

UM CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO QUASI-ZVS APLICADO A CONVERSORES FORWARD COM DOIS INTERRUPTORES

José Renes Pinheiro, José Eduardo Baggio, Luciano Schuch

UFSM/CT/DELC/NUPEDEE

CEP: 97105 900 Santa Maria, RS Brasil

rcnes@ctlab.ufsm.br, baggio@nupedec.ufsm.br, lschuch@sm.concx.com.br

Resumo - Este artigo apresenta um circuito de auxílio à comutação (CAC) aplicado a conversores *forward* com dois interruptores, operando com comutação do tipo quasi-ZVS, (Quasi Zero Voltage Switching) nos interruptores principais. O CAC utilizado é composto por um indutor ressonante de pequeno volume, um diodo e um interruptor que comuta sob corrente nula. Não é necessário o uso de um terceiro enrolamento no transformador nem fontes de tensão auxiliares para realizar a comutação. A implementação é possível através do uso de um comando apropriado, diferente daquele convencionalmente utilizado em conversores *forward* com dois interruptores. É apresentada uma completa análise das etapas de operação bem como os procedimentos de projeto para a correta operação do conversor. Resultados experimentais foram obtidos de um protótipo de 250W/48V @ 100kHz, provando a viabilidade deste CAC aplicado a conversores *forward* com dois interruptores. Concomitantemente, um novo conceito de comutação é introduzido, onde os interruptores principais comutam de forma quasi-ZVS.

Abstract – This paper presents an active auxiliary circuit (AAC) applied to forward converters with two switches which performs a quasi-ZVS commutation at main switches. The AAC is composed by one resonant inductor of small volume, one diode and one switch that commutates at ZCS (Zero Current Switching). It is not necessary the use of a third winding in the transformer neither auxiliary voltage sources to achieve soft switching. The implementation is possible through the use of an appropriate command, different than it is used conventionally in two switches forward converters. Complete analysis of the operation stages, as well as the design procedures for the correct operation of the converter are presented. Experimental results obtained from a prototype of 250W/48V@100kHz prove the feasibility of this AAC applied to two switches forward converters. Furthermore, a new concept of switching is introduced, where the main switches commutate at quasi-ZVS.

I. INTRODUÇÃO

Com o avanço da ciência, muitos esforços vem sendo dispensados no intuito de se obter melhor performance e redução de volume dos conversores de potência, uma vez que estes estão presentes na maioria dos aparelhos eletrônicos. Nas últimas décadas a elevação da frequência de comutação das dezenas de kHz às centenas de kHz permitiu a

diminuição do volume dos componentes magnéticos e dos capacitores presentes no circuito, resultando em uma diminuição dos volumes dos conversores. Entretanto, com o aumento da frequência, as perdas de comutação tornam-se bastante expressivas, reduzindo a eficiência e aumentando, conseqüentemente, o volume dos dissipadores. Através de técnicas de comutação suave com comutação sob tensão nula e/ou corrente nula, as perdas de comutação são reduzidas, aumentando a eficiência e reduzindo o volume dos dissipadores dos conversores.

Um cuidado que se deve ter ao se trabalhar com o conversor *forward* é o de proporcionar a desmagnetização do núcleo do transformador. Comumente, a desmagnetização é feita com o uso de um terceiro enrolamento no transformador. Já no conversor *forward* com dois interruptores, a desmagnetização é obtida sem a necessidade de um terceiro enrolamento, limitando-se a razão cíclica máxima em 50%.

Em [1 e 2] são apresentados circuitos *snubber* não dissipativo onde os interruptores principais entram em condução sob condição ZCS e são bloqueados sob ZVS. Em [1] existe a desvantagem do indutor ressonante ser colocado em série com a carga, fazendo com que este conduza a corrente de carga, aumentando o volume e o custo deste elemento. Este inconveniente é contornado em [2], onde o *snubber* é colocado em paralelo com a carga. Entretanto na implementação destes *snubber* são utilizados MOSFETs, os quais apresentam perdas capacitivas ao entrarem em condução de forma ZCS.

Fazendo uso de um transformador com três enrolamentos, em [3] uma fonte auxiliar é introduzida com o terceiro enrolamento, que juntamente com um circuito ressonante LC e um interruptor auxiliar, permitem a comutação sob tensão nula (ZVS) para os interruptores principais. O terceiro enrolamento do transformador é eliminado em [4], e somente a indutância de magnetização do transformador é utilizada na obtenção da fonte auxiliar para excitação do circuito ressonante.

