

## CONSIDERAÇÕES SOBRE O EMPREGO DE CAPACITORES

### a) Circuito Equivalente do Capacitor

Um capacitor tem o seguinte circuito equivalente (Fig. A1.1).



Fig. A1.1: Circuito equivalente série do capacitor.

Onde: C - capacitância.

RSE - resistência série equivalente.

LSE - indutância série equivalente.

Nas frequências usuais em eletrônica de potência ( $f < 100$  kHz), o efeito da LSE pode ser ignorado.

A componente alternada da corrente que circula pelo capacitor produz dois efeitos:

- Perdas, que podem provocar excessivo aquecimento e danificar o capacitor, que são calculadas pela seguinte expressão:

$$P = RSE \cdot I_{ef}^2$$

	$D_6, D_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{11}$	rápidos		
1	$D_3$	Diodo ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
2	$L_1, L_3$	Reguladores lineares	LM7815	1A, +15V
2	$L_2, L_4$	Reguladores lineares	LM7915	1A, -15V
4	$L_5, L_6, L_7, L_8$	Reguladores lineares	LM7824	1A, +24V
1	$M_1$	Transistor MOSFET	IRF740	6,3A, 400V
1	$R_1$	Resistor		47k $\Omega$ , 2W
1	$R_2$	Resistor		220k $\Omega$ , 1/3W
1	$R_3$	Resistor		22k $\Omega$ , 1/3W
1	$R_4$	Resistor		3,9k $\Omega$ , 1/3W
1	$R_5$	Resistor		150k $\Omega$ , 1/3W
2	$R_6, R_9$	Resistores		1k $\Omega$ , 1/3W
1	$R_7$	Resistor		10k $\Omega$ , 1/3W
1	$R_8$	Resistor		10 $\Omega$ , 1/3W
1	$R_{10}$	Resistor		330 $\Omega$ , 1W
1	$R_{11}$	Resistor		0,5 $\Omega$ (2 resistores em paralelo de 1 $\Omega$ /1W)
1	$R_{12}$	Resistor		33k $\Omega$ , 2W
1	$T_f$	Transformador Flyback	E-30/14 Thornton	$N_p = 53$ esp, 1 fio 24AWG $N_{S_1} = N_{S_1} = N_{S_1} = N_{S_1} = 13$ esp, 1 fio 29AWG $N_{S_2} = N_{S_6} = N_{S_7} = N_{S_8} = 19$ esp, 1 fio 29AWG $N_{S_9} = 1$ esp 1 fio 29AWG $l_f = 0,3$ mm (entreferro do núcleo)
1	$Z_1$	Zener		18V, 1W
1	$Z_2$	Zener		16V, 0,5W
1	$CI_1$	Circuito integrado	UC2844 ou UC3844	
1	Fus	Fusível		2A

b) Componente alternada da tensão

Seja  $\Delta I_p$  o valor de pico da corrente alternada.

Assim:

$$\Delta V_p = RSE \cdot \Delta I_p$$

### b) Fator de Perdas

Seja o modelo paralelo do capacitor, representado pelo circuito seguinte (Fig. A1.2).

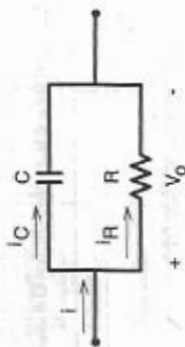


Fig. A1.2: Circuito equivalente paralelo do capacitor.

Seja:

$$V_o = V_p \sin \omega t \quad (A1.1)$$

$$Q = V_o I_C \quad (A1.2)$$

$$P = V_o I_R \quad (A1.3)$$

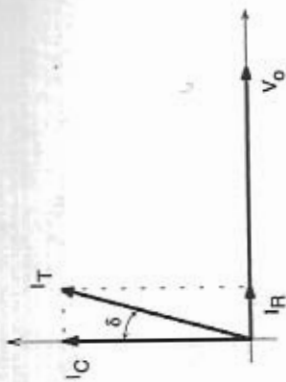


Fig. A1.3: Diagrama Fasorial.

