

CONVERSOR CC-CC ZVS PARA APLICAÇÃO EM GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Samuel dos Anjos Pinheiro¹, Cleyton Paz², Marcos Fiorin³, Tiago Dequigiovani⁴

¹²³⁴Instituto Federal Catarinense – Luzerna
samu.el.pinheiro077@gmail.com; tcharles_mecatronica@yahoo.com.br;
marcos.fiorin@ifc.edu.br; tiago.dequigiovani@ifc.edu.br

Resumo: No ramo da eletrônica de potência, os conversores CC-CC possuem ilimitadas aplicações, como o processamento de energia em fontes renováveis (eólica, solar) e no desenvolvimento de veículos elétricos. Sobre a energia solar, relatórios recentes da ANEEL indicam que o Brasil possui potência anual de geração fotovoltaica de 24, 993 TWh, mas tem instalada ou em construção apenas 15,12 MW. Tais dados, em conjunto com o cenário energético atual, mostram a defasagem no desenvolvimento do setor e justifica a necessidade de investimentos em pesquisa voltada a energia fotovoltaica no Brasil. Neste trabalho, um conversor CC-CC isolado é aplicado para a conexão de placas fotovoltaicas a um barramento CC, denominado DC microgrid. Diante de dados obtidos através de placas fotovoltaicas instaladas no IFC campus Luzerna, este conversor utiliza tensão de entrada entre 20 e 30 V, tensão de saída de 400 V, e potência na carga de até 500 W. Uma característica deste tipo de conversor é a de utilizar semicondutores como chave, onde, por não serem ideais, dissipam potência tanto em condução quanto na comutação. As perdas que ocorrem na comutação são proporcionais ao aumento da frequência de chaveamento. Para minimizar estas perdas, é aplicado a este conversor um circuito auxiliar do tipo ZVS, no qual uma metodologia de projeto deste circuito é apresentada. Para verificar as equações e considerações de projeto, foram realizadas simulações computacionais com o software PSIM e também obtidos resultados experimentais com o conversor operando na potência nominal. Pode-se verificar que os resultados experimentais estão de acordo com o comportamento esperado, e a comutação suave no conversor foi alcançada.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC, Conversor Isolado, Geração fotovoltaica, Modulação atraso de fase, ZVS.

1. INTRODUÇÃO

No ramo da eletrônica de potência, os conversores CC-CC possuem ilimitadas aplicações, utilizados desde o advento da eletrônica industrial até em aplicações recentes, como o processamento de energia em fontes renováveis (eólica, solar) e no desenvolvimento de veículos elétricos.

O conhecimento em torno de conversores de energia associados á aplicações com energias renováveis ainda é pouco desenvolvido no Brasil, concentrando-se mais na área acadêmica do que industrial. A falta de disseminação desta tecnologia limita a criação de novas empresas e consequentemente o desenvolvimento tecnológico do país nesta área. Para exemplificar, existem certificados pelo INMETRO, apenas 10 marcas de inversores fotovoltaicos para conexão à rede, onde a certificação ocorreu entre 2015 e 2016 [1].

Especificamente sobre a energia solar, de acordo com a ANEEL [2], relatórios recentes indicam que o Brasil possui potencia anual de geração fotovoltaica de 24, 993 TWh, mas tem instalada ou em construção apenas 15,12 MW. Tais dados, em conjunto com o cenário energético

atual, mostram a defasagem no desenvolvimento do setor e justifica a necessidade de investimentos em pesquisa voltada a energia fotovoltaica no Brasil.

1.1. Características de chaveamento

Uma característica associada a conversores de energia que utilizam semicondutores como chave é o processo de comutação.

Os semicondutores utilizados como interruptor não são ideais, necessitando de um determinado tempo para passar do estado de condução para o de bloqueio e vice-versa. Esta transição pode ocorrer de três formas classificadas como: comutação dissipativa (*hard switching*), comutação pseudo-suave (*pseudosoft-switching*) e comutação verdadeiramente suave (*true soft-switching*) [3].

