

# APLICAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM NO CONVERTOR CC-CC PONTE COMPLETA

Fernando C. Castaldo\*, Denizar C. Martins, Member of IEEE & Ivo Barbi, Senior Member IEEE

Universidade Federal de Santa Catarina

CTC - EEL - INEP

Cx. Postal 5119 - CEP: 88.040-970 - Florianópolis - SC

FONE: 55-48-331.0674 - FAX:55-48 231.9770

**Abstract** - The paper presents the analysis and design procedures of a new DC-DC Full Bridge PWM converter, using the ZVS-PWM commutation cell to achieve soft switching. Experimental results obtained from a laboratory prototype rated 1500 W are also presented. It is demonstrated that the inclusion of the auxiliary switches do not modify the PWM switching pattern. Bench tests on the prototype confirm that the proposed circuit exhibits high efficiency and behaves as a constant voltage source over an extended power output range.

**Resumo** - Este artigo apresenta a análise e o procedimento de projeto de um novo conversor CC-CC Ponte Completa PWM, usando a célula de comutação ZVS - PWM para se conseguir comutação suave. São também apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório de 1500W. É demonstrado que a inclusão de chaves auxiliares não modifica o padrão de chaveamento PWM. Testes de bancada com o protótipo confirmam que o circuito proposto apresenta alto rendimento e comporta-se como uma fonte de tensão constante para uma larga faixa de variação da potência de saída.

## I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos o aumento da frequência de chaveamento nos conversores CC-CC, tem se intensificado, com o objetivo de aumentar a densidade de potência desses conversores. Contudo, devido as características intrínsecas dos semicondutores, ligado as perdas por comutação, esse aumento da frequência foi limitado. Novas técnicas [1] têm sido propostas para sobrepujar essas limitações; entre elas o uso de circuitos auxiliares de comutação que possibilitam a comutação suave com redução dos esforços nos semicondutores, permitindo operar com altas frequências. Além dessas características, os circuitos auxiliares de comutação podem ser aplicados em conversores com Modulação por Largura de Pulso (PWM), desde que tais circuitos somente sejam aliviados durante o período de chaveamento [2,3,4]. Embora uma maior quantidade de componentes seja necessária para implementar um conversor com comutação suave, a potência processada pelas chaves auxiliares é bem menor se comparada com a potência total

processada, e o nível de interferência eletromagnética é sensivelmente reduzido [5,6]. Por essas razões essas técnicas são de grande interesse prático.

### Circuito Proposto

A célula de comutação ZVS-PWM [7,8] foi implementada no conversor CC-CC Ponte Completa com o objetivo de se obter comutação suave (Figura 1). As chaves principais são  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . A técnica empregada utiliza o princípio da ressonância entre a capacitância intrínseca das duas chaves semicondutoras e o indutor da célula de comutação. Assim, duas células ZVS-PWM são usadas; a primeira é composta pelas chaves auxiliares  $S_{a1}$  e  $S_{a4}$  e pelo indutor  $\ell_{re}$  e a segunda pelas chaves  $S_{a2}$  e  $S_{a3}$  e o indutor  $\ell_{rd}$ . Cada célula possui ainda um autotransformador ( $A_e$  e  $A_d$ ). As chaves principais operam como tiristor dual, chaveamento na passagem por zero da tensão (técnica ZVS), enquanto que as chaves auxiliares comutam na passagem por zero da corrente (técnica ZCS). A potência processada é entregue à carga através do transformador  $T_L$  e dos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ . Na Fig. 1 a carga é representada pela fonte de corrente  $I_o$ . A potência processada pelo circuito auxiliar é bastante reduzida, devido ser este circuito acionado somente durante o intervalo de comutação. O transformador de potência é representado incluindo sua indutância de dispersão  $L_d$ .

## II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O fluxo de potência transferido à carga neste conversor é realizado através da defasagem entre os comandos das chaves semicondutoras diagonalizadas, obtendo-se assim um sinal PWM equivalente. Os dois braços do conversor trabalham sob diferentes condições de operação. Para a seqüência de comando indicada na figura 11, a comutação das chaves semicondutoras principais dispostas no braço esquerdo sempre ocorre quando o conversor é movido da etapa de transferência de potência à carga, denominado *estado ativo*, para a etapa de roda-livre, denominado *estado passivo*. Esta comutação é auxiliada pela corrente de carga. A comutação das chaves semicondutoras do braço direito ocorre quando o conversor é movido do estado passivo para o ativo, portanto a mesma ocorre com a corrente de carga curto-circuitada pelos diodos retificadores de saída. Nestas condições, o circuito auxiliar deve prover a energia necessária à realização da comutação, por esta razão considerada *crítica*.

\* Professor na Universidade de UNIJUI Departamento de Tecnologia e Núcleo de Engenharia Elétrica.

