

CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE ALIMENTADO EM CORRENTE COM SNUBBER REGENERATIVO APLICADO A MICROINVERSORES FOTOVOLTAICOS

CASSIANO FERRO MORAES*, CARLOS MARCELO DE OLIVEIRA STEIN*, EMERSON GIOVANI CARATI*,
JEAN PATRIC DA COSTA*, RAFAEL CARDOSO*

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Pato Branco, Paraná, Brasil

Emails: cassianofmoraes@gmail.com, cmstein@utfpr.edu.br, emerson@utfpr.edu.br,
jpcosta@utfpr.edu.br, rcardoso@utfpr.edu.br

Abstract— This paper presents a regenerative snubber for the Current-Fed Half-Bridge (CFHB) converter applied to photovoltaic microinverters. With this snubber the voltage over the main switches is clamped and Zero Voltage Switching (ZVS) is provided in turn-off. Moreover, this auxiliary circuit provides Zero Current Switching (ZCS) to the auxiliary switch and diodes as well ZVS is obtained in turn-off to the auxiliary switch. Thus, with the snubber is possible to increase converter's efficiency, which is primordial in photovoltaic microinverters. The operation of the converter, as well its design are described. In the following, a design example is performed based on parameters suitable to microinverters. Finally, experimental results of the converter are presented.

Keywords— DC-DC Converters, Efficiency, Photovoltaic Generation, Power Electronics, Soft Switching.

Resumo— Nesse trabalho é apresentado um *snubber* regenerativo para o conversor *Current-Fed Half-Bridge* (CFHB) aplicado a microinversores fotovoltaicos. Através do *snubber* a tensão sobre as chaves principais do conversor é grampeada, bem como a comutação com zero de tensão (*Zero Voltage Switching - ZVS*) é obtida no *turn-off*. Além disso, o circuito auxiliar proposto proporciona com que a chave e os diodos desse circuito entrem em condução com zero de corrente (*Zero Current Switching - ZCS*) e ZVS é obtido para a chave auxiliar no *turn-off*. Desse modo, pode-se aumentar o rendimento do conversor, o que é primordial em aplicações com microinversores fotovoltaicos. Inicialmente, o funcionamento do conversor, bem como a metodologia de projeto são descritos. Na sequência, um exemplo de projeto é realizado com base em parâmetros adequados à microinversores. Por fim, resultados experimentais do conversor são apresentados.

Palavras-chave— Conversores CC-CC, Comutação Suave, Eletrônica de Potência, Geração Fotovoltaica, Rendimento.

1 Introdução

Na busca por fontes alternativas de geração de energia elétrica nos últimos anos, uma das que tem obtido destaque em âmbito mundial é a solar fotovoltaica. Dentre as topologias de sistemas fotovoltaicos, o arranjo utilizando microinversores tem se apresentado atrativo para sistemas de menor potência e que apresentam problemas de sombreamento parcial (Kjaer et al., 2002; Cha et al., 2015; Walker and Sernia, 2004).

Como a topologia com microinversor é aplicada geralmente para um ou mais módulos em paralelo, a tensão contínua gerada possui um nível baixo em relação ao valor de tensão da rede elétrica. Desse modo, é necessário proporcionar um elevado ganho estático na conversão CC-CC, em torno de 10 a 20 vezes, o que na prática não é obtido trivialmente por meio de conversores não-isolados (Chen et al., 2014; Prasanna and Rathore, 2013).

Dentre as topologias de conversores CC-CC isolados, o conversor CC-CC meia ponte alimentado em corrente (*Current-Fed Half-Bridge - CFHB*) apresenta vantagens para aplicações fotovoltaicas, como: redução da ondulação da corrente de entrada, menores problemas relacionados à sa-

turação do núcleo do transformador, entre outras. Entretanto, os conversores isolados possuem problemas com a indutância de dispersão do transformador, a qual gera sobretensões mais intensas nos instantes de abertura (*turn-off*) das chaves semicondutoras, o que pode facilitar a deterioração desses componentes (Teston et al., 2015; Prasanna et al., 2013).

De modo a amenizar os picos de tensão nas chaves são aplicados *snubbers*, os quais podem ser passivos ou ativos. Os circuitos passivos ou dissipativos são de simples implementação e baixo custo, entretanto podem reduzir o rendimento do conversor. Por outro lado, os *snubbers* regenerativos, embora possuam operação mais complexa em relação aos dissipativos, possibilitam que o rendimento do conversor não seja afetado significativamente, uma vez que podem promover a comutação com ZVS e/ou ZCS (Han et al., 2005).

Na literatura, alguns *snubbers* são propostos para o conversor CFHB. Em Zhan et al. (2016) é apresentado um circuito passivo, o qual é composto por três diodos, dois indutores e dois capacitores. A aplicação desse circuito promove a redução das sobretensões nas chaves e permite com que operem em ZVS no *turn-off*. Com esse circuito auxiliar foi obtido um rendimento máximo

de 92,3% para o conversor CFHB. Já em Han et al. (2005) é proposto um *snubber* ativo constituído por duas chaves e um capacitor. Por meio desse circuito pode-se obter um grampeamento da tensão das chaves igual a tensão do capacitor do *snubber*, além disso através da energia armazenada na indutância de dispersão as chaves principais operam com ZVS, de modo que no artigo foi obtido um rendimento de 95%.

