

METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSOR DC/DC FULL-BRIDGE: UMA DISCUSSÃO

JULIO C. M. SCHMIDT, HAMILTON C. SARTORI, JOSÉ R. PINHEIRO

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Av. Roraima, 1000, Camobi - CEP 97105-900, Santa Maria, RS, Brasil

E-mails: julio.maragano@gmail.com, hamiltomsar@gmail.com,
jrenes@gepoc.ufsm.br

Abstract— This paper presents a discussion of the design considerations for the development of DC -DC converters, focusing on ZVS-FB-PS converter. The main stages of operation of the converter and the influence of the main variables in the operating ZVS range are described. For transformer core choice and compute of their parameters is proposed a design methodology of transformer based on the product method of the areas modified. The design methodology of the output filter parameters and considerations in choosing the converter switches is described. Theoretical results of simulation show the validity and effectiveness of the methodology used.

Keywords— Full-Bridge, DC-DC converter, ZVS commutation, ZVS-FB-PS.

Resumo— Apresenta-se neste artigo uma discussão das considerações de projeto para o desenvolvimento de conversores CC-CC, com foco no conversor ZVS-FB-PS. As etapas de operação mais influentes do conversor e a influência das variáveis de interesse na faixa de operação em comutação ZVS, são descritas. Propõe-se uma metodologia de projeto do seu transformador para a escolha dos núcleos e seus parâmetros, baseado no método do produto das áreas modificada. Descreve-se a metodologia de projeto dos parâmetros do filtro de saída, e as considerações na escolha das chaves do conversor. Resultados teóricos por simulação mostram a validade e efetividade da metodologia empregada.

Palavras-chave— Conversor DC-DC, Full-Bridge, comutação ZVS, ZVS-FB-PS.

1 Introdução

Pode-se afirmar de forma global que o impacto do incremento do custo da energia elétrica pela contínua redução dos recursos em fontes de energia, assim como o aumento na demanda energética, tem levado a grandes esforços na pesquisa e desenvolvimento de equipamentos em conversão de energia, a ter uma maior densidade de potência e um maior rendimento (Badstuebner, U. et al., 2009).

Inúmeros estudos de conversores CC-CC tem sido propostos e apresentados na literatura, assim como diferentes variantes topológicas segundo o campo de aplicação. Para aplicações em altas potências, o conversor Full-Bridge tem sido uns dos conversores mais populares e empregados nas últimas décadas, pelo seu comportamento e a sua robustez elétrica (Wu, X. et al., 2006), sendo uma topologia amplamente estudada e melhorada para satisfazer as necessidades cada vez mais rigorosas que são determinadas segundo o campo de aplicação. Em aplicações de telecomunicações, assim como em datacenters, é imprescindível que o conversor não gere ruído eletromagnético (EMI), característica que é mitigada pelo conversor Full-Bridge ao comutar sob zero de tensão (ZVS). Porém, em baixas cargas, esta característica é perdida ao se comutar o braço em atraso (Figura 1, chaves S_1 e S_3). Dado que a corrente do primário decresce ao diminuir a carga no secundário, a energia requerida para se carregar e descarregar os capacitores associados às chaves S_1 e S_3 pode ser insuficiente.

Se não acontecer a descarga e carga total nos capacitores dessas chaves, antes que mude o sentido da corrente no primário, o conversor operará sob comutação dissipativa (Kim, M.-G. et al. ,2014).

Os esforços por ampliar a faixa de operação em ZVS de conversores Full-Bridge tem trazido um grande número de propostas e modificações do conversor Full-Bridge convencional, utilizando elementos magnéticos auxiliares, circuitos ativos e passivos auxiliares, ou métodos para eliminar a etapa de roda livre, assim como a combinação de conversores Half-Bridge (Aksoy, H. 2015). Na prática, projetos de conversores ZVS-FB-PS convencionais limitam sua faixa de operação em ZVS para cargas maiores que 25% a 50% da carga nominal (Narimani, M. e Moschopoulos, G. 2013).

