cdot f} \cdot h(\%)$$

Considerando:  $h = 0,75$  e  $D_{max} = 0,45$

$$L = \frac{E_{min}^2}{13,17 \cdot P_{out} \cdot f}$$

Corrente de Pico com indutância “L”:

$$I_{Pico} = \frac{E_{min} \cdot D_{max} \cdot 13,17 \cdot P_{out} \cdot f}{E_{min}^2 \cdot f}$$
$$I_{Pico} = \frac{5,93 \cdot P_{out}}{E_{min}}$$

Corrente Média

$$I_{med} = I_{pico} \cdot \frac{D}{2} = \frac{1,34 \cdot P_{out}}{E_{min}}$$

Corrente Eficaz no primário

$$i_{ef} = I_{Pico} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} = \frac{5,93 \cdot P_{out}}{E_{min}} \cdot \sqrt{\frac{0,45}{3}}$$
$$i_{ef} = 2,3 \cdot \frac{P_{out}}{E_{min}}$$

### **b.1) Número de Espiras mínimas do primário:**

$$N_{P,min} = \frac{D \cdot E}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

Para o pior caso  $E = E_{min}$ ,  $D = D_{max}$

$$N_{P,min} = \frac{0,45 \cdot E_{min}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

### **b.2) Enrolamento Secundário**

A tensão no secundário do transformador,  $V_S$ , deve ser igual a soma da tensão de saída mais a queda de tensão no diodo, ou seja:

$$V_S = V_{out} + V_F$$

onde

$V_F$  = queda de tensão direta no diodo

Para garantir a desmagnetização, os Volt-s aplicados no primário devem ser iguais ao do secundário, considerando a razão cíclica máxima.

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P \cdot D_{max}$$
$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{V_P \cdot D_{max}}$$

Substituindo  $V_S = V_{out} + V_F$  e  $V_P = E_{min}$  e  $D_{max}$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_{out} + V_F}{E_{max}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$$

**c) Cálculo do entreferro**

Como a energia no indutor é igual a energia magnética no entreferro, assim:

$$\frac{1}{2} L_P \cdot I_{Pico}^2 = \frac{1}{2} B \cdot H \cdot V$$

onde

$V$  = volume do entreferro do transformador, dado por:

$$V = A_e \cdot l_g$$

onde

$A_e$  = Área da perna central do núcleo

$l_g$  = entreferro

como

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

$$P_E = \left( \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_{Pico}^2 \right) f = \frac{P_{out}}{h}$$

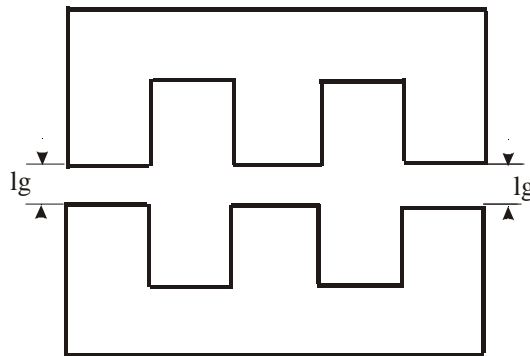
$$\frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_{Pico}^2 = \frac{P_{out}}{f \cdot h}$$

Substituindo,

$$\frac{P_{out}}{f \cdot h(\%)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_o} A_e \cdot l_g$$

