

Estudo Sobre um Conversor FlyBack em Modo de Corrente Descontínua

¹Aluno: Claudio H. G. Santos

²Professor: Pedro Francisco Donoso Garcia

²Professor: Lênin Martins Ferreira Morais

¹Universidade Federal de Ouro Preto

²Universidade Federal de Minas Gerais

Resumo: Neste trabalho, é feito um estudo para projeto de um conversor FlyBack de 60W com entrada em baixa tensão de 127, saída em 12V, com ripple de 120mVpp. Em primeiro instante é feita uma introdução sobre o assunto, e é explicado brevemente o funcionamento do conversor em modo contínuo e descontínuo. O conversor escolhido para projeto opera em modo descontínuo, e os cálculos para dimensionamento são baseados em folhas de dados e notas de aplicação. Ao final, são mostrados resultados de simulação para corroborar com a metodologia abordada para o projeto.

Palavras-chaves: Flyback, dimensionamento, especificação.

Acrônimos:

V_{Line} – Tensão eficaz da rede

ΔV_{Line} – Variação de tensão da rede

P_o – potência de saída

f – frequência da rede

V_o – Tensão de saída do conversor

eff – eficiência do conversor

P_I – Potência de entrada

I_{Line_max} – corrente máxima de entrada

V_{DCmin} – tensão mínima no capacitor do retificador

V_{pkmin} – tensão de pico mínima de entrada

t_C – tempo de carga do capacitor de entrada

D_{ch} – ciclo ativo de carga do capacitor de entrada

C_{DC} – Capacitor de saída do retificador de entrada

V_{DCmax} – tensão máxima no capacitor do retificador

$V_{max\ mosfet}$ – tensão máxima permitida no MOSFET

V_{RO} – tensão refletida da saída

V_{DS} – tensão efetiva na chave MOSFET

D_{max} – ciclo ativo máximo

D_{min} – ciclo ativo mínimo

f_S – frequência de chaveamento

I_{max} – Corrente de pico na chave

t_{on} – tempo ligado

t_{off} – tempo desligado

L_m – indutância de magnetização do transformador

A_e – área do núcleo

Gap – comprimento do gap do núcleo ferromagnético

B – máxima densidade de fluxo magnético no núcleo

N_P – número de enrolamentos no primário

N_S – número de enrolamentos no secundário

A_L – dado para cálculo do gap

I_{EDC} – corrente de pico no enrolamento primário

$I_{DS\ rms}$ – corrente rms no primário

$I_{S\ rms}$ – corrente rms no secundário

V_{sn} – tensão armazenada no snubber

L_{lk1} – indutância de dispersão do transformador

R_{sn} – resistor de snubber

ΔV_{sn} – Variação de tensão no snubber

C_{sn} – Capacitor de snubber

P_{sn} – potência dissipada pelo snubber

ΔV_{sn} – Variação de tensão no snubber

I_o – corrente de saída do conversor

C_o – Capacitor de saída do conversor

I. INTRODUÇÃO

Em diversas aplicações industriais e residenciais fontes com diferentes níveis de tensão são necessárias para alimentação de circuitos eletrônicos, carregadores de baterias e vários aparelhos comumente usados no dia-a-dia. Antigamente, tinha-se a disposição somente fontes lineares, as quais são constituídas basicamente por um transformador, um retificador e um regulador de tensão linear, aqui mostrado na Fig. 1 (a) [1 – 2]. O transformador tem a função de abaixar o nível de tensão da rede. Em seguida, o retificador de ponte completa a diodos, entrega a tensão a um capacitor que filtra a tensão e a entrega a um regulador de tensão, um CI capaz de manter na saída uma tensão fixa, tendo na entrada uma tensão igual ou superior a da saída. Estes tipos reguladores possuem componentes de fácil acesso e baixo custo, no entanto, possuem dimensões e peso maiores, devido ao fato de o transformador trabalhar na frequência da rede. São de baixo rendimento, possuindo eficiência entre 0,3 e 0,6, devido ao uso do regulador linear, o qual possui uma considerável queda de tensão v_{CE} .

Com o surgimento de novas topologias de conversores de tensão, as fontes chaveadas, pôde-se obter diversos níveis de tensão, tanto superiores quanto inferiores quanto superiores

