

NOVA CÉLULA DE COMUTAÇÃO SUAVE PARA INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

Marco V. M. Villaça

Escola Técnica Federal de Santa Catarina
Departamento de Eletrônica
Av. Mauro Ramos, 950
88.020-301 - Florianópolis - SC - Brasil

Arnaldo J. Perin

Universidade Federal de Santa Catarina
Departamento de Engenharia Elétrica
INEP – Instituto de Eletrônica de Potência – C. Postal 5119
88.040-970 - Florianópolis - SC - Brasil

Resumo - Introduz-se uma nova célula de comutação para interruptores bidirecionais destinada ao emprego em conversores CA/CA diretos. Conversores utilizando esta célula não necessitam de tempo morto entre as comutações dos interruptores. A célula proposta é naturalmente protegida contra sobrecorrentes devido ao uso do princípio do tiristor-dual, apresenta comando simplificado dos interruptores e reduzidas perdas de comutação sem incrementar as perdas de condução - somente dois interruptores de potência conduzem simultaneamente a corrente de carga. Como conseqüências destas características, todos os tipos de modulações CA podem ser empregadas e os interruptores podem operar em frequências elevadas. Implementam-se protótipos operando com elevada frequência de comutação e discutem-se os resultados obtidos. Para ilustrar o efeito de redução de perdas, comparam-se os rendimentos de um variador CA empregando a célula proposta e de um variador CA com circuito grampeador. Apresenta-se, também, análises qualitativas e quantitativas do processo de comutação, metodologia para projeto e resultados de simulação.

Abstract - A soft switched three-phase to single-phase direct frequency changer is introduced adopting a bidirectional ZVS cell. The proposed converter does not need dead time between gate signals, presents natural protection against over current, uses a simple gate signal drive circuitry and the commutation losses are reduced with no increasing of the conduction losses. All types of ac modulation can be used and the bidirectional switches can operate in high frequency of commutation. A prototype operating at a high commutation frequency using IGBT is assembled and the results obtained are discussed. Analysis and design are also presented.

1. INTRODUÇÃO

A utilização prática dos variadores CA e conversores diretos de frequência apresenta como principal obstáculo a comutação dos interruptores bidirecionais com carga indutiva. Se for inserido um tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores, os mesmos ficam sujeitos a sobretensões, enquanto que se existir um cruzamento entre os sinais de comando, ocorrem sobrecorrentes nos interruptores. Isto leva à necessidade do emprego de circuitos auxiliares volumosos (grampeadores) e de lógicas complexas de proteção.

Uma técnica de comutação dos interruptores bidirecionais em quatro etapas que elimina a necessidade do circuito grampeador em variadores CA é apresentada em [1]. A técnica proposta permite uma transição segura da corrente de carga de um interruptor bidirecional para o outro. Entretanto, a lógica de controle é complexa e as perdas de comutação

não são eliminadas.

Em [2] propõe-se um variador CA onde a possibilidade da superposição dos sinais de comando dos interruptores, elimina o tempo morto e o circuito grampeador e, conseqüentemente, aumenta a eficiência e a robustez do conversor. A presença de dois indutores destinados a limitar a derivada de corrente nos interruptores, quando da condução simultânea, configura uma desvantagem deste conversor, que mantém a comutação dissipativa dos interruptores.

Uma célula ressonante chamada de Interruptor Ressonante Cíclico [3] é aplicada aos variadores CA alcançando-se comutação suave dos interruptores bidirecionais. O Variador CA Quase-ressonante Cíclico apresenta como inconvenientes o controle a frequência variável e a ocorrência de sobrecorrentes em um interruptor bidirecional e de sobretensões no outro.

Recentemente foram propostas na literatura, três novas topologias de conversores diretos de frequência que utilizam técnicas de comutação suave. O primeiro [4] emprega o conceito de "Resonant Pole Inverter" (RPI) proposto em [5]. Através de uma correta seleção dos interruptores, a tensão no capacitor ressonante excursiona entre valores positivos e negativos da tensão de entrada criando um barramento CC fictício [6]. A técnica RPI foi proposta como uma alternativa ao inversor com "link" ressonante CC [7], com o intuito de reduzir a sobretensão sobre os semicondutores. Entretanto, estes conversores requerem 2 a 2,5 pu de capacidade de corrente nos semicondutores, o que inviabiliza o uso desta técnica para potências elevadas. O segundo trabalho [8] propõe um interruptor bidirecional ("Zero Switching Loss Bidirectional Switch"), onde os interruptores comandados entram em condução com corrente nula e bloqueiam com tensão nula. Sabe-se que para a técnica "Zero Current Switching" (ZCS) ocorrem perdas na entrada em condução dos interruptores e, para a técnica "Zero Voltage Switching" (ZVS), elas ocorrem no bloqueio, embora sempre menores do que a comutação sem o uso destas técnicas. Esta proposta apresenta outros inconvenientes, como:

- A corrente de carga circula por quatro semicondutores em série, acarretando perdas adicionais de condução em relação aos conversores de comutação dissipativa;
- O indutor de comutação encontra-se no caminho do fluxo de energia transferida da entrada para a saída;
- A estrutura necessita de interruptores com razoável capacidade de tensão. O autor, para solucionar este problema, apresenta uma modificação na estrutura original, sem contudo realizar um estudo quantitativo

desta variação topológica.

O terceiro trabalho [9] obtém a comutação suave dos interruptores do conversor direto com comutação forçada incorporando um circuito auxiliar de comutação. Nesta estrutura, os interruptores principais comutam sob tensão nula e o interruptor auxiliar sob corrente nula, em qualquer condição de carga. A limitação deste trabalho é a necessidade da inversão da tensão no circuito auxiliar a cada comutação, o que conduz ao emprego de uma única estratégia de modulação - o conceito de barramento CC fictício. Por conseqüência, esta técnica de comutação não pode ser empregada em variadores CA.