Este trabalho tem como objetivo apresentar uma adaptação do circuito auxiliar proposto em Bahrami et al. (2017) como alternativa para a comutação suave nos semicondutores do conversor CFHB. Com a aplicação do *snubber* o conversor pode operar em frequências mais elevadas, entretanto com menores perdas de comutação. Além disso, com esse circuito é possível grampear a tensão sobre as chaves e, com isso, componentes com menor tensão de bloqueio podem ser aplicados, o que minimiza as perdas de condução uma vez que a redução do nível de ruptura nos semicondutores implica em resistências menores.

O trabalho está organizado como segue: na seção 2 é apresentada a operação e equacionamento matemático do conversor CFHB com a conexão do *snubber* proposto. Já na seção 3 são apresentados os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. A metodologia de projeto do conversor é apresentada na seção 4 e um exemplo é realizado na seção 5. Na seção 6 são apresentados experimentais do conversor e, por fim, as conclusões desse trabalho são apresentadas na seção 7.

2 Operação do Conversor Proposto

A estrutura do conversor CFHB com *snubber* regenerativo e retificador dobrador de tensão na saída é apresentada na Figura 1, sendo que o circuito auxiliar é constituído por uma chave semicondutora S_a , dois indutores L_r e L_s , um capacitor ressonante C_r e dois diodos D_{a1} e D_{a2} .

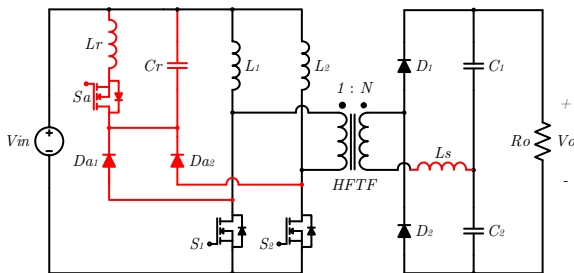


Figura 1: Conversor CC-CC meia ponte alimentado em corrente com *snubber* regenerativo.

Na operação do circuito principal as chaves S_1 e S_2 operam com razão cíclica D maior que 0,5 com uma defasagem de 180° . O circuito auxiliar opera com $2f_s$, tal que f_s é a frequência de comutação do conversor CFHB. Para simplificar a análise do circuito considerou-se que: tensão em

C_1 e C_2 é constante, assim como a corrente nos indutores *boost* L_1 e L_2 ;

Para simplificar a análise do circuito as seguintes considerações foram feitas:

- i) Os capacitores C_1 e C_1 e os indutores L_1 e L_2 são grandes suficiente para, respectivamente, manter a tensão de saída e a corrente nesses indutores constante;
- ii) Os indutores L_1 e L_2 possuem mesma indutância, ou seja $L_1=L_2=L$ e os capacitores do retificador dobrador de tensão possuem mesma capacitância, ou seja, $C_1=C_2=C$;

Na sequência são apresentadas as 10 etapas de operação do conversor CC-CC CFHB com a atuação do *snubber* regenerativo para um semiciclo de chaveamento, considerando um ciclo completo da comutação de S_1 . Para o semiciclo complementar a essência do funcionamento é a mesma, entretanto se tem um ciclo de chaveamento completo de S_2 . As formas de onda dos principais elementos do conversor são apresentadas na Figura 3.

2.1 Etapa 1 $[t_0, t_1]$

O circuito do conversor para a etapa 1 é apresentado na Figura 2. No início desse modo a chave S_a é ativada com ZCS devido a presença do indutor ressonante L_r . O capacitor ressonante C_r está carregado com uma tensão positiva V_7 e é estabelecida uma ressonância entre L_r e C_r . O capacitor descarrega corrente para o indutor até que V_{C_r} permaneça grampeada em $-V_{in}$. Os indutores L_1 e L_2 estão em processo de carga, enquanto os capacitores C_1 e C_2 descarregam energia para a saída e não há circulação de corrente no transformador de alta frequência.

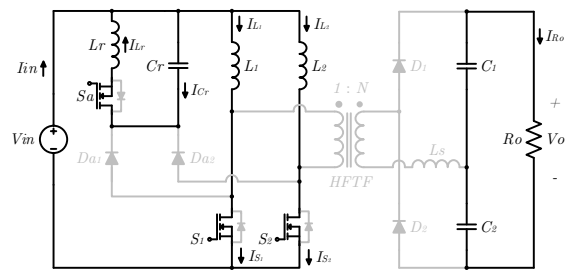


Figura 2: Circuito equivalente da etapa 1.

A frequência de ressonância ω_1 entre L_r e C_r é dada por (1).

