

ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR CC/CC ZVS PWM ISOLADO

José R. Pinheiro, Tarciano F. Pegoraro, José E. Baggio

Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, Depto. de Eletrônica e Computação,
Universidade Federal de Santa Maria
97.119-900, Santa Maria, RS, BRASIL

E-mails: renes@pequim.ctlab.ufsm.br, baggio@nupedee.ufsm.br

Resumo: Neste trabalho é apresentada a análise e caracterização de um conversor CC/CC isolado com comutação suave (*Zero Voltage Switching - ZVS*) e controle PWM (*Pulse Width Modulation*), sendo identificadas as regiões de comutação suave para todos os dispositivos semicondutores. O conversor CC/CC é composto por um inversor em meia-ponte na entrada e um conversor CA/CC duplo-boost na saída. Este conversor apresenta baixas perdas de comutação, reduzidos esforços de corrente nos componentes e dispositivos, simplicidade de controle, operação como elevador/abaixador (boost-buck) e comutação ZVS em uma larga faixa de carga. A combinação desses atributos resulta em um conversor com alta eficiência e alta densidade volumétrica de potência. Princípios de operação, análise teórica, procedimento de projeto e resultados experimentais obtidos de um protótipo de 250W@200kHz são apresentados para demonstrar e validar a análise teórica.

Palavras Chaves: Conversor CC/CC, Comutação sob Tensão Nula, PWM.

Abstract: In this work is presented the analysis and the characterization of an isolated DC/DC ZVS (*Zero Voltage Switching*) PWM (*Pulse Width Modulation*) converter, being identified the regions of soft-switching for all semiconductor devices. The DC/DC converter is composed by a half-bridge converter on the input side and a double-boost AC/DC converter on the output side. This converter presents low switching losses, low stress at the components and devices, simple control, step-up/down operation (boost-buck), and ZVS operation in a wide load range. The combination of these attributes results in a high power density and high efficient converter. Operation principles, theoretical analysis, design procedure and experimental results obtained from a prototype of 250W@200kHz are presented to demonstrate the feasibility and validation of the theoretical analysis.

Keywords: DC/DC Converter, Zero Voltage Switching, PWM.

1 INTRODUÇÃO

O conversor CC/CC ZVS PWM tem algumas vantagens quando comparado ao conversor ressonante, tais como baixos

esforços de corrente nos dispositivos e componentes, permitindo incorporar ao processo um grande número de elementos parasitas, além de elevada eficiência e operação com controle PWM (frequência de comutação constante).

Os conversores em ponte completa *phase-shifted ZVS* (Sabate e Lee, 1989, Fischer *et alii*, 1988, Sabate *et alii*, 1990) são adequados para aplicações em alta potência. Para que estes operem em uma larga faixa de carga é necessário um circuito que auxilie a comutação. De forma geral este procedimento aumenta a energia reativa circulante, resultando em um aumento das perdas de condução. Quando se utiliza um conversor meia-ponte ZVS, é convencional o uso da regulação por FM (modulação em frequência) para controlar a transferência de potência da entrada para a saída. De outra forma, se este conversor operasse com frequência constante e com razão cíclica fixa e igual a 50%, seria necessário adicionar um indutor linearmente variável (Kilowski, 1988) ou mesmo outro conversor (Perin e Barbi, 1992, Harada *et alii*, 1995) para controlar o fluxo de potência.

Uma alternativa para se operar em alta potência é o uso do conversor CC/CC *phase-shifted* em ponte totalmente controlada (De Doncker *et alii*, 1988, Kheraluwala *et alii*, 1990). Este conversor tem as mais favoráveis características: baixos esforços de corrente nos componentes e dispositivos, comutação suave (ZVS) para todos os dispositivos semicondutores, reduzido volume do filtro, alta eficiência, fluxo de potência bidirecional, possibilidade de operação como abaixador ou elevador de tensão (*buck-boost*) e baixa sensibilidade a componentes parasitas do sistema. Devido à característica de transferência de corrente, este conversor é apropriado para aplicações onde módulos paralelos múltiplos são necessários para estender a capacidade de potência do sistema. Uma desvantagem deste conversor é que o filtro capacitivo de saída pode ser volumoso, para atender às especificações da ondulação da tensão de saída. Devido a esta exigência, este conversor não é adequado para aplicações que requeiram alta corrente de saída e baixa ondulação na tensão na saída. Por outro lado, ele é muito robusto, tendo uma habilidade natural de suportar sobrecargas ou mesmo curto-circuito na saída. Por apresentar característica de saída como fonte de corrente, este conversor é apropriado para algumas aplicações tais como: carregador de baterias, soldagem, fontes aeroespaciais, fontes de distribuição de energia e sistemas em módulos paralelos múltiplos.