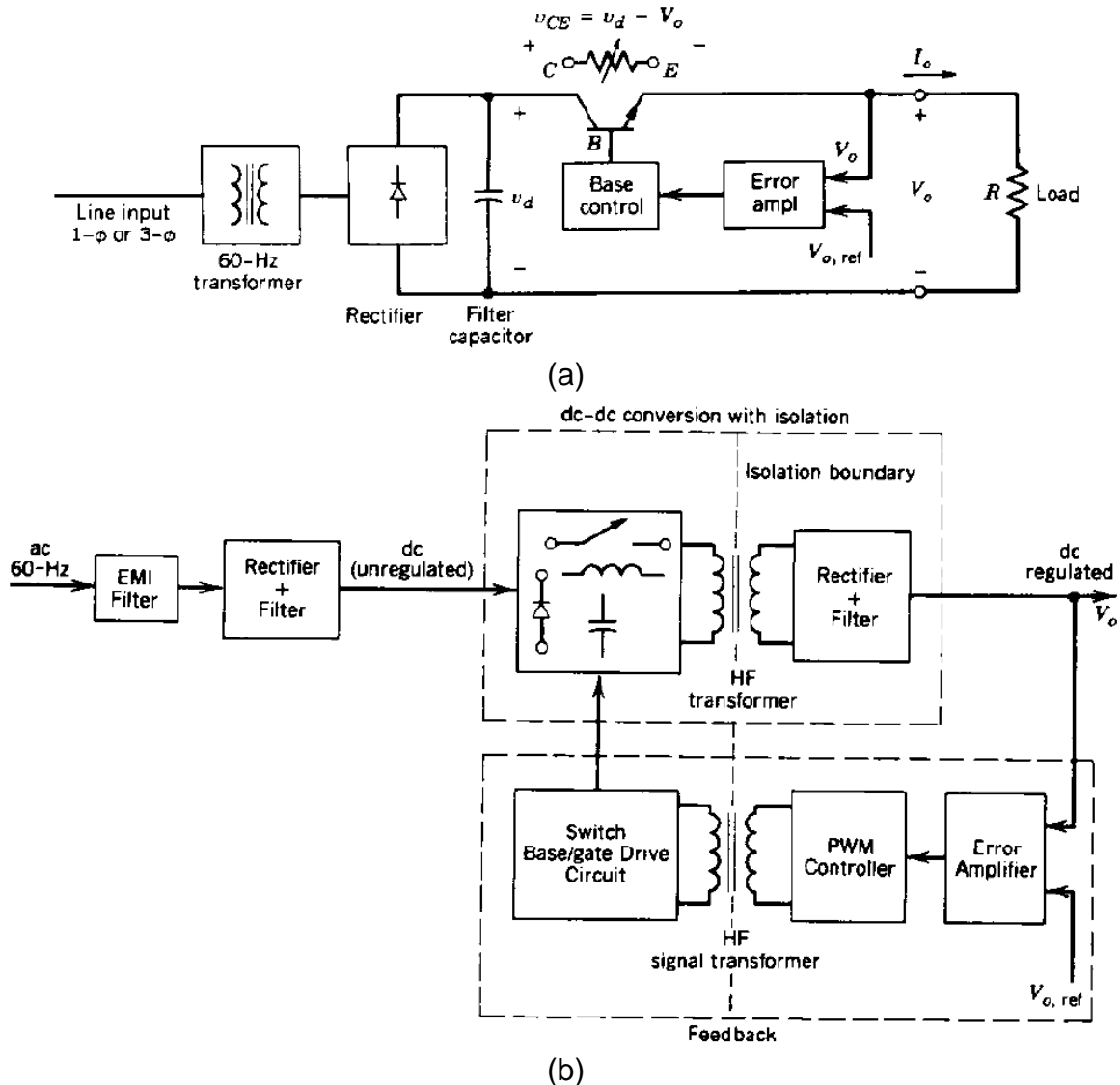


Fig. 1 – (a) Esquemático de fonte linear; (b) Esquemático de fonte chaveada [1].

a entrada, o qual depende do chaveamento. Conversores básicos como Step-Down, Step-Up e Buck-Boost serviram como base para o desenvolvimento de diversas topologias de conversores, como o FlyBack, Foward e muitos outros [3]. Também se pôde aumentar a potência de tais conversores por oferecerem uma maior eficiência, geralmente de 0,7 a 0,9. Na Fig.1 (b) é ilustrado um esquemático de uma fonte chaveada. Basicamente, uma fonte de alimentação deve fornecer possibilidade de múltiplas saídas, uma tensão regulada em pelo menos uma das saídas, e isolamento galvânico. O isolamento galvânico é permitido utilizando-se um transformador de alta frequência, mais leve e com menor número de enrolamentos que o de 60Hz.

Uma aplicação muito comum para projeto de tais fontes é a do conversor FlyBack, amplamente usado em fontes de computadores, televisores de tubos, e vários outros tipos de carregadores de baterias. O conversor FlyBack constitui uma adaptação do conversor Buck-Boost de forma isolada, através da substituição do indutor por um par ou um conjunto de indutores acoplados. Na Fig. 2 (a) é mostrado um esquema simples deste circuito, juntamente com as formas de onda. Tem-se que quando a chave é fechada, o fluxo magnético no indutor do shunt cresce até um nível máximo permitido, e quando aberta, a energia armazenada é descarregada sobre o circuito conectado ao secundário em forma de corrente, como mostrado na Fig. 2 (a). A forma de tensão alternada do chaveamento permanece aplicada no equivalente shunt do transformador, entregando ao circuito uma tensão com ripple limitado. Estas formas de onda representam a operação do conversor em modo contínuo o que significa que o fluxo magnético no transformador é sempre maior que zero.

Em modo descontínuo, permitisse que o fluxo tenha valores nulos durante grande parte do chaveamento, o que permite diminuir o tamanho do transformador, tanto em seu núcleo quanto no número de enrolamento, tornando a fonte mais leve e portátil. Como o fluxo é proporcional a corrente nos enrolamentos, o modo descontínuo implica em correntes nulas também, durante parte do período de chaveamento. Na verdade, o ripple de corrente é tão elevado no modo descontínuo que chegaria ultrapassar o nível zero se fosse permitido o fluxo reverso de corrente. Em sua maioria, os conversores FlyBack, quando aplicados a fontes de alimentação, operam em modo descontínuo, o que permite não só o uso de transformadores menores, como também a total desmagnetização do núcleo ferromagnético e facilidade de

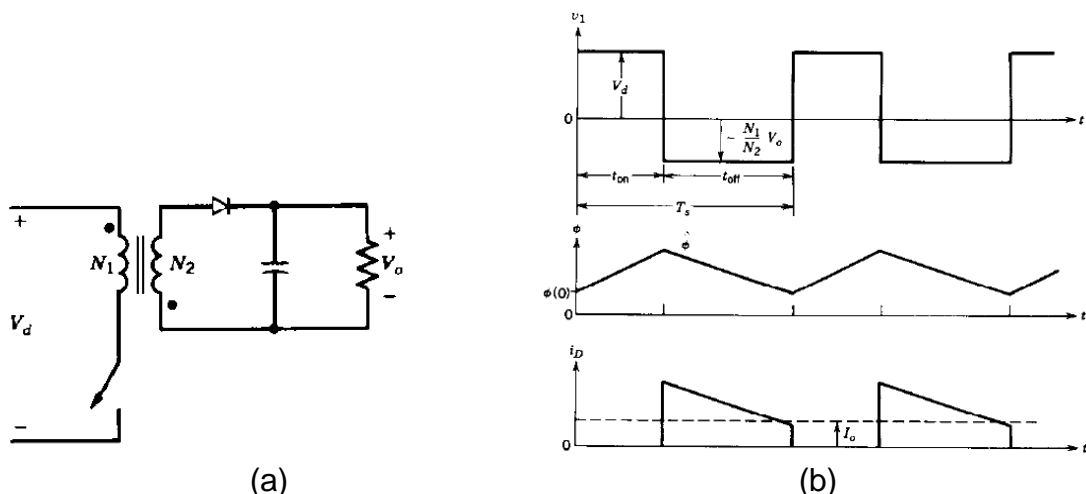


Fig. 2 – Esquemático simplificado do conversor FlyBack [1].

bloqueio dos diodos conectados ao secundário. A relação de espiras N_1 e N_2 também permite a obtenção de vários níveis de tensão na saída do conversor. Desta forma, o transformador tem a função de abaixar a tensão, fornecer isolamento e servir como elemento armazenador de energia para circuito. Já a facilidade de comutação em modo descontínuo permite o uso de um diodo rápido mais acessível (*fast recovery*) ao invés de um ultra-rápido (*ultra fast recovery*). A frequência de chaveamento de um FlyBack costuma ser da ordem de centenas de KHz, o que implica na necessidade de chaves rápidas, em geral os MOSFETs.