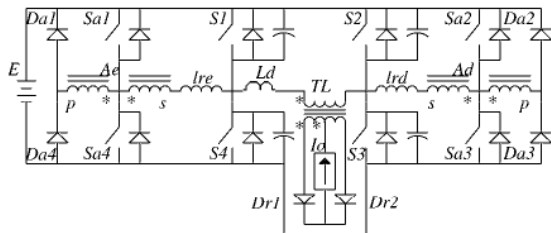


Figura 1: Circuito Proposto

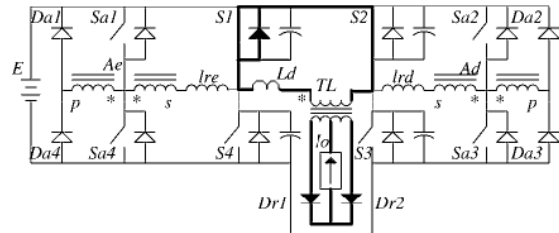


Figura 2: Roda-livre

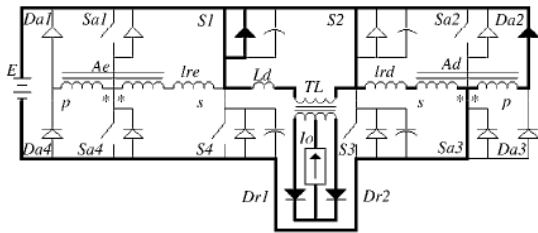


Figura 3: Pré-carga do indutor ressonante

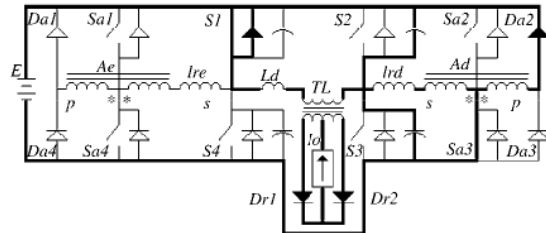


Figura 4: Comutação com corrente variável em Ld

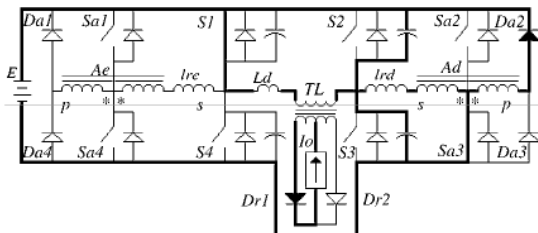


Figura 5: Grampamento da corrente em Ld

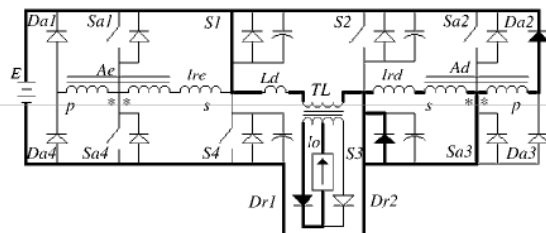


Figura 6: Desmagnetização do indutor

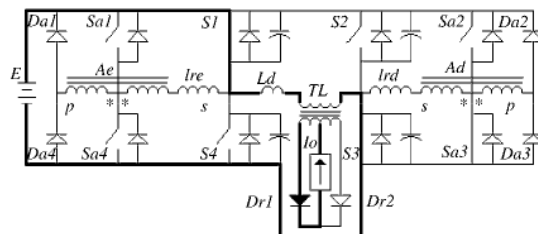


Figura 7: Estado ativo

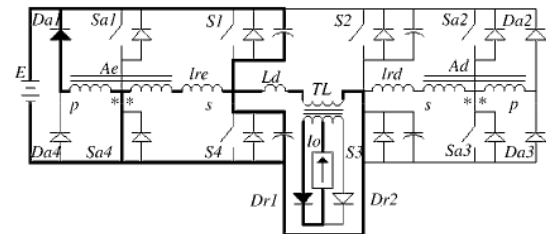


Figura 8: Comutação sob corrente constante

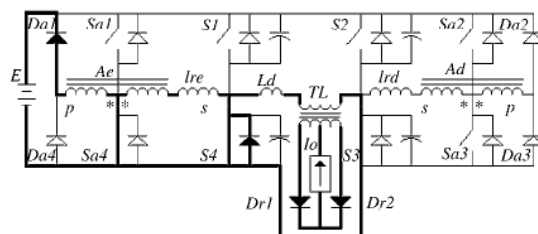


Figura 9: Desmagnetização do indutor

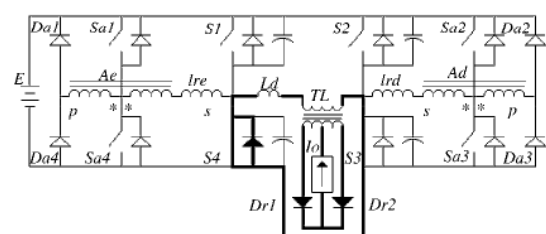


Figura 10: Roda-livre

### III. ETAPAS DE OPERAÇÃO

#### Considerações iniciais:

-Interruptores bidirecionais em corrente, sem resistência de condução e com tempos de comutação nulos.