Artigo Submetido em 08/09/99

1a. Revisão em 05/01/2000

Aceito sob recomendação do Ed. Consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

Este artigo apresenta um conversor CC/CC ZVS-PWM isolado, o qual apresenta algumas características similares ao apresentado por De Doncker *et alii* (1988) e Kheraluwala *et alii* (1990), mas diferenciando-se essencialmente nas seguintes partes: menor número de componentes, fluxo de potência unidirecional, controle PWM e capacidade de operar ZVS independentemente do valor da carga tanto para operação como elevador quanto como abaixador de tensão.

2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR CC/CC ZVS PWM

Na fig. 1 está representado o conversor CC/CC ZVS PWM proposto. O conversor pode ser dividido em dois estágios, sendo um estágio de inversão de tensão e outro de retificação ativa e filtragem. No circuito primário (inversor) é utilizado um conversor em meia-ponte composto por dois interruptores controlados (S_1 , S_2), dois diodos (D_1 , D_2), duas fontes CC simétricas (E), que podem ser implementadas através de uma fonte de alimentação CC com um divisor capacitivo. Um transformador de alta frequência (T) faz a interligação, adaptação de tensão e a isolamento galvânica entre os dois estágios. O circuito secundário é composto por um indutor (L), quatro diodos retificadores em topologia de ponte completa (D_3 , D_4 , D_5 , D_6), dois interruptores (S_3 , S_4) formando um conversor CA/CC duplo-boost que realiza o controle do fluxo de potência. Na fig. 1 também está representado o filtro de saída capacitivo (C_f) e a carga (R_L). É importante salientar que o indutor L pode ser posicionado tanto no circuito primário como no secundário.

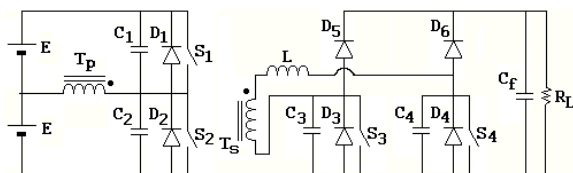


Figura 1. Conversor CC/CC ZVS PWM Isolado.

Para realizar a comutação suave em todas os interruptores principais, bem como controlar o fluxo de potência entre a fonte de tensão de entrada e a carga, adotou-se a seguinte estratégia de comando: a) os interruptores do conversor primário (inversor em meia-ponte) são habilitados de modo complementar a conduzir em 50% do período de chaveamento; b) os interruptores do conversor secundário são habilitados simultaneamente a conduzir em função da razão cíclica definida (PWM), com o dobro da frequência de comutação do conversor primário. Portanto, os interruptores do conversor secundário são responsáveis pela regulação da variável (tensão ou corrente) de saída.

O conversor CC/CC ZVS PWM isolado apresenta três modos de operação. Dependendo da razão cíclica e do valor da carga, podem ocorrer diferentes modos de operação do circuito. Cada um destes modos apresenta uma sequência única de condução dos dispositivos, resultando em diferentes comportamentos da tensão de saída.

3 DESCRIÇÃO DOS ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO

Para descrever a operação do conversor CC/CC ZVS PWM isolado, assume-se que todos os componentes são ideais e que o circuito está operando em regime permanente. A carga é representada por uma fonte de tensão constante. O transformador é omitido na análise, considerando-se que sua

relação de transformação é unitária (1:1) e que a sua indutância de dispersão pode ser incorporada à indutância L .

Os estágios para cada modo de operação são descritos a seguir.

3.1 Modo de Condução Contínua I - MCC I

O Modo de Condução Contínua I pode ocorrer para três situações distintas de operação do conversor, a saber: elevador de tensão, abaixador de tensão e seguidor (ganho unitário).

Primeiro Estágio (ΔT_1): Considera-se inicialmente que os interruptores S_1 e S_4 estão em condução. A corrente no indutor L é negativa com derivada positiva e os diodos D_1 , D_4 e D_5 estão em condução. A energia armazenada no indutor é entregue para a fonte de entrada e para a carga. Este estágio é apresentado na fig. 2. A tensão sobre o indutor é dada por $v_L = E + V_0$.

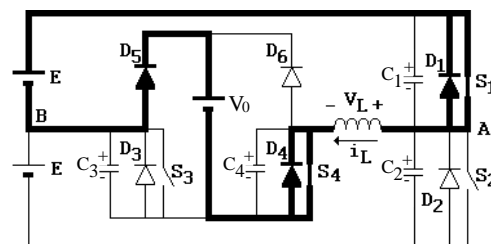


Figura 2. Primeiro Estágio no MCC I.