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_C} \quad (A1.4)$$

$$I_R = \tan \delta I_C \quad (A1.5)$$

$$I_C = \frac{V_o}{X_C} \omega C V_o \quad (A1.6)$$

Assim:

$$P = V_o^2 \omega C \tan \delta \quad (A1.7)$$

$$V_o = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (A1.8)$$

$$V_o^2 = \frac{V_p^2}{2} \quad (A1.9)$$

$$P = \frac{V_p^2 \omega C}{2} \tan \delta$$

$$I_p^2 = V_p^2 \omega^2 C^2 \Rightarrow V_p^2 = \frac{I_p^2}{\omega^2 C^2}$$

$$P = \frac{I_p^2}{2\omega C} \operatorname{tg} \delta$$

(A1.10)

Por outro lado,

$$P = RSE I_{ef}^2 = RSE \frac{I_p^2}{2}$$

(A1.11)

$$RSE \frac{I_p^2}{2} = \frac{I_p^2}{2\omega C} \operatorname{tg} \delta$$

$$RSE = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C}$$

$\Rightarrow$

$$RSE = \frac{\operatorname{tg} \delta}{2\pi f C}$$

(A1.12)

$\operatorname{tg} \delta$  - fator de perdas.

Assim, conhecendo-se o fator de perdas e a frequência de operação pode-se determinar o valor de RSE.

Tanto RSE quanto  $\operatorname{tg} \delta$  variam com a temperatura e com a frequência.

O valor de  $\operatorname{tg} \delta$  aumenta com a frequência e diminui com a temperatura.

Normalmente o fabricante do capacitor fornece os valores de  $\operatorname{tg} \delta$  e RSE para 120Hz, que é a frequência que aparece no filtro de entrada das fontes chaveadas, para 25 °C.

Fornece também o valor de  $I_N$ , que é a corrente eficaz máxima, senoidal, 120Hz, para uma temperatura ambiente de 85°C.

Os capacitores eletrolíticos de alta frequência são empregados na filtragem da saída das fontes chaveadas. Nesse caso o fabricante fornece o valor eficaz da corrente que pode ser utilizada em 100kHz e 85 °C de temperatura ambiente.

Em seguida apresenta curvas com fatores de correção para frequências e temperaturas diferentes. Com essas informações a questão térmica fica resolvida. Contudo, para efeito de cálculo da tensão de *ripple*, o valor de RSE é difícil de ser determinado.

### c) Quedas de Tensão

Quando uma corrente alternada passa por um capacitor produz duas componentes de tensão, em quadratura como está mostrado na Fig. A1.4.



Fig. A1.4: Quedas de tensão no circuito equivalente do capacitor.

Onde:

$$\bar{V} = RSE\bar{I} + \frac{\bar{I}}{j\omega C} \quad (A1.13)$$

ou

$$\bar{V} = \bar{V}_R + \bar{V}_C \quad (A1.14)$$

Na maioria dos casos, em fontes chaveadas,  $\bar{V}_C \ll \bar{V}_R$ .

Assim, toma-se:

$$\boxed{V = V_R} \quad (A1.15)$$

ou seja, considera-se apenas o *ripple* produzido pela RSE.

#### d) Medição da RSE

Seja o seguinte circuito (Fig. A1.5):

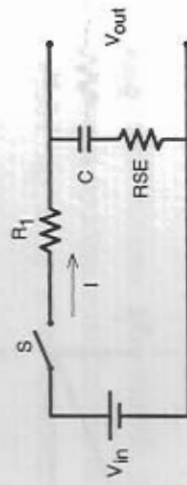


Fig. A1.5: Circuito de medição da RSE.

A chave S é mantida fechada durante um intervalo de tempo  $\Delta t$ .  
As formas de onda relevantes são mostradas na Fig. A1.6.