A Fig. 3 (a) mostra as correntes nas chaves e no transformador em modo descontínuo, e conforme observado, durante grande parte do tempo, tem-se uma corrente nula no indutor, o que implica na desmagnetização do núcleo. A Fig. 3 (b) mostra o gráfico $B \times H$ (densidade de fluxo por campo magnético) deste modo de operação, e como pode ser observado, quando o campo magnético é nulo, permanece um fluxo residual, característico do ferromagnéticos. A área no interior da região contornada equivale às perdas por histerese. Esta área, em modo contínuo costuma estar acima e mais próximo da região não linear, e em modo descontínuo mais abaixo, dentro da região linear. Sendo assim, este fato representa uma vantagem do modo descontínuo em relação ao contínuo.

Para o projeto de um conversor FlyBack deve se definir em qual modo de operação ele irá funcionar, assim como: a tensão de saída, o *ripple* de tensão desejado, a potência de saída, a eficiência do conversor, e os limites de variação da tensão mínima e máxima da rede. No projeto devem ser consideradas características dos componentes para cálculo do circuito de auxílio a comutação *snubber*.

Neste trabalho, é feito um estudo sobre o dimensionamento de um conversor FlyBack de 60W, com 80% de rendimento, para entrega de uma tensão de 12V e com ripple de 120mVpp. Como entrada do circuito, é considerado uma tensão de 127Vrms com variação superior e inferior de 15%. O conversor funciona em modo descontínuo para redução do núcleo magnético e, conseqüentemente, do volume do mesmo. Em cada etapa do projeto serão especificados os principais componentes semicondutores e elementos passivos. Ao final dos cálculos para dimensionamento, são mostrados resultados de simulação considerando os valores calculados e a demanda de operação do conversor FlyBack.

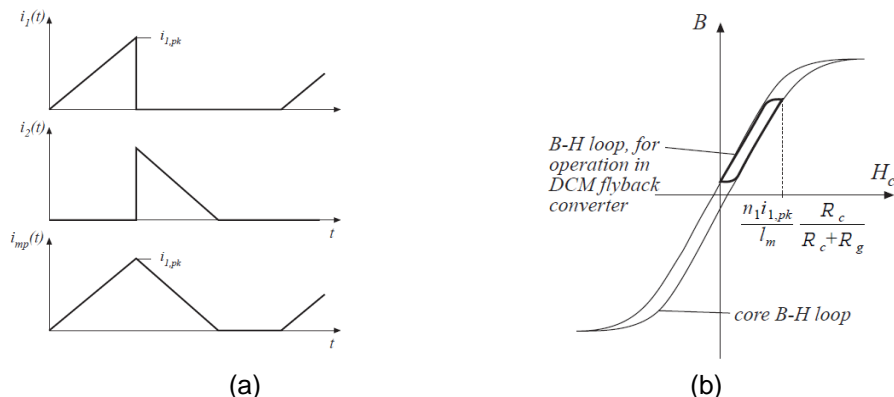


Fig. 3 – (a) Correntes das chaves do conversor FlyBack e modo descontínuo [2]; (b) Mapa de histerese em modo descontínuo.

II. DIMENSIONAMENTO E ESPECIFICAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO CONVERSOR FLYBACK

Nesta seção, são apresentados memórias de cálculos para o dimensionamento de um conversor FlyBack. Anexado ao trabalho, está um arquivo em MatLab® contendo uma rotina com a memória de cálculos. Os cálculos são baseados em notas aplicativas da Farchild, [4-5]. Na Fig. 4 é mostrado, detalhadamente, o conversor FlyBack se pretende dimensionar, com exceção dos circuitos de medição. Em uma primeira etapa, tem-se um retificador conectado a rede, cuja saída é conectada a um capacitor para diminuir o *ripple* de tensão de entrada do conversor.

O conversor FlyBack deve atender as seguintes demandas:

$$V_{Line} = 127V$$

$$\frac{\Delta V_{Line}}{V_{Line}} = 15\%$$

$$f = 60Hz$$

$$V_o = 12V$$

$$P_o = 60W$$

$$eff = 0,8$$

$$P_i = 60W / 0,8 = 75W$$

(1)

Sendo assim, a tensão eficaz de entrada do retificador varia entre 108V e 146V, aproximadamente, o que implica em uma máxima corrente de entrada de 700mA.

$$I_{Line_max} = P_i / (V_{Line} - \Delta V_{Line}) \approx 700mA$$

(2)

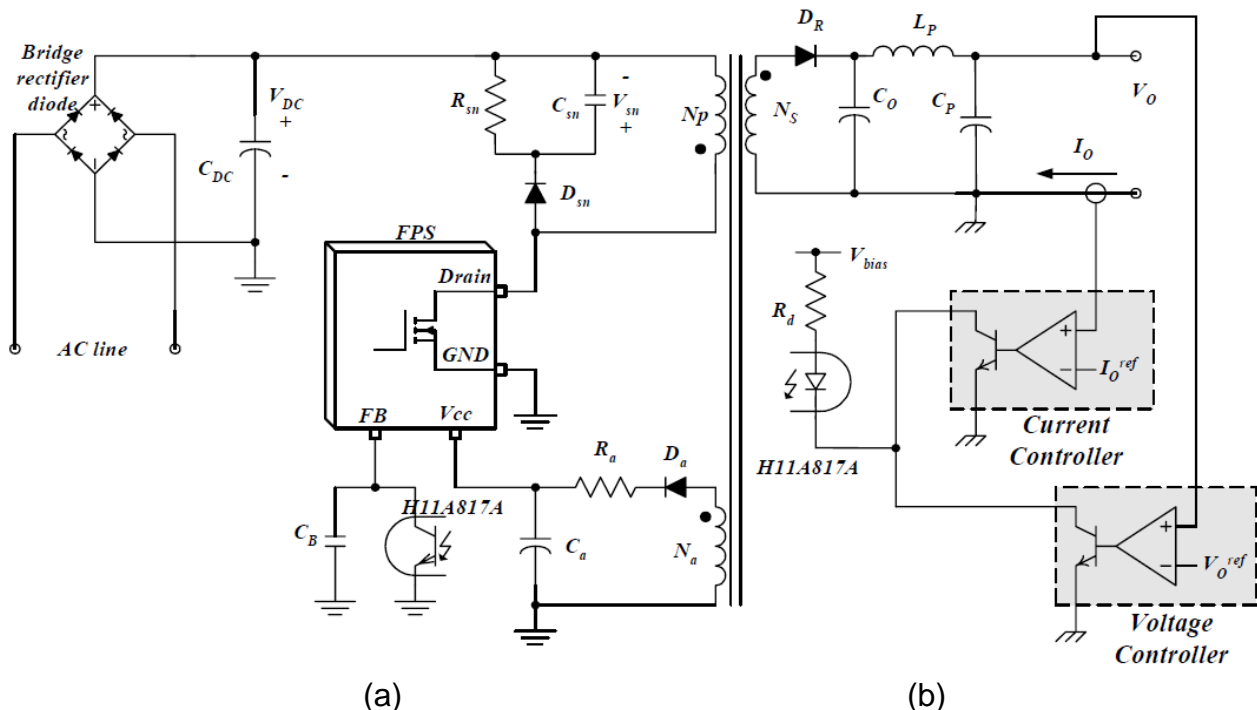


Fig. 4 – Projeto detalhado do conversor FlyBack [4].