Segundo Estágio (ΔT_2): Quando a corrente no indutor atinge zero, os diodos D_1 , D_4 e D_5 bloqueiam. Inicia-se o processo de ressonância entre a energia armazenada no capacitor C_3 com a energia no indutor L , fazendo com que a tensão sobre o capacitor diminua e a corrente no indutor aumente. Este estágio está representado na fig. 3.

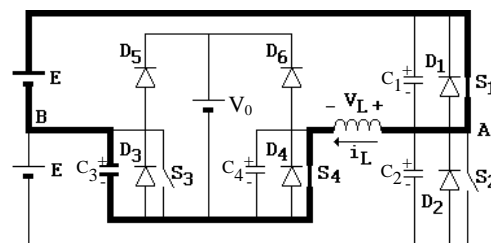


Figura 3. Segundo Estágio no MCC I.

Terceiro Estágio (ΔT_3): Quando a tensão sobre o capacitor C_3 atinge zero, o diodo D_3 entra em condução sob condição ZVS. O interruptor S_3 , que estava habilitado a conduzir, neste momento entra em condução também sob condição ZVS, dando início à carga linear de corrente no indutor. Neste estágio não há transferência de energia para a carga, conforme pode ser visto na fig. 4. A corrente no indutor aumenta linearmente pois $v_L = E$.

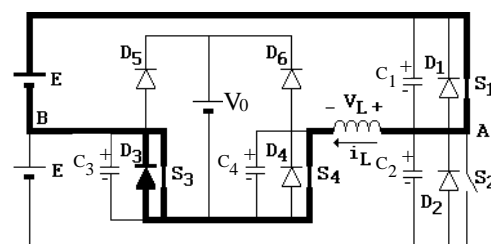


Figura 4. Terceiro Estágio no MCC I.

Quarto Estágio (ΔT_4): Neste estágio os interruptores S_3 e S_4 são bloqueados, dando início à ressonância entre a energia do

indutor com a energia do capacitor C_4 . A tensão sobre o capacitor C_4 aumenta de forma ressonante, conforme pode ser visto na fig. 5.

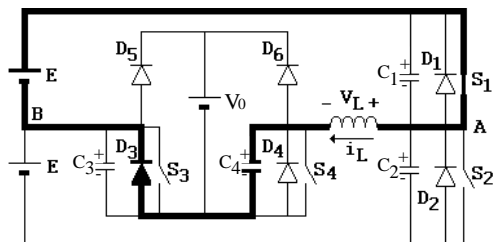


Figura 5. Quarto Estágio no MCC I.

Quinto Estágio (ΔT_5): Quando a tensão sobre o capacitor C_4 atinge o valor da tensão de saída V_0 , o diodo D_6 entra em condução. A fonte de entrada e o indutor transferem energia para a carga, conforme pode ser visto na fig. 6. A tensão sobre o indutor é dada por $v_L = E - V_0$.

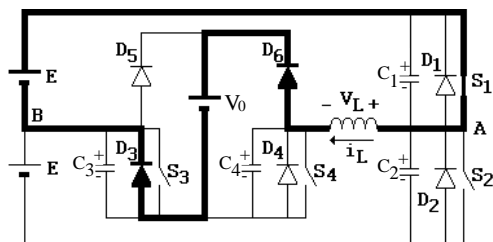


Figura 6. Quinto Estágio no MCC I.

Sexto Estágio (ΔT_6): O interruptor S_1 é bloqueado. Inicia-se a ressonância entre a energia nos capacitores C_1 e C_2 com a do indutor L . A tensão sobre o capacitor C_2 diminui até atingir zero, no final deste estágio. Este estágio está representado na fig. 7.

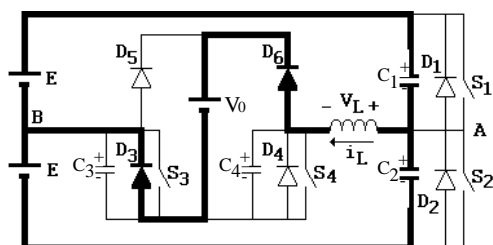


Figura 7. Sexto Estágio no MCC I.

Sétimo Estágio (ΔT_7): Quando a tensão sobre o capacitor C_2 atinge zero, o diodo D_2 e o interruptor S_2 entram em condução ZVS, conforme demonstrado na fig. 8. Devido à simetria do conversor, a operação neste estágio é similar à descrita no primeiro estágio.