Mais dois trabalhos podem, ainda, ser destacados. O primeiro [10] propõe um método seguro para eliminar os picos de corrente e de tensão durante os intervalos de comutação, semelhante à técnica proposta em [4]. Entretanto, o controle é muito complexo e as perdas de comutação não são evitadas, limitando o aumento da frequência de operação. O segundo [11] apresenta uma estrutura para conversores diretos de frequência sem tempo morto, onde a possibilidade da superposição dos sinais de comando dos interruptores, elimina o tempo morto e o circuito grampeador e, conseqüentemente, aumenta a eficiência e a robustez do conversor. A presença de indutores destinados a limitar a derivada de corrente nos interruptores, quando da condução simultânea, configura uma desvantagem deste conversor, que mantém a comutação dissipativa dos interruptores.

A célula de comutação proposta é implementada usando dois interruptores bidirecionais ativos, um interruptor auxiliar ativo, assim como alguns elementos passivos [13, [16], [17] e [18]. Como apenas dois interruptores conduzem a corrente de carga no mesmo instante, a célula proposta não apresenta mais perdas de condução que a célula bidirecional usual com comutação dissipativa. Graças ao uso do princípio do tiristor dual, os conversores empregando esta célula apresentam proteção natural contra sobrecorrente e não necessitam de tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores. Além disso, o uso da técnica de comutação ZVS permite o aumento da frequência de comutação sem incrementar os esforços de corrente e de tensão dos interruptores.

2. CIRCUITO PROPOSTO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Um conversor direto de frequência trifásico (3φ) - monofásico (1φ) é apresentado na Fig. 1, onde um filtro de entrada de alta frequência e uma carga RL são representados. O interruptor bidirecional com a célula de comutação proposta, obtida a partir da célula de comutação ZVS proposta em [12], são apresentados na Fig. 2. Os interruptores Q_{P1} e Q_{P2} e os diodos D_1 e D_2 compõem o interruptor bidirecional. A célula de comutação proporciona a comutação ZVS dos interruptores principais e é composta pelo interruptor auxiliar Q_A , o indutor ressonante L_R , o capacitor ressonante C_R , os diodos auxiliares D_3 e D_4 e a fonte auxiliar de tensão E . A inclusão da célula ao interruptor bidirecional não altera o princípio básico de operação do conversor direto de frequência, pois ela é ativada somente durante a comutação para proporcionar a transferência segura

da corrente de carga de um interruptor bidirecional para outro.

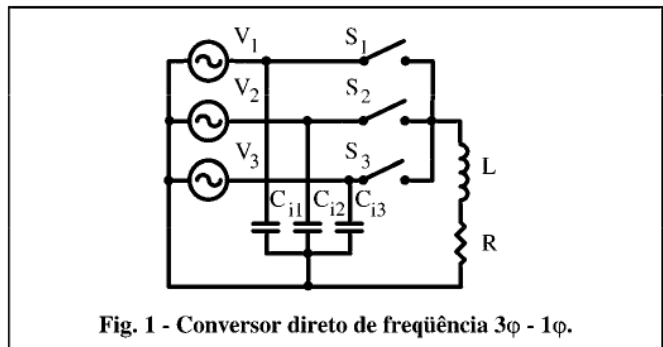


Fig. 1 - Conversor direto de frequência 3φ - 1φ.

Para explicar o princípio de operação da célula proposta assume-se que o circuito está operando em regime permanente, todos os componentes são ideais, todos os transistores recebem simultaneamente pulsos de comando, os transistores principais Q_{P1} e Q_{P2} são comandados como tiristores duais [5] e durante a comutação a corrente de carga e a tensão das fontes são constantes.

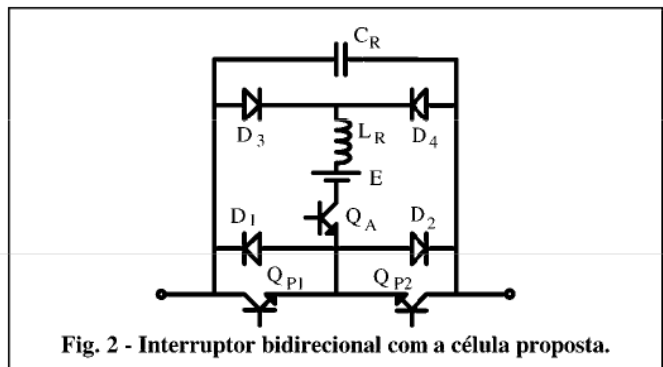


Fig. 2 - Interruptor bidirecional com a célula proposta.

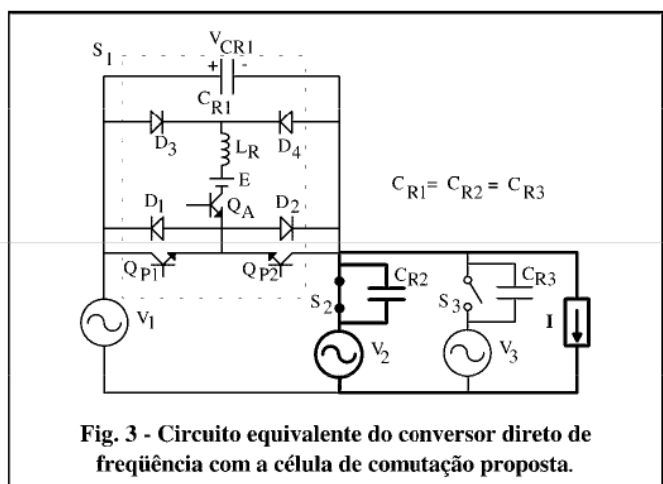


Fig. 3 - Circuito equivalente do conversor direto de frequência com a célula de comutação proposta.

Suponha que inicialmente o interruptor S_2 conduza a corrente de carga. Em um dado instante t_0 , S_2 é bloqueado e, simultaneamente, S_1 é habilitado para conduzir. Neste momento, apenas o transistor auxiliar entra em condução, já que os transistores principais precisam, para entrar em condução, que a tensão sobre eles se anule (princípio do tiristor dual). O circuito equivalente que representa esta situação, é apresentado na Fig. 3.