$R_1 \gg RSE$ . Assim:

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (A1.16)$$

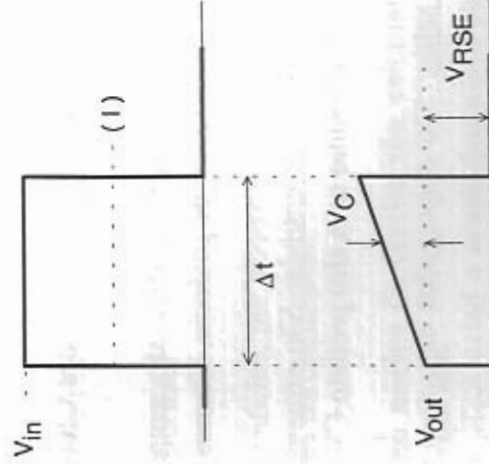


Fig. A1.6: Formas de ondas geradas pelo circuito da Fig. A1.5.

Assim:

$V_{RSE}$  - valor medido com osciloscópio.

$$V_{RSE} = RSE I_1 \quad (A1.17)$$

$$V_{RSE} = \frac{RSE V_{in}}{R_1} \quad (A1.18)$$

Portanto:

$$RSE = \frac{V_{RSE} R_1}{V_{in}} \quad (A1.19)$$

#### e) Tecnologias dos Capacitores para Fontes Chaveadas

Nas fontes chaveadas convencionais são empregados diversos tipos de capacitores nos estágios de potência, citamos como exemplo:

- Filtro do retificador de entrada: São empregados capacitores eletrolíticos de alumínio com alto produto CV e baixas perdas;
- Filtros de saída: São empregados capacitores eletrolíticos de alumínio, de baixa indutância e baixa RSE, aptos a operarem em altas frequências;
- Circuitos SNUBBER: São empregados capacitores com dielétricos de polipropileno, especiais para regime de pulso com alta taxa de subida.

## APÊNDICE 2

### CÁLCULO TÉRMICO DE TRANSFORMADORES E INDUTORES COM NÚCLEO DE FERRITE

- Por questões de rendimento as perdas devem ser limitadas.

#### b) Causas das perdas:

- Perdas no núcleo, por histerese e correntes parasitas;
- Perdas nos enrolamentos.

- As perdas no núcleo de ferrite são calculadas pela seguinte expressão empírica:

$$P_C / \text{cm}^3 = \Delta B_m^{2.4} (K_H f + K_E f^2) \quad (A2.1)$$

$\Delta B_m$  - excursão da densidade de fluxo em Teslas;

$f$  - frequência de operação em Hz;

$K_H$  - coeficiente de perdas por histerese;

$K_H - 4 \cdot 10^{-5}$ , para a ferrite (valor referencial);

$K_E$  - coeficiente de perdas por correntes parasitas;

$K_E - 4 \cdot 10^{-10}$  (valor referencial).



A expressão revela que as perdas no núcleo aumentam com a frequência de operação e com a excursão da densidade de fluxo. Para frequências inferiores a 40kHz, geralmente as perdas no núcleo são desprezadas. À medida que  $f$  aumenta, o projetista reduz  $\Delta B_m$  para controlar as perdas.

d) As perdas em um enrolamento, por efeito Joule, são calculadas como segue.

$$P_w = R I_{ef}^2 \quad (A2.2)$$

$$R = \frac{\rho}{S} \ell = \frac{\rho}{S} N \ell_t \quad (A2.3)$$

Assim:

$$P_w = \frac{\rho}{S} N \ell_t I_{ef}^2 \quad (A2.4)$$

$\frac{\rho}{S}$  -  $\Omega/\text{cm}$  dado em tabela em função da bitola do fio;

$N$  - número de espiras;

$\ell_t$  - comprimento de uma espira em cm;

$I_{ef}$  - valor eficaz da corrente em A.

A resistência por unidade de comprimento  $e$ , portanto, a perda nos enrolamentos, depende da bitola do fio, que por sua vez depende da densidade de corrente adotada.

Nos projetos onde as perdas no núcleo são desconsideradas, a densidade de corrente é definida pela expressão (A2.5):

$$J_{30} = 420.(A_e A_w)^{-0.24} \text{ A/cm}^2 \quad (A2.5)$$

O valor escolhido para a densidade de corrente com a expressão (A2.5) deve provocar um acréscimo de temperatura de 30°C no transformador, acima da temperatura ambiente.