Em conversores Full-Bridge convencionais, a melhora nas tecnologias das chaves de potência tem ajudado a ampliar as faixas de operação em ZVS assim como no rendimento dos conversores. Projetos como (Abdel-Rahman, S., 2013) tem atingido a faixa de operação em ZVS até 20% da potência nominal, sem utilizar elementos auxiliares e empregando retificador síncrono, com 96.7 % de eficiência. Traba-

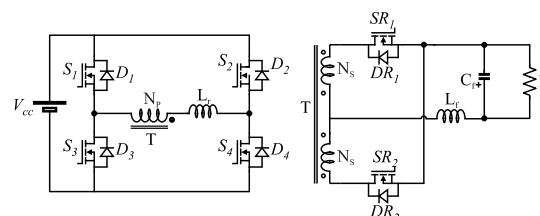


Figura 1. Esquemático do conversor Full-Bridge com retificador síncrono.

lhos como (Badstuebner, U. et al., 2009) e (Badstuebner, U.; Biela, J.; Kolar, J. W. 2010), apresentam rendimentos de 94.75% até 99% para cargas maiores a 50% da nominal, empregando uma metodologia de projeto otimizada para o conversor, com variáveis objetivos de maximização de densidade de potência, e rendimento, respectivamente, no qual se empregam chaves em paralelo para minimizar as perdas no inversor e retificador.

Neste artigo se apresenta uma discussão sobre a metodologia de projeto para a determinação de parâmetros para o desenvolvimento de conversores CC-CC, com foco na topologia *Full-Bridge* convencional. Na Seção 2, apresenta-se uma análise das etapas mais influentes na escolha dos parâmetros para a operação em comutação ZVS e as seus principais sinais. Na Seção 3 é apresentada uma discussão sobre a influência das variáveis de interesse e seu impacto na comutação suave. Considerações de projeto e a metodologia empregada neste trabalho são apresentadas na Seção 4. Finalmente, os resultados teóricos obtidos são apresentados na Seção 5.

2 Análises das principais etapas de operação do conversor FB.

As etapas de comutações do conversor *Full-Bridge* são amplamente conhecidas na literatura, pelo qual, neste artigo somente se apresentarão as etapas críticas que tem maior influência na escolha dos parâmetros para o desenvolvimento do projeto do conversor. Estas etapas se apresentam na Figura 2, na qual são divididas nas etapas de comutação com os sinais de corrente no primário (IL_r) e tensão na chave em comutação no braço em atraso (VC_3), associadas as respectivas etapas.

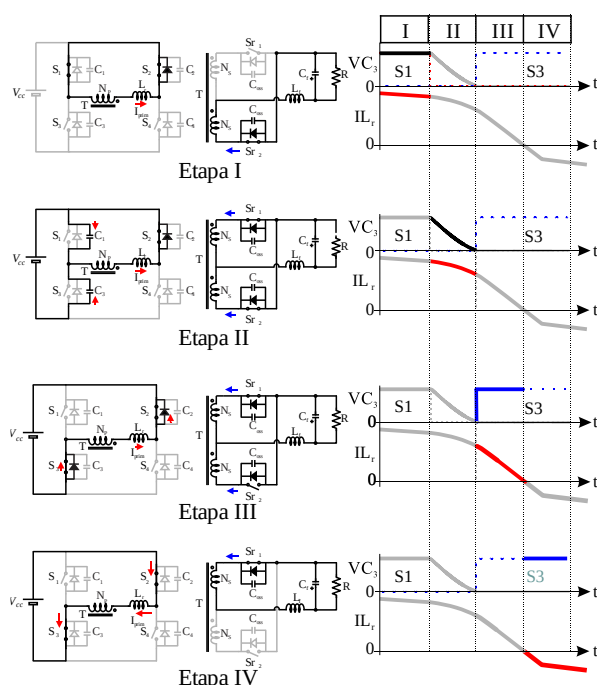


Figura 2. Etapas de operação de interesse e suas principais sinais.

2.1 Etapa I: roda Livre.

Quando a tensão sobre o capacitor C_2 é nula o diodo de roda livre do interruptor S_2 é diretamente polarizado e começa conduzir. Neste momento pode-se dar o comando de ativação do interruptor S_2 , satisfazendo a condição de operação em modo ZVS. Aqui a tensão aplicada no primário do transformador é nula e a corrente do secundário circula pela chave SR_2 .