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

A tensão instantânea no capacitor C_r para essa etapa pode ser calculada por (2).

$$V_{C_r} = V_7 \cos(\omega_1(t - t_0)) \quad (2)$$

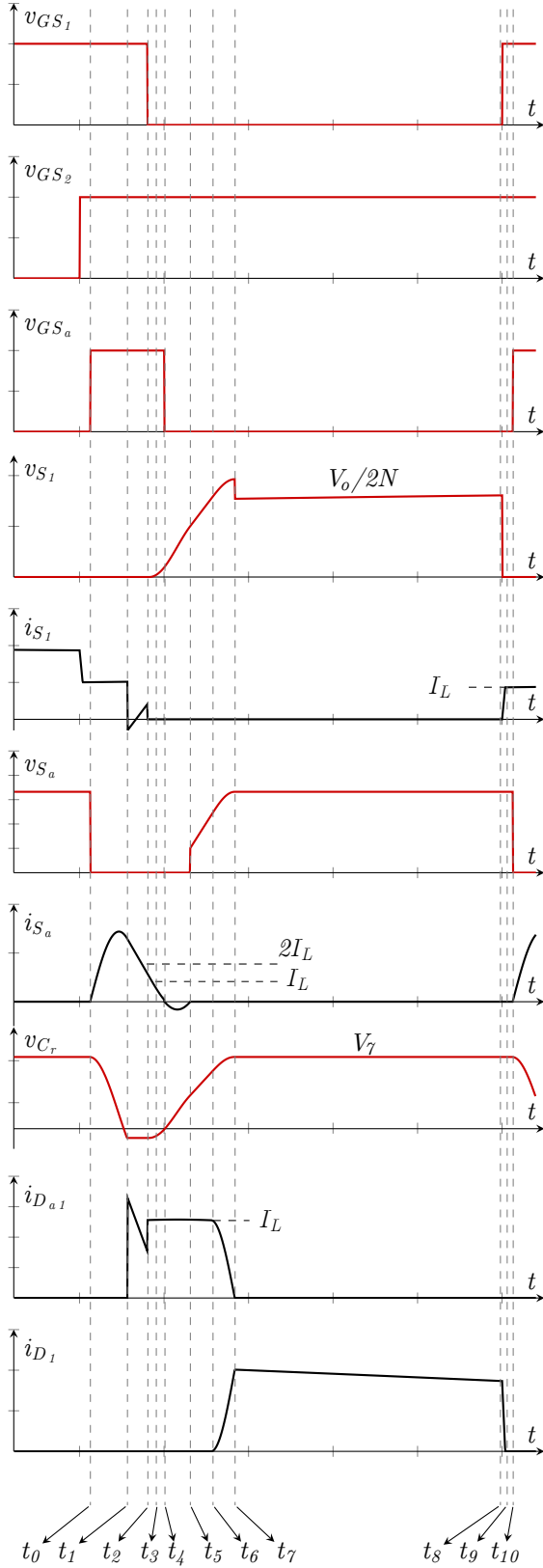


Figura 3: Principais formas de onda do conversor CC-CC CFHB com *snubber* regenerativo.

O tempo de duração desse modo de operação é determinado por (3).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi - \arccos \left(\frac{V_{in}}{V_7} \right) \right) \quad (3)$$

A corrente no indutor L_r ao final dessa etapa é dada por (4), sendo a impedância Z_1 calculada por (5).

$$I_{L_r}(t_1) = \frac{V_7}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 \Delta t_1) \quad (4)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5)$$

2.2 Etapa 2 $[t_1, t_2]$

A segunda etapa inicia quando V_{C_r} é grampeada em $-V_{in}$, com isso a corrente no capacitor é nula e os diodos D_{a1} e D_{a2} entram em condução. Como a energia acumulada em L_r na primeira etapa é maior que a corrente de entrada, os diodos anti-paralelos das chaves principais entram em condução. Logo, é possível que S_1 seja desativada com ZCZVS. O circuito para essa etapa é apresentado na Figura 4 e duração desse modo de operação pode ser determinado por (6).

$$\Delta t_2 = \frac{L_r}{V_{in}} (I_{L_r}(t_1) - 2I_L) \quad (6)$$

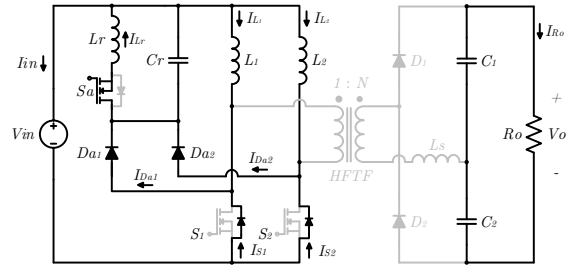


Figura 4: Circuito equivalente da etapa 2.