$$l_g = \frac{2 \mu_o \cdot P_{out}}{B^2 \cdot A_e \cdot f \cdot h(\%)}$$

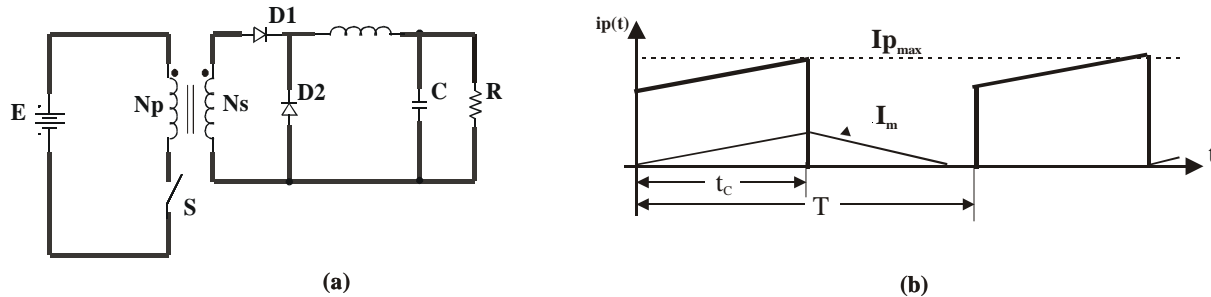
Considerando um núcleo EE, e o entreferro deve ser dividido conforme mostra a Fig. 5.



**Figura 5** - vista frontal do núcleo do tipo EE

## 2.2 Projeto para o Conversor Forward

Sendo o circuito do conversor Forward Isolado abaixo, pode-se calcular a corrente no transformador pelo fator de forma  $K_t$  para a forma de onda mostrada a seguir.



**Figura 6** - (a) Conversor Forward (b) Forma de onda na fonte

### a) Cálculo do $A_e \cdot A_w$

Para o conversor Forward com razão cíclica  $D = 0.5$ ,  $K_t = 0.71$ ,  $K_w = 0.4$ ,  $K_p = 0.50$ ,  $O = 0.75$  e  $B = 0.15$  T, tem-se o valor do produto de  $A_e A_w$  pela expressão abaixo para o conversor Forward.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out} \cdot D}{f \cdot K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J \cdot \Delta B \cdot h} \quad (27)$$

Onde:

$P_{out}$  = Watts [ W ]  
 $B$  = Tesla [ T ]  
 $f$  = Hertz [ Hz ]  
 $J$  = A/cm<sup>2</sup>

Por (27) determina-se o núcleo pela tabela no Anexo I.

### b.1) Número de Espiras mínimas do primário:

$$N_{P,min} = \frac{D \cdot E}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

Para o pior caso  $E = E_{min}$ ,  $D = D_{max}$

$$N_{P,min} = \frac{0,45 \cdot E_{min}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

**b.2) Número de Espiras mínimas do secundário:**

A tensão no secundário do transformador,  $V_S$ , deve ser igual a soma da tensão de saída mais a queda de tensão no diodo, ou seja:

$$V_S = V_{out} + V_F$$

onde  $V_F$  = queda de tensão direta no diodo

Para garantir a desmagnetização, os Volt-s aplicados no primário devem ser iguais ao do secundário, considerando a razão cíclica máxima.

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P \cdot D_{max}$$
$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{V_P \cdot D_{max}}$$

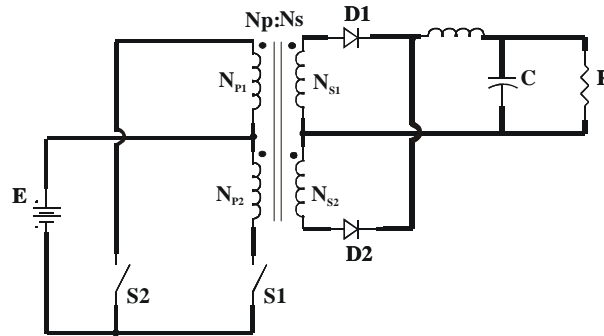
Substituindo  $V_S = V_{out} + V_F$  e  $V_P = E_{min}$  e  $D_{max}$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_{out} + V_F}{E_{max}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$$

Sendo assim tem-se o cálculo do núcleo do transformador e o número de espiras a ser empregado para o conversor Foward.