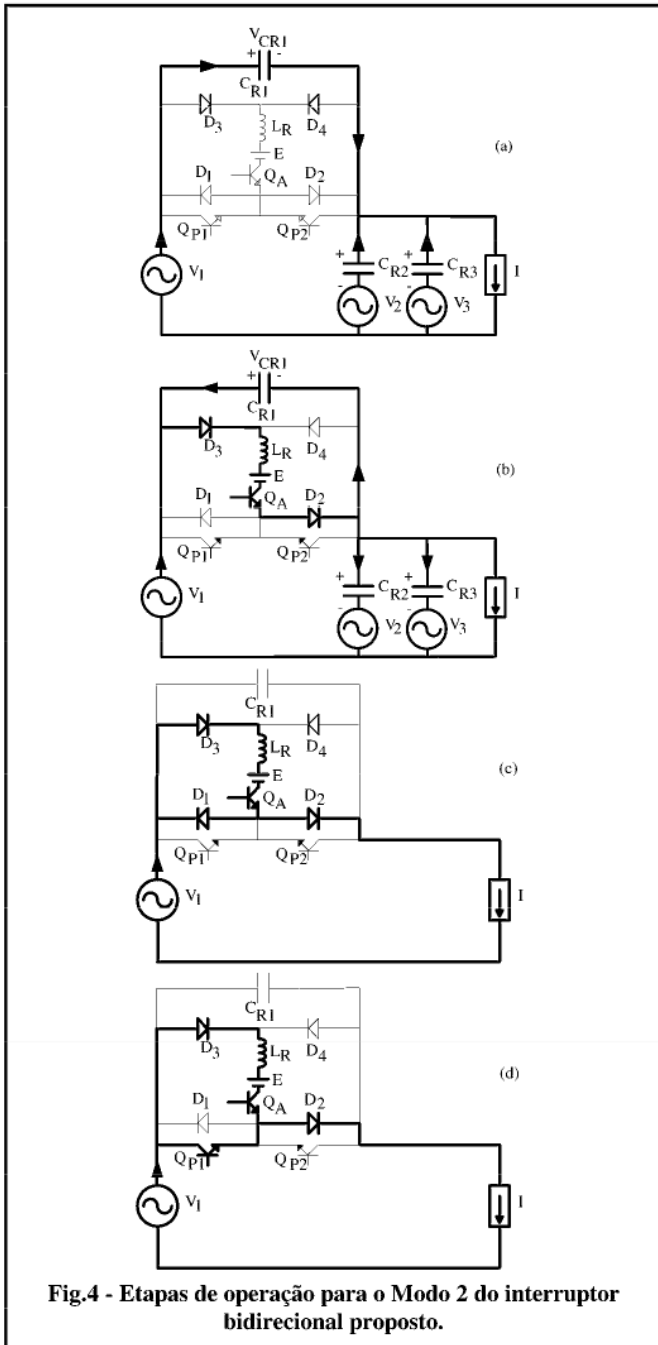


Fig.4 - Etapas de operação para o Modo 2 do interruptor bidirecional proposto.

Para melhor compreensão do processo de comutação, este é dividido em etapas de funcionamento. Como em $t = t_0$, o capacitor C_{R1} encontra-se carregado com uma tensão $v_{CR1} = v_1 - v_2 \neq 0$, os interruptores principais não entram em condução. Sendo assim, a corrente de carga é dividida igualmente entre os 3 capacitores ressonantes. Dependendo do módulo e da polaridade de v_{CR1} e do sentido da corrente de carga, o processo de comutação apresentará seqüências de funcionamento distintas.

- Modo 1 : $|V_{CR1}| < E$, V_{CR1} negativa e I positiva ou
 $|V_{CR1}| < E$, V_{CR1} positiva e I negativa
 Modo 2 : $|V_{CR1}| < E$, V_{CR1} positiva e I positiva ou
 $|V_{CR1}| < E$, V_{CR1} negativa e I negativa
 Modo 3 : $|V_{CR1}| > E$, V_{CR1} positiva e I positiva ou
 $|V_{CR1}| > E$, V_{CR1} negativa e I negativa

Modo 4 : $|V_{CR1}| > E$, V_{CR1} negativa e I positiva ou
 $|V_{CR1}| > E$, V_{CR1} positiva e I negativa

Informações detalhadas sobre os quatro modos de operação da célula de comutação proposta são encontradas em [13].

A seguir, apresenta-se a descrição do Modo 2 de operação.

- 1ª Etapa (t_0, t_1) - Etapa linear: O capacitor C_{R1} carrega-se linearmente através de uma corrente $I/3$ até sua tensão v_{CR1} atingir, em módulo, E . Esta etapa é ilustrada pela Fig. 4.a.
- 2ª Etapa (t_1, t_2) - Etapa ressonante: Em t_1 , inicia uma ressonância entre C_{R1} , C_{R2} , C_{R3} e L_R . Esta etapa, representada pela Fig. 4.b, termina em $t = t_2$, quando $v_{CR1} = 0$ e o diodo D_1 entra em condução.
- 3ª Etapa (t_2, t_3) - Etapa linear: O indutor L_R passa a se descarregar linearmente e o diodo D_1 assume uma corrente $i_{LR} = I$, conforme ilustra a Fig. 4.c. Esta etapa termina, em $t = t_3$ quando $i_{LR} = 0$ e o transistor Q_{P1} entra em condução sob tensão nula.
- 4ª Etapa (t_3, t_4) - Etapa linear: O transistor Q_{P1} conduz uma corrente crescente $I - i_{LR}$ e o indutor continua se descarregando linearmente. Em $t = t_4$, quando $i_{LR} = 0$, o transistor assume toda a corrente de carga, terminando o processo de comutação. A Fig. 4.d ilustra esta etapa.

A Fig. 5 apresenta as formas de onda relevantes e o plano de fase para esta seqüência de funcionamento.