2.3 Etapa 3 $[t_2, t_3]$

O início da terceira etapa é dado quando a chave S_1 é desativada com ZCS, obtendo-se o circuito apresentado na Figura 5. Durante essa etapa a corrente I_{L_r} decresce de $2I_L$ para I_L , com isso a corrente em S_2 cresce de 0 a I_L e ao fim desse modo de operação o diodo D_{a2} é bloqueado. A duração dessa etapa de operação é determinada por (7), tal que $I_L = I_{L_1} = I_{L_2}$ é dada por (8), sendo P_o é a potência de saída e ΔI_L é a ondulação da corrente nos indutores L_1 e L_2 .

$$\Delta t_3 = \frac{L_r I_L}{V_{in}} \quad (7)$$

$$I_L = \frac{P_o}{2V_{in}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (8)$$

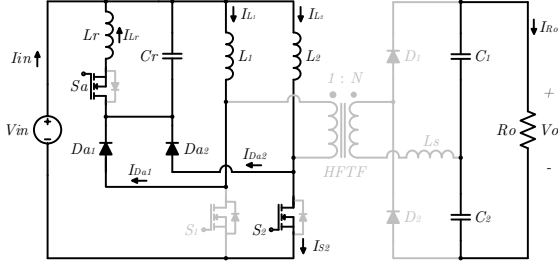


Figura 5: Circuito equivalente da etapa 3.

2.4 Etapa 4 $[t_3, t_4]$

Quando o diodo D_{a2} é polarizado reversamente inicia-se a quarta etapa de operação, para a qual o circuito equivalente é apresentado na Figura 6.

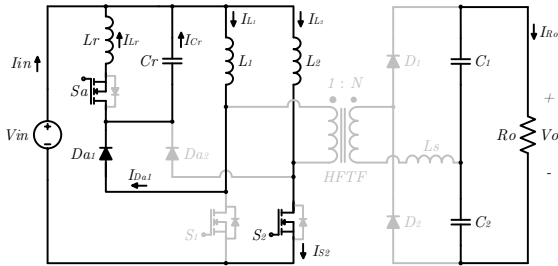


Figura 6: Circuito equivalente da etapa 4.

A corrente em L_r é menor que a corrente I_L , desse modo o diodo D_{a1} conduz a corrente de L_1 iniciando a carga do capacitor C_r . A corrente I_{L_r} ao fim desse modo atinge valor nulo. O tempo de duração dessa etapa pode ser calculado por meio da equação (9).

$$\Delta t_4 = \frac{L_r I_L}{V_{in}} \quad (9)$$

2.5 Etapa 5 $[t_4, t_5]$

Na quinta etapa o diodo antiparalelo da chave auxiliar entra em condução, de modo que seja possível realizar a comutação em ZVS-ZCS, o circuito do conversor para esse modo é apresentado na Figura 7.

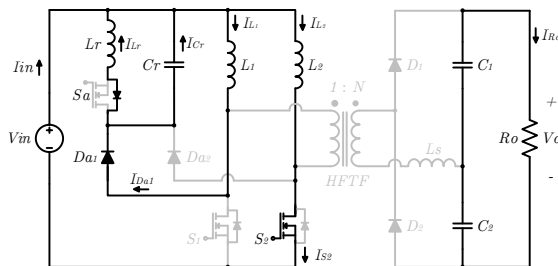


Figura 7: Circuito equivalente da etapa 5.

Durante este estágio, as equações de V_{C_r} e

I_{L_r} são determinadas por (10) e (11), respectivamente.

$$V_{C_r}(t) = V_{in} \cos(\omega_1(t - t_4)) + Z_1 I_L \sin(\omega_1(t - t_4)) \quad (10)$$

$$I_{L_r}(t) = I_L [1 - \cos(\omega_1(t - t_4))] \quad (11)$$

A duração da etapa 5 é determinada por meio da equação (12).

$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{\omega_1} \quad (12)$$

2.6 Etapa 6 $[t_5, t_6]$

A sexta etapa de operação inicia quando a chave S_a é desativada, o circuito equivalente para esse modo é disposto na Figura 8.

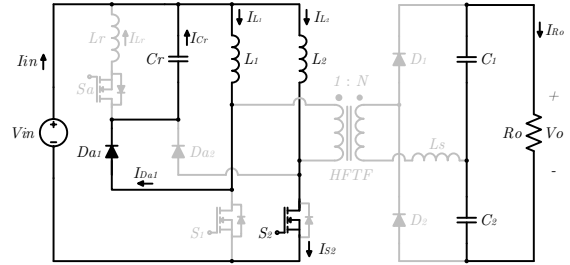


Figura 8: Circuito equivalente da etapa 6.

O capacitor ressonante C_r é carregado pelo indutor L_1 através do diodo auxiliar D_{a1} , logo a tensão V_{C_r} cresce de $-V_{in}$ até $\frac{V_o}{2N} - V_{in}$, sendo N a relação de transformação. O indutor L_2 está em processo de carga por meio da condução de S_2 .

A duração desse modo de operação pode ser determinada pela equação da corrente no capacitor C_r , de modo que o intervalo de tempo Δt_6 é dado pela expressão (17).

$$\Delta t_6 = \frac{C_r V_o}{I_L 2N} \quad (13)$$

2.7 Etapa 7 $[t_6, t_8]$

Essa etapa inicia quando a tensão sobre a chave S_1 atinge $\frac{V_o}{2N}$, com isso o diodo D_1 do retificador dobrador de tensão entra em condução com ZCS fornecendo energia para a saída e para carregar o capacitor C_1 .