## 2.3 Projeto para o Conversor Push - Pull

Sendo o circuito do conversor Push-Pull abaixo, pode-se calcular a corrente no transformador pelo fator de forma  $K_t$



**Figura 8** - Conversor Push-Pull

### a) Cálculo do $A_e A_w$

Para o conversor Push-Pull com razão cíclica  $D = 1$ ,  $K_t = 1.41$ ,  $K_w = 0.4$ ,  $K_p = 0.25$ ,  $\Delta B = 0.75$  e  $B = 0.3$  T, tem-se:.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out} \cdot D}{f \cdot K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J \cdot \Delta B \cdot h} \quad (28)$$

Onde:

$P_{out}$  = Watts [ W ]

$\Delta B$  = Tesla [ T ]

$f$  = Hertz [ Hz ]

$J$  = A/cm<sup>2</sup>

Por (28) determina-se o núcleo pela tabela no Anexo I.

### b.1) Número de Espiras mínimas do primário:

$$N_{P,min} = \frac{D \cdot E}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

Para o pior caso  $E = E_{min}$ ,  $D_{max} = 0,5$  para o cálculo das espiras da metade do enrolamento primário e cálculo do número de espiras do enrolamento secundário.

$$N_{P,min} = \frac{E_{min}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

### **b.2) Enrolamento Secundário**

A tensão no secundário do transformador,  $V_S$ , deve ser igual a soma da tensão de saída mais a queda de tensão no diodo, ou seja:

$$V_S = V_{out} + V_F$$

onde

$V_F$  = queda de tensão direta no diodo

Para garantir a desmagnetização, os Volt-s aplicados no primário devem ser iguais ao do secundário, considerando a razão cíclica máxima.

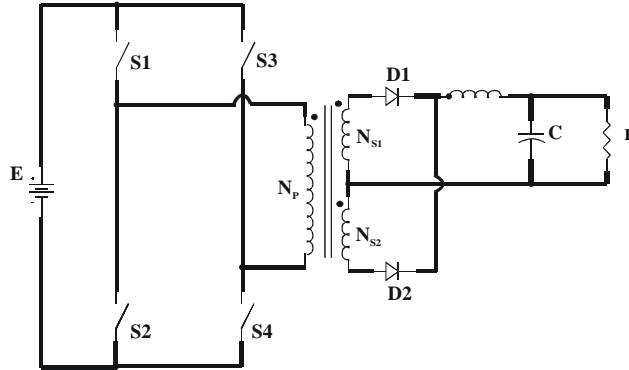
$$\frac{2 \cdot N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P \cdot D_{max}$$
$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{2 \cdot V_P \cdot D_{max}}$$

Substituindo  $V_S = V_{out} + V_F$  e  $V_P = E_{min}$  e  $D_{max}$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_{out} + V_F}{E_{max}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{2 \cdot D_{max}}$$

## 2.4 Projeto para o Conversor Full-Bridge

Sendo o circuito do conversor Full-Bridge abaixo, pode-se calcular a corrente no transformador pelo fator de forma  $K_t$



**Figura 9** - Conversor Full-Bridge

### a) Cálculo do $A_e A_w$

Para o conversor Full-Bridge com razão cíclica  $D = 1$ ,  $K_t = 1.0$ ,  $K_w = 0.4$ ,  $K_p = 0.41$ ,  $\alpha = 0.75$  e  $B = 0.3$  T, tem-se:.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out} \cdot D}{f \cdot K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J \cdot \Delta B \cdot h} \quad (29)$$

Onde:

$P_{out}$  = Watts [ W ]

$B$  = Tesla [ T ]

$f$  = Hertz [ Hz ]

$J$  = A/cm<sup>2</sup>

Por (29) determina-se o núcleo pela tabela no Anexo I.