Nos casos onde as perdas no núcleo não podem ser ignoradas, a densidade de corrente é reduzida, e calculada com o emprego da expressão (A2.6).

$$J_{15} = 297.(A_e A_w)^{-0.24} \text{ A/cm}^2 \quad (A2.6)$$

O cálculo é feito para que as contribuições das perdas no cobre e no núcleo na elevação de temperatura sejam iguais a 15°C, com uma variação total de 30°C.

As expressões indicam que a densidade máxima de corrente permitida decresce com o crescimento do tamanho do núcleo. Isto se explica porque a área de dissipação de calor cresce menos que o volume que produz calor.

e) Quando circula corrente alternada nos enrolamentos do transformador, a resistência aumenta devido ao efeito pelicular e/ou ao efeito de proximidade.

A resistência para corrente alternada é definida pela relação (A2.7).

$$R_{CA} = F_R R_{CC} \quad (A2.7)$$

$R_{CA}$  - resistência para corrente alternada;

$R_{CC}$  - resistência para corrente contínua;

$F_R$  - fator de resistência.

O fator de resistência  $F_R$  depende da profundidade de penetração  $\Delta$  da corrente e do número de camadas.  $\Delta$  é calculado com a expressão (A2.8).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (A2.8)$$

$\Delta$  - cm;

$f$  - Hz.

$F_R$  e, portanto,  $R_{CA}$  aumenta com o aumento de  $f$  e com o número de camadas.

Nas frequências próximas ou superiores a 100kHz, é fortemente recomendado o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento, para reduzir as perdas devido ao efeito de proximidade.

Quando a profundidade de penetração  $\Delta$  for menor que o raio do condutor, deve-se associar condutores em paralelo, formando o que se conhece por fio *Litz*. Nesse caso o raio de cada fio deve ser menor que a profundidade de penetração  $\Delta$  e a resistência equivalente pode ser aquela especificada para corrente contínua.

f) As perdas totais no transformador ou indutor são calculadas com o emprego da expressão (A2.9).

$$P_T = P_W + P_C \quad (A2.9)$$

$P_T$  - perdas totais;

$P_W$  - perdas nos enrolamentos.

$$P_C = (P_C/cm^3)V_e \quad (A2.10)$$

$V_e$  - volume do núcleo em  $cm^3$  especificado pelo fabricante.

$$V_e \cong 5,7(A_e A_w)^{0,68} cm^3 \quad (A2.11)$$

g) A elevação de temperatura  $\Delta T$  é obtida com a expressão (A2.12).

$$\Delta T = P_T R_T \quad (A2.12)$$

$R_T$  - resistência térmica em  $^{\circ}C/W$ .

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0,37} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

(A2.13)

#### h) Exemplo de cálculo térmico de um indutor.

Seja um indutor com os seguintes dados:

- $A_e A_w = 5,59 \text{ cm}^4$
- $B_{\text{sat}} = 0,3 \text{ T}$
- $\ell_i = 7,53 \text{ cm}$  (comprimento médio de uma espira)
- $N = 184$  espiras de fio 19AWG
- $I = 2,34 \text{ A}$  (valor eficaz)
- $\rho/S = 0,00035 \Omega/\text{cm}$  (resistência por cm)
- $\Delta B = 0,15 \text{ T}$  (excursão da densidade de fluxo)
- $f = 40 \text{ kHz}$
- $P_C/\text{cm}^3 = 0,01 \text{ W/cm}^3$  (perdas por unidade de volume)
- $v_e = 18,70 \text{ cm}^3$  (volume do núcleo)

##### h.1) Perdas no Cobre:

$$P_w = I^2 N \ell_i \frac{\rho}{S}$$

$$P_w = 2,34^2 \cdot 184 \cdot 7,53 \cdot 0,00035$$

$$P_w = 2,66 \text{ W}$$

##### h.2) Perdas no Núcleo:

$$P_C = (P_C/\text{cm}^3) V_e = 0,01 \cdot 18,70 = 0,1870 \text{ W}$$

#### h.3) Elevação de temperatura:

$$P_T = P_w + P_C \quad (\text{perdas totais})$$

$$P_T = 2,59 + 0,187 = 2,84 \text{ W}$$

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0,37} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_T = 23/5,59^{0,37} = \frac{23}{1,89} = 12,16 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$R_T$  - resistência térmica do núcleo.