Desse modo, é estabelecida uma ressonância entre C_r e o indutor snubber L_s e, durante o período de ressonância, a corrente nesse indutor cresce de 0 a $\frac{I_L}{N}$. Com isso, ao final desse modo o diodo auxiliar D_{a1} entra em bloqueio. O circuito equivalente para essa etapa é disposto na Figura 9.

A tensão estabelecida no capacitor C_r nesse modo de operação pode ser calculada por (14),

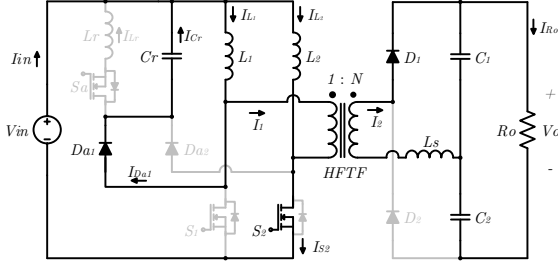


Figura 9: Circuito equivalente da etapa 7.

sendo a impedância Z_7 calculada pela equação (15).

$$V_7 = \frac{V_o}{2N} - V_{in} + Z_7 I_L \quad (14)$$

$$Z_7 = \sqrt{\frac{L_s}{C_r}} \quad (15)$$

A frequência de ressonância ω_7 entre C_r e L_s é determinada pela equação (16), logo o tempo de duração desse modo é determinado pela expressão (18).

$$\omega_7 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_r}} \quad (16)$$

$$\Delta t_7 = \frac{\pi}{2\omega_7} \quad (17)$$

2.8 Etapa 8 $[t_7, t_8]$

A oitava etapa começa quando a tensão no capacitor C_r atinge V_7 , com isso o circuito principal opera sem a atuação do snubber, como pode ser visto na Figura 9.

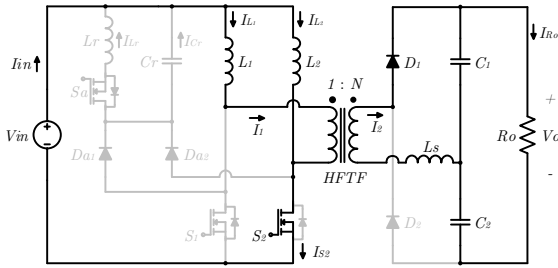


Figura 10: Circuito equivalente da etapa 8.

A corrente do indutor L_1 continua a fluir pelo transformador, carregando o capacitor C_1 e há transferência de energia para a carga. O tempo de duração dessa etapa pode ser determinado pela equação (18).

$$\Delta t_8 = \frac{(1-D)}{f_s} - \frac{2I_L L_r}{V_{in}} - \frac{C_r V_o}{2NI_L} - 2\pi\sqrt{L_s C_r} \quad (18)$$

2.9 Etapa 9 $[t_8, t_9]$

Esse modo de operação inicia quando a chave S_1 é ativada, de modo que sua corrente cresce linearmente de 0 a I_L e a corrente no diodo D_1 decresça de $\frac{I_L}{N}$ até 0. O circuito do conversor para esse modo de operação é apresentado na Figura 11 e o tempo de duração dessa etapa pode ser calculado pela equação (19).

$$\Delta t_9 = \frac{L_s 2NI_L}{V_o} \quad (19)$$

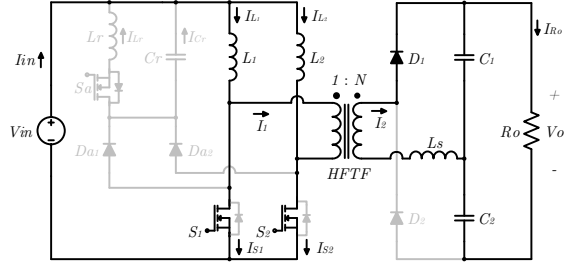


Figura 11: Circuito equivalente da etapa 9.

2.10 Etapa $[t_9, t_{10}]$

Quando a corrente no diodo D_1 atinge 0 essa etapa é iniciada. Os indutores L_1 e L_2 são carregados linearmente através das chaves S_1 e S_2 , respectivamente, de forma similar a operação conversor CFHB, como pode-se notar na Figura 12.

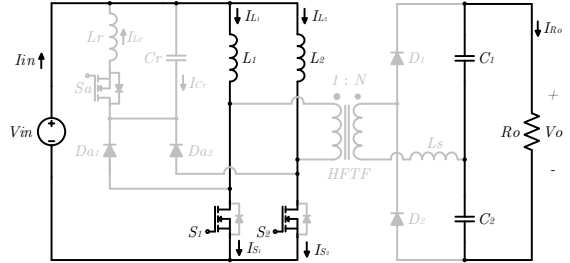


Figura 12: Circuito equivalente da etapa 10.