### b.1) Número de Espiras mínimas do primário:

$$N_{P,min} = \frac{D \cdot E}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

Para o pior caso  $E = E_{min}$ ,  $D_{max} = 1$  para o cálculo das espiras da metade do enrolamento primário e cálculo do número de espiras do enrolamento secundário.

$$N_{P,min} = \frac{E_{min}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$



### **b.2) Enrolamento Secundário**

A tensão no secundário do transformador,  $V_S$ , deve ser igual a soma da tensão de saída mais a queda de tensão no diodo, ou seja:

$$V_S = V_{out} + V_F$$

onde

$V_F$  = queda de tensão direta no diodo

Para garantir a desmagnetização, os Volt-s aplicados no primário devem ser iguais ao do secundário, considerando a razão cíclica máxima.

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P \cdot D_{max}$$
$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{V_P \cdot D_{max}}$$

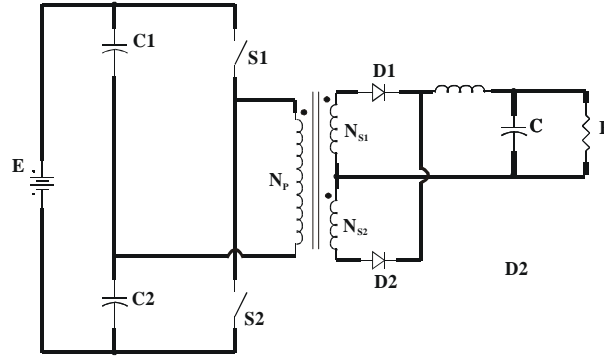
Substituindo  $V_S = V_{out} + V_F$  e  $V_P = E_{min}$  e  $D_{max}$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_{out} + V_F}{E_{max}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$$

Sendo  $N_S$  o número total de espiras do secundário, portanto o número de espiras para obter-se o tape central será a metade de  $N_S$

## 2.5 Projeto para o Conversor Half-Bridge

Sendo o circuito do conversor Half-Bridge abaixo, pode-se calcular a corrente no transformador pelo fator de forma  $K_t$



**Figura 10** - Conversor Half-Bridge

### a) Cálculo do $A_e A_w$

Para o conversor Half-Bridge com razão cíclica  $D = 1$ ,  $K_t = 1.0$ ,  $K_w = 0.4$ ,  $K_p = 0.41$ ,  $O = 0.75$  e  $B = 0.3$  T, tem-se:.

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{out} \cdot D}{f \cdot K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J \cdot \Delta B \cdot h} \quad (30)$$

Onde:

$P_{out}$  = Watts [ W ]

$B$  = Tesla [ T ]

$f$  = Hertz [ Hz ]

$J$  = A/cm<sup>2</sup>

Por (30) determina-se o núcleo pela tabela no Anexo I.

### b.1) Número de Espiras mínimas do primário:

$$N_{P,min} = \frac{D \cdot E}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

Para o pior caso  $E = E_{min}$ ,  $D_{max} = 1$  para o cálculo das espiras da metade do enrolamento primário e cálculo do número de espiras do enrolamento secundário.

$$N_{P,min} = \frac{E_{min}}{A_e \cdot B_{max} \cdot f}$$

### **b.2) Enrolamento Secundário**

A tensão no secundário do transformador,  $V_S$ , deve ser igual a soma da tensão de saída mais a queda de tensão no diodo, ou seja:

$$V_S = V_{out} + V_F$$

onde

$V_F$  = queda de tensão direta no diodo

Para garantir a desmagnetização, os Volt-s aplicados no primário devem ser iguais ao do secundário, considerando a razão cíclica máxima.

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P \cdot D_{max}$$
$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{V_P \cdot D_{max}}$$

Substituindo  $V_S = V_{out} + V_F$  e  $V_P = E_{min}$  e  $D_{max}$

$$N_S = N_P \cdot \frac{V_{out} + V_F}{E_{max}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$$

Sendo  $N_S$  o número total de espiras do secundário, portanto o número de espiras para obter-se o tape central será a metade de  $N_S$

## 2.6 Projeto para Bitola dos Fios

A área da secção transversal do fio de cobre é obtida com a expressão abaixo:

$$S = \frac{i_{ef}}{J} \quad [cm^2]$$

onde

$i_{ef}$  = corrente eficaz através do fio condutor

$J$  = densidade de corrente

Através da tabela do Anexo 2 determina-se a bitola do fio.