Na comutação dissipativa, tanto na entrada quanto no bloqueio do interruptor, existe uma sobreposição das formas de onda de tensão e corrente durante todo o intervalo, ocasionado dissipação de potência no semicondutor. Estas perdas aumentam proporcionalmente com a frequência de chaveamento, reduzindo o rendimento do conversor. Outro problema associado à alta frequência é o aparecimento de variações bruscas de tensão (dv/dt) e de corrente (di/dt), contribuindo para a emissão de Interferência Eletromagnética (EMI) e provocando esforços adicionais que podem ser destrutivos ao semicondutor.

Com o intuito de limitar os esforços sobre o interruptor e contribuir para o aumento da eficiência dos conversores PWM, circuitos auxiliares têm sido adicionados à topologia original do conversor. Inicialmente nestes circuitos utilizaram-se componentes passivos como capacitores, diodos e indutores, classificados como solução passiva, que proporcionam uma comutação *snubber* (amortecimento). Os termos *pseudo-ZCS* e *pseudo-ZVS*, correspondem à uma comutação próxima de zero de corrente e próximo de zero de tensão, respectivamente.

A dissipação de potência pode ser idealmente eliminada com o uso das técnicas de comutação verdadeiramente suaves, onde não há sobreposição de tensão e corrente no momento da comutação. O termo *Zero Voltage Switching (ZVS)* é utilizado quando a comutação é sob tensão nula, ocorrendo na entrada em condução do interruptor, e *Zero Current Switching (ZCS)* quando ocorre sob corrente nula, no instante de bloqueio [4].

2. CONVERSOR CC-CC ZVS ISOLADO

Neste trabalho, um conversor CC-CC isolado é aplicado para a conexão de placas fotovoltaicas a um barramento CC, denominado *DC microgrid*. Uma *microgrid* é um sistema que pode operar de forma autônoma, sem a necessidade de conexão a uma rede de distribuição. Em termos de geração de energia, a *microgrid* consiste em pequenos geradores eólicos, células a combustível, módulos de painéis fotovoltaicos, entre outros [5].

2.1. Características do Sistema fotovoltaico

Para este conversor, considera-se a adaptação de fontes CC com baixa tensão de fornecimento, para um barramento de 400 V, e potência de 500 W. A Tabela 1 contém as especificações das placas fotovoltaicas, fornecidos pela fabricante Kyocera.

Tabela 1 - Especificações das placas fotovoltaicas

Irradiação solar	1000 W/m ²	800 W / m ²
Temperatura da célula	25°C	45°C
Potência máxima	240 W	172 W
Tensão máxima	29,8 V	26,7 V
Corrente máxima	8,06 A	6,45 A

Fonte: Kyocera.

A partir de medições realizadas com estas placas, foi verificado que a tensão gerada tem valor máximo próximo de 30 V, porém, devido variações na incidência solar, decai facilmente para abaixo de 20 V. Diante dos dados obtidos, considerou-se a faixa de 20 a 30 V para operação em condições nominal do conversor.

2.2. Topologia do Conversor

Uma vez que pretende-se aplicar este conversor em sistemas que podem conter fontes de energia distintas, é requerido que o mesmo seja isolado, para efetuar a conexão de cada fonte ao barramento CC. Os conversores isolados apresentam uma isolação galvânica entre entrada e saída, obtida através de um transformador. Existem diversas topologias de conversores isolados, entre os quais, os mais conhecidos e utilizados são os conversores *flyback*, *push-pull*, meia ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*) [6].

A Figura 1 mostra a topologia do circuito de potência do conversor utilizado neste trabalho. A estrutura *full-bridge* adotada permite o emprego de diferentes técnicas de modulação e pode operar em potências maiores quando comparado às outras topologias citadas [7].

A lógica de comando adotada consiste na combinação das técnicas deslocamento de fase (*phase-shifting*) e PWM (*Pulse Width Modulation*) [7-8], no qual todas as chaves conduzem por metade do período de chaveamento, e é inserido um atraso no comando entre cada braço inversor.