Em [5] é apresentado um circuito que opera com dois conversores *forward* acoplados magneticamente, através de um transformador de três enrolamentos, onde a transferência de potência é controlada por deslocamento de fase. Este mesmo circuito apresenta também a vantagem de realizar comutação suave nos interruptores principais.

Em [6] é apresentado um circuito auxiliar composto por um interruptor e um indutor ressonante aplicado a um conversor em ponte completa. Um circuito similar pode ser

utilizado em conversores *forward* com dois interruptores, modificando-se o comando dos interruptores principais de forma apropriada.

Este trabalho apresenta um CAC aplicado a conversores *forward* com dois interruptores. Nesta topologia, o conversor opera com comutação suave nos interruptores principais (entrada em condução Quasi-ZVS e bloqueio ZVS), e comutação suave do tipo ZCS no interruptor do circuito auxiliar.

II. CIRCUITO AUXILIAR PARA UTILIZAÇÃO EM CONVERSORES FORWARD COM DOIS INTERRUPTORES

A topologia proposta, idealizada, é apresentada na Fig. 1, sendo esta composta por dois interruptores principais S_1 e S_2 (MOSFETs), dois diodos principais D_1 e D_2 , um transformador (N_1, N_2), dois diodos retificadores (D_3, D_4) e dois capacitores (C_1 e C_2). A indutância de dispersão do transformador é representada pelo indutor L_d . O circuito auxiliar possui um indutor ressonante L_r , um interruptor S_{a1} (IGBT) e um diodo D_{a1} . O filtro de saída é composto de um indutor L_f e um capacitor C_f , sendo a carga representada por R_0 .

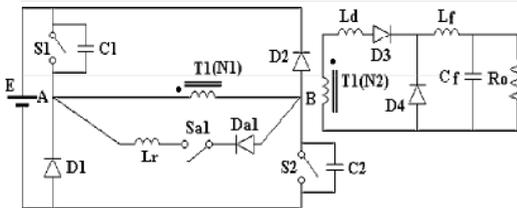


Figura 1 – Topologia proposta, idealizada.

Para a adequada operação do circuito auxiliar, é necessário que os interruptores operem conforme lógica de comando apresentada na Fig. 2b.

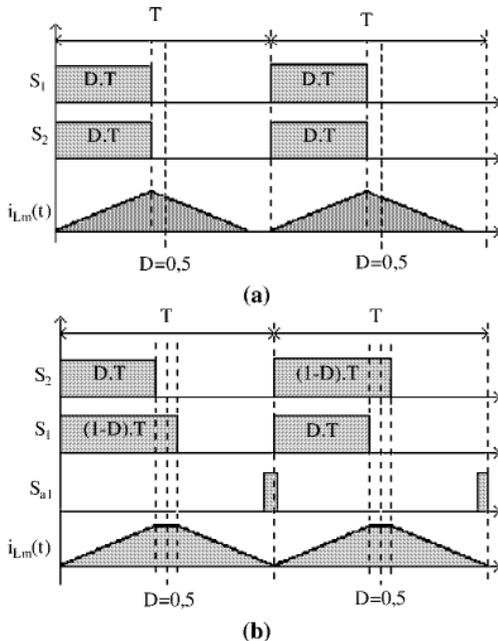


Figura 2 - Comando dos interruptores e corrente de magnetização do transformador: (a) Comando convencional. (b) Comando proposto.

Observa-se que com o uso do comando proposto (Fig. 2b), não se modifica a relação de transferência de potência do conversor *forward* com dois interruptores com comando convencional (Fig. 2a), pois somente se atrasa o momento do início da desmagnetização do transformador.

A seguir são apresentadas as nove etapas de funcionamento que ocorrem no conversor *forward*, ao se utilizar o comando e o circuito auxiliar proposto. Na análise que segue, todos os componentes são considerados ideais; o transformador é composto por indutância de dispersão e magnetizante, e o filtro de saída e a carga são substituídos por uma fonte de corrente ideal. A indutância de dispersão pode ser considerada tanto no circuito primário como no secundário, sem alterar a análise. Os circuitos equivalentes das etapas são apresentados na Fig. 3.

Etapa 1 (t_0-t_1): Considera-se inicialmente que a corrente no indutor L_d é igual à corrente de carga. Os interruptores S_1 e S_2 estão em condução e a fonte de tensão E transfere energia para a carga através de $S_1, T_1(N_1)$ e S_2 no primário, e $T_1(N_2), L_d$ e D_3 no secundário. O interruptor S_{a1} está bloqueado. A corrente magnetizante do transformador, $i_{Lm}(t)$, aumenta linearmente, excitada pela fonte de tensão E . A corrente em $T_1(N_1)$, $i_{T_1(N_1)}(t)$, é a soma das correntes de carga I_c refletida para o primário e a corrente magnetizante do transformador $i_{Lm}(t)$, sendo estas grandezas definidas em (1) e (2).

$$i_{Lm}(t) = \frac{E}{L_m} \cdot t + I_{Lm9}, \quad (1)$$

$$i_{T_1(N_1)}(t) = \frac{E}{L_m} \cdot t + I_{Lm9} + I_c, \quad (2)$$

sendo I_{Lmx} a corrente magnetizante no instante t_x , onde $x = 1, 2, \dots, 9$.