O tempo de duração da décima etapa pode ser calculado pela equação (19).

$$\Delta t_{10} = \frac{D}{f_s} - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_9 \quad (20)$$

3 Esforços nos Semicondutores

A corrente de pico nas chaves S_1 e S_2 é dada por

$$I_{S_1} = I_{S_2} = I_L = \frac{P_o}{2V_{in}} + \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (21)$$

No caso da chave S_a a corrente máxima na chave auxiliar é dada por

$$I_{S_a} = \frac{V_7}{Z_1} \quad (22)$$

As tensões nas chaves principais e na chave auxiliar são calculadas, respectivamente, por (23) e (24).

$$V_{S_1} = V_{S_2} \approx \frac{V_o}{2N} \quad (23)$$

$$V_{S_a} \approx \frac{V_o}{2N} - V_{in} \quad (24)$$

A corrente máxima nos diodos auxiliares I_{D_a} e nos diodos do retificador dobrador de tensão são determinadas, respectivamente, por (25) e (26).

$$I_{D_{a1}} = I_{D_{a2}} = I_{L_r}(t_1) \quad (25)$$

$$I_{D_1} = I_{D_2} = \frac{1}{N} \left(\frac{P_o}{2V_{in}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (26)$$

A tensão de bloqueio dos diodos auxiliares é dada pela equação (27), enquanto a tensão reversa que os diodos do retificador dobrador de tensão devem suportar é determinada por (28).

$$V_{D_{a1}} = V_{D_{a2}} = \frac{V_o}{2N} \quad (27)$$

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_o \quad (28)$$

4 Metodologia de Projeto

Em relação aos componentes do circuito principal, o projeto desses elementos é realizado desconsiderando a influência do *snubber* regenerativo. Desse modo, os indutores L_1 e L_2 podem ser calculados por

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta I_L} \quad (29)$$

Os capacitores do retificador dobrador de tensão C_1 e C_2 são calculados pela equação (30), tal que ΔV_o é *ripple* admissível na tensão de saída.

$$C = \frac{P_o D}{f_s V_o \Delta V_o} \quad (30)$$

Para que seja provida a condição de comutação em ZCS para as chaves principais do conversor é necessário que a corrente em L_r ao final da primeira etapa seja maior que a soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 , desse modo obtém-se a equação (31).

$$I_{L_r}(t_1) = \frac{V_r}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 \Delta t_1) > 2I_L \quad (31)$$

Além disso, para que o *snubber* não altere consideravelmente o funcionamento do conversor, a frequência de ressonância f_r entre L_r e C_r deve ser significativamente maior que a frequência de chaveamento do conversor. Desse modo, considerando $f_r = 10f_s$, obtém-se:

$$2\pi(10f_s) = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (32)$$

Por meio das equações (31) e (32) é possível determinar os valores L_r e C_r . O valor do indutor L_s é determinado por meio da equação (19), isolando L_s tem-se que:

$$L_s = \frac{V_o \Delta t_9}{2I_L} \quad (33)$$

Por meio do balanço tensão-segundo no indutor L_2 , o ganho estático do conversor CFHB com *snubber* regenerativo desconsiderando o tempo da etapa 7 pode ser determinado pela equação (34).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2N}{V_{in}} \left(\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \right) \quad (34)$$

Sendo que

$$a = \frac{C_r}{2I_L}, \quad (35)$$

$$b = \frac{L_r I_L}{V_{in}} - \frac{(1-D)}{f_s}, \quad (36)$$

$$c = \frac{V_{in}}{f_s} - \frac{V_{in}^2 C_r}{2I_L}. \quad (37)$$

Com o *snubber* regenerativo o ganho do conversor CFHB com dobrador de tensão aumenta. No gráfico da Figura 13 é possível verificar as curvas de ganho estático do conversor com e sem a atuação do *snubber*, para os valores de projeto determinados na seção 5.

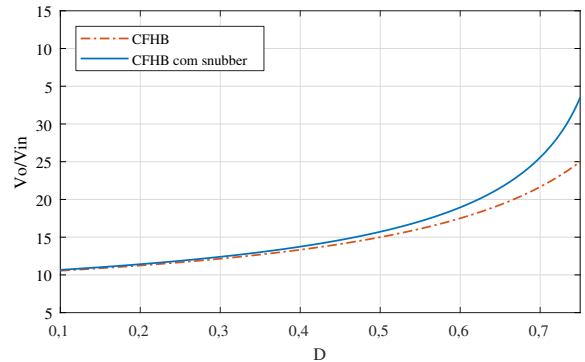


Figura 13: Curva de ganho estático do CFHB com dobrador de tensão com e sem o *snubber*.

5 Exemplo de Projeto

De modo a corroborar a metodologia de projeto apresentada foram considerados os parâmetros dispostos na Tabela 1 para projeto do conversor CFHB com *snubber* regenerativo.

Através dos parâmetros estabelecidos na Tabela 1 e fazendo uso das equações (31) e (32) definiu-se $L_r = 1 \mu\text{H}$ e $C_r = 33 \text{ nF}$.