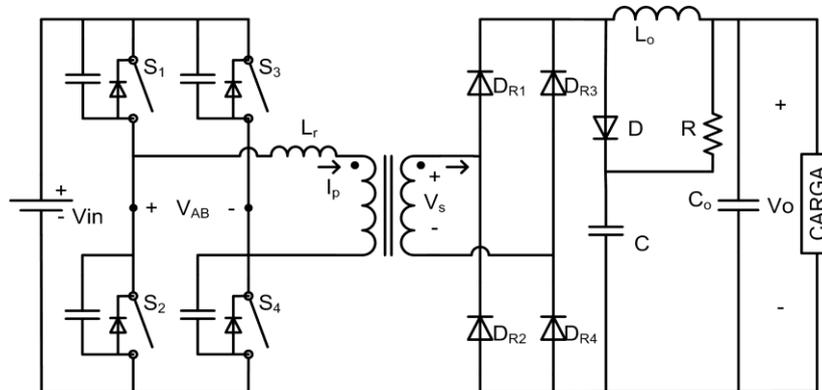


Figura 1 - Topologia para um conversor CC-CC em ponte completa

Conforme se observa na Figura 1, associada à topologia *full-bridge* é utilizado um transformador sem derivação, seguido de uma ponte retificadora e filtro LC. Um circuito grampeador do tipo RCD [9] foi aplicado por ordem experimental, para assegurar que os diodos não sejam danificados por excesso de tensão reversa. O indutor L_r , em conjunto com o capacitor em paralelo com cada chave forma o circuito ZVS.

Nas seções a seguir são apresentadas as principais equações para o projeto do circuito ZVS com base em determinadas restrições e também resultados de simulação e experimentais.

3. CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Diversos trabalhos apresentam a análise deste conversor [8][10-12], com o objetivo principal em verificar os processos de comutação entre os interruptores.

A seguir são listadas algumas restrições para o projeto, no qual é aplicado ao conversor, considerando-se os parâmetros da Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações do conversor

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	20 a 30 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (fs)	20 kHz
Potência de saída (P_o)	500 W
Corrente de carga (I_o)	1,25 A
Relação do transformador ($n = N1/N2$)	1/27

3.1. Perda de razão cíclica

Nesta topologia de conversor ZVS, a inserção do indutor ressonante (L_r) no primário causa uma perda de razão cíclica em relação à tensão V_{AB} para a tensão no secundário V_s . Através da Figura 2, são definidas as seguintes variáveis:

D = razão cíclica da tensão V_{AB} ;

D_{eff} = razão cíclica efetiva no secundário (V_s);

$\Delta D = D - D_{eff}$ (perda de razão cíclica);

T_s = período de chaveamento.

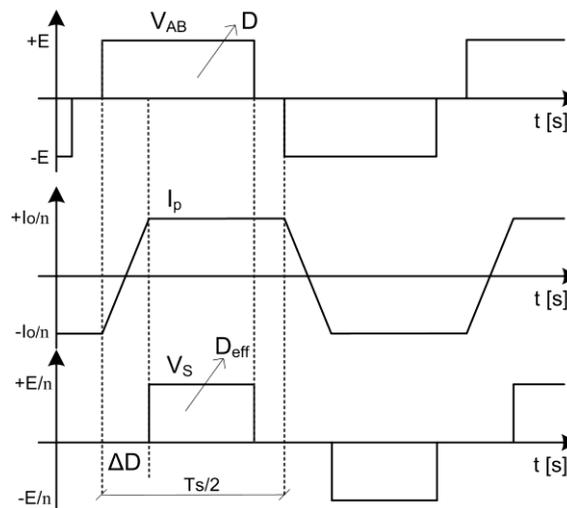


Figura 2 - Formas de onda teóricas

A perda de razão cíclica, em função de determinados parâmetros do conversor, é mostrada em (1).

$$\Delta D = \frac{2L_r}{T_s \cdot V_i \cdot n} \left[2I_o - \frac{V_o(1-D)T_s}{2L_o} \right] \quad (1)$$

Dessa forma, verifica-se que a indutância L_r deve ser limitada, para que a perda de razão cíclica não comprometa a regulação da tensão nominal na saída do conversor.

Considerando as especificações de entrada e saída deste conversor, e ainda, $D_{max} = 0,9$, verifica-se que a máxima perda de razão cíclica deve ser de $\Delta D = 0,16$ (para que seja possível regular a tensão de saída em 400 V quando $V_{in} = 20$ V). Dessa forma, o valor máximo de L_r , considerando o pior caso com $V_i = 20$ V e $I_o = 1,26$ A, resulta em $L_{r(max)} = 1,28 \mu\text{H}$.

3.2. Tempo morto em cada braço inversor

Para que ocorra a comutação ZVS, o tempo morto entre as chaves de mesmo braço deve ter valor suficiente para que a capacitância em paralelo com a chave chegue à zero.