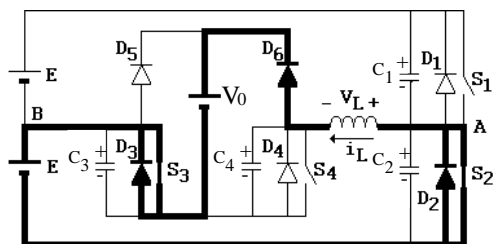


Figura 8. Sétimo Estágio no MCC I.

Os estágios de operação subsequentes apresentam funcionamento semelhante aos estágios já apresentados, devido à simetria do circuito, dispensando apresentação detalhada.

Na fig. 9 estão representadas as formas de ondas teóricas das tensões V_{GS1} , V_{GS3} e V_{GS4} correspondentes às tensões de comando dos interruptores S_1 , S_3 e S_4 , respectivamente. Também são apresentadas as formas de onda da tensão V_{AB} entre os pontos A e B e da tensão e corrente no indutor L . Conforme já mencionado, o sinal de comando do interruptor S_2 é complementar ao sinal de comando do interruptor S_1 .

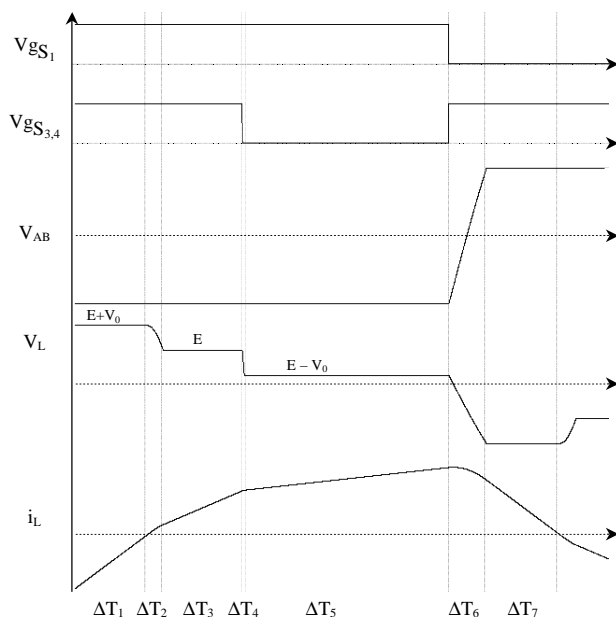


Figura 9. Formas de Onda do MCC I.

3.2 Modo de Condução Contínua II - MCC II

Diferentemente do MCC I, onde o conversor pode operar tanto como elevador (boost) quanto como abaixador (buck), no MCC II o conversor pode operar somente como abaixador ($V_0 < E$). Ao se reduzir a razão cíclica, sob certa condição de carga, o intervalo de tempo em que os interruptores S_3 e S_4 ficam em condução é menor que o tempo necessário para a corrente no indutor atingir zero. Desta forma não ocorre a carga do indutor, e o conversor de saída opera como um retificador não controlado. Esta característica torna pouco atraente o uso do conversor neste modo de condução, pois não é possível regular a tensão de saída.

O primeiro estágio é idêntico ao primeiro estágio do MCC I. Quando a corrente no indutor atinge zero, no final deste estágio, os interruptores S_3 e S_4 estão bloqueados, iniciando a ressonância entre a energia nos capacitores C_3 e C_4 com a energia no indutor L , conforme está representado na fig. 10. Ao final deste estágio, os diodos D_3 e D_6 entram em condução ZVS e o conversor passa a operar de forma idêntica ao MCC I, do quinto estágio em diante.

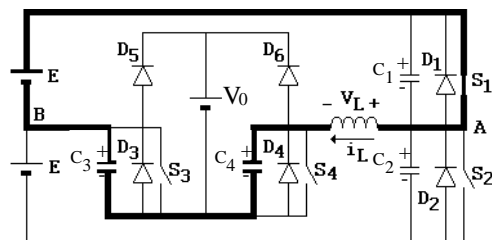


Figura 10. Segundo Estágio no MCC II.

3.3 Modo de Condução Descontínua - MCD

O Modo de Condução Descontínua ocorre quando o conversor opera como elevador de tensão e com pequenos valores de razão cíclica (pequenos tempos de condução dos interruptores S_3 e S_4).

Primeiro Estágio: A corrente no indutor i_L flui através de S_1 , S_4 , S_3/D_3 e pela fonte de entrada, fazendo com que a corrente no indutor aumente linearmente. Neste estágio não há transferência de potência para a saída, conforme pode ser visto na fig. 11. A tensão sobre o indutor ressonante é igual a E ($v_L = E$).