Etapa 2 (t_1-t_2): Em t_1 , bloqueia-se somente o interruptor S_2 (ZVS) e a tensão sobre o capacitor C_2 começa a aumentar linearmente, devido à corrente de carga e à corrente magnetizante $i_{Lm}(t)$. A tensão no capacitor C_2 e a corrente magnetizante são dadas por (3) e (4).

$$v_{C_2}(t) = E + Z_1 \cdot (I_c + I_{Lm1}) \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t), \quad (3)$$

$$i_{Lm}(t) = (I_c + I_{Lm1}) \cdot \text{cos}(\omega_1 \cdot t) - I_c, \quad (4)$$

onde Z_1 é a impedância característica desta etapa e ω_1 é a frequência angular ressonante. Estas grandezas são definidas por:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_m}{C}}, \quad (5)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_m \cdot C}}, \quad (6)$$

sendo: $C = C_1 = C_2$.

Etapa 3 (t_2-t_3): Em t_2 , a tensão sobre o capacitor C_2 atinge a tensão E e o diodo D_2 entra em condução. Com isso, a corrente magnetizante $i_{Lm}(t)$ e a corrente de carga I_c ficam em roda livre através do diodo D_2 e do interruptor S_1 .

Etapa 4 (t_3-t_4): No instante t_3 , o interruptor S_1 é bloqueado (ZVS) e a corrente que antes circulava por este interruptor passa a circular através do capacitor C_1 . Ocorre a ressonância

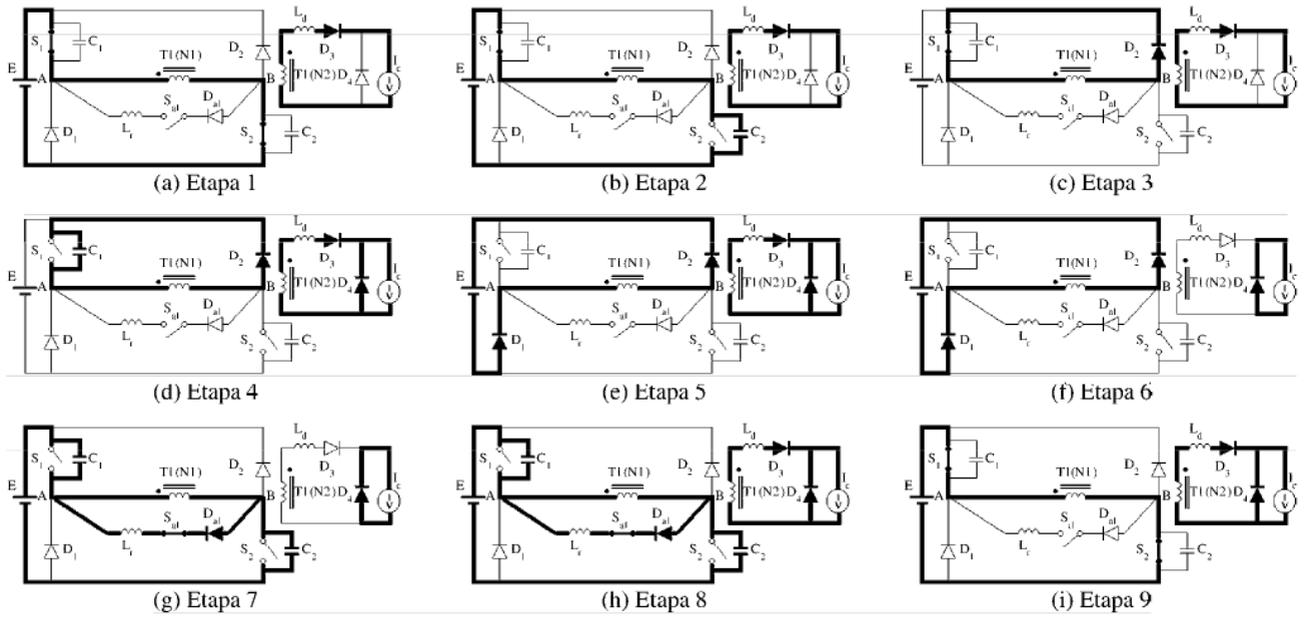


Figura 3 – Etapas de Operação.