-Filtro de saída e carga representados por uma fonte de corrente refletida ao primário do transformador.

-Transformador de potência apresenta uma relação  $N2/N1$  e uma indutância de dispersão medida  $Ld$ .

-Autotransformadores não apresentam indutância de magnetização, atuam portanto como fontes de tensão reversíveis.

-Pulsos de comando dos interruptores auxiliares são sincronizados com os pulsos de comando dos interruptores principais.

A análise será efetuada para um semiciclo de operação.

**Instante  $t_0$  (figura 2):** O conversor se encontra em seu estado passivo, sem transferência de potência à carga. Conduzem S1( Incluindo-se o seu diodo intrínseco) e S2.

**Intervalo  $t_0-t_1$  (figura 3):** A partir de  $t_0$  realiza-se a pré-carga do indutor  $Lrd$  com crescimento linear da corrente. Para tanto habilita-se Sa3. O autotransformador induz uma corrente que circula por Da2.

**Intervalo  $t_1-t_2$  (figura 4):** Evolução ressonante das correntes de carga da capacitância intrínseca de S2 e descarga da capacitância de S3. Inicialmente a energia armazenada em  $Ld$  auxilia no processo de comutação, até o instante de sua inversão.

**Intervalo  $t_2-t_3$  (figura 5):** A corrente em  $Ld$  é grampeada no valor da corrente de carga refletida. Portanto, neste intervalo, a comutação se conclui sob corrente de carga constante e contrária à realização da comutação. Com o grampeamento desta corrente, os diodos retificadores comutam e transferem tensão à carga. S3 comuta sob zero de tensão.

**Intervalo  $t_3-t_4$  (figura 6):** O indutor ressonante  $Lrd$  se desmagnetiza através do autotransformador, devolvendo energia à fonte primária. Observe que enquanto a corrente de desmagnetização for maior que a corrente de carga refletida, o diodo intrínseco do interruptor S3 também estará conduzindo.

**Intervalo  $t_4-t_5$  (figura 7):** Neste intervalo ocorre a transferência de potência à carga. A sua duração em relação ao período total de operação do conversor define a razão cíclica de controle.

**Intervalo  $t_5-t_6$  (figura 8):** Nesta etapa transfere-se o conversor do estado ativo para o passivo. Para tanto comanda-se a abertura de S1 e fechamento simultâneo de Sa4. Esta comutação é realizada sob corrente de carga constante e ao seu término, o diodo intrínseco de S4 entra em condução, realizando a comutação suave deste interruptor sob zero de tensão. O autotransformador induz a circulação de corrente por Da1, regenerando alguma energia à fonte primária.

**Intervalo  $t_6-t_7$  (figura 9):** Ao final do processo de comutação, a carga entra em roda livre, pois a tensão sobre a ponte retificadora se anula. O indutor ressonante  $Lre$  se

desmagnetiza pelo autotransformador, a partir da condução de Da1, devolvendo alguma energia à fonte primária.

**Intervalo  $t_7-t_8$  (figura 10):** O conversor encontra-se em seu estado passivo com a condução dos interruptores principais inferiores S3 e S4, caracterizando-se portanto um semi-ciclo de operação.

#### Principais formas de onda

As principais formas de onda são representadas na Figura 11. Pretende-se identificar a natureza das comutações associadas aos interruptores principais e auxiliares. Observa-se que para os interruptores principais, obtém-se comutação sob zero de tensão (ZVS), enquanto para os auxiliares, a comutação ocorre sob corrente nula. A operação da célula associada ao braço crítico conduz a esforços adicionais de corrente nos interruptores

### IV. ANÁLISE MATEMÁTICA

Esta análise busca determinar as grandezas relacionadas à operação da célula de comutação, uma vez determinado o procedimento de análise do conversor CC-CC tipo ponte