Assim:

$$\Delta T = P_T R_T = 2,84 \cdot 12,16$$

$$\Delta T = 34,50 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Neste exemplo, verifica-se que a contribuição das perdas do núcleo na elevação de temperatura é insignificante e pode ser ignorada.

#### i) Exemplo de cálculo envolvendo o efeito pelicular.

Seja um enrolamento de um transformador com os seguintes dados:

$$f = 100 \text{ kHz}$$



$N^o$  de camadas = 1

$I_{ef} = 5A$

$J = 300A/cm^2$

A área do condutor será:

$$S = \frac{I}{J} = \frac{5}{300} = 0,01666cm^2$$

De acordo com a tabela de fios, deve-se empregar o condutor 15 AWG, cujo diâmetro é de 0,156cm.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{\sqrt{100000}} = 0,024cm$$

Desse modo, o diâmetro máximo de um fio nessa frequência deverá ser:

$$D_{max} = 2\Delta = 2 \cdot 0,024 = 0,048cm$$

Na tabela é indicado o fio 25 AWG, com uma área de 0,001614cm<sup>2</sup>.

Assim, o número de fios a serem empregados em paralelo será:

$$n = \frac{S_{15}}{S_{25}} = \frac{0,01666}{0,001614} \cong 10$$

## APÊNDICE 3

### ESCOLHA DO NÚCLEO COM RESTRIÇÃO DE PERDAS NO FERRITE

Para operação com altas frequências, as perdas que ocorrem no núcleo devem ser consideradas ao se determinar as suas dimensões.

Seja o caso geral representado pela expressão (A3.1).

$$A_e A_w = \frac{P}{\beta f J \Delta B} \quad (A3.1)$$

P - potência da fonte;

$\beta$  - parâmetro que depende do tipo de transformador ou indutor.

$$\text{Seja } \alpha = K_H f + K_E f^2 \quad (A3.2)$$

$$\text{Assim } (P_C / cm^3) = \Delta B^{2,4} \alpha \quad (A3.3)$$

$$\Delta B = \left[ \frac{(P_C / cm^3)}{\alpha} \right]^{-0,42} \quad (A3.4)$$

$$P_C = \frac{P_T}{2} = \frac{\Delta T}{2R_T} = \frac{15}{R_T} \quad (A3.5)$$

$$R_T = \frac{23}{(A_e A_w)^{0,37}} \quad (A3.6)$$

$$\text{Assim: } P_C = 0,652(A_e A_w)^{0,37} \quad (A3.7)$$

$$V_c = 5,7(A_e A_w)^{0,68} \quad (A3.8)$$

Desse modo:

$$(P_C / \text{cm}^3) = 0,1144 / (A_e A_w)^{0,31} \quad (A3.9)$$

Substituindo (A3.9) em (A3.4) obtém-se:

$$\Delta B = \left[ \frac{0,1144}{(A_e A_w)^{0,31}} \frac{1}{\alpha} \right]^{0,42} \quad (A3.10)$$

A densidade de corrente para 15°C de contribuição do cobre na temperatura total é:

$$J = \frac{297}{(A_e A_w)^{0,240}} \quad (A3.11)$$

Levando as expressões (A3.10) e (A3.11) na expressão (A3.1), obtém-se:

$$A_e A_w = \left( \frac{P}{120 \beta f} \right)^{1,6} \alpha^{0,67} \quad (A3.12)$$

$$\text{ou } A_e A_w = \left( \frac{P 10^4}{120 \beta f} \right)^{1,6} (K_H f + K_E f^2)^{0,67} \quad (A3.13)$$

O valor de  $\beta$  para transformadores é igual a 0,1.