2.2 Etapa II: comutação das chaves $S1$ a $S3$.

Uma vez que o interruptor S_2 entra em condução, pode-se acionar o comando para bloquear o interruptor S_1 , e começar o período de comutação deste para S_3 . Nesse instante, a corrente armazenada no indutor L_r começa a circular pelos capacitores intrínsecos das chaves a comutar, descarregando o capacitor C_3 e carregando o capacitor C_1 de forma ressonante, cuja frequência de oscilação é,

$$\omega_{\text{ress}} = \frac{1}{\sqrt{(C_1 + C_2) \cdot (L_r)}} \quad (1)$$

Para que exista comutação suave, ao finalizar esta etapa a tensão na chave S_3 (VS_3) deve se anular, enquanto a tensão no capacitor intrínseco da chave C_1 atinge o valor da fonte de entrada (V_{cc}). Assim, para atingir este requerimento é preciso que a energia armazenada no indutor L_r seja suficiente para poder gerar uma corrente que carregue e descarregue os capacitores associados às chaves do braço em atraso e mantê-la no mesmo sentido em um tempo suficiente até que a tensão VS_3 seja zero. Portanto, a energia necessária no indutor deve cumprir (2),

$$E_{Lr} \geq E_{(C_{\text{oss}}=C_3+C_1)} \quad (2)$$

Ou,

$$\frac{1}{2} L_r \cdot i_{Lr}^2 > \frac{1}{2} (C_1 + C_3) V_m^2 \quad (3)$$

Quando a tensão no capacitor C_1 é maior que o valor da queda total de tensão sobre a indutância L_r e do diodo da chave SR_1 , este começa conduzir, mas para reduzir sua perda em condução é acionada a chave SR_1 . Nesse instante, ambas as chaves do retificador síncrono estão conduzindo simultaneamente, curto circuitando o secundário do transformador.

2.3 Etapa III: transferência de energia de L_r para a fonte.

Se a energia do indutor L_r é suficiente para levar a tensão do capacitor C_3 à zero, e ainda manter o mesmo sentido da corrente, esta começa a circular pelo diodo de roda livre do interruptor S_3 , enquanto pode-se ativar o interruptor S_3 para cumprir com a condição de comutação suave. Nesta etapa, a energia é transferida do indutor L_r para a fonte de alimentação, enquanto no secundário ainda se mantém a saída do retificador em curto circuito, dado pela condução do diodo intrínseco da chave SR_2 (bloqueio da chave SR_2) e a chave SR_1 .

2.4 Etapa IV: transferência de energia da fonte para a carga.

Quando o interruptor S_3 entra em condução, e a corrente circulante do primário do transformador T muda de sentido, enquanto no secundário, a tensão gerada é $-V_{ce}/n$. Aqui a fonte transfere toda a sua energia para a carga, a corrente circulante do secundário é conduzida pelo interruptor SR_1 , enquanto o diodo intrínseco da chave SR_2 está inversamente polarizado.

3 Variáveis de interesse e a sua influência na comutação ZVS.

A influência das variáveis como a corrente no primário, assim como o valor da indutância ressonante L_r possuem um papel fundamental na escolha dos parâmetros do conversor para sua operação em ZVS. A dependência da corrente do primário é majoritariamente a corrente refletida do secundário, mais uma parcela derivada da corrente armazenada pela indutância magnetizante do transformador, descrito em (4),

$$I_{Lr} = \frac{I_{sec}}{n} + I_{Lmag_max} \quad (4)$$

A parcela da corrente magnetizante é expressa como,

$$I_{Lmag_max} = \frac{V_{in} \cdot D_{ef}}{4 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (5)$$