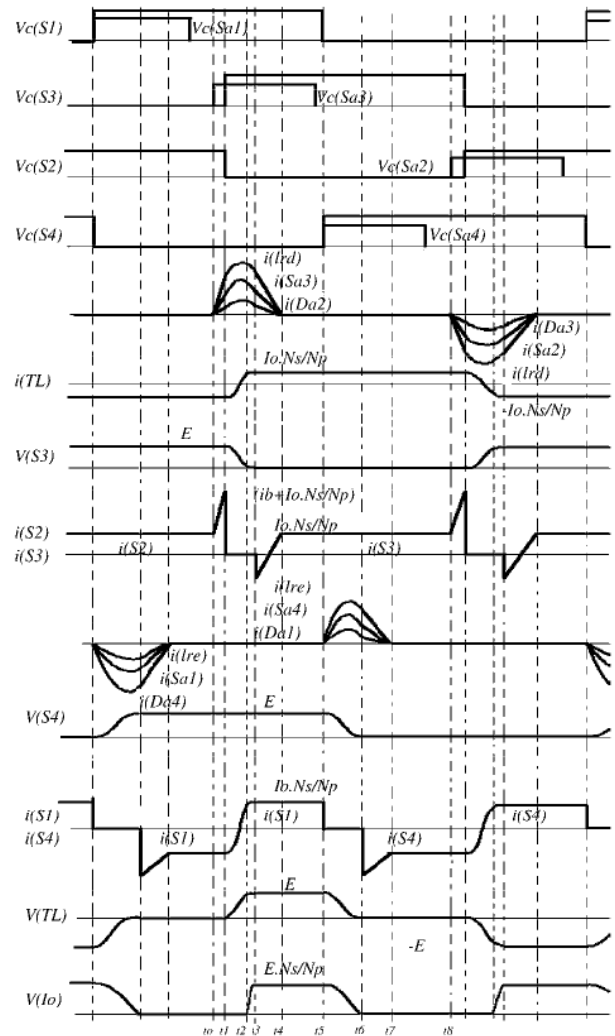


Figura 11: Principais formas de onda

completa operando a comutação dissipativa [8]. A impedância característica do circuito ressonante e a frequência de ressonância estão definidas pelas Eqs. (1) e (2), respectivamente.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{2.C}} \quad (1)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2.L_r.C}} \therefore \omega_0 = 2.\pi.f_0 \quad (2)$$

onde:  $L_r = L_{rv} = L_{rd}$ .

Qualquer corrente ou tensão associadas ao circuito ressonante em questão poderá ser representada de uma forma normalizada, pelas Eqs. (3) e (4).

$$\bar{i} = \frac{i.Z_0}{E} \quad (3)$$

$$\bar{v} = \frac{v}{E} \quad (4)$$

$E \rightarrow$  tensão nominal do circuito.

#### IV.1. Análise da comutação crítica

**Intervalo to-t1:** Esta comutação é precedida de um intervalo de pré-carga no indutor ressonante da célula associada ao braço direito do conversor, de forma a se dispor de energia suficiente para a realização da comutação. Esta corrente de pré-carga deve ser inicialmente conhecida para assegurar a comutação sob quaisquer condições de carga. Este intervalo pode então ser determinado por:

$$t_1 - t_0 = \frac{i_b.lrd}{E(1-a)} \quad (5)$$

**Intervalo t1-t2:** Após o intervalo de pré-carga em que o nível de corrente em  $lrd$  alcança  $i_b$ , tem-se início a etapa ressonante com corrente variável em  $Ld$ . Esta etapa se conclui quando a corrente de carga é grampeada pelos diodos retificadores de saída estabelecendo tensão sobre a carga. As principais equações são apresentadas a seguir:

$$v_C = v_{th}(1 - \cos \omega_0' t) + Z_0'(I_o' + ib)\sin \omega_0' t \quad (6)$$

$$Z_0'.iLeq = Z_0'(I_o' + ib)\cos \omega_0' t + v_{th}.\sin \omega_0' t \quad (7)$$

Onde:

$$v_{th} = \frac{E(1-a)Ld}{lrd + Ld} \quad (8)$$

$$L_{eq} = \frac{lrd.Ld}{lrd + Ld} \quad (9)$$

$$Z_0' = \sqrt{\frac{L_{eq}}{2.C}} \quad (10)$$

$$\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{2.L_{eq}.C}} \quad (11)$$

$$iL_{eq} = ilrd - iLd \quad (12)$$

O instante em que a corrente de carga é grampeada pode ser determinado por:

$$\omega_0'.(t_2 - t_1) = \alpha \quad (13)$$

O ângulo  $\alpha$  é calculado resolvendo-se a seguinte equação transcendental:

$$2.I_o'.\omega_0'.Ld = v_{th}(\alpha - \sin \alpha) + Z_0'(I_o' + ib)(1 - \cos \alpha) \quad (14)$$

No final da etapa o nível de corrente no indutor ressonante pode ser calculado:

$$ilrd_0 = I_o' + (I_o' + ib)\cos \alpha + \frac{v_{th}}{Z_0'}\sin \alpha \quad (15)$$

O nível de tensão no capacitor do circuito equivalente ( $2.C$ ) pode ser determinado:

$$vc_0 = v_{th}(1 - \cos \alpha) + Z_0'(I_o' + ib)\sin \alpha \quad (16)$$

Estas mesmas expressões normalizadas fornecem:

$$\bar{ilrd}_0 = \frac{ilrd_0.Z_0}{E} \quad (17)$$

$$\bar{vc}_0 = \frac{vc_0}{E} \quad (18)$$

**Intervalo t2-t3:** Deve-se observar que no início da etapa anterior a corrente circulante na indutância de dispersão auxilia no processo de comutação. A partir de sua inversão e posterior grampeamento, a corrente líquida é reduzida, devendo o circuito auxiliar prover a corrente necessária ao término da comutação. As equações associadas à esta etapa podem ser escritas[8]:

$$\bar{ilrd} = \bar{I_o}' + (\bar{ilrd}_0 - \bar{I_o}')\cos \omega_0' t + (1 - a - \bar{vc}_0)\sin \omega_0' t \quad (19)$$

$$\bar{vc} = 1 - a - (1 - a - \bar{vc}_0).\cos \omega_0' t + (\bar{ilrd}_0 - \bar{I_o}')\sin \omega_0' t \quad (20)$$