Recomenda-se o diodo 1N4004 – 7 para esta aplicação, visto que a tensão máxima que o retificador pode ser submetido a tensões superiores a 200V [6].

Em seguida, pode-se definir o capacitor de saída do retificador (C_{DC}), de acordo com [4], que pode ser calculado por,

$$\begin{aligned}
 V_{DC\min} &= (V_{Line} - \Delta V_{Line}) \times 2\sqrt{2} / \pi = 97,2V \\
 V_{pk\min} &= (V_{Line} - \Delta V_{Line}) \times \sqrt{2} = 152,7V \\
 t_C &= \frac{\arccos(V_{DC\min} / V_{pk\min})}{2\pi f} = 2,3ms \\
 D_{ch} &= 2t_C f = 0,28 \\
 C_{DC} &= \frac{P_i \times (1 - D_{ch})}{\left(2 \times (V_{Line} - \Delta V_{Line})^2 - V_{DC\min}^2\right) \times f} = 65\mu F
 \end{aligned} \tag{3}$$

Recomenda-se o uso de dois capacitores em paralelo na saída do retificador de entrada d tipo alumínio eletrolítico PSU3635, 220V, 36 μ F 220V [7].

Em seguida, pode-se determinar uma tensão máxima transitória para se escolher a tensão de bloqueio da chave MOSFET. Pretende-se usar o dispositivo 2SK3757, capaz de bloquear até 450V [8]. Logo, determina-se a tensão máxima a ser bloqueada com uma soma da tensão de entrada ($V_{DC\max}$) e a tensão refletida de saída (V_{RO})

$$\begin{aligned}
 V_{DC\max} &= (V_{Line} + \Delta V_{Line}) \times \sqrt{2} = 207V \\
 V_{\max mosfet} &= 450V \\
 V_{RO} &= (V_{\max mosfet} - V_{DC\max}) / 2 = 122V \\
 V_{DS} &= V_{DC\max} + V_{RO} = 329V
 \end{aligned} \tag{4}$$

Como passo seguinte, pode-se fixar a frequência de chaveamento 50kHz, em conjunto com as corrente de pico da chave, neste caso 3 A, abaixo do nível máximo definido pelo fabricante. É comum utilizar um ciclo variando de 0,25 a 0,4 na modulação por largura de pulso da chave MOSFET. Logo,

$$\begin{aligned}
 D_{\max} &= 0,4 \\
 D_{\min} &= 0,25 \\
 I_{\max} &= 3A \\
 f_s &= 50kHz \\
 t_{on} &= \frac{1}{f_s \times D_{\max}} = 8\mu s \\
 L_m &= \frac{t_{on} \times V_{DC\min}}{I_{\max}} = 260\mu F
 \end{aligned} \tag{5}$$

Tendo definido a indutância de magnetização do transformador, pode-se definir então a área do núcleo compatível com a potência, e o respectivo gap do núcleo, a partir das seguintes equações,

$$A_e = 0,2 \times \sqrt{P_I} / f_s = 50 \text{kHz} = 34,7 \text{mm}^2$$

$$A_e (\text{valor comercial}) = 82,5 \text{mm}^2$$

$$B = 0,25 \text{T}$$

$$N_p = \frac{L_m \times I_{\max}}{B \times A_e} = 90 \quad (6)$$

$$N_s = V_{RO} / V_o = 10$$

$$A_L = 170$$

$$\text{Gap} = 40 \times \pi \times A_e \left(\frac{N_p}{1000 \times L_m} - \frac{1}{A_L} \right) = 1,51 \text{mm}$$

Sendo o gap o dobro da dimensão mostrada na metade do núcleo da Fig. 5. A área comercial do transformador necessário para o projeto é maior do que a calculada, o que permite utilizar menos enrolamentos para obter o mesmo efeito. O par de núcleos escolhido foi o modelo com código de encomenda NEE-28/10/11-170-IP12R, fabricado pela Thornton [9].

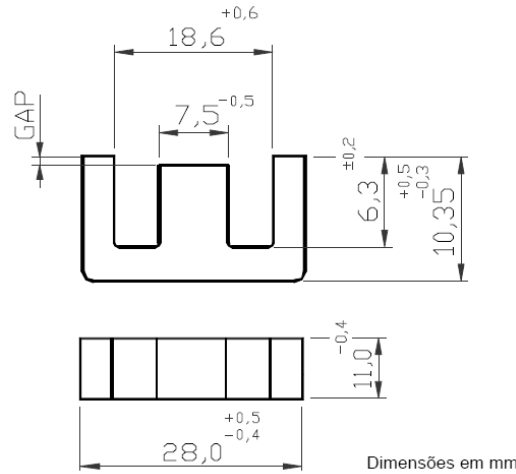


Fig. 5 – Núcleo da Thornton [9].

Como passo seguinte, pode se determinar a bitola dos fios dos enrolamentos do primário e do secundário, simplesmente, calculando as correntes que neles percorrem. Logo,

$$I_{EDC} = \frac{P_I}{V_{DC \min} D_{\max}} = 1,93 \text{A}$$

$$I_{DS \text{ rms}} = \sqrt{3 I_{EDC}^2 + (D_{\max} / 3) \times (I_{\max} / 2)^2} = 1,34 \text{A} \quad (7)$$

$$I_{S \text{ rms}} = I_{DS \text{ rms}} \sqrt{\frac{(1 - D_{\max})}{D_{\max}}} \frac{V_{RO}}{V_o} = 16,7 \text{A}$$

Desta forma, pode-se escolher fios esmaltados de 12 AWG para o secundário, os quais suportam uma corrente de 22 A e 30 AWG para o primário, o qual suporta uma corrente de até 2 A. A Fig. 6 mostra trechos da tabela para escolha de condutores [10].