entre C_1 , L_m e L_d , decrescendo a corrente em L_d e L_m e aumentando a tensão sobre o capacitor C_1 . Neste período começa a haver a transferência da corrente do diodo D_3 para o diodo D_4 , devido à inversão da tensão V_{AB} . As equações relevantes desta etapa são:

$$v_{C1}(t) = Z_2 \cdot (I_{Lm3} + I_C) \cdot \text{sen}(\omega_2 \cdot t), \quad (7)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm3} - A_1 \cdot (I_{Lm3} + I_C) \cdot (1 - \cos(\omega_2 \cdot t)), \quad (8)$$

$$i_{Ld}(t) = (I_{Lm3} + I_C) \cdot (A_1 + \cos(\omega_2 \cdot t)) \cdot (1 - A_1) - I_{Lm3}, \quad (9)$$

Onde: A_1 é uma constante, e Z_2 e ω_2 são a impedância característica e a frequência angular respectivamente.

$$A_1 = \frac{L_d}{L_d + L_m}, \quad (10)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{eq1}}{C}}, \quad (11)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq1} \cdot C}}. \quad (12)$$

Onde:

$$L_{eq1} = \frac{L_d \cdot L_m}{L_d + L_m}. \quad (13)$$

Etapa 5 (t_4 - t_5): No instante t_4 , a tensão sobre o capacitor C_1 atinge a tensão E e o diodo D_1 entra em condução. Aplica-se $-E$ Volts entre os pontos A e B e a corrente magnetizante $i_{Lm}(t)$ que já decrescia de forma ressonante, agora começa a decrescer linearmente. No secundário, a corrente no indutor L_d também decresce linearmente. As correntes são definidas por:

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm4} - \frac{E}{L_m} \cdot t, \quad (14)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm4} - \frac{E}{L_m} \cdot t, \quad (14)$$

$$i_{Ld}(t) = I_{Ld4} - \frac{E}{L_d} \cdot t, \quad (15)$$

$$i_{T1}(t) = I_{Lm4} + I_{Ld4} - \frac{E}{L_{eq1}} \cdot t. \quad (16)$$

Etapa 6 (t_5 - t_6): No instante t_5 , a corrente no indutor L_d torna-se nula, o diodo D_3 bloqueia e a corrente de carga passa a circular pelo diodo D_4 . A corrente magnetizante é definida por:

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm5} - \frac{E}{L_m} \cdot t. \quad (17)$$

Etapa 7 (t_6 - t_7): No instante t_6 , a corrente magnetizante $i_{Lm}(t)$ torna-se nula. Neste instante, S_{a1} é comandado para a condução de forma ZCS devido à presença de L_r . Dá-se início à ressonância entre a energia dos capacitores C_1 e C_2 e a energia dos indutores L_r e L_m , provocando o início da inversão da tensão v_{AB} . Como $L_m \gg L_r$, a indutância de magnetização pode ser desconsiderada para efeito de projeto. A tensão nos capacitores e a corrente no indutor ressonante são dados por:

$$v_C(t) = v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = E \cdot \cos(\omega_3 \cdot t) + E, \quad (18)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{E}{Z_3} \cdot \text{sen}(\omega_3 \cdot t), \quad (19)$$

onde Z_3 é a impedância característica e ω_3 é a frequência angular ressonante definidas em (20) e (21).

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}}, \quad (20)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{eq}}}, \quad (21)$$

sendo C_{eq} definido em (22):

$$C_{eq} = \frac{C}{2}. \quad (22)$$

Etapa 8 (t_7 - t_8): No instante t_7 as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 atingem $E/2$ Volts. A partir deste instante é aplicada novamente tensão positiva entre os pontos AB, permitindo a entrada em condução do diodo D_3 . Há, então, a ressonância entre a energia dos capacitores C_1 e C_2 com a dos indutores L_r e L_d . A indutância magnetizante é desconsiderada, pois $L_m \gg L_r$. As principais grandezas relacionadas para esta etapa são:

$$v_C(t) = E + Z_4 \cdot I_{Lr7} \cdot \text{sen}(\omega_4 \cdot t), \quad (23)$$