Estas expressões determinam um critério que verifica o término da comutação. A seguinte inequação deve ser verificada [8]:

$$\bar{ilrd}_0 - \bar{I_o}' > \sqrt{|2a - 1 + 2(1 - a).\bar{vc}_0 - \bar{vc}_0^2|} \quad (21)$$

Por consequência, determina-se um procedimento de cálculo e otimização do valor da corrente de pré-carga ( $i_b$ ) mínima do indutor ressonante associado ao braço crítico. Este nível pode ser determinado empregando-se as relações acima indicadas em um processo de cálculo iterativo, onde a

cada verificação da não comutação do referido braço, deve-se aumentar o nível da corrente inicial. Este valor deve ser testado desde a vazio a plena carga, de forma a se assegurar a comutação suave em toda a faixa de operação do conversor. Valores excessivos desta corrente inicial tornam a comutação mais rápida, embora contribuam para o aumento das perdas por condução.

**Intervalo t3-t4:** Esta etapa compreende a desmagnetização do indutor sobre o autotransformador, cujo intervalo pode ser determinado.

$$w_0 \cdot (t_4 - t_3) = \frac{\overline{I_o'} + \sqrt{(\overline{i l r d_0} - \overline{I_o'})^2 + (1 - a - v c_0)^2 - a^2}}{a} \quad (22)$$

**Intervalo t4-t5:** Transferência de potência à carga. A razão cíclica de controle efetiva é definida pela equação (23) e a tensão média na carga é definida pela expressão (24).

$$D = \frac{t_5 - t_4}{T_s / 2} = 2 \cdot f_s \cdot (t_5 - t_4) \quad (23)$$

$$V_o = D \cdot E \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (24)$$

#### IV.2. Análise da comutação não-crítica

Esta comutação transfere o conversor do modo ativo para o passivo, sendo considerada não crítica, pois é realizada com o auxílio da corrente de carga.

**Intervalo t5-t6:** As equações pertinentes ao circuito equivalente para esta etapa podem ser escritas:

$$\overline{i l r e} = (1 - a) \sin w_0 t - \overline{I_o'} (1 - \cos w_0 t) \quad (25)$$

$$\overline{v c} = (1 - a)(1 - \cos w_0 t) + \overline{I_o'} \sin w_0 t \quad (26)$$

O intervalo de comutação pode ser calculado:

$$w_0 \cdot (t_6 - t_5) = \cos^{-1} \frac{\overline{I_o'} \sqrt{1 - 2a + \overline{I_o'}^2} - a(1 - a)}{\overline{I_o'}^2 + (1 - a)^2} \quad (27)$$

**Intervalo t6-t7:** Ao término do processo de comutação, o indutor ressonante se desmagnetiza pelo autotransformador, regenerando alguma energia à fonte primária. O intervalo de desmagnetização pode ser calculado:

$$w_0 \cdot (t_7 - t_6) = \frac{1 - a}{a} \sin \cos^{-1} \frac{\overline{I_o'} \sqrt{1 - 2a + \overline{I_o'}^2} - a(1 - a)}{\overline{I_o'}^2 + (1 - a)^2} - \frac{\overline{I_o'}}{a} \left( 1 - \frac{\overline{I_o'} \sqrt{1 - 2a + \overline{I_o'}^2} - a(1 - a)}{\overline{I_o'}^2 + (1 - a)^2} \right) \quad (28)$$

Pela análise das equações referentes à esta comutação, pode-se demonstrar que a relação **a** de transformação do autotransformador deve se situar entre os valores [2],[3]:

$$0,2 < a < 0,5$$

**Intervalo t7-t8:** Durante este intervalo tem-se a etapa de roda livre. O tempo de duração desta etapa é dado pela equação a seguir:

$$t_7 - t_8 = \frac{1 - D}{2 \cdot f_s} \quad (29)$$

Como resultado do processo de comutação, os interruptores principais do braço direito são submetidos a um esforço adicional de corrente, cujo valor eficaz pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$I_{adef} = i_b \cdot \sqrt{\frac{f_s(t_1 - t_0)}{3}} \quad (30)$$

## V. PROCEDIMENTO PARA O PROJETO

### V.1. Projeto dos elementos ressonantes

A partir do intervalo de comutação previamente conhecido, determina-se a frequência de ressonância da célula de comutação. Para tanto, estima-se o máximo intervalo para a comutação como sendo  $\Delta t_r$ . O máximo intervalo de transição ocorre para os interruptores associados ao braço esquerdo do conversor quando o mesmo opera a vazio [8] e pode ser determinado por  $\Delta t_r = t_6 - t_5$ .

$$f_0 = \frac{\cos^{-1} \left( \frac{-a}{1-a} \right)}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t_r} \quad (31)$$

Conhecida a frequência de ressonância da célula e estimados os capacitores de comutação, pode-se calcular os indutores ressonantes a partir da Eq. (2).