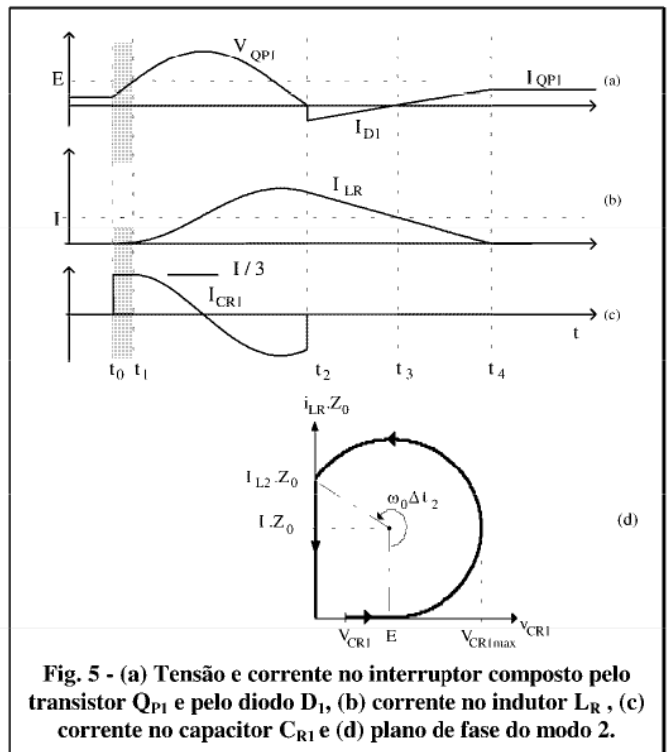


Fig. 5 - (a) Tensão e corrente no interruptor composto pelo transistor Q_{P1} e pelo diodo D_1 , (b) corrente no indutor L_R , (c) corrente no capacitor C_{R1} e (d) plano de fase do modo 2.

Como pode-se observar a partir do plano de fase mostrado na Fig. 5, o capacitor e, por conseqüência, os interruptores principais, estão sujeitos a sobretensões proporcionais à corrente de carga. Para solucionar este problema, pode ser utilizado um indutor acoplado. A Fig. 6 ilustra esta variação topológica.

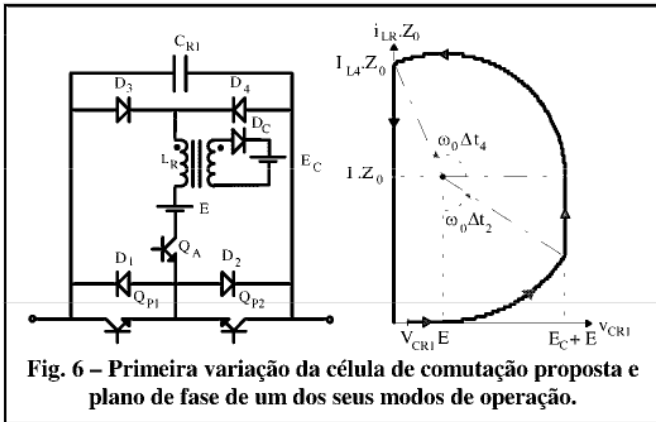


Fig. 6 – Primeira variação da célula de comutação proposta e plano de fase de um dos seus modos de operação.

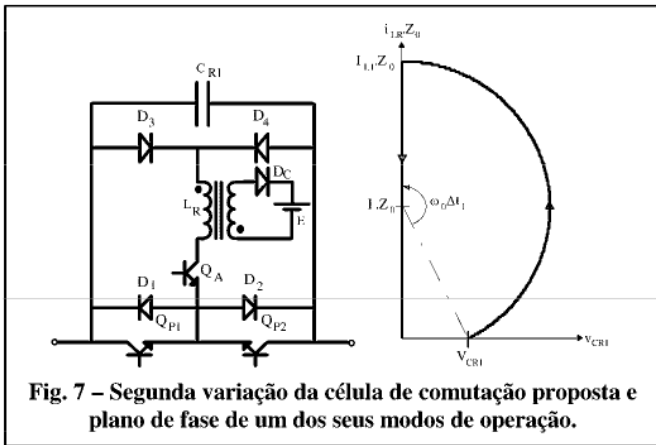


Fig. 7 – Segunda variação da célula de comutação proposta e plano de fase de um dos seus modos de operação.

Para garantir a operação ZVS o conversor deve ser projetado respeitando a equação (1) na faixa da variação da corrente de carga.

$$\sqrt{(E - V_{CR})^2 + (I \cdot Z_o)^2} \geq E \quad (1)$$

Para solucionar este problema, quando necessário, sugere-se duas novas variações topológicas da célula de comutação proposta. A segunda variação consiste basicamente na retirada da fonte E da etapa ressonante, eliminando a restrição expressa por (1). A Fig. 7 apresenta a célula sugerida. As três células propostas anteriormente apresentam como inconveniente a presença de uma fonte auxiliar de tensão que absorve a energia proveniente da comutação dos interruptores. Pode-se suprimir a fonte auxiliar, adicionando em paralelo com o interruptor auxiliar um pequeno capacitor (capacitor de ajuda à comutação), originando a terceira variação topológica. Nesta nova célula (Fig. 8), o interruptor auxiliar é bloqueado após a tensão no capacitor ressonante se anular. A energia acumulada no indutor é transferida para o capacitor de ajuda a comutação C_S. O inconveniente desta célula é a não realização de comutação ZCS do interruptor auxiliar.

A célula de comutação apresentada na Fig. 7 possui dois modos de operação, determinados pela polaridade de V_{CR1} e pelo sentido da corrente de carga:

- Modo 1 : V_{CR1} positiva e I positiva ou V_{CR1} negativa e I negativa
- Modo 2 : V_{CR1} positiva e I negativa ou V_{CR1} negativa e I positiva

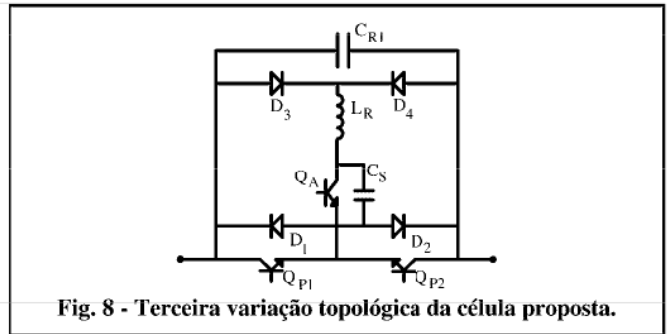


Fig. 8 - Terceira variação topológica da célula proposta.