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr7} - A_2 \cdot I_{Lr7} \cdot [1 - \cos(\omega_4 \cdot t)], \quad (24)$$

$$i_{Ld}(t) = I_{Lr7} \cdot \cos(\omega_4 \cdot t) + A_2 \cdot I_{Lr7} \cdot [1 - \cos(\omega_4 \cdot t)] - I_{Lr7}, \quad (25)$$

onde I_{Lr7} é a corrente no indutor ressonante L_r no instante t_7 , Z_4 a impedância característica desta etapa, ω_4 é frequência angular do circuito ressonante e A_2 é uma constante, definidas como:

$$A_2 = \frac{L_d}{L_d + L_r}, \quad (26)$$

$$Z_4 = \sqrt{\frac{L_{eq2}}{C_{eq}}} \quad (27)$$

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq2} \cdot C_{eq}}}, \quad (28)$$

Onde:

$$L_{eq2} = \frac{L_d \cdot L_r}{L_d + L_r} \quad (29)$$

Etapa 9 (t_8 - t_9): Em t_8 as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 atingem tensão próxima de zero Volt e os interruptores S_1 e S_2 são comandados para a condução de forma quasi-ZVS, aplicando a fonte de tensão E sobre os terminais do primário de $T_1(N1)$. Havendo corrente nula em L_r , S_{a1} é bloqueado de forma ZCS. A corrente no indutor L_d aumenta linearmente, permitindo a transferência da corrente de carga do diodo D_4 para o diodo D_3 . No instante t_9 , a corrente no indutor L_d atinge o valor da corrente de carga I_c . As correntes nesta etapa são:

$$i_{Lm}(t) = \frac{E}{L_m} \cdot t + I_{Lm8}, \quad (30)$$

$$i_{Ld}(t) = \frac{E}{L_d} \cdot t + I_{Ld8}, \quad (31)$$

$$i_{T1(N1)}(t) = \frac{E}{L_{eq2}} \cdot t + I_{Lm8} + I_{Ld8}. \quad (32)$$

Na Fig. 4 são apresentadas as principais formas de onda teóricas para o conversor *forward* com dois interruptores, utilizando a lógica de comando proposta.

Ao projetar o conversor *forward*, deve-se ter uma atenção especial com a corrente magnetizante do transformador. Nas etapas 2 e 4, onde as comutações ocorrem dos interruptores para os diodos, a corrente de carga exerce forte influência. Se o conversor operar sem carga ou com baixo valor de corrente de carga, haverá um aumento no tempo de comutação,

resultando no aumento da razão cíclica efetiva. Desta forma, uma compensação na razão cíclica deve ser feita para evitar que a corrente magnetizante adquira um valor CC.

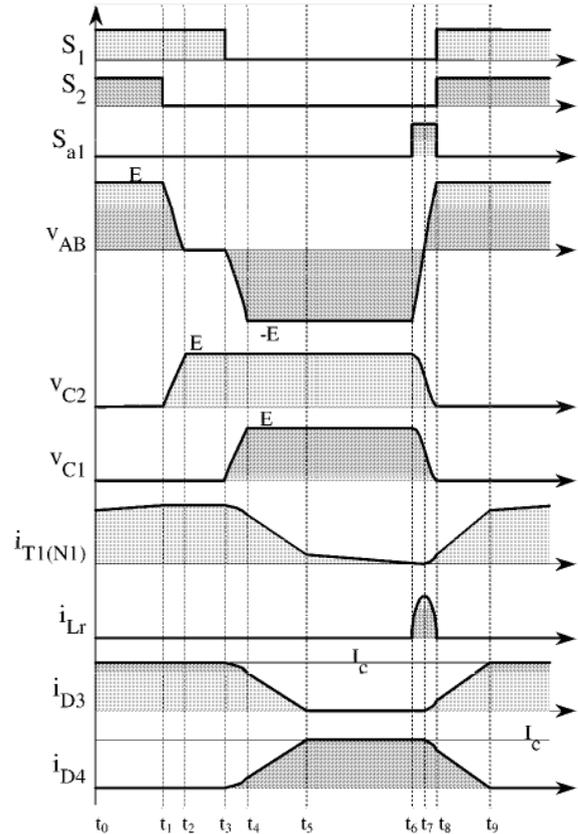


Figura 4 – Principais formas de onda teóricas

III. PROCEDIMENTOS DE PROJETO:

O principal cuidado ao se projetar o indutor ressonante é garantir que na etapa 8, quando houver a ressonância entre C_1 , C_2 , L_r e L_d , a tensão sobre os capacitores atinja um valor próximo de zero. Esta é a característica do quasi-ZVS proposto.

No momento em que a tensão entre os pontos AB atinge zero Volt ($V_{AB}=0$) em $t=t_7$, inicia-se a transferência da corrente de carga do diodo D_4 para o diodo D_3 . O indutor L_d passa a fazer parte da ressonância, conforme pode ser melhor visualizado no circuito equivalente representado na Fig. 5. L_m é desprezada nesta etapa, uma vez que L_r é muito menor do que a indutância magnetizante do transformador.