Adotando-se Δt_9 igual a 41 ns , por meio da equação (33) foi obtido $L_s = 1 \mu\text{H}$.

Tabela 1: Parâmetros para implementação

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	30 V
Tensão de Saída	V_o	400 V
Potência de Saída	P_o	250 W
Frequência de chaveamento do circuito principal	f_s	100 kHz
Ondulação da corrente nos indutores L_1 e L_2	ΔI_L	1 A
Ondulação da tensão de saída	ΔV_o	4 V

Através da equação (29) definiu-se $L=220 \mu\text{H}$ para os indutores L_1 e L_2 . Já para os capacitores C_1 e C_2 , por meio da equação (30) obteve-se $C=470 \text{ nF}$.

Por meio da equação (34) é possível obter o ganho estático do conversor proposto. Tem-se que para a tensão de entrada especificada $M=13,33$.

6 Resultados Experimentais

A partir dos parâmetros definidos na seção 5 e dos valores obtidos para os componentes foi implementado um protótipo do conversor CFHB, de modo a avaliar o comportamento do circuito com a inclusão do *snubber* regenerativo. Como chaves foram utilizados MOSFETs IRFP250N e como diodos fez-se uso do modelo 15ETH06FP, ambos do fabricante *Intenational Rectifier*.

Na Figura 14 são apresentadas as formas de onda da corrente e da tensão na chave principal S_1 sem a conexão do *snubber*, bem como da tensão de saída. Como pode-se observar, há a ocorrência de sobretensões quando essa chave é desativada, devido principalmente à indutância parasita do transformador de alta frequência, o que pode danificar o semiconductor ou ser necessário utilizar chaves com maior tensão de ruptura. Além disso, aplicando um valor de razão cíclica de 0,625 foi obtido uma tensão de 400 V sobre a carga.

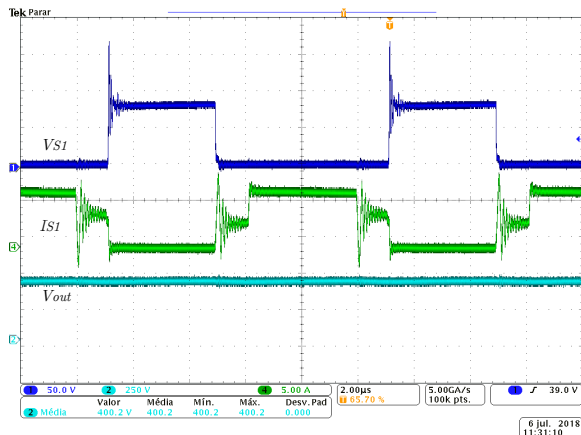


Figura 14: Resultados experimentais da chave principal S_1 sem *snubber* e a tensão de saída

Já na Figura 15 são apresentadas as formas de onda na chave principal com a atuação do *snubber*. Pode-se observar que a tensão na chave foi grampeada, reduzindo significativamente as sobretensões no componente. Além disso, o circuito auxiliar proporcionou ZVS no *turn-off* para as chaves principais, reduzindo as perdas por comutação. Com o *snubber* foi obtido um valor de tensão de saída de 400 V para uma razão cíclica de 0,6, o que verifica o aumento do ganho estático do conversor devido à inclusão do circuito auxiliar.

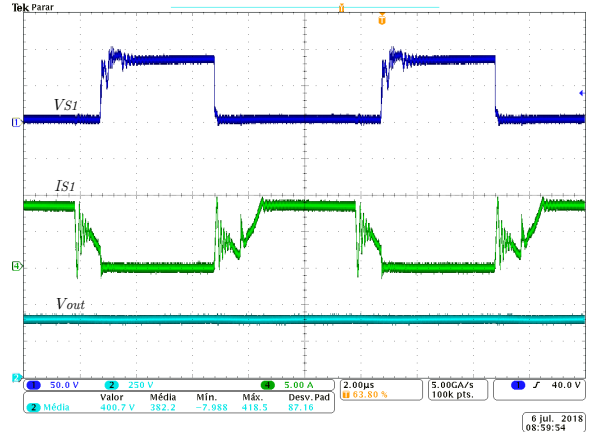


Figura 15: Resultados experimentais da chave principal S_1 com *snubber*.

Na Figura 16 são dispostos os resultados experimentais para a tensão e a corrente na chave auxiliar, bem como a tensão sobre o capacitor ressonante. É possível observar que antes da chave S_a ser ativada a tensão sobre o capacitor permanece grampeada e quando é dado o sinal de comando L_r e C_r ressonam até a chave ser desativada.