Na prática, o MOSFET possui capacitâncias entre as camadas de materiais semicondutores, da ordem de pF, as quais em série com a indutância produzem ressonâncias com picos superiores a tensões V_{DS} . Portanto, é necessário o um circuito de auxílio a

FIOS E CABOS PADRÃO AWG / MCM <i>American Wire Gauge e 1000 Circular Mils (1 mil = .0254 mm)</i>					FIOS E CABOS PADRÃO MÉTRICO	
Bitola	Diâmetro aproximado (mm)	Seção aproximada (mm ²)	Resistência linear aproximada ¹ (ohm/m)	Corrente máxima ² (A)	Seção nominal (mm ²)	Corrente máxima ² (A)
30 AWG	0,26	0,051	0,34	2	0,05	2
12 AWG	2,0	3,3	0,0052	22	2,5	21

Fig. 6 – Tabela para escolha de fios padrão AWG [10].

comutação constituído por um diodo e um circuito RC. O cálculo para escolha deste circuito leva em consideração que a tensão na chave seja de 2 a 2,5 vezes superior a tensão refletida na saída. Logo, de acordo com [5],

$$\begin{aligned}
 V_{sn} &= 2 \times V_{RO} = 244V \\
 L_{lk1} &= Lm \times 0.04 = 10,4\mu H \\
 R_{sn} &= \frac{V_{sn}^2}{\left(\frac{f_s L_{lk1} I_{max}^2 V_{sn}}{2(V_{sn} - V_{RO})} \right)} = 12,7k\Omega \\
 \Delta V_{sn} &= 0,1 \times V_{sn} = 24,4V \\
 C_{sn} &= \frac{V_{sn}}{(\Delta V_{sn} R_{sn} f_s)} = 15nF \\
 P_{sn} &= \frac{L_{lk1} I_{max}^2 V_{sn} f_s}{2(V_{sn} - V_{RO})} = 4,7W
 \end{aligned} \tag{8}$$

O cálculo da potência dissipada no snubber é importante como critério de limitação dos valores de R_{sn} e C_{sn} . Neste caso, a potência dissipada no snubber é inferior a 10% da potência de saída, o que somado a dissipação nos outros elementos, resulta na eficiência aproximada de 80%.

Por último, pode-se calcular o capacitor de saída do FlyBack como sendo função da potência de saída e do *ripple* máximo de tensão permitido. Logo,

$$\begin{aligned}
 \Delta V_o &= 120mV_{pp} \\
 I_o &= P_o / V_o = 5A \\
 C_o &= \frac{I_o D_{max}}{\Delta V_o f_s} = 370\mu F
 \end{aligned} \tag{9}$$

Como capacitor de saída, decidiu-se usar o capacitor eletrolítico de 4,1mF, para 50V, cujo código de encomenda CGR412U050R4C, [11]. O motivo para escolha é o fato de que não pôde-se encontrar um capacitor que suporte a corrente de ripple de 8,3 Arms no capacitor de saída. Desta forma, com base em notas de aplicação e folhas de dados, pode-se determinar os principais componentes de um conversor FlyBack em modo descontínuo. Na seção seguinte, são mostrados resultados de simulações realizadas no PSIM para verificação dos cálculos para dimensionamento.

Input capacitance	C_{iss}	$V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	—	330	—	pF
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		—	4	—	
Output capacitance	C_{oss}		—	45	—	

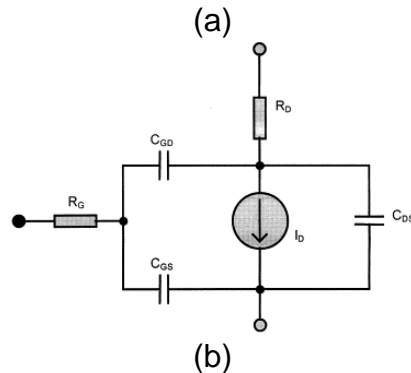


Fig. 7 – (a) Capacitâncias do MOSFET 2SK3757 [8], (b) circuito equivalente ao MOSFET.

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são mostrados resultados do conversor FlyBack utilizando como parâmetros os valores calculados na seção anterior. A Fig. 8 mostra dois esquemas de simulação do conversor FlyBack, o esquema (a) tendo como entrada a saída do retificador em que a regulação inclui a medição da tensão do barramento c.c., o esquema (b), tendo como entrada um tensão fixa c.c., mas incluindo as dinâmicas da chave MOSFET e do *snubber* RCD. Optou-se por dividir as análises nestes dois tipos de esquemas para facilitar a simulação e diminuir o tempo de análise.

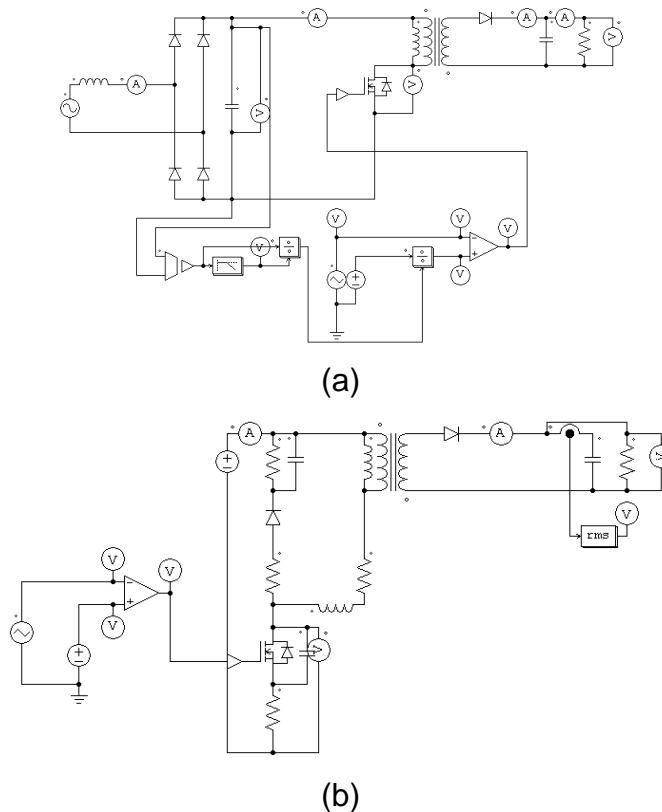
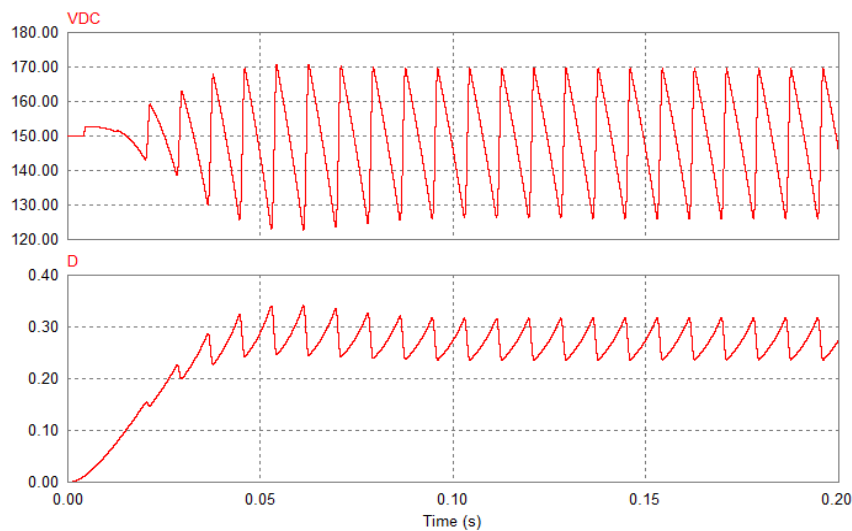