O valor da corrente de magnetização I_{Lmax_mag} é dependente do valor da indutância magnetizante no transformador, da tensão de entrada V_{in} , e da frequência de comutação. Além destes, em (5) pode-se observar sua dependência da razão cíclica D_{ef} . Ao variar D_{ef} , os seguintes comportamentos em (6) podem ser observados:

$$\downarrow D_{ef} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \downarrow I_{Lmag_max} \\ \downarrow V_{out} \Rightarrow \downarrow I_{sec} \Rightarrow \downarrow \frac{I_{sec}}{n} \end{array} \right\} \Rightarrow \downarrow I_{Lr} \Rightarrow \downarrow E_{Lr} \quad (6)$$

Reduzindo-se a razão cíclica efetiva, a energia disponível para realizar comutação ZVS diminui. Por esta razão, para uma determinada carga, que a faixa de tensão na saída do conversor está limitada a um valor mínimo (valor especificado). A importância da corrente magnetizante na comutação suave é relevante quando a corrente de carga no secundário é reduzida, conforme pode ser visto em (3) e (4). Os valores de I_{Lmag} e L_r deverão ser calculados adequadamente para obter a energia necessária para realizar comutação ZVS ante a variação de carga na saída.

Outro parâmetro cuja importância impacta diretamente no cálculo da indutância ressonante L_r é o valor da capacitância intrínseca de saída (C_{oss}) dos interruptores (C_1 e C_2). Quanto maior o valor C_{oss} quanto mais energia é requerida para realizar comutação ZVS. Uma das formas de se aumentar a energia de comutação é por meio do aumento do valor de L_r , que resultará na redução de D_{ef} pelo aumento na perda de razão cíclica, como se expressa em (7).

$$\Delta D = \frac{4 \cdot L_r \cdot I_{sec} \cdot f_s}{n^2 \cdot V_{out}} \quad (7)$$

O efeito da perda da razão cíclica acarreta uma diminuição da tensão de saída, o que deve se considerar no momento da escolha da tensão máxima que se deseja obter na saída, dimensionando adequadamente o valor da relação de transformação n . O valor de ΔD deve de ser limitado para atingir o valor desejado da tensão de saída.

4 Considerações de projeto

A escolha da frequência de chaveamento é uma das mais importantes variáveis que se deve considerar ao se projetar o conversor. A seleção vai depender da função uni ou multiobjetivo definida de projeto, tais como: aumentar o rendimento (minimizar as perdas), minimizar volume, peso e custo, ou uma ponderação entre estas variáveis.

Aqui neste trabalho, para o estudo da determinação dos parâmetros do conversor, e suas influências na faixa ZVS, será escolhida uma frequência específica.

4.1 Definição dos Parâmetros iniciais de projeto do conversor.

Para definir os parâmetros iniciais do conversor, deve-se escolher as especificações de projeto no qual o conversor operará, indicando as variáveis de entrada e saída do mesmo, assim como o comportamento desejado de operação, são eles:

- Potência de saída nominal (P_{nom})
- Tensão de entrada nominal (V_{in})
- Tensão mínima e máxima de entrada (V_{in_max}, V_{in_min})
- Tensão de saída nominal (V_{out_nom}) e tensão máxima de saída (V_{out_max})
- Temperatura máxima admissível (T_{op})
- Frequência de chaveamento (f_s)
- Ripple máximo da tensão de saída (ΔV_{out})

Definidos esses parâmetros, pode-se calcular a relação de transformação teórica do transformador (8) e a corrente nominal no secundário (9),

$$n = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (8)$$

$$I_{nom_sec} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (9)$$

4.2 Escolha das chaves do inversor.

Como citado no capítulo anterior, a corrente no primário e a frequência de chaveamento estão diretamente relacionadas com as perdas nas chaves do conversor. Para o inversor, a escolha dos interruptores de potência é dada por quatro parâmetros de interesse: RDS_{ON} , C_{oss} , Q_{oss} , Q_g .

Minimizar a energia requerida para realizar a comutação ZVS (C_{oss} reduzido), reduzir a energia requerida total de comando (Q_g) e a resistência de dreno-fonte (RDS_{ON}) para obter perdas reduzidas de

condução, são os principais critérios da escolha das chaves do inversor visando minimizar suas perdas.