### V.2. Ábacos para dimensionamento

Pode-se demonstrar que os esforços associados às células de comutação serão maiores quando o conversor opera a vazio [8]. Tendo-se determinado o nível da corrente inicial do indutor ressonante **Ird**, a partir dos ábacos gerados pode-se determinar os esforços nos elementos da célula.

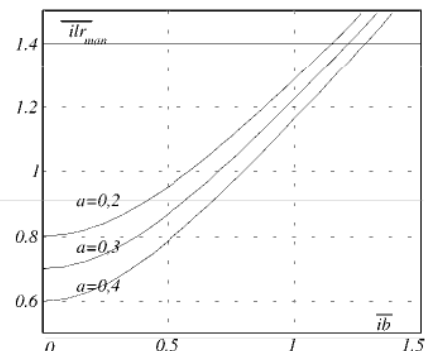


Figura 12: Cálculo dos valores máximos

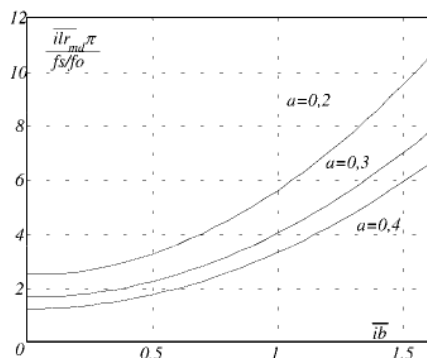


Figura 13: Cálculo dos valores médios

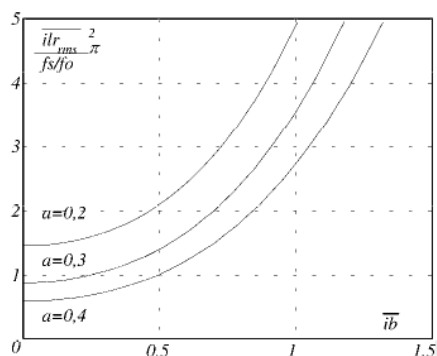


Figura 14: Cálculo dos valores eficazes

O tempo total de condução da célula pode ser calculado a partir do ábaco da figura 15, onde  $\Delta t_{total} = t_4 - t_0$ , que corresponde ao intervalo de condução da célula associada ao braço direito do conversor. Para a outra célula,  $\Delta t_{total} = t_7 - t_5$ , que corresponde a um menor intervalo de condução.

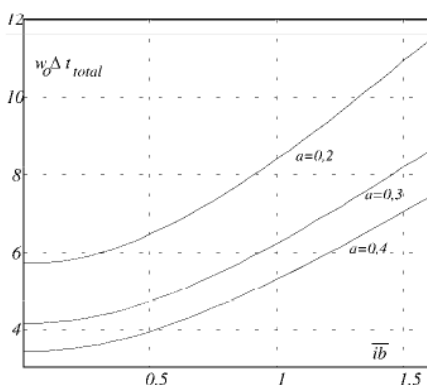


Figura 15: Cálculo do tempo de condução da célula

## VI. EXEMPLO DE PROJETO DOS PARÂMETROS RESSONANTES

Um protótipo de laboratório de 1500 W foi implementado para avaliar o circuito proposto. Foram utilizados MOSFET'S como chaves controladas. As principais especificações do protótipo são:

- Tensão de entrada CC: 300 V
- Tensão de saída CC: 60 V
- Corrente de saída: 25 A
- Frequência de chaveamento: 75 kHz
- Relação de Transformação: 3:1
- Rendimento: 90%

Os seguintes parâmetros serão utilizados no projeto da célula de comutação.

- Relação de transformação  $N_p/N_s$ : **16/4**
- Indutância do transformador: **2,3uH**
- Capacitância dos interruptores:**3,5nF**

Inicialmente, determina-se a relação de transformação  $a$  do autotransformador utilizado. Um valor típico igual a **0,3** foi empregado em diversos trabalhos [3], [4] e pode ser considerado satisfatório. A frequência de ressonância do circuito auxiliar pode ser determinada empregando-se a Eq. (31) e fazendo-se  $\Delta t_r = 500ns$ .

$$f_0 = 640kHz$$

Conhecida a frequência de ressonância e as capacitâncias, pode-se determinar os indutores ressonantes, a partir da Eq. (2).

$$l_r = \frac{1}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C} = 10\mu H$$

## VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

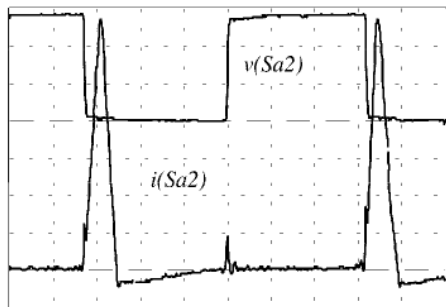
Testes de bancada com o protótipo descrito no item VI demonstraram que as chaves podem operar em alta frequência com comutação suave para uma grande variação de carga, desde a vazio até a plena carga.