Fig. 8 – Simulações em PSIM®: (a) Esquema com retificador na entrada, (b) Esquema com dinâmica das chaves.

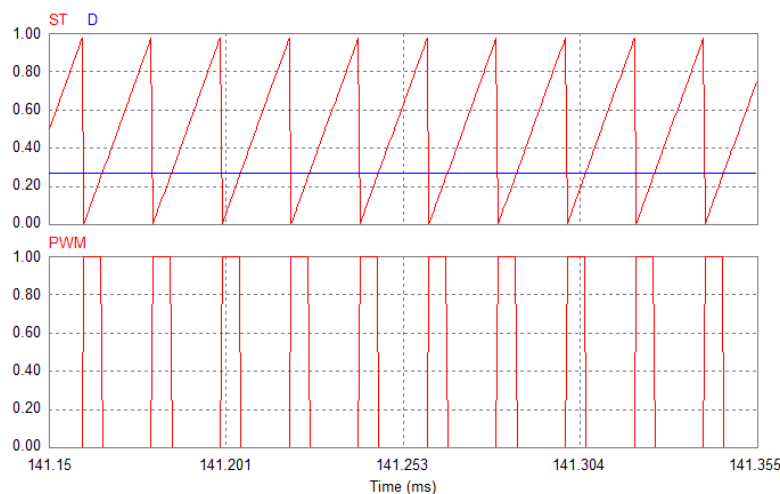
No esquema da Fig. 8 (a), o controle de tensão da saída é feito através da comparação do ciclo ativo desejado com a uma triangular modulado pela tensão do de saída do retificador. Na Fig. 9 (a) é mostrado a variação da tensão no barramento c.c. do retificador, juntamente com a lógica PWM para chaveamento do conversor, e como pode se observar, o sinal de controle acompanha a variação da tensão de c.c. da entrada. Desta forma, é possível manter a tensão c.c. na saída do conversor, sem que esta varie com a entrada. Na Fig. 9 (b) é mostrada apenas o sinal de controle comparado a triangular e resultando nos pulsos.

Na Fig. 10 são mostrados resultados de tensão de entrada c.a., do lado c.c. do retificador e da saída do conversor, para os dois casos de variação de tensão na entrada, 15%, para mais e para menos. Nota-se que para ambas as variações de entrada não significativamente a tensão V_O , regulada na saída. Também, pode-se que ambos os casos o ripple é inferior ao de demanda, 120mVpp.

Na Fig. 11 são mostradas as formas de corrente no conversor, sendo essas as da chave MOSFET, do diodo do secundário, e a corrente de saída do conversor. Pode-se notar que a



(a)



(b)

Fig. 9 – Lógica PWM (a) Dente de serra e ciclo ativo (b) PWM.

corrente de entrada não supera o valor calculado durante o projeto de 3 A, ao passo que no secundário, a corrente de pico atinge 25 A. A corrente de carga é próxima da de projeto, 5 A. Na Fig. 12 é mostrada a corrente de entrada do retificador, tipicamente distorcida, como observado na literatura [1].

A seguir, são mostrados resultados do esquema da Fig. 8 (b), a qual leva em consideração as capacitâncias da chave, indutâncias de dispersão do transformador e circuito snubber RCD.

Na Fig. 13 são mostradas as correntes de entrada, do diodo do secundário e de saída do conversor. Observa-se que ambas as correntes oscilam devido a associação série da indutância de dispersão e da indutância de magnetização do transformador com a chave MOSFET.

Na Fig. 14 são mostradas as formas de onda de tensão na chave, e na saída conversor FlyBack. Pode-se notar que na chave a tensão de transitório é limitada pelo snubber de forma a não superar o limite de bloqueio do MOSFET. A tensão de saída apresenta ripple que atende o valor máximo permitido durante o projeto de 120mVpp.