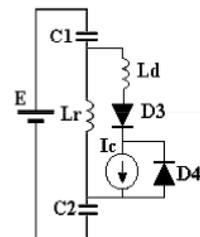


Figura 5 - Circuito ressonante equivalente da etapa 8

No circuito da Fig. 5, as energias nos capacitores C_1 e C_2 ressonam com aquela do indutor equivalente aos indutores L_r e L_d em paralelo. Nesta ressonância, define-se um valor de

tensão próximo de zero (V_{QZVS}), no qual os interruptores principais devem entrar em condução. Assim, o indutor ressonante pode ser calculado a partir da equação (33).

$$L_r \leq \frac{L_d [E^2 - (E - V_{QZVS})^2]}{(E - V_{QZVS})^2} \quad (33)$$

IV. EXEMPLO DE PROJETO

A seguir é apresentado um exemplo de projeto para o conversor proposto:

Tensão de entrada: $E = 200$ V
 Potência de saída: $P_o = 250$ W
 Tensão de saída: $V_o = 48$ V
 Frequência de chaveamento: $f_s = 100$ kHz
 Razão cíclica: $D = 0,45$
 Relação de transformação: $n = \frac{N_1}{N_2} = 1,8 / 1$

Indutância de dispersão medida: $L_d = 18 \mu\text{H}$

Definindo $V_{QZVS} = 20$ V,

Então:

$L_r \leq 4,22 \mu\text{H}$

O valor de $4,22 \mu\text{H}$ é o valor máximo da indutância de L_r para que os interruptores principais comutem com 20 V, na

entrada em condução, considerando que o circuito auxiliar tenha um alto fator de qualidade.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a implementação da topologia proposta, foram utilizados os parâmetros do exemplo de projeto. A Tabela I apresenta a lista dos dispositivos e componentes que foram utilizados na implementação do protótipo.

Tabela I
Dispositivos e componentes

Componentes	Especificações
S_1, S_2	MOSFETs IRFP450
S_{a1}	IGBT G3N60C3D
D_1, D_2	RHRP870
D_3, D_4	MUR1515
D_{a1}	HFA25PB60
Transformador $T_1, (N_1, N_2)$	EE-65/26, $(N_1, N_2) = 22:14$ Thornton
L_r	EE-30/14 - 5 espiras = 3,7uH Thornton
C_1, C_2	2,2n

Para a implementação dos sinais de comando para os interruptores foi usado um Dispositivo Lógico Programável Apagável – EPLD (EPM7128LC84-7/ALTERA) operando com frequência de 33,33 MHz em malha aberta. Com este ASIC é possível fazer o período de desmagnetização adequado para controlar o fluxo magnetizante, usando programação lógica digital AHDL (Altera Hardware Description Language).