4.3 Projeto do transformador.

A peça chave para um bom projeto de um conversor CC-CC ZVS-FB-PS é o dimensionamento adequado dos parâmetros de seu transformador, são eles: relação de transformação, suas indutâncias de magnetização e de dispersão e/ou sua indutância ressonante. Na literatura, diversas técnicas para escolher a geometria do núcleo para o projeto do transformador tem sido analisadas e empregadas (Shahrokh e Abbas, 1999; Ramanarayanan, 2000; Barbi et al, 2002; Wong et al, 2004; Farahani, 2011; Colonel e McLyman, 2011; Barbosa, 2012; Da Silva e Ferreira, 2015). Uma das mais empregadas é o método do produto das áreas (Ramanarayanan 2000; Barbi et al, 2002; Colonel e McLyman, 2011), a qual é uma das mais simples para dimensionar as características geométricas do núcleo que seja factível de implementar em um projeto do conversor, considerando um volume mínimo do transformador. Contudo, esta metodologia não garante mínimas perdas (no núcleo magnético e nos condutores), já que na maioria dos casos se impõe uma densidade de corrente fixa (J), considerando uma elevação de temperatura no núcleo admissível.

Para atingir mínimas perdas no transformador deve-se garantir que as variações das perdas no núcleo magnético e nos condutores (cobre) em função da densidade de fluxo magnético (B) sejam iguais. Assim, se emprega uma metodologia modificada baseada no método do produto das áreas, na qual se varia o valor de B , dentro de uma faixa evitando a saturação do núcleo do transformador. Com isto, calcula-se o valor mínimo de J , o qual se consegue quando se ocupa totalmente a janela do transforma-

dor (valor próximo do fator de utilização ku). Definindo-se: temperatura máxima admissível de elevação do núcleo do transformador (por exemplo, $< 40^\circ\text{C}$), número máximo de espiras e de fios em paralelos (fator de realização do transformador), obtém-se um projeto realizável, para o núcleo escolhido. O procedimento empregado se apresenta na Figura 3.

4.4 Escolha do retificador síncrono (SR).

Embora o avanço na tecnologia em semicondutores tenha avançado no sentido da redução das perdas de condução dos diodos retificadores, em baixa tensão os MOSFETs apresentam vantagens atrativas na escolha do dispositivo semicondutor operando como retificador. Companhias como INFINEON tem desenvolvido chaves de alto desempenho para uso em retificadores síncronos (SR), otimizadas para reduzir as perdas de condução, perdas por comando (Q_g) e de Coss (Q_{oss}), obtendo-se ótimos resultados (Abdel-Rahman, 2013; Mößlacher e Guillemant, 2012). As considerações na escolha das chaves do SR são similares às descritas em 4.2, porém, é dada uma maior ênfase na diminuição das perdas de condução, pelo qual, as chaves escolhidas para esta etapa são as que possuem um valor reduzido de $R_{DS(on)}$.

4.5 Metodologia de determinação dos parâmetros do filtro (LC).

No desenvolvimento do filtro, para a escolha do capacitor C_f , deve-se observar seu comportamento com a frequência bem como sua resistência série equivalente (R_{SECF}), que influi em suas perdas e na ondulação da tensão de saída.

Por critério de projeto, se considera o emprego de capacitores de saída do tipo KZE com valores comerciais que satisfazem a tensão de saída projetada, com uma mínima R_{SECF} . Para determinar o valor da indutância L_f , é empregado o procedimento mostrado na Figura 4. O objetivo do filtro é a obtenção de um ripple de tensão máximo na saída do conversor (ΔV). O valor do indutor calculado é usado como

Tabela 1. Valores dos parâmetros de projeto do conversor ZVS-FB-PS

Símbolo	Parâmetros	
	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada nominal	400 V
V_{in_min}	Tensão de entrada mínima	320 V
V_{in_max}	Tensão de entrada máxima	420 V
V_{o_max}	Tensão máxima de saída	60 V
V_o	Tensão de saída nominal	54 V
f_s	Frequência de comutação	100 kHz
N_p/N_s	Relação de transformação	6
S_1-S_4	MOSFET IPW65R045C7	Pn
C_1-C_4	Capacitância de saída MOSFET	146 pF
L_r	Indutância de ressonância FB	16 μH
L_m	Indutância magnetizante FB	1.7 mH
R	Carga nominal	1.944 Ω
C_f	Capacitor do filtro	270 μF
L_f	Indutância do filtro	22 μH
ΔD_{max}	Perda razão cíclica máx. permissível	10 %
P_{out}	Potência projetada conversor	1.5 kW
SR_1, SR_2	IRFP4668PbF	Pn