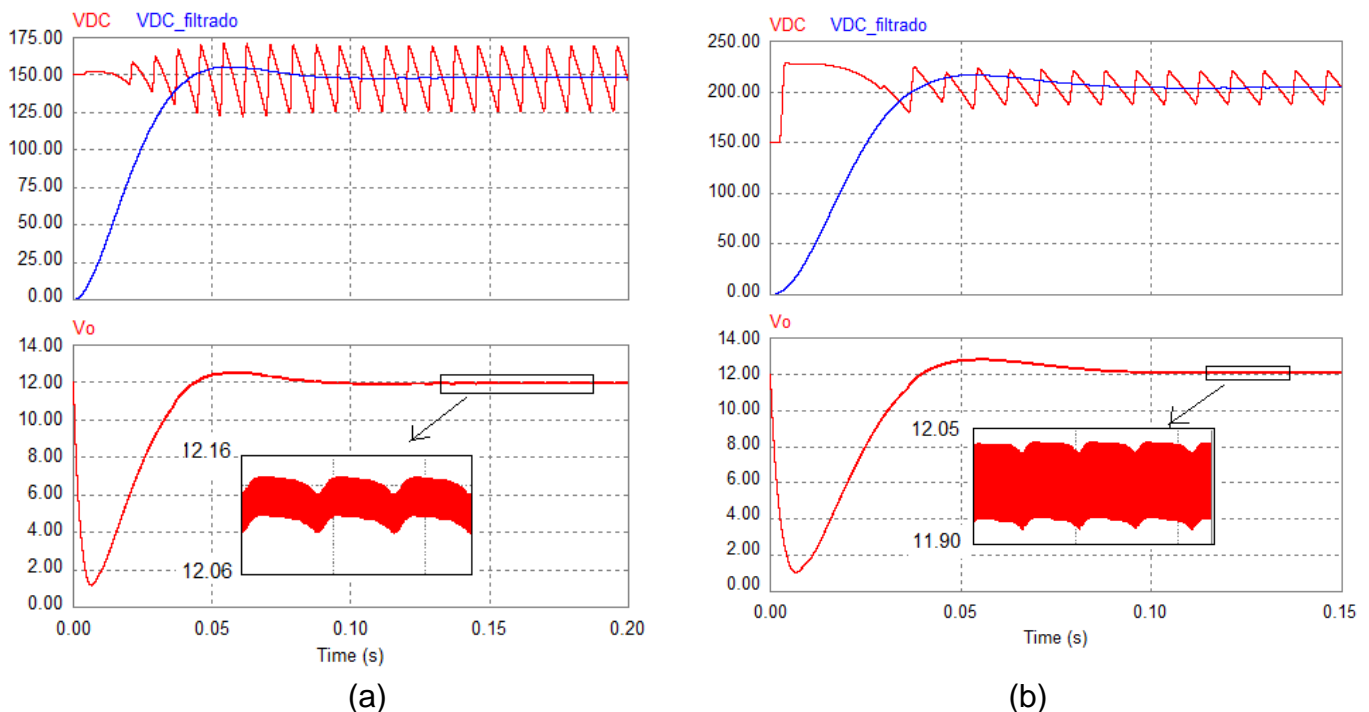


Fig. 10 – Resultado de simulação de regulação de tensão (a) Tensão de entrada de 108Vrms, e $D = 0,27$. (b) Tensão de entrada de 146Vrms, e $D = 0,19$.

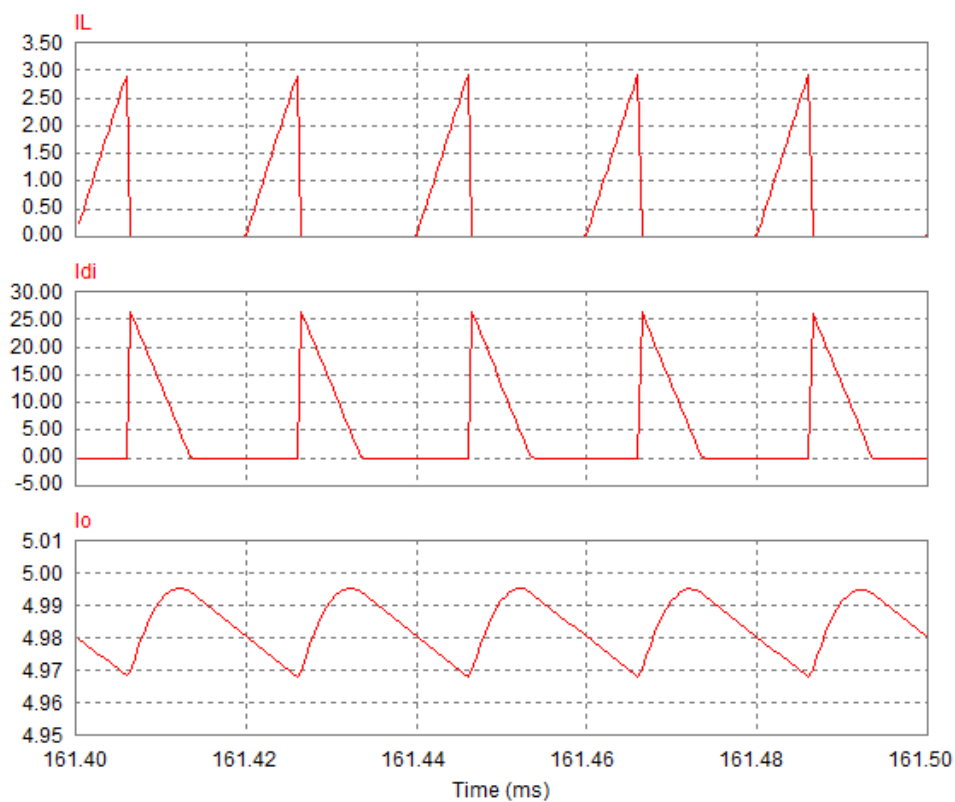


Fig. 11 – Correntes na chave MOSFET, no diodo do secundário e na carga.

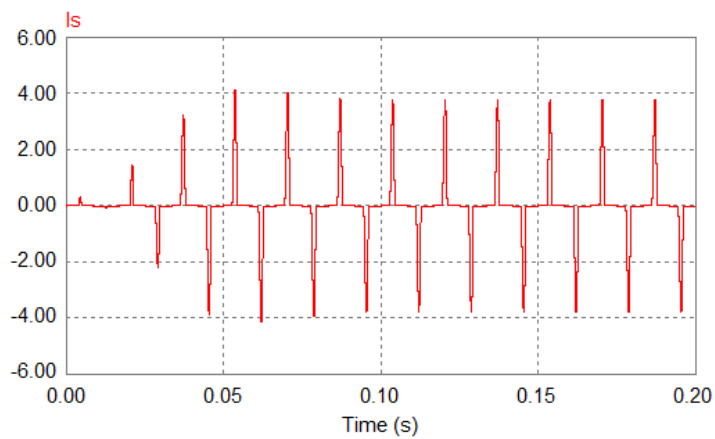


Fig. 12 – Corrente na entrada do retificador.