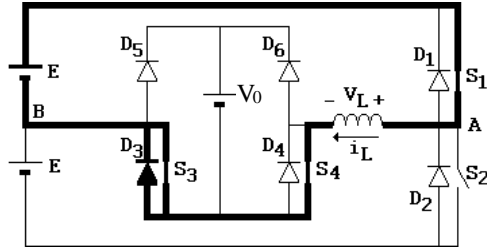


Figura 11. Primeiro Estágio no MCD.

Segundo Estágio: Os interruptores S_3 e S_4 são bloqueados e o diodo D_6 entra em condução. A corrente no indutor decresce linearmente, pois a tensão na saída é maior que a tensão de entrada. Conforme pode ser visto na fig. 12, a fonte de entrada e o indutor transferem energia para a carga, sendo aplicada a tensão $v_L = E - V_0$ sobre o indutor.

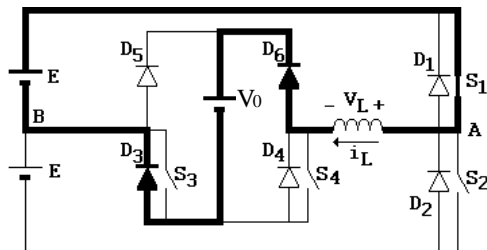


Figura 12. Segundo Estágio no MCD.

Terceiro Estágio: Este estágio inicia quando a corrente no indutor atinge zero. Durante todo o estágio, a corrente no indutor permanece nula e os diodos de saída ($D_{3,4,5,6}$) não conduzem, pois $V_0 > E$. Este estágio está representado na fig. 13.

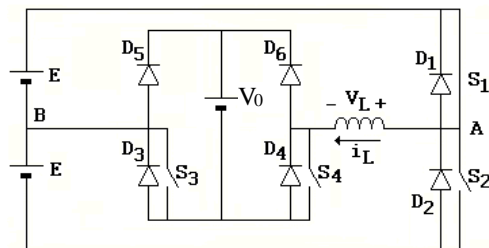


Figura 13. Terceiro Estágio no MCD.

Quarto Estágio: O interruptor S_1 é bloqueado e o interruptor S_2 entra em condução, conforme é apresentado na fig. 14. Esta comutação pode ser ZVS se a indutância de magnetização do transformador de alta frequência for projetada adequadamente ou se for incluído um indutor auxiliar de comutação entre os pontos A e B (incluindo também o capacitor de comutação). Diferentemente da forma discutida no MCC I, agora os interruptores S_3 e S_4 são comutados de forma dissipativa e a corrente no indutor diminui linearmente (corrente negativa).

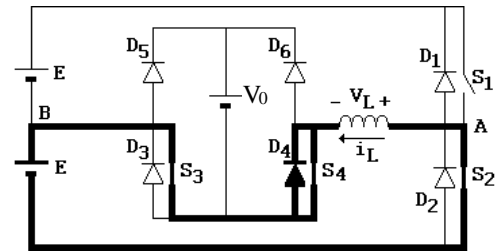


Figura 14. Quarto Estágio no MCD.

As etapas seguintes são similares às já descritas, devido à simetria do conversor, dispensando descrição detalhada.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR

Para realizar a análise do conversor, é necessária a identificação de todos os possíveis modos de operação do circuito, com suas diferentes formas de ondas e requisitos para a comutação.

4.1 Modo de Condução Contínua I - MCC I

Através das equações referentes aos intervalos de tempo ΔT_{1-6} , correspondentes a um semi-período de operação do conversor, pode-se obter a equação da tensão de saída, bem como todas as equações de interesse.

A relação de entrada e saída do conversor é definida pela equação (1):

$$A^3 + \left(kd^2 - 2kd + k + 4\right)A^2 + \left(2kd^2 - 2kd - \frac{k}{2} + 4\right)A + \dots \dots + 2kd^2 - 2kd - \frac{k}{2} = 0 \quad (1)$$

onde:

$$A = \frac{nV_0}{E}, \quad k = \frac{RT}{L}, \quad T = \frac{1}{f} \quad (2)$$

$$d = \frac{\Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3}{T}$$

sendo n a relação de transformação do transformador, f a frequência de comutação, d a razão cíclica e R a resistência da carga.