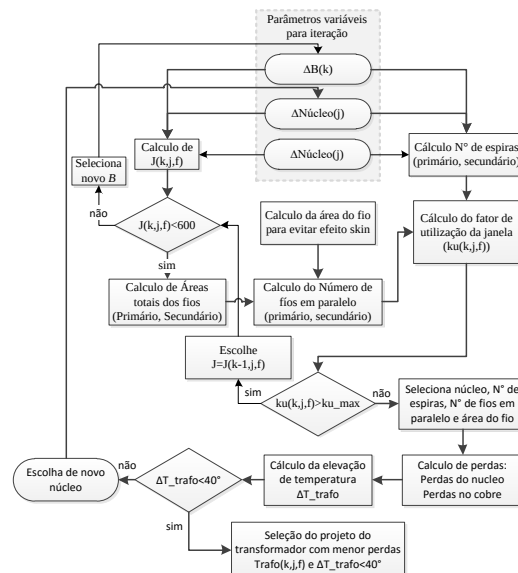


Figura 3. Diagrama de fluxo do procedimento de projeto do transformador

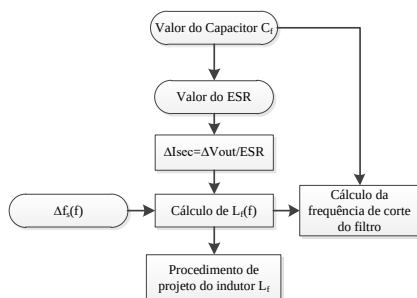


Figura 4. Diagrama de fluxo do procedimento de cálculo do indutor do filtro de saída

variável de entrada para o procedimento de projeto do mesmo, cuja metodologia empregada é a descrita em (Sartori, 2012).

5 Resultados obtidos

Para determinar os parâmetros do conversor e a sua faixa de operação em ZVS, são considerados os valores dos parâmetros mostrados na Tabela 1 para uma frequência de operação fixa escolhida.

As chaves utilizadas no inversor são MOSFETs IPW65R045C7 de INFINEON, os quais apresentam uma resistência $R_{DS(on)}$ de 76 mΩ a uma temperatura de junção de 100° C. Sua capacitância C_{oss} é de 146 pF. Considerando estes valores, empregando (2) e (3), pode-se encontrar a energia E_{Lr} necessária para obter comutação em ZVS. A contribuição da corrente I_{Lmag_max} junto com a corrente I_{sec}/n na corrente do primário, determinarão se o conversor, para uma indutância L_r definida, poderá operar em ZVS. O valor da indutância magnetizante do transformador pode ser estimada pela geometria deste (10), assim como o número de espiras e sua permeabilidade inicial. C1 é um fator que depende da característica geométrica do núcleo.

$$L_{mag_calc} = \frac{4 \cdot \pi \cdot \mu_i \cdot N_{espiras}^2 \cdot 10^9}{C1} \quad (10)$$

Dispõem-se uma grande variedade de materiais magnéticos e geometrias que podem ser empregados para o projeto do transformador. Através do procedimento apresentado na Seção 4.3 resultou na seleção que se mostra na Figura 5. Neste se apresentam os projetos realizáveis dos transformadores que têm menores perdas @ 100 kHz e com elevação de temperatura menor a 40°C. As indutâncias magnetizantes estimadas dos núcleos selecionados, mediante (10), são mostradas na Figura 5 (b). Como critério de seleção do transformador a utilizar para o projeto do conversor, se estabelece a seleção do transformador com menores perdas (volume 155.5 cm³), selecionando como L_{mag} mínimo de 1.7 mH, empregando (10). Tendo este valor, calculam-se os valores possíveis de L_r , os quais são calculados para atingir a energia necessária para a operação em ZVS, o que se apresenta nas Figuras 6 (a) e (b). Para o caso da indutância do filtro de saída L_f projetada, se apresentam dois resultados possíveis para uma frequência deter-