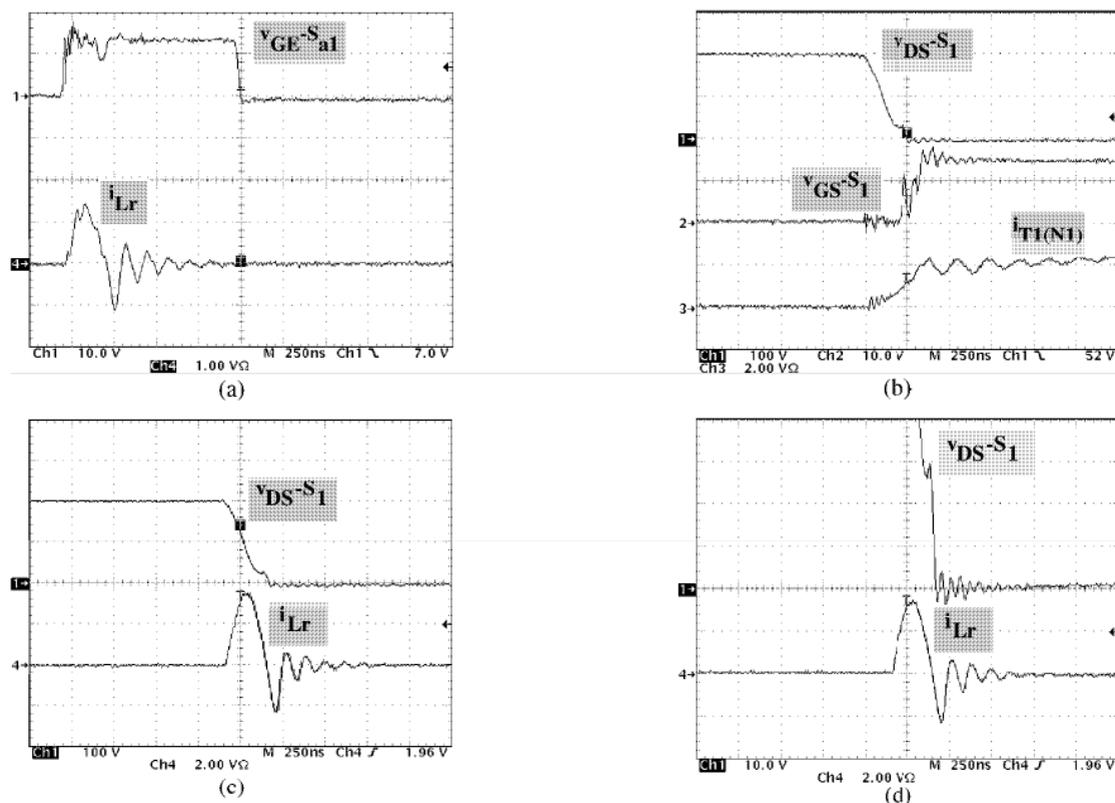


Figura 6 – Formas de Ondas Experimentais das Comutações Suaves: (a) Tensão gatilho-emissor e corrente coletor-emissor no interruptor S_{a1} , (b) Tensão dreno-fonte e tensão gatilho-fonte no interruptor S_1 e corrente no primário do transformador. (c) Tensão dreno-fonte no interruptor S_1 e corrente no indutor ressonante, (d) detalhe da tensão dreno-fonte no interruptor S_1 e corrente no indutor ressonante.

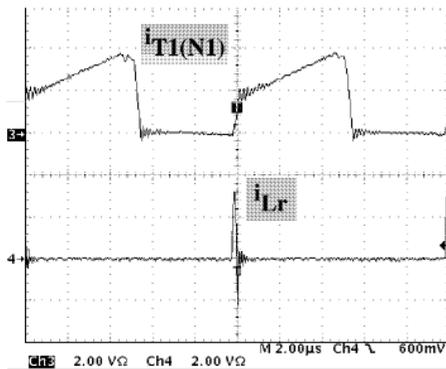
Esta EPLD tornou o circuito de comando compacto, simples e flexível. Além disto, durante o estágio de prototipagem, a implementação deste dispositivo programável tornou-se muito adequado, pois qualquer modificação no circuito de comando é feita rapidamente pelo software, mantendo-se o hardware inalterado.

Na Fig. 6a são apresentados o sinal de gatilho do interruptor Sa1 e sua corrente coletor-emissor, demonstrando a comutação ZCS deste interruptor.

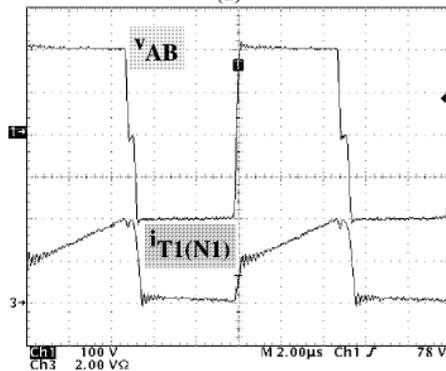
A comutação quasi-ZVS do interruptor principal S_1 pode ser vista na Fig. 6b. Nesta figura, pode-se ver que o sinal de gatilho é aplicado quando a tensão sobre o interruptor principal está próxima de zero Volt, no final da oitava etapa. Ainda nesta figura, é apresentada a corrente no primário do transformador (T1(N1)), demonstrando que a corrente só aumenta efetivamente após a tensão atingir 100 V (metade do valor da tensão da fonte). Neste instante, a tensão entre A e B torna-se positiva.

A ressonância entre a energia no capacitor C_1 e no indutor L_r é mostrada na Fig. 6c. A Fig. 6d apresenta a mesma forma de onda, mas com a escala vertical ampliada para melhor visualização da comutação quasi-ZVS. Nesta figura pode-se ver o nível de tensão de comutação quasi-ZVS (V_{QZVS} aproximadamente 26V).

Uma das vantagens do circuito auxiliar à comutação é que ele apresenta baixo valor de corrente eficaz e média. Isto pode ser visto na Fig. 7a, onde estão apresentadas as correntes do primário do transformador e aquela através de L_r .



(a)



(b)

Figura 7 – Formas de Ondas Experimentais:
(a) Corrente no primário do transformador e corrente no indutor ressonante. (b) Tensão e corrente no primário do transformador.

A Fig. 7b apresenta a tensão e a corrente no primário do transformador, onde se pode verificar os três níveis em V_{AB} .