Para cálculo dos indutores é empregada a expressão (A3.14).

$$A_e A_w = \left( \frac{L \Delta I I_{L_{ef}} 10^4}{120 \beta} \right)^{1,6} (K_H f + K_E f^2)^{0,67} \quad (A3.14)$$

onde:

$I_{L_{ef}}$  - valor eficaz da corrente no indutor;

$\Delta I$  - ondulação da corrente;

$\beta = 0,7$ .

### Exemplo Numérico:

Seja o transformador para uma fonte chaveada Forward com as seguintes especificações:

$$P = 150W$$

$$f = 100kHz$$

Determinar as dimensões do núcleo a ser adotado considerando a elevação de temperatura propiciada no ferrite.

Seja:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-4}$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$$

Assim:

$$y = (K_H f + K_E f^2)^{0,67} = (4 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-5} + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 10^{10})^{0,67}$$

$$y = (4 + 4)^{0,67} = 4,03$$

$$\beta = 0,1$$

$$A_e A_w = \left( \frac{P 10^4}{120 \beta f} \right)^{1,6} y$$

$$A_e A_w = \left( \frac{150 \cdot 10^4}{120 \cdot 0,1 \cdot 100000} \right)^{1,6} 4,03$$

$$A_e A_w = 5,76cm^4$$

Escolhe-se o núcleo E55-21 de acordo com a Tabela de Núcleos de Ferrite.

Por curiosidade, vamos calcular o produto  $A_e A_w$  para  $f = 20kHz$ ,  $P = 100W$ ,  $J = 300A/cm^2$  e  $\Delta B = 0,3T$ , sem restrições de perdas no Ferrite.

$$A_e A_w = \frac{2P}{K_w K_p J f \Delta B} 10^4$$

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot 10^4}{0,2 \cdot 3 \cdot 10^2 \cdot 20000 \cdot 0,3}$$

$$A_e A_w = 5,56cm^4$$

O núcleo adotado será o E55.

Os valores de  $K_p$  e  $K_w$  são dados na tabela 1.

Tabela 1

EMPREGO	$K_w$	$K_p$
Indutor Buck ou Boost Cond. Contínua	0,7	1,0
Indutor Boost Cond. Descontínua	0,7	1,0
Transformador Flyback Cond. Contínua	0,4	0,5
Transformador Flyback Cond. Descontínua	0,4	0,5

## OUTRAS TOPOLOGIAS DE FONTES CHAVEADAS

### a) Flyback com dois interruptores

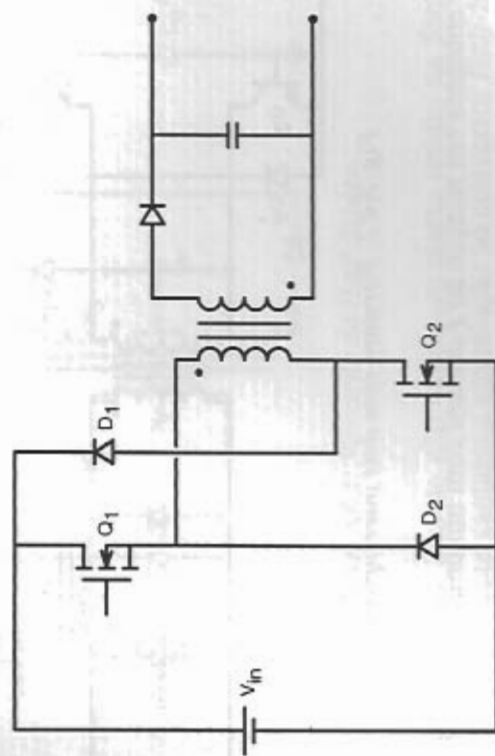


Fig. A4.1: Flyback com dois interruptores.

Vantagens em relação ao Flyback com um único interruptor:

- $D_1$  e  $D_2$  operam como limitadores não-dissipativos das tensões dos interruptores, devolvendo à fonte a energia acumulada nas indutâncias de dispersão; desse modo o *snubber* dissipativo não é necessário.

b) Menores problemas com rádio interferência.

c) As tensões nominais dos interruptores são menores, reduzindo o custo dos mesmos.