Considerando o mesmo tempo morto na comutação entre S_1 e S_2 (braço A) e entre S_3 e S_4 (braço B), esta análise deve ser feita para o braço B, uma vez que neste é o pior caso, onde a

corrente de comutação tem valor menor e, portanto, é necessário maior tempo de carga/descarga dos capacitores.

O tempo máximo para carga/descarga no capacitor das chaves do braço B ocorre quando toda a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor, neste caso, o tempo máximo deste intervalo pode ser definido por (2)

$$tm_B = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot C_{eq}} \quad (2)$$

Onde C_{eq} é a soma das capacitâncias intrínsecas das chaves de mesmo braço. A Tabela 3 contém as especificações dos semicondutores utilizados.

Tabela 3 - Especificações dos Semicondutores

Descrição	Parâmetros
IRGP50B60PD1 (interruptores S_1 a S_4)	45 A (100°C); $C_{oes} = 322$ pF
HFA08TB120 (diodos do secundário)	8 A; 1200 V; $t_{tr} = 28$ ns

Fonte: Próprio autor.

Considerando a capacitância intrínseca equivalente de 644 pF, e a utilização de $L_{r(max)}$, o tempo morto deve ser maior ou igual a apenas 45 ns, dessa forma garantindo a operação ZVS quando a corrente de saída tiver o valor mínimo necessário.

3.3. Corrente mínima na comutação

De forma ainda a garantir a operação com ZVS, é necessário verificar a energia necessária para a carga/descarga dos capacitores. Na transição entre S_1 e S_2 , a corrente é igual à de pico no primário, e no braço B a corrente no instante de comutação é igual à de término da etapa de roda livre. Portanto, é necessário analisar a corrente necessária para alcançar o ZVS no braço B, que consequentemente o ZVS no braço A é atendido.

A impedância do circuito ressonante na comutação do braço B pode ser expressa por (3). Em (4) obtêm-se a corrente mínima para a carga/descarga do capacitor, de 0,45 A, considerando o valor máximo de L_r .

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_{eq}} \quad (3)$$

$$I_{P_{min}} = V_i / Z_r \quad (4)$$

4. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

De forma a verificar as equações e considerações de projeto, são apresentados a seguir resultados de simulação computacional com o software PSIM.

Na Figura 3 são apresentadas as formas de onda, respectivamente, tensão V_{AB} , corrente no primário (I_p), tensão no secundário do transformador (V_s) e tensão na carga (V_o).

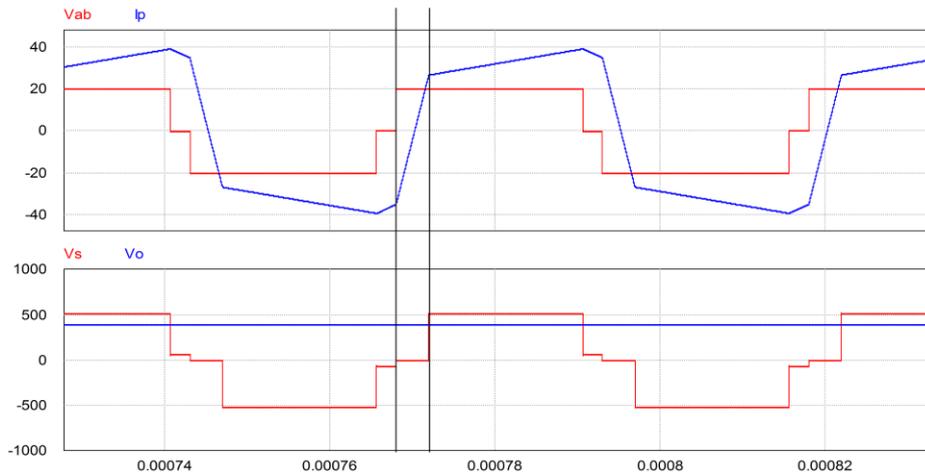


Figura 3 - Verificação da perda de razão cíclica

A simulação, referente à Figura 3, foi realizada para tensão mínima de entrada (20 V) e indutância L_r máxima (1,28 μH). A perda de razão cíclica, representada na imagem, corresponde à $\Delta D = 16\%$ em relação a meio período de chaveamento, conforme o especificado no projeto.