Informações detalhadas sobre o modo 2 de operação desta célula de comutação são encontradas em [13]. O modo 1 é descrito como segue:

- a. 1ª Etapa (t₀, t₁): Etapa ressonante - O capacitor, em t = t₀, inicia um processo de descarga ressonante, até sua tensão atingir zero. Neste momento, o diodo D₁ entra em condução. A Fig. 9.a representa esta etapa.
- b. 2ª Etapa (t₁, t₂): O diodo D₁ assume uma corrente igual a i_{LR} - I e a corrente no indutor L_R se mantém constante. Em t = t₂, o interruptor auxiliar é bloqueado e o transistor Q_{P1} entra em condução com tensão nula. O intervalo de condução do interruptor auxiliar (t₀, t₂) é definido pela situação de operação em que o capacitor ressonante apresenta o maior tempo para completar seu processo de descarga. Esta etapa é ilustrada pela Fig. 9.b.

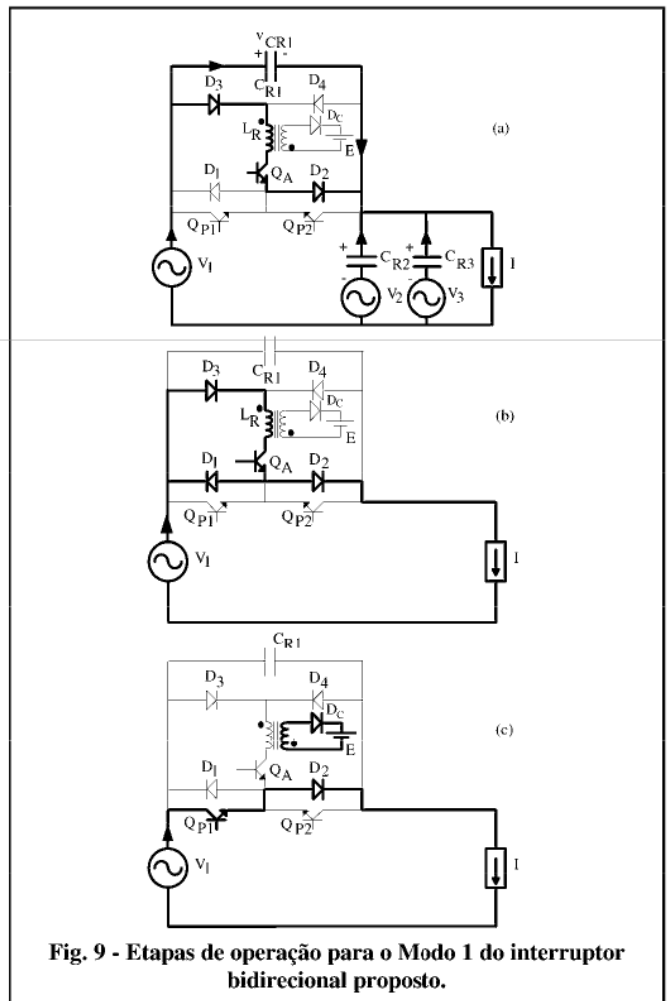
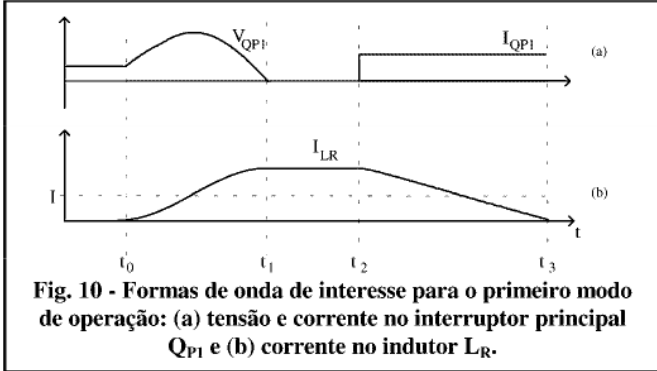


Fig. 9 - Etapas de operação para o Modo 1 do interruptor bidirecional proposto.

- c. 3ª Etapa (t₂, t₃): Com o bloqueio do interruptor auxiliar, o

transistor Q_{P1} assume a corrente de carga e o indutor passa a se descarregar linearmente. Esta etapa, representada pela Fig. 9.c, termina no momento que a corrente no indutor se anula, encerrando o processo de comutação.

A Fig. 10 apresenta as formas de onda de interesse para este modo.



3. ANÁLISE MATEMÁTICA DA COMUTAÇÃO

Nesta seção a análise matemática do modo 1 de operação da célula apresentada na Fig. 7 é realizada. Assumindo componentes ideais no circuito, as equações descrevendo a célula para cada etapa de operação são dadas como segue.

As equações que descrevem a tensão no capacitor C_{R1} e a corrente no indutor L_R durante a primeira etapa são:

$$v_{CR1}(t) = v_{CR1}(0) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + I \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (2)$$

$$i_{LR}(t) = I + \frac{v_{CR1}(0)}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (3)$$

onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3 \cdot L_R \cdot C_R}} \quad (4)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{3 \cdot C_R}} \quad (5)$$

Os valores máximos da tensão no capacitor ressonante e da corrente no indutor são dadas por:

$$v_{CR1_{max}} = \sqrt{(I \cdot Z_0)^2 + [v_{CR1}(0)]^2} \quad (6)$$

$$I_{LR_{max}} = I + \sqrt{I^2 + \left[\frac{v_{CR1}(0)}{Z_0} \right]^2} \quad (7)$$

A duração máxima da primeira etapa é dada pela equação (8).