As aquisições de tensão e corrente para os interruptores principais associados ao braço crítico são mostradas na figura 16 onde se percebe o nível de corrente inicial.



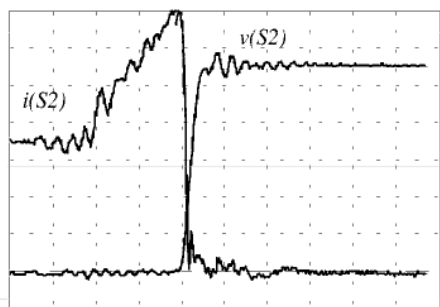
Figura 16: Comutação com tensão nula em S2.  
Escala: Tensão = 100 V/div; Corrente = 5 A/div;  
Tempo = 2  $\mu s$ /div

A figura 17 mostra a comutação dos interruptores auxiliares associados ao braço crítico. Observa-se a característica de comutação sob zero de corrente.



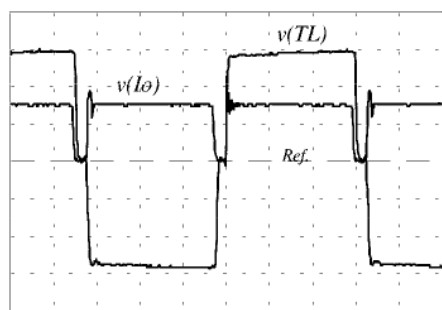
**Figura 17: Comutação com corrente nula em Sa2.**  
Escala: Tensão = 100 V/div; Corrente = 1 A/div;  
Tempo = 2  $\mu$ s/div

A abertura sob corrente de carga é não dissipativa devido à atuação dos capacitores Snubber (figura 18).



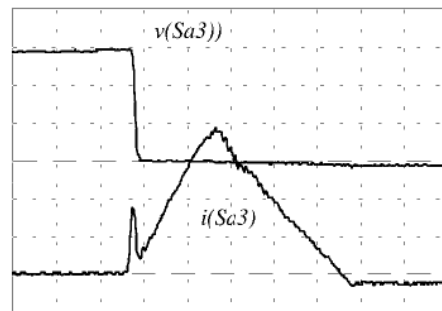
**Figura 18: Abertura não dissipativa de S2.**  
Escala: Tensão = 50 V/div; Corrente = 2 A/div;  
Tempo = 2  $\mu$ s/div

A principal característica deste conversor pode ser verificada na figura 19 onde se constata que praticamente nenhuma perda de razão cíclica ocorre, quando se transfere potência do circuito primário ao secundário. Devido ao reduzido valor de indutância de dispersão do transformador de potência, toda a tensão primária se transfere para o circuito secundário.



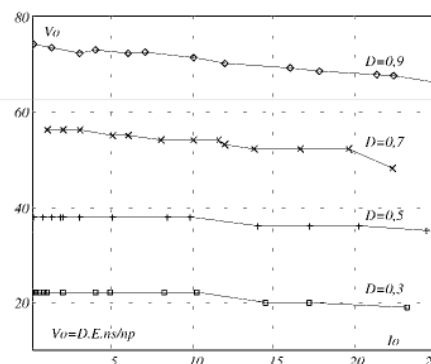
**Figura 19: Tensão em TL e tensão retificada.**  
Escala: Tensão  $v_{(TL)}$  = 100 V/div; Tensão  $v_{(I0)}$  = 50 V/div;  
Tempo = 2  $\mu$ s/div

A entrada em condução dos interruptores auxiliares é algo dissipativa devido à descarga da capacitância intrínseca do próprio interruptor (Fig. 20).



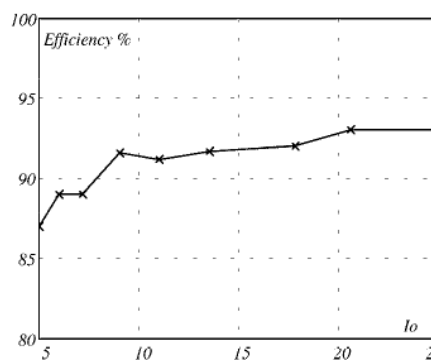
**Figura 20: Descarga da capacitância de Sa3.**  
Escala: Tensão = 100 V/div; Corrente = 1 A/div;  
Tempo = 0,2  $\mu$ s/div

A Figura 21 mostra a tensão de saída do protótipo em função da corrente de saída, tendo a razão cíclica como parâmetro. Observa-se que o conversor comporta-se como uma fonte de tensão constante para uma faixa relativamente grande de variação da potência de carga.