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No procedimento experimental apresentado, a tensão de entrada é de 28 V, tensão de saída de 400 V e carga resistiva correspondente a 500 W. Utilizou-se o indutor $L_r = 1 \mu\text{H}$ adicionado em série com o primário do transformador, e filtro LC de 5 mH e 690 nF, respectivamente.

Na Figura 4, canal 1 (CH1) mostra a tensão entre os braços A e B, e no canal 2 (CH2) observa-se a tensão após a ponte retificadora no secundário.

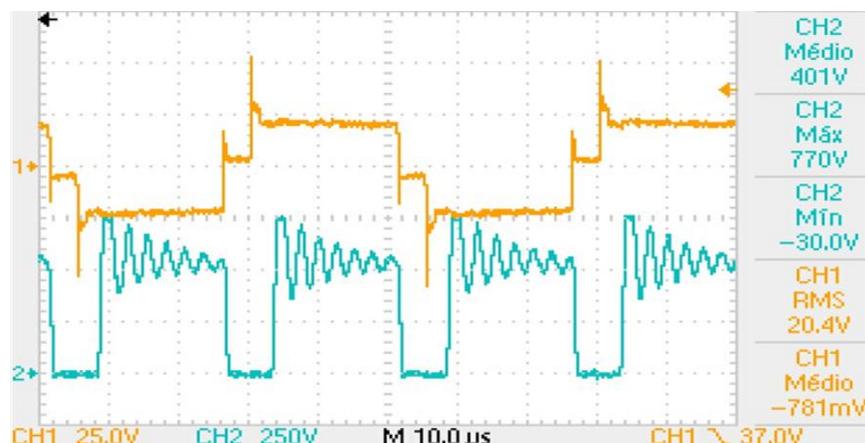


Figura 4 - Tensão V_{AB} e tensão retificada no secundário

Verifica-se também que a tensão média é de 400 V, equivalente ao valor na carga após o filtro LC. Também se observa a perda de razão cíclica e a operação do circuito grampeador.

O comportamento da corrente no primário (I_p), em relação à tensão V_{AB} pode ser observado na Figura 5. Verifica-se que a forma de onda condiz com a análise teórica.

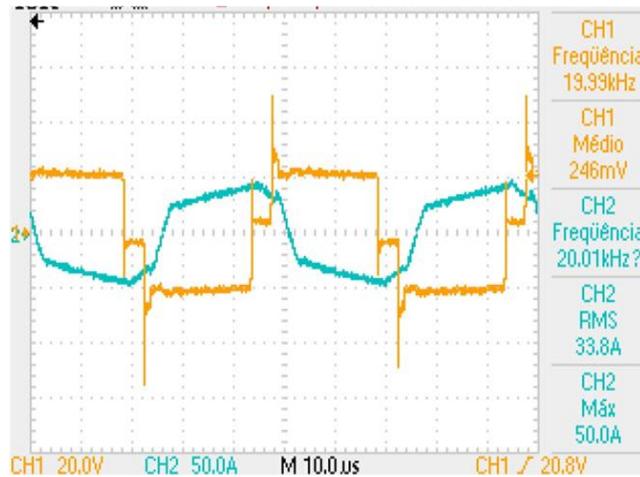


Figura 5 - Tensão V_{AB} e corrente no primário

Na Figura 6 são apresentados detalhes do momento de entrada em condução das chaves S_2 (Fig. 6a) e S_4 (Fig. 6b). As formas representam o sinal de comando (CH1) e a tensão sobre a chave (CH2). Verifica-se que em ambas as chaves a entrada em condução ocorre sob ZVS, pois o gatilho é acionado enquanto o respectivo diodo intrínseco está conduzindo.