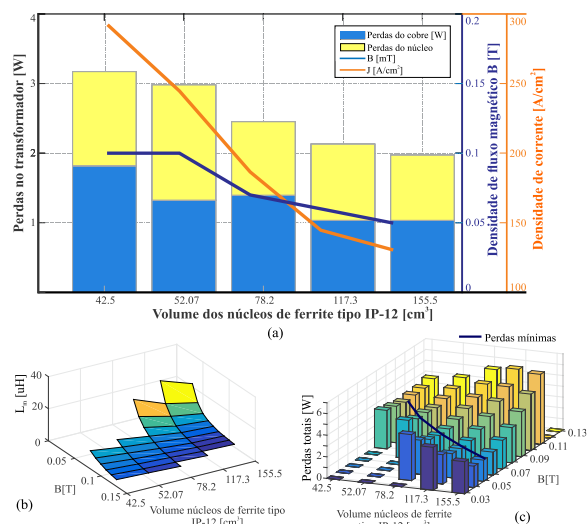


Figura 5. (a) Transformadores projetados @ 100 [kHz]
(b) Indutância magnetizante estimada
(c) Perdas totais [W] em função de B

minada, segundo o valor do capacitor de saída utilizado. Isto é apresentado na Figura 7 (a). Para uma frequência de 100 kHz, e escolhendo o capacitor de saída de 270 μF, obtém-se uma indutância de 22 μH. Os resultados de simulação do conversor em operação ZVS são apresentados nas Figuras 7 (b) e (c). Na Figura 8 apresenta-se o rendimento teórico de 98.3% a tensão nominal do conversor e a faixa de operação em ZVS, assim como a distribuição teórica das perdas do conversor a tensão nominal (54 V).

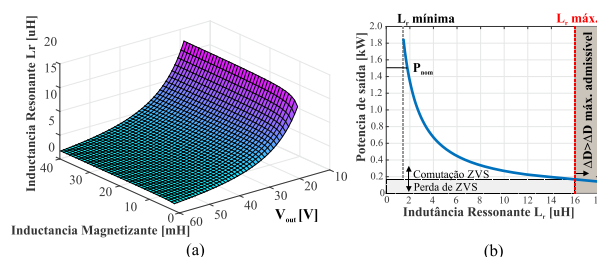


Figura 6. (a) Relação entre L_{mag} , L_r e faixa de tensão V_{out} (carga nominal)
(b) Relação L_r e Faixa ZVS

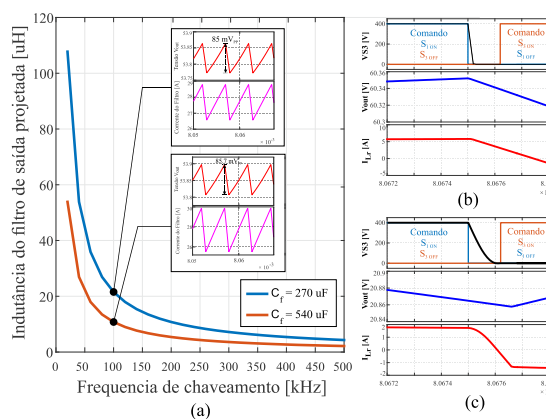


Figura 7. (a) Indutância de saída projetada
(b) Tensão máxima de saída obtida
(c) Tensão mínima de saída obtida

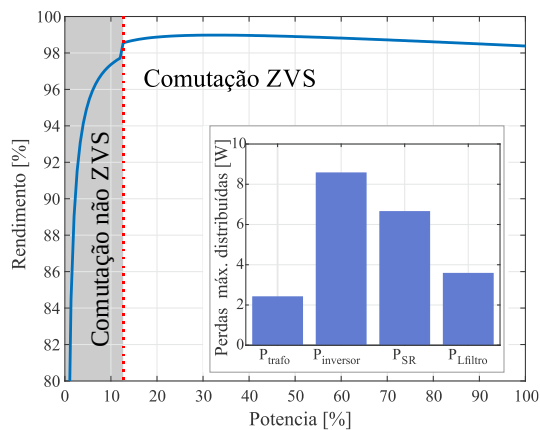


Figura 8. Rendimento teórico do conversor e distribuição de perdas a carga nominal