Resolvendo-se a equação (1), obtém-se a eq. (3):

$$A = \sqrt[3]{\frac{S}{432}} - \frac{P}{\sqrt[3]{108S}} - \frac{M}{3} \quad (3)$$

onde:

$$M = kd^2 - 2kd + k + 4$$

$$N = 4kd^2 - 4kd - k + 8$$

$$O = -108(4d^2 - 4d - 1)k$$

$$P = -4M^2 + 6N$$

$$Q = O - 16M^3 + 36MN$$

$$S = Q + \sqrt{4P^3 + Q^2}$$

4.2 Modo de Condução Contínua II - MCC II

Neste modo, $\Delta T_3 = 0$, portanto a tensão de saída não pode ser controlada pelos interruptores. A relação entre as tensões de entrada e de saída é dada por:

$$A = -\frac{2}{k} + \sqrt{\frac{4}{k^2} + 1} \quad (4)$$

A fronteira entre o MCC I e o MCC II é determinada por:

$$A = 1 - 2 \cdot D_{c2} \quad (5)$$

onde D_{c2} é a razão cíclica crítica entre os MCC I e MCC II

4.3 Modo de Condução Descontínua - MCD

Para uma carga resistiva, a relação entre as tensões de entrada e saída é definida pela equação (6):

$$A = 0.5 + \sqrt{0.25 + 0.5kd^2} \quad (6)$$

Neste modo de operação o sistema funciona como um conversor boost, elevando a tensão de saída. Circuitos auxiliares extras seriam necessários para tornar possível a comutação suave.

A fronteira entre o MCC e o MCD, também conhecido como modo de condução crítica, é dada pela equação (7).

$$A = \frac{1}{1 - D_{c1}} \quad (7)$$

sendo D_{c1} a razão cíclica crítica entre o MCC e o MCD.

5 METODOLOGIA DE PROJETO:

Inicialmente, algumas especificações são estabelecidas para o projeto do conversor:

$2E = 270V$	(Tensão de Entrada)
$f = 200kHz$	(Frequência de Comutação)
$P_o = 250W$	(Potência de Saída)
$V_o = 90V$	(Tensão de Saída)

Para se garantir que o conversor opere somente no MCC I, regulando a tensão de saída pela variação da razão cíclica numa faixa de 0 à 1, o ganho de tensão na saída deve ser unitário ($A=1$), conforme pode ser visto na figura 20. Assim, a relação de transformação é obtida através da equação 8.

$$n = \frac{AE}{V_0} = 1,5 \quad (8)$$

Definidos os valores da razão cíclica ($d=0,3$) e do ganho de tensão na saída, o valor do indutor pode ser obtido através da equação 9.

$$L_r = TR \frac{(2d^2 + 4d - 2)A^2 + (-4d^2 + 4d + 1)A - 4d^2 + 4d + 1}{2A^2 + 8A + 8} \quad (9)$$

$$L_r = 42\mu H$$

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo foi implementado e avaliado em laboratório, com base nos valores obtidos na metodologia de projeto apresentada na seção anterior. Pela comparação entre os resultados teóricos,

de simulação e os resultados experimentais pode-se comprovar os princípios de operação do conversor analisado.

Na tabela I são apresentados os componentes e dispositivos semicondutores de potência utilizados na montagem do protótipo, com suas designações comerciais.

Tabela 1. Componentes utilizados no protótipo.

Componente	Parâmetros
S_1, S_2, S_3, S_4	MOSFET IRF740
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodo intrínseco no MOSFET
C_1, C_2, C_3, C_4	Capacitor intrínseco no MOSFET
D_5, D_6	HFA08PB60
C_f	1mF/550V
Transformador HF	EE 55/21- 9 espiras no primário e 6 no secundário (3:2) – Thornton
Indutor	41 μ H - EE 42/15 - 18 espiras - Thornton

Na fig. 15 é apresentada a tensão dreno-fonte sobre o interruptor S_1 e sua respectiva tensão gatilho-fonte. A tensão gatilho-fonte de entrada em condução é aplicada somente depois que a tensão dreno-fonte torna-se nula, demonstrando a adequada operação do comando ZVS. Os interruptores de potência do conversor CA/CC duplo-boost (conversor secundário) também operam ZVS, conforme pode ser observado na fig. 16, onde são apresentadas as formas de onda de tensão no gatilho e a tensão dreno-fonte nos interruptores S_3 e S_4 .

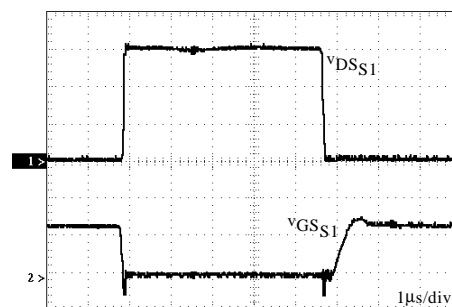


Figura 15. Tensão Dreno-Fonte (50V/div) e tensão Gatilho-Fonte (10V/div) no interruptor S_1 .