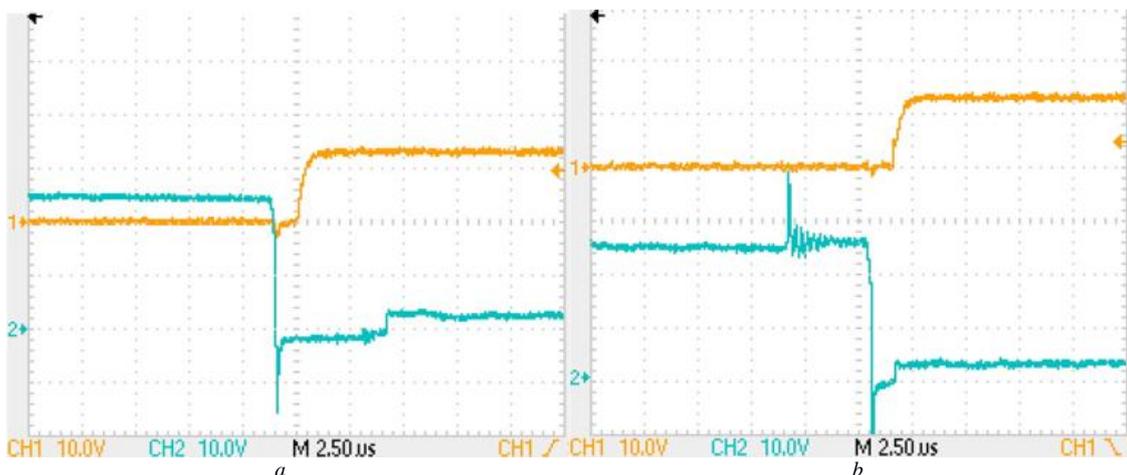


Figura 6 – Tensões de comando e tensão sobre a chave S_2 (a) e sobre a chave S_4 (b)

Observa-se também, que devido ao nível de corrente no primário no instante da comutação, a condição ZVS é mais facilmente alcançada para as chaves do braço “A”.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após executadas as etapas de simulação e procedimento experimental do conversor, pode-se verificar que a relação de tensão entre entrada e saída foi alcançada, bem como a alimentação da carga de 500 W. Foi observado que a comutação suave (ZVS) foi alcançada nas chaves dos dois braços inversores, no qual, no braço “A” o ZVS ocorre mais facilmente devido a corrente armazenada no indutor ser maior nesta comutação do que no braço “B”.

Um fator que ainda deve ser aprimorado é o rendimento da estrutura que, mesmo utilizando a comutação suave, é de aproximadamente 75%, valor baixo para um conversor chaveado.

A metodologia de projeto também está sendo aprimorada, de forma a considerar a indutância de dispersão do transformador.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Instituto Federal Catarinense (IFC) *Campus Luzerna*, pela estrutura cedida e apoio financeiro.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] INMETRO. Sistema e Equipamentos de energia Fotovoltaica. Disponível: www.inmetro.gov.br/consumidor/pbe/componentes_fotovoltaico_Inversores_On-Grid.pdf.
- [2] ANEEL. Agência Nacional de Energia Elétrica. Atlas: Energia Solar: Disponível em: http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar%283%29.pdf.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, “Power electronics: converters, applications, and design,” 3ª Ed., vol. Único. New York: Wiley, 2002, pp. 249-280.
- [4] G. Hua and F. C. Lee. “Soft-Switching Techniques in PWM Converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 6, p. 595–603, Dez 1995.
- [5] C. Phurailatpam, R. Sangral, B. S. Rajpurohit, S. N. Singh, and F. G. Longatt. Design and analysis of a dc microgrid with centralized battery energy storage system, *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pp. 1–6, 2015.
- [6] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2 edn, Jhon Wiley, 1989.
- [7] D. C. Martins, and I. Barbi. *Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*, 2ed, Edição dos Autores, Florianópolis – SC, 2008.

- [8] J. A. M. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho. “Design considerations for high-voltage high-power fullbridge zero-voltage-switched pwm converter,” Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fifth Annual, 1990, pp. 275–284.
- [9] S.-Y. Lin and C.-L. Chen, “Analysis and design for rcd clamped snubber used in output rectifier of phase-shift full-bridge zvs converters,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 2, pp. 358–359, Apr. 1998.
- [10] J. C. M. Schmidt, and J. R. Pinheiro. “Comparative study of full-bridge and double half-bridge converters”, CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2015, pp. 453–460.
- [11] A. Emami, M. Nikpendar, N. Shafiei, R. and Motahari. “Leading and lagging legs power loss analysis in zvsphaseshift full bridge converter”, Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011, 2nd, pp. 632–637.
- [12] L. Mihalache. “A modified pwm control technique for full bridge zvs dc-dc converter with equal losses for all devices”, Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, Vol. 3, 2004, pp. 1776–1781.