## Conclusão

O cálculo de magnéticos constitui-se parte fundamental do projeto de um conversor, através de informações necessárias, como corrente de pico, valor eficaz da corrente que é determinado pelo fator de forma.

Estes valores foram encontrados detalhadamente para cada conversor apresentado: Flyback, Forward, Push-Pull, Full-Bridge e Half-Bridge.

Verificou-se que todos conversores seguem uma mesma metodologia de projeto, através das definições básicas de fluxo, densidade de fluxo, lei de Faraday e lei de Ampère.

No caso do conversor Flyback Isolado, o mesmo não apresenta funcionamento como transformador, mas como um indutor acoplado, então, deve-se calcular a indutância do mesmo, além do números de espiras, enquanto que os outros conversores apresentados, os quais apresentam funcionamento como transformador, sendo suficiente o cálculo do número de espiras.

De forma geral um bom projeto de circuito magnéticos dimensiona de forma adequada o núcleo a ser empregado nos conversores, reduzindo tamanho, peso e custo.

**ANEXO I**

<b>ANEXO I - Tabela de Núcleos (1)</b>						
<b>Núcleo</b>	<b><math>A_e(\text{cm}^2)</math></b>	<b><math>A_w(\text{cm}^2)</math></b>	<b><math>l_e(\text{cm})</math></b>	<b><math>l_l(\text{cm})</math></b>	<b><math>V_e(\text{cm}^3)</math></b>	<b><math>A_e \cdot A_w(\text{cm}^4)</math></b>
E20	0.312	0.26	4.28	3.80	1.34	0.08
E30/7	0.60	0.80	6.70	5.60	4.00	0.48
E30/14	1.20	0.85	6.70	6.70	8.00	1.02
E42/15	1.81	1.57	9.70	8.70	17.10	2.84
E42/20	2.40	1.57	9.70	10.50	23.30	3.77
E55	3.54	2.50	1.20	11.60	42.50	8.85

Material TPF

Temperatura Curie:  $>160\text{ }^{\circ}\text{C}$  $A_e$ : Área da perna central. $A_w$ : Área da janela do carretel. $l_e$ : Comprimento magnético. $l_l$ : Comprimento médio de uma espira. $V_e$ : Volume do Ferrite. $B_{sat}=0.3\text{ T}$  (para  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). $\mu_0=1$  (CGS). $=4\pi \times 10^{-7}$  (SI). $\mu_r$ : Permeabilidade do ar. $\mu_r=3000$  (CGS) para  $B=1000\text{ GAUSS}$  ( $0.1\text{ T}$ ).

**ANEXO II**

<b>Tabela de Fios Esmaltados (2)</b>						
<b>AWG</b>	<b>Diâmetro cobre cm</b>	<b>Área cobre cm<sup>2</sup></b>	<b>Diâmetro c/ isol. cm</b>	<b>Área c/ isol. cm<sup>2</sup></b>	<b>S/CM 20 °C</b>	<b>S/CM 100 °C</b>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000088
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982

## Referências

do Prado, R. N., **Projetos de Magnéticos**

Mclyman, C. W. T, **Transformer and Inductor Design Handbook**

Unitrode, **Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual**

Mohan, Undeland, Robbins, **Power Electronics: Converters, Applications and Design**

Rashid, Muhammad, **Eletrônica de Potência: Circuitos , dispositivos e aplicações**

Mello, Luiz Fernando de , **Projetos de Fontes Chaveadas**

Hart, Daniel. W. , **Introduction to Power Electronics**

Pomilio, **Apostila de Eletrônica de Potência**