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) = \frac{\pi - \arctg\left(\frac{v_{CR1}(0)}{I \cdot Z_0}\right)}{\omega_0} \quad (8)$$

De acordo com o exposto, a duração da segunda etapa é dada por:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\arctg\left(\frac{v_{CR1}(0)}{I \cdot Z_0}\right)}{\omega_0} \quad (9)$$

4. EXEMPLO DE PROJETO

A seguir, apresenta-se um exemplo numérico onde são calculados os parâmetros da célula de comutação dos interruptores de um conversor direto de frequência $3\phi - 1\phi$ com as seguintes especificações:

- Tensão eficaz de fase de entrada : $V_i = 220 \text{ V}$
- Frequência de entrada: $f_i = 60 \text{ Hz}$
- Tensão eficaz de saída : $V_0 = 110 \text{ V}$
- Corrente eficaz de saída: $I_0 = 10 \text{ A}$

1. Assumindo uma tensão máxima de 600V sobre os interruptores principais, a equação (6) fornece:

$$Z_0 = 36,3 \Omega$$

2. Substituindo $Z_0 = 36,3 \Omega$ em (7), obtém-se a máxima corrente no indutor ressonante:

$$I_{LR_{max}} = 30,7 \text{ A}$$

3. A partir da equação (8), adotando 700 ns como tempo máximo de duração da etapa ressonante, obtém-se a frequência de ressonância

$$\omega_0 = 3,7 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

4. Conhecendo Z_0 e ω_0 , os valores de L_R e C_R podem ser obtidos. Usando valores comerciais para os capacitores, resulta

$$L_R = 8,7 \mu\text{H}$$

$$C_R = C_{R1} = C_{R2} = C_{R3} = 2,2 \text{ nF}$$

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar o princípio de operação da célula de comutação para interruptores bidirecionais de conversores diretos CA/CA, foram implementados em laboratório um variador CA monofásico com Modulação por Largura de Pulso (PWM) empregando a terceira variação topológica e um conversor direto de frequência $3\phi - 1\phi$ empregando a segunda variação da célula de comutação proposta. O variador CA implementado é apresentado na Fig. 11.

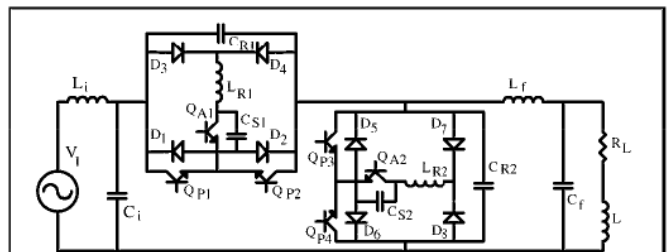


Fig. 11 - Diagrama do estágio de potência do variador CA a interruptor bidirecional com célula de comutação ZVS implementado, onde:

- Q_{P1} , a Q_{P4} ; D_1 , a D_8 : SKM25GAL100D;
- Q_{A1} , Q_{A2} : ID2260a2
- L_{R1} , $L_{R2} = 8 \mu\text{H}$; C_{R1} , $C_{R2} = 3,3 \text{ nF}$;
- C_{S1} , $C_{S2} = 10 \text{ nF}$;
- $C_i = 10 \mu\text{F}$ e $L_i = 565 \mu\text{H}$; $L_f = 500 \mu\text{H}$ e $C_f = 20 \mu\text{F}$.
- $R_L = 0 \rightarrow 20 \Omega$ e $L = 10,4 \text{ mH}$;
- $V_i = 220/60 \text{ Hz}$;

As formas de onda experimentais obtidas para uma potência na entrada de 1kW e uma frequência de comutação de 20 kHz são mostradas nas Fig. 12 e 13. Observa-se, na Fig. 12.a, que na entrada em condução dos interruptores

principais não ocorrem perdas de comutação e que aparece uma pequena sobretensão sobre os mesmos. Esta sobretensão é inferior à prevista porque não ocorre a transferência imediata da corrente de carga suposta teoricamente para o conjunto dos capacitores ressonantes, já que os interruptores não bloqueiam instantaneamente e apresentam corrente de cauda. A sobretensão prevista para esta condição de comutação é obtida do procedimento abaixo:

- A partir da Fig. 12.a, obtém-se $I = 8A$ e $v_{CR1}(0) = 280V$.
- Como $Z_0 = 34,8\Omega$, da equação (6) resulta:

$$V_{CR1max} \cong 395V$$

No bloqueio dos interruptores, Fig. 12.b, ocorrem perdas, inerentes à comutação ZVS, reforçadas pelo fato dos IGBTs empregados apresentarem elevada corrente de cauda. Observa-se, também, na Fig. 12.b, uma elevação da corrente no interruptor Q_{P1} antes do bloqueio. Este fenômeno é explicado pela existência de uma pequena e indesejável superposição entre os pulsos de comando dos interruptores, o que faz com que o interruptor Q_{P1} conduza, durante este intervalo, a corrente do interruptor auxiliar Q_{A2} . É possível reduzir a superposição entre os pulsos de comando modificando os circuitos de comando dos interruptores bidirecionais, procedimento adotado na implementação do conversor direto de frequência.

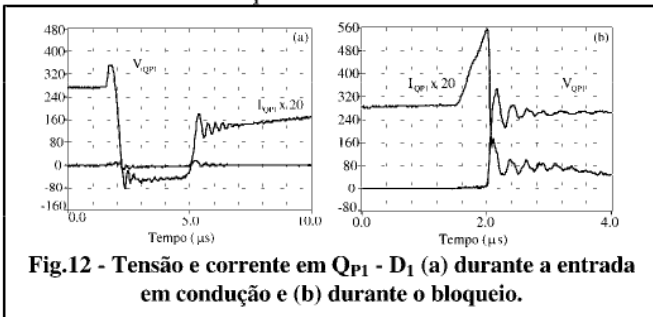


Fig.12 - Tensão e corrente em $Q_{P1} - D_1$ (a) durante a entrada em condução e (b) durante o bloqueio.

Para ilustrar a redução nas perdas obtidas utilizando a célula proposta foi implementado em laboratório um variador CA com grampeador. O Circuito de potência implementado é mostrado na Fig. 14. A metodologia para projeto do circuito grampeador é apresentada em [14] e o exemplo em [13] considerando $\Delta t = 2\mu s$, $f=20kHz$, $I_{CM} = 13,6A$ e $E_g = 311V$.

As formas de onda do processo de comutação dos interruptores bidirecionais são mostradas na Fig. 15. Nesta figura, observa-se o efeito do grampeador na tensão de coletor dos transistores. Em ambas as comutações, observa-se que a tensão do coletor sofre uma elevação que ocorre durante o tempo morto devido à ação do circuito grampeador. Observa-se, também, uma sobrecorrente na entrada em condução dos transistores, devido ao “tempo de cauda” dos mesmos ser superior ao tempo morto ajustado para 2 μs .