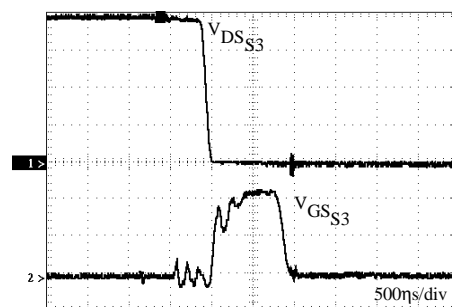


Figura 16. Tensão Dreno-Fonte (50V/div) e tensão Gatilho-Fonte (5V/div) no interruptor S_3 .

Conforme já discutido, quando o conversor opera no MCC I, podem ocorrer três diferentes situações de operação: elevador, abaixador e seguidor (ganho de tensão unitário). As formas de ondas de tensão e de corrente no indutor, demonstrando estes modos de operação são ilustradas pelas figuras 17, 18 e 19, respectivamente. O ganho de tensão do conversor reflete diretamente na corrente no indutor, conforme pode ser visto nestas figuras. Quando se trabalha com ganho unitário aplica-se tensão nula sobre o indutor, e a sua corrente permanece constante durante o quinto estágio, conforme mostra a fig. 19. Quando o ganho de tensão do conversor é diferente de 1,

ocorre um aumento ou uma redução na corrente no indutor, conforme demonstram as figuras 18 e 17, respectivamente.

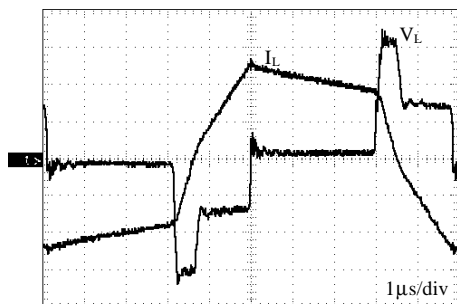


Figura 17. Corrente (1A/div) e tensão (50V/div) no indutor para $A > 1$.

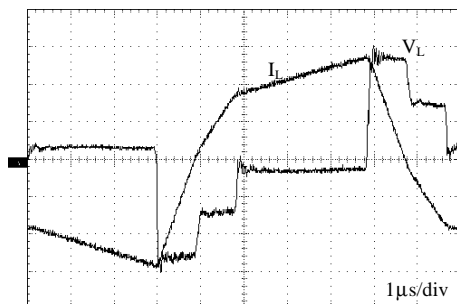


Figura 18. Corrente (1A/div) e tensão (50V/div) no indutor para $A < 1$.

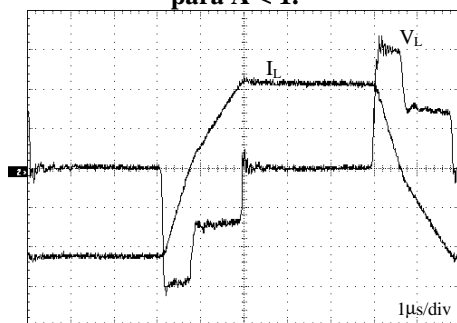


Figura 19. Corrente (1A/div) e tensão (50V/div) no indutor para $A = 1$.

As curvas características do conversor CC/CC ZVS PWM isolado, ou seja, a razão entre as tensões de saída e entrada em função da razão cíclica são apresentadas na fig. 20. Nesta figura estão representadas as curvas teóricas, obtidas através do equacionamento apresentado e uma curva obtida experimentalmente para uma carga constante $R = 25,2 \Omega$.

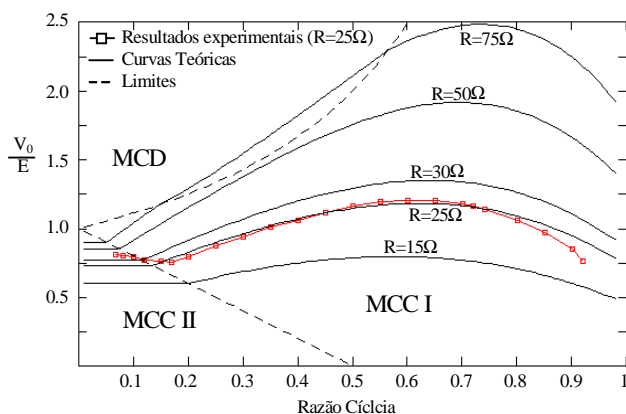


Figura 20. Curvas Características.

A eficiência máxima de 89% foi obtida experimentalmente, para uma carga especificada ($D=0,3@250W$), conforme é apresentado na fig. 21. À luz destes resultados, pode-se afirmar que a escolha de uma razão cíclica em torno de 30% é recomendada como ponto de operação, quando se deseja maximizar a eficiência do conversor.