**Figura 21: Características de Saída do Protótipo:**

O rendimento do protótipo é mostrado na figura 26. O máximo valor medido foi de 93% na condição de plena carga. Para as mesmas condições de carga o mesmo conversor foi testado, mas sem a utilização da célula de comutação ZVS-PWM; o rendimento atingido foi de 86%.



**Fig. 26: Rendimento do protótipo.**

## VIII. CONCLUSÕES

A célula de comutação ZVS-PWM foi implementada no conversor CC-CC Ponte Completa. Um protótipo de laboratório baseado no circuito proposto foi construído apresentando as seguintes características:

- As perdas por comutação são significativamente reduzidas, devido que as chaves principais operam com comutação sob zero da tensão (ZVS) e as auxiliares com comutação sob zero da corrente (ZCS).

- A presença da corrente nas chaves auxiliares ocorre somente durante o intervalo de comutação; portanto, as perdas por condução nos componentes auxiliares são mantidas em valores muito baixos.

- O circuito proposto se comporta com uma fonte de tensão constante para grandes variações da carga. Essa característica é muito importante em muitas aplicações industriais.

- As características ZVS e ZCS das chaves estão presentes para toda a condição de carga do conversor.

- Nenhum esforço de tensão nas chaves foi detectado.

- O rendimento do conversor é considerado satisfatório.

Diante das características enumeradas pode-se concluir que a estrutura é especialmente recomendada para aplicações em altas potências, na faixa de 1,5 a 3,0kW.

## IX. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Foch, Y. Cheron, M. Metz and T. Meynard, "Commutation mechanisms and soft commutation in static converters", *2nd Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 338-346., December 1991.
- [2] I. Barbi and D. C. Martins, "A true PWM zero-voltage switching pole with very low additional RMS current stress", *Proceeding of the PESC'91*. pp. 261-267, June 1991.
- [3] D. C. Martins, J. A. Brilhante and F. M. Seixas, "Buck PWM Converter using a new ZVS commutation cell", *2nd Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 93-98, November-December 1993.
- [4] D. C. Martins, F. M. Seixas, J. A. Brilhante and I. Barbi, "A family of DC-DC PWM converters using a new ZVS commutation cell", *Proceeding of the PESC'93* ,pp. June 1993.
- [5] J. G. Cho, J. L. Sabaté and F. C. Lee, "A novel full-bridge zero voltage transition PWM DC-DC converter for high power applications", *Proceeding of the APEC'94*. pp. 143-149,
- [6] G. Hua, C. S. Leu and F. C. Lee, "Novel zero-voltage transition PWM converters", *Proceeding of the PESC'92*. pp. 55-61, June 1992

- [7] F.M. Seixas, "Analysis of the ZVS-PWM-GEPAE commutation cell and its application on DC-DC and DC-AC converters", *Master's Thesis - Federal University of Santa Catarina*. 1993. (in Portuguese).

- [8] F. C. Castaldo, "Estudo do Conversor CC/CC do Tipo "Full-Bridge" Empregando a Célula Auxiliar de Comutação ZVS-PWM-GEPAE", *Dissertação de Mestrado, INEP/EEL/UFSC*, dezembro/1994

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Fernando Cardoso Castaldo**, nasceu em Maringá, PR, em 1969. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Paraná em 1992. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina em 1994. Atualmente é professor na Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul - UNIJUI e coordenador do Laboratório de Eletrônica Analógica. Sua área de interesse compreende estudo e análise de conversores de alta frequência com comutação suave, fontes de alimentação e simulação de conversores estáticos.

**Denizar Cruz Martins**, nasceu em São Paulo, SP, em 24 de abril de 1955. Obteve o título de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC em 1978 e 1981 respectivamente, e o título de Doutor no Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, em 1986. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Sua área de interesse compreende conversores de alta frequência, correção de fator de potência e simulação de conversores estáticos.

**Ivo Barbi**, nasceu em Gaspar, SC, em 1949. Obteve o título de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), em 1973 e 1976 respectivamente, e o título de Doutor Engenheiro no Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, em 1979. Em 1979 fundou o que é hoje o Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. O Prof. Ivo é Senior Member do IEEE e é Editor Associado da Revista IEEE Transaction on Industry Applications. Ele é autor de dois livros, um em Eletrônica de Potência e outro na teoria fundamental do motor de indução, e tem publicado mais de 150 artigos na área de conversores estáticos e acionamento elétrico. Algumas dessas publicações foram na Europa, Japão e USA. O prof. Ivo também tem desenvolvido cooperações com as indústrias e têm orientado mais de 50 dissertações de mestrado e várias de doutorado. Sua área de interesse inclui modelagens, projetos e aplicações de conversores em alta frequência com correção do fator de potência a frequência constante.