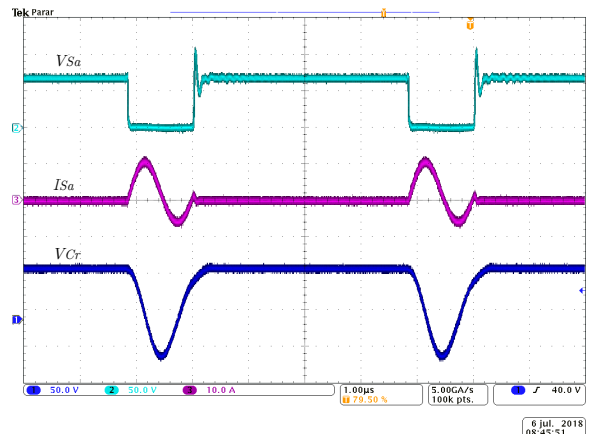


Figura 16: Resultados experimentais do circuito auxiliar

Em relação à corrente na chave auxiliar observa-se que, devido à presença do indutor ressonante, ZCS é obtido no *turn-on*. Já no *turn-off* as perdas por comutação em S_a também foram reduzidas, entretanto a influência do tempo de recuperação reversa do diodo anti-paralelo, qual faz

com que o semicondutor continue em condução por um pequeno intervalo de tempo, não foi possível obter ZCS e ZVS plenamente. Entretanto, o uso de chaves com um diodo anti-parallel mais rápido pode reduzir ainda mais as perdas de comutação no *turn-off*.

7 Conclusões

Nesse trabalho foi apresentada a aplicação de um *snubber* regenerativo ao conversor CFHB com dobrador de tensão. Realizou-se o levantamento das etapas de operação do circuito e das equações de projeto dos componentes, bem como um exemplo de projeto foi apresentado. Com base nesse exemplo foi realizada a implementação prática do conversor, de modo a comprovar o funcionamento e a análise matemática apresentada nesse trabalho.

Com a inclusão do circuito auxiliar as chaves principais do conversor comutam com ZVS no *turn-off*, além de que a tensão nessas chaves são grampeadas próximas valor da tensão do enrolamento primário. Desse modo, as sobretensões intensificadas pela indutância parasita do transformador podem ser amenizadas, além de que componentes com menor nível de ruptura e, conseqüentemente, menor resistência de condução podem ser aplicados.

Além disso, os componentes do *snubber* entram em condução com ZCS devido à presença do indutor ressonante e a chave auxiliar é desativada com ZCS-ZVS. Desse modo, para o conversor CFHB com dobrador de tensão o rendimento pode ser melhorado, mesmo com um ganho estático na ordem de 10 e 20 vezes. Ainda, com o circuito auxiliar o ganho do conversor aumenta, com isso, o mesmo ganho estático pode ser obtido com um menor valor de razão cíclica.

Agradecimentos

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo projeto de Pesquisa e Desenvolvimento PD 2866-0468 / 2017, concedido pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e pela Companhia Paranaense de Energia (COPEL). Os autores agradecem também à FINEP, CAPES, SETI, CNPq, Fundação Araucária e UTFPR pelas bolsas e financiamentos adicionais.

Referências

- Bahrami, H., Adib, E., Farhangi, S., Iman-Eini, H. and Golmohammadi, R. (2017). Zcs-pwm interleaved boost converter using resonance-clamp auxiliary circuit, *IET Power Electronics* **10**(3): 405–412.
- Cha, W. J., Cho, Y. W., Kwon, J. M. and Kwon, B. H. (2015). Highly efficient microinverter with soft-switching step-up converter and single-switch-modulation inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **62**(6): 3516–3523.
- Chen, L., Amirahmadi, A., Zhang, Q., Kutkut, N. and Batarseh, I. (2014). Design and implementation of three-phase two-stage grid-connected module integrated converter, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(8): 3881–3892.
- Han, S.-K., Yoon, H.-K., Moon, G.-W., Youn, M.-J., Kim, Y.-H. and Lee, K.-H. (2005). A new active clamping zero-voltage switching pwm current-fed half-bridge converter, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20**(6): 1271–1279.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K. and Blaabjerg, F. (2002). Power inverter topologies for photovoltaic modules—a review, *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, Vol. 2, pp. 782–788 vol.2.
- Prasanna, U. R. and Rathore, A. K. (2013). Analysis, design, and experimental results of a novel soft-switching snubberless current-fed half-bridge front-end converter-based pv inverter, *IEEE Transactions on Power Electronics* **28**(7): 3219–3230.
- Prasanna, U. R., Rathore, A. K. and Mazumder, S. K. (2013). Novel zero-current-switching current-fed half-bridge isolated dc/dc converter for fuel-cell-based applications, *IEEE Transactions on Industry Applications* **49**(4): 1658–1668.
- Teston, S. A., Carati, E. G., da Costa, J. P., Cardoso, R. and d. O. Stein, C. M. (2015). Comparison of two connection possibilities of the clamp capacitor in the active-clamped zvs current-fed half-bridge converter, *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6.
- Walker, G. R. and Sernia, P. C. (2004). Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules, *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**(4): 1130–1139.
- Zhan, T., Zhang, Y., Wen, W., Zhang, R. and He, Z. (2016). A novel passive lossless snubber for current-fed half-bridge isolated dc/dc converter, *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 1146–1150.