Maior eficiência poderia ser obtida através da utilização de dispositivos com menores quedas de tensão sobre seus terminais. Por outro lado, este procedimento elevaria o custo da estrutura.

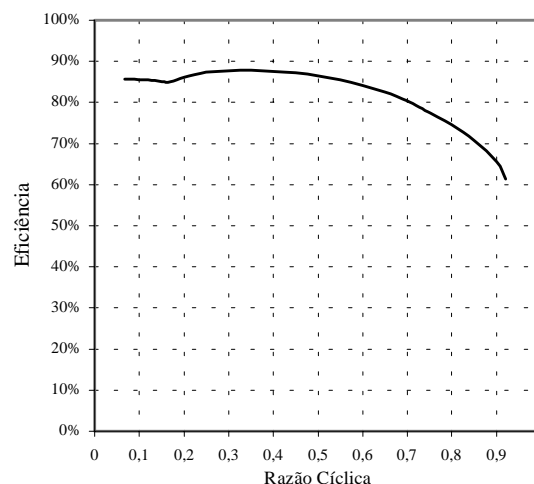


Figura 21. Eficiência x Razão Cíclica.

7 CONCLUSÕES

Neste artigo foi analisado, caracterizado e implementado um conversor CC/CC ZVS PWM isolado. Nele são identificados e descritos todos os estágios de operação. Através da análise teórica é possível identificar a curva característica e as principais equações do conversor, as quais permitem projetar os parâmetros do mesmo.

O conversor CC/CC ZVS PWM isolado é formado basicamente por dois conversores, sendo um conversor em meia-ponte no lado primário e um conversor CA/CC duplo-boost no lado secundário. Dos resultados experimentais, pode ser destacado a presença de baixas perdas de comutação, fácil controle (PWM), operação como elevador/abaixador e operação ZVS para uma larga faixa de carga. A combinação dos atributos e características mencionados acima resulta em um conversor com alta densidade volumétrica de potência e elevada eficiência. Soma-se a isto a sua elevada robustez, devido à sua habilidade natural de suportar sobrecarga e curto-circuito na saída.

As comutações ZVS ocorrem nos modos MCC I e MCC II, mas no MCC II não é possível a regulação da tensão de saída, tornando este modo menos atraente. No MCC I é possível a regulação da tensão da saída, mas as comutações deixam de ser ZVS, de onde se conclui que o melhor modo de operação deste conversor é o MCC I.

O conversor proposto apresenta também uma característica atrativa de fonte de corrente, apropriada para algumas aplicações, tais como: carregador de baterias, soldagem, fontes para aplicações aeroespaciais, fontes de distribuição de energia e sistemas de módulos paralelos múltiplos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- De Doncker, R.W.A.A., Divan, D.M. e Kheraluwala, M.H. (1988). A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density CC/CC Converter for High-Power Applications, *Proceeding of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp.796-805.
- Fischer, R., Ngo, K.D.T., Kuo, M.H. (1988). A 500KHz, 250W DC-to-DC Converter with Multiple output Controlled by Phase-Shift PWM and Magnetic Amplifiers, *High Frequency power Conversion Conf.*, pp.100-110.
- Harada, K., Ishihara, Y. e Todaka (1995). Analysis and Design of ZVS-PWM Half-Bridge Converter with Secondary Switches, *IEEE PESC Record*, pp.280-284.
- Kheraluwala, M.H., Gascoigne, R.W., Divan, D.M. e Bauman, E. (1990). Performance Characterization of a High Power Dual Active Bridge CC/CC Converter, *Proceeding of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp.1267-1273.
- Kilowski, A.S. (1988). Half-Bridge Power-Processing Cell Utilizing a Linear Variable Inductor and Thyristor-Dual Switches, *IEEE PESC Record*, pp.284-289.
- Patterson, D. e Divan, D. M. (1987). Pseudo-Resonant Full Bridge CC/CC Converter, *IEEE PESC Record*, pp.424-430.
- Perin, A.J. e Barbi, I. (1992). A New Isolated Half-Bridge Soft-Switching Pulse-Width Modulated DC-DC Converter, *Record of IEEE APEC*, pp.66-72.
- Sabate, J.A. e Lee, F.C. (1989) Off-line Application of the Fixed Frequency Clamped Mode Series-Resonant Converter, *APEC Proceedings*, pp.213-220.
- Sabate, J.A., Vlatkovic, V., Ridley, R.B., Lee, F.C. Cho, B.H. (1990). Design Considerations for high Power Full-Bridge ZVS PWM Converter, *IEEE APEC conf. Proceedings*, pp.275-284.