As curvas dos rendimentos, para comparação entre o conversor Quasi-ZVS proposto e o conversor *hard* estão mostradas na Fig. 8. Nesta figura pode-se verificar o considerável aumento de eficiência do conversor Quasi-ZVS (91%) em relação ao conversor *hard* (86,5%) a plena carga.

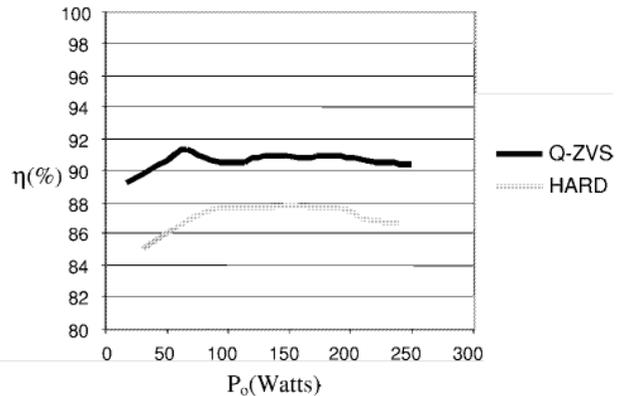


Figura 8 – Curvas dos Rendimentos para Conversor Hard e o Quasi-ZVS Proposto.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo é apresentado e analisado um circuito de auxílio à comutação e um comando lógico aplicado ao conversor *forward* com dois interruptores. Além disto, é introduzido um novo conceito de comutação, onde é permitido e projetado que os interruptores principais comutem em um modo Quasi-ZVS na entrada em condução.

O circuito adicional auxiliar apresenta poucos componentes e um valor de corrente eficaz e médio muito baixo, que resulta em um reduzido custo e volume. Neste circuito auxiliar os dispositivos semicondutores comutam sob zero de corrente, caracterizando-se como um circuito de baixas perdas de comutação.

O indutor L_d é a própria indutância de dispersão do transformador, não sendo necessário a inclusão de u indutor externo adicional.

O elevado rendimento é obtido devido ao fato do conversor operar com baixas perdas de comutação e com razão cíclica próxima de 50%. O protótipo implementado obteve um rendimento de 91% a plena carga.

VI. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A.A. Pereira, E. Coelho, V.Farias, L. Freitas, J.B. Júnior; "A New ZC-ZVS Forward Converter"; APEC '96 Record, pp. 482-486.
- [2] C. Treviso, A. Pereira, V. Farias, J.B. Vierira Jr., L. Freitas; "A 1.5kW Operation with 90% Efficiency of a Two Transistors Forward Converter with non-dissipative snubber; PESC '98 Record, pp. 696-700.

- [3] L. Freitas, A. Pereira, J. Andres, “ A High Power Factor Operating Self-Resonant – PWM Forward Converter”, APEC’95 Record, pp. 440-446.
- [4] C. Dias, A. Pereira, J.B. Vierira Jr, V. Farias, L. Freitas; “An Improved Self-Resonant PWM Forward Converter, APEC’98, Record, pp. 620-625.
- [5] N.H.Kutkut, G. Luckjiff, D.M. Divan; “A Dual High Current DC-To-DC Converter With Soft Switching Capability”, IAS’97 Record, pp. 1398-1405.
- [6] Vidor, D.L.R.; Pinheiro, H.; Vasconcelos, M. A; Fagundes, R.F.; “Estudo de um Conversor PWM CC-CC ou CC-CA Quatro Quadrantes com Baixas perdas nas Comutações”, III Seminário de Eletrônica de Potência, 1990, pp. 186-193.

DADOS BIOGRÁFICOS

José Renes Pinheiro nasceu em Santa Maria - RS, em 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, em 1981. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa

Catarina, em 1984 e o título de Doutor em Engenharia na mesma universidade, em 1994. Atualmente, é professor Titular do departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria. É membro da SOBRAEP, SBA e IEEE-PELS-IES-IAS-CS. Suas áreas de interesse compreendem Técnicas de Comutação Suave, Pré-Reguladores, Filtros e Controle de Conversores Estáticos.

José Eduardo Baggio nasceu em Santa Maria - RS, em 1971. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, em 1995. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria, em 1997. Atualmente é estudante de doutorado na mesma universidade. Sua área de interesse compreende Eletrônica de Potência, Sistemas de Controle e Sistemas Digitais.

Luciano Schuch nasceu em Santa Maria - RS, em 1974. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, em 1999. Atualmente é estudante de mestrado na mesma universidade. Sua área de interesse compreende Eletrônica de Potência e Sistemas Digitais.