4 Conclusão

Mediante o emprego da metodologia apresentada neste artigo, se realiza a determinação dos parâmetros de um conversor ZVS-FB-PS, mostrando a influência desses, na faixa de operação deste conversor em comutação ZVS. Apresenta-se uma metodologia de projeto para a realização do transformador, na qual se estima o valor da indutância magnetizante, cujo valor impacta no limite da faixa em operação ZVS, enquanto a corrente do secundário começa diminuir. Um valor mínimo de tensão na saída é necessário para gerar uma corrente mínima no secundário para poder operar em ZVS. Os resultados obtidos por simulação validam os valores encontrados pela metodologia empregada. O rendimento teórico conseguido é de 98,3% a tensão nominal, e uma larga faixa de operação em ZVS de até 12% da potência nominal.

Referências Bibliográficas

- Abdel-Rahman, S. (2013). Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier. January, pp. 1–20.
- Aksoy, H. (2015). Comparison of Zero Voltage Switching Phase-Shifted PWM Full Bridge DC-DC Converter Topologies. p. 818–824.
- Badstuebner, U. et al. (2009). An Optimized 5 kW, 147 W/in³ Telecom Phase-Shift DC-DC Converter with Magnetically Integrated Current Doubler. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, pp. 21–27.
- Badstuebner, U.; Biela, J.; Kolar, J. W. (2010). An optimized, 99% efficient, 5 kW, phase-shift PWM DC-DC converter for data centers and telecom applications. 2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010, pp. 626–634.
- Barbi, P. I.; Carlos, E.; Illa, H. (2002). Projeto Físico De Indutores E Transformadores. Universidade Federal De Santa Catarina. pp. 0–10,
- Barbosa, G. C. (2012). Projeto de um Transformador utilizado em uma Planta de Plasma.
- Colonel Wm.; T. McLyman, F. (2011). Design Handbook Transformer and Inductor. Fourth Edition.
- Da Silva, M.; Ferreira, N. (2015). Projeto otimizado de transformadores de média frequência para conversores de potência isolados.
- Farahani, H. F. (2011). Presentation of an Algorithm to Optimal Design of High Frequency Transformers. v. 1, n. 12, pp. 2655–2662.
- Kim, M.-G. et al. (2014). High Power Full-Bridge DC-DC Converter using a Center-Tapped Transformer and a Full-Wave Type Rectifier. International Journal of Control and Automation, v. 7, n. 4, p. 267–278.
- Mößlacher C.; Guillemant O. (2012) Improving Efficiency of Synchronous Rectification by Analysis of the MOSFET Power Loss Mechanism Improving Efficiency of Synchronous Rectification by Analysis of the MOSFET Power Loss Mechanism. n. March, pp. 1–14.
- Narimani, M.; Moschopoulos, G. (2013). A new DC/DC converter with wide-range ZVS and reduced circulating current. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 3, p. 1265–1273.
- Ramanarayanan, V. (2000). A modified area — product method for the design of inductors and transformers. pp. 429–435.
- Sartori, H. C.; Baggio, J. E.; Pinheiro, J. R. (2012). A comparative design of an optimized boost inductor taking into account three magnetic materials technologies: Volume, cost and efficiency analysis. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2012, pp. 2–7.
- Shahrokh F. A.; Abbas S. A. (1999). Simple and Efficient Optimization Routine for Design of High Frequency Power Transformers. pp. 1–9, EPE 1999.
- Wong, F. K.; B. Eng. and M. Phil. (2004). High Frequency Transformer for Switching Mode Power Supplies.
- Wu, X. et al. (2006). Analysis and Optimal Design Considerations for an Improved Full Bridge ZVS DC-DC Converter With High Efficiency. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 21, n. 5, pp. 1225–1234.
- Yang, B. et al. (2010). Phase-shifted full bridge converter featuring ZVS over the full load range. IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), p. 644–649.