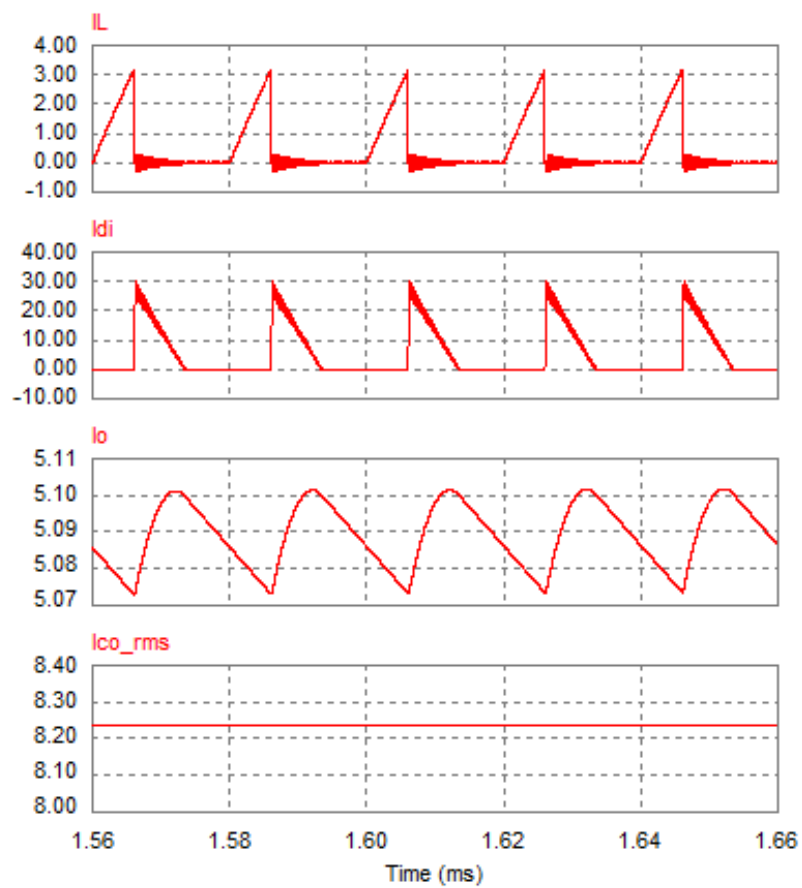


Fig. 13 – Correntes na entrada do conversor do esquema da Fig. 8 (b).

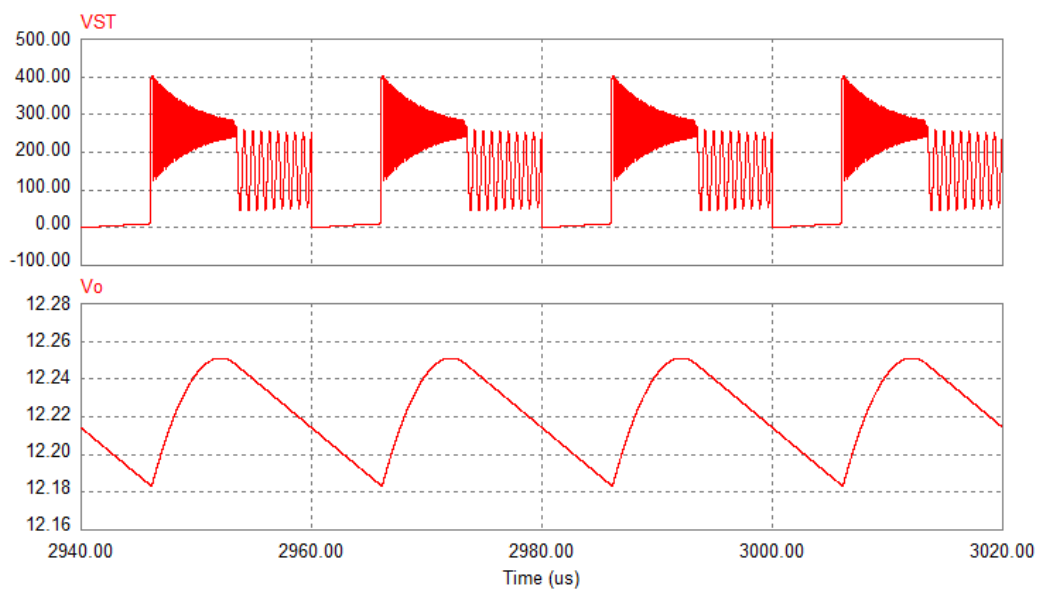


Fig. 14 – Tensões na chave MOSFET e na saída do conversor FlyBack.

IV. CONCLUSÕES

Conversores FlyBack são amplamente usados em diversas aplicações de fontes chaveadas. A operação em modo descontinuo é presente nos projeto como forma de redução dos núcleos magnéticos e consequentemente do volume do conversor. Notas de aplicações contém metodologias detalhadas para projeto deste tipo de conversor de forma o proporcionar ao projetista um ponto de partida para o dimensionamento e especificação dos principais componentes. Neste trabalho, foi feito um estudo sobre o dimensionamento de um conversor FlyBack de 60W e 12V para uma variação de tensão de entrada de 15%. Para cálculo dos componentes do projeto foram utilizadas metodologias presentes em application notes e folhas de dados. Após o dimensionamento e especificação dos principais componentes, foram feitas simulações no aplicativo PSIM®, para confirmação dos valores esperados. Os resultados mostraram uma boa aplicação da metodologia abordada apresentando resultados próximos dos esperados.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao auxílio e aos ensinamentos dos Professores Pedro F. D. Garcia e Lênin M. F. Morais. Também agradeço aos mesmos a oportunidade de usufruir do laboratório GEP e especialmente ao Professor Pedro por me convidar a participar das reuniões semanais.

REFERÊNCIAS

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Power Electronics Converter Applications and Design*. 2°ed. John Wiley and Sons. New York.
- [2] Robert Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. 2° ed. Kluwer Academic Publisher, New York.
- [3] Texas Instruments, the Power Behind Your Designs, Power Supply Topologies Chart. power.ti.com
- [4] Power Supply Group / Fairchild Semiconductor by Hang-Seok Choi / Ph. D, "Application Note AN4138, Design Considerations for Battery Charger Using, Green Mode Fairchild Power Switch (FPSTM)", www.fairchildsemi.com 2003.
- [5] Power Supply Group / Fairchild Semiconductor by Gwan-Bon Koo/ Ph. D, "Application Note AN-4147 Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters", www.fairchildsemi.com 2006.
- [6] Fairchild Semiconductor 1N4001 - 1N4007 datasheet, General Purpose Rectifiers (Glass Passivated).
- [7] Type PSU AC Motor Start Capacitors, catálogo e folha de dados, CDE Cornell Dubilier • 1605 E. Rodney French Blvd. • New Bedford, MA 02744.
- [8] TOSHIBA Field Effect Transistor Silicon N-Channel MOS Type (π -MOSVI), Switching Regulator Applications, 2SK3757 datasheet, 2009-09-29.
- [9] THORNTON NEE-28/10/11, Folha de dados para escolha de núcleo e cálculo de gap de transformador.
- [10] Tabela de condutores de cobre, Universidade Federal de São Paulo, Eletrônica e Instrumentação, disponível para download em <http://www.demar.eel.usp.br/eletronica/>.
- [11] CDE Cornell Dubilier • 1605 E. Rodney French Blvd. • New Bedford, Type CGR 105 °C High Temp Screw Terminal Aluminum Electrolytic, folha de dados do capacitor MIL-C-350 18/04, 06, 10.