#### b) Forward com dois interruptores

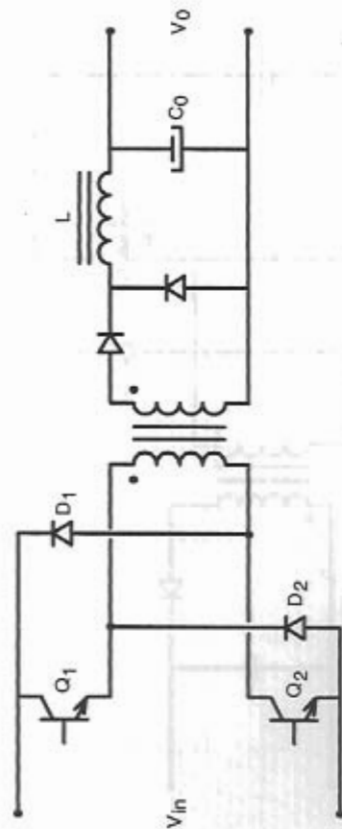


Fig. A4.2: Forward com dois interruptores.

Vantagens em relação ao Forward com um único interruptor:

a) Tensão sobre um interruptor é a metade do valor.

b)  $D_1$  e  $D_2$  devolvem à fonte  $V_{in}$  a energia acumulada na indutância de dispersão. Desse modo, o *snubber*, quando empregado, destina-se exclusivamente a reduzir as perdas de comutação no interruptor.

c) Não há necessidade de enrolamentos de desmagnetização no transformador.

d) O rendimento e a confiabilidade são maiores.

#### c) Uma variação do Half-Bridge

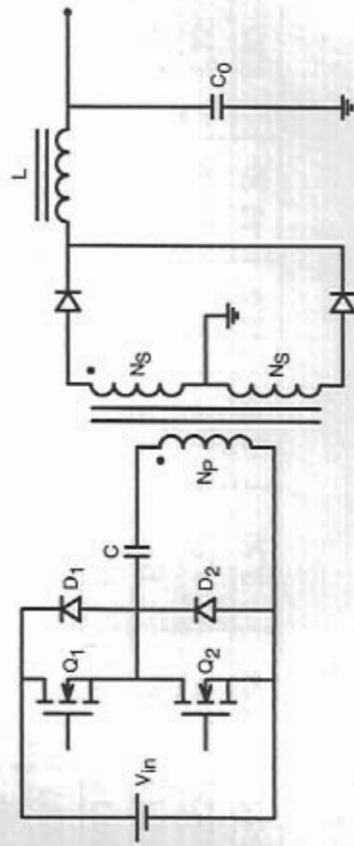


Fig. A4.3: Variação do Half-Bridge.

A não ser pelo fato de não exigir um ponto médio na fonte  $V_{in}$ , não há aparentemente vantagens em relação ao conversor *Half-Bridge*.  $C$  é o capacitor destinado a impedir a presença de corrente média no primário do transformador, o que o levaria à saturação.



# APÊNDICE 5

## NÚCLEOS DE FERRITE TIPO E

Tabela 2

Núcleo	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$l_e$ (cm)	$l_t$ (cm)	$v_e$ (cm <sup>3</sup> )	$A_e A_w$ (cm <sup>4</sup> )
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Material: IP6

Temperatura Curie: > 160°C

$A_e$  - área de perna central;

$A_w$  - área da janela do carretel;

$l_e$  - comprimento magnético;

$l_t$  - comprimento médio de um espira;

$v_e$  - volume de ferrite;

$B_{sat}$  - 0,3 T (para 85°C);

$\mu_0 = 1$  (CGS) - permeabilidade do ar;

$$= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (SI)};$$

$\mu_r = 3000$  (CGS) para  $B = 100\text{GAUSS}$  (0,1T).

# APÊNDICE 6

## TABELA DE FIOS ESMALTADOS

Tabela 3

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

AWG	Diámetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diámetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114

34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028

40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018