A eficiência dos protótipos das Fig. 11 e 14 foi medida e os resultados obtidos são mostrados na Fig. 16. A célula que utiliza o princípio de comutação suave ZVS apresenta um rendimento 30% superior.

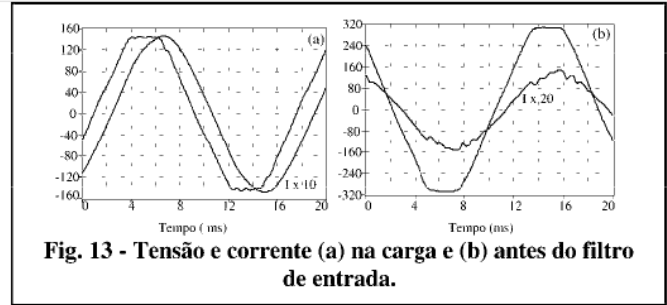


Fig. 13 - Tensão e corrente (a) na carga e (b) antes do filtro de entrada.

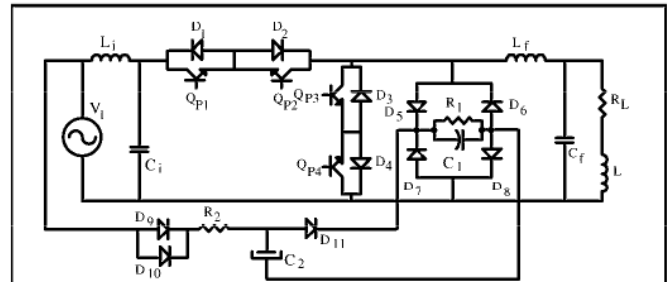


Fig. 14 - Diagrama do estágio de potência do variador CA a interruptor bidirecional com circuito grampeador implementado, onde:

- Q_{P1} a Q_{P4} ; D_1 ; a D_2 : SKM25GAL100D;
- D_5 , D_6 , D_7 e D_8 : MUR860; D_{11} : MUR 840;
- D_9 , e D_{10} : SK3/04;
- $C_1 = 1\mu F$ e $C_2 = 100\mu F$; $L_f = 500\mu H$ e $C_f = 20\mu F$;
- $R_1 = 270\Omega/250W$ e $R_2 = 220\Omega/10W$;
- $R_L = 0 \rightarrow 20\Omega$ e $L = 10,4mH$;
- $V_i = 220\text{sen}(2\pi f_i t)$, com $f_i = 60\text{Hz}$;
- $C_i = 10\mu F$ e $L_i = 565\mu H$.

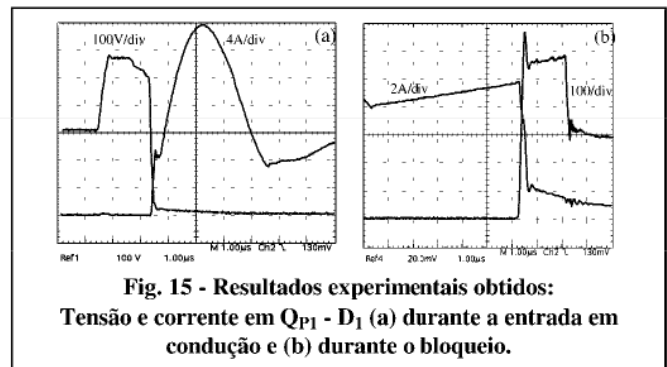


Fig. 15 - Resultados experimentais obtidos: Tensão e corrente em $Q_{P1} - D_1$ (a) durante a entrada em condução e (b) durante o bloqueio.

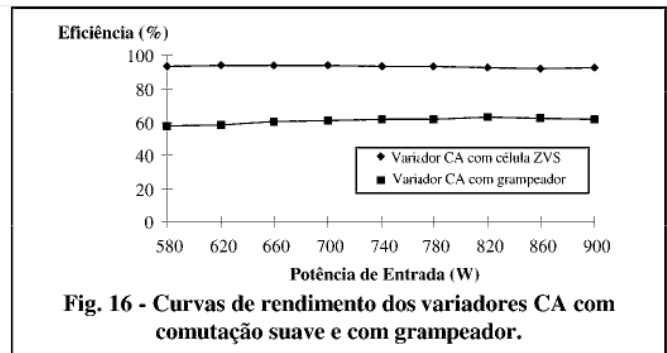


Fig. 16 - Curvas de rendimento dos variadores CA com comutação suave e com grampeador.

Na implementação do conversor direto de frequência optou-se por um comando em seqüência anti-simétrico [15], com 23 pulsos por período de modulação de 200 Hz e pela segunda variação topológica da célula de comutação, porque esta é a variação que emprega fonte auxiliar sem apresentar restrições para a ocorrência de comutação natural, adequando-se, assim, ao comando empregado. O Conversor direto de frequência implementado é mostrado na Fig. 17.

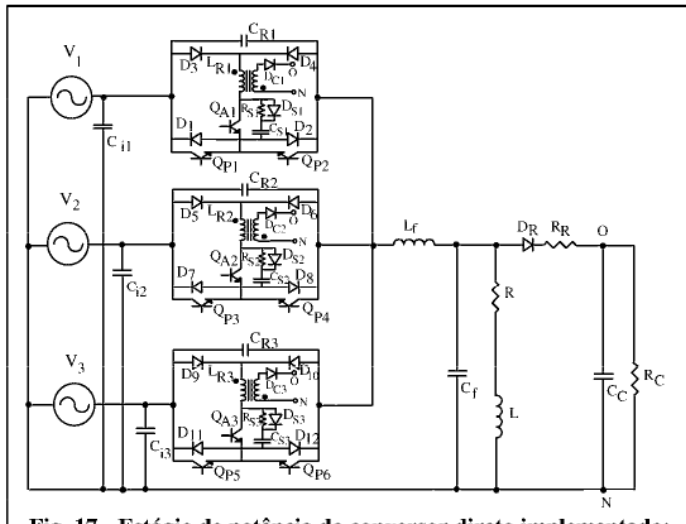


Fig. 17 - Estágio de potência do conversor direto implementado:

- QP1 a QP6: APT40GF100; QA1, a QA3: IRGPH40F;
- D1 a D12: APT30D100; DC1 a DC3, DS1 a DS3: APT15D100;
- DR: SK3/08;
- C_{i1} a C_{i3} = 9µF; C_{S1} a C_{S3} = 0,01µF; C_{R1} a C_{R3} = 2,2nF;
- C_f = 75µF e L_f = 500µH; C_c = 47µF;
- L_{R1} a L_{R3} = 8µH; R_{S1} a R_{S3} = 100Ω
- R_R = 10Ω; R_C = 750Ω / 50W

Dificuldades iniciais com o protótipo do conversor direto de frequência e a experiência adquirida na implementação dos variadores CA conduziram aos seguintes cuidados na elaboração do circuito de comando:

- Nas implementações dos variadores CA utilizou-se um transformador com três secundários para implementar a fonte de alimentação dos circuitos de comando de gate de cada interruptor bidirecional e do circuito de controle. Observou-se em ensaios preliminares com o conversor direto de frequência que a comutação de um interruptor de uma fase, através do acoplamento entre secundários, provocava disparos indesejáveis de interruptores de outra fase. Assim, resolveu-se utilizar quatro transformadores na implementação das fontes auxiliares;
- Utilizou-se o opto-acoplador HPCL-2211, que apresenta elevada imunidade a transientes de modo comum e larga faixa de tensão de alimentação, garantindo-se maior imunidade a ruídos;
- Aumentou-se o resistor de gate com o objetivo de aumentar o tempo de entrada em condução dos interruptores e evitar disparos indesejáveis por dv/dt;
- Para ajustar o tempo de condução do interruptor auxiliar, empregou-se uma configuração a transistor, medida que aumenta a imunidade a ruídos do comando.

A Fig. 18 evidencia a comutação ZVS dos interruptores principais, a supressão das sobretensões sobre os

interruptores no bloqueio devido à elevação da resistência de gate que tornou as comutações mais lentas e a redução substancial da superposição entre os pulsos de comando dos interruptores em relação ao que ocorreu nos variadores CA. A comutação de um interruptor auxiliar é apresentada na Fig. 19.a. Nesta figura, observa-se que a entrada em condução destes interruptores é ZCS e o bloqueio é dissipativo. A corrente e a tensão na carga para uma potência de saída de 762 VA são mostradas pela Fig. 19.b.

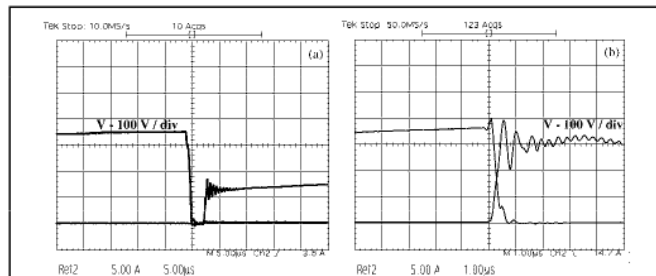


Fig. 18 - Tensão e corrente no interruptor principal (a) na entrada em condução e (b) no bloqueio.

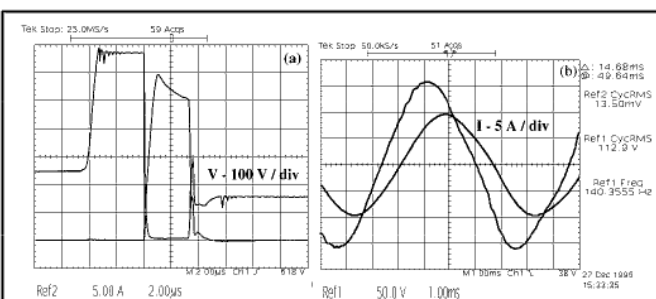


Fig. 19 - (a) Tensão e corrente no interruptor auxiliar e (b) tensão e corrente na carga.

6. CONCLUSÕES

As características desejáveis para um conversor CA/CA são: formas de onda senoidais na entrada e na saída, com baixo conteúdo harmônico de alta ordem e nenhuma subharmônica, capacidade de fluxo de potência bidirecional, reduzido volume dos componentes reativos, alta densidade de potência, excelente performance dinâmica, controle irrestrito do fator de potência e da frequência na saída. Todas estas características podem ser reunidas no conversor direto de frequência. Entretanto, esta técnica de conversão é pouco utilizada em aplicações práticas, principalmente devido à dificuldade de comutação dos interruptores bidirecionais com carga indutiva.

Com o objetivo de tornar estes atrativos conversores substitutos dos conversores CA/CA com estágio intermediário de armazenamento de energia, propôs-se, neste trabalho, células para a comutação suave e segura dos interruptores bidirecionais, com uso extensivo aos variadores de corrente alternada. Na síntese das células preocupou-se em não incorporar, ao contrário de soluções propostas na literatura, desvantagens ao seu emprego nos conversores, tais como altos esforços de corrente e excessivo número de componentes no caminho do fluxo de potência.

Na análise das células propostas, observou-se que os

interruptores principais seriam submetidos a sobretensões proporcionais à corrente de carga. Constatou-se, porém, nos resultados experimentais, sobretensões pouco significativas nos interruptores, devido à transferência da corrente de carga aos capacitores ressonantes não ser instantânea e aos interruptores utilizados apresentarem o fenômeno de corrente de cauda, assertivas não previstas na análise teórica.

A limitação das células propostas é a perda de energia no processo de comutação. Porém, as células que apresentam fonte auxiliar oferecem a possibilidade de regeneração desta energia. Parte desta energia poderia ser utilizada para alimentar os circuitos de comando. Apesar desta limitação, a eficiência medida em um variador CA empregando uma das células propostas foi bastante elevada, superando os 90 %.

A maior dificuldade nas implementações foram os disparos indesejáveis dos interruptores em certos níveis de transferência de potência, sendo que várias causas destes disparos foram detectadas e explicadas. Como os resultados experimentais confirmaram a análise teórica, pode-se afirmar com segurança que as presentes limitações na transferência de potência são de origem tecnológica e construtiva.

De acordo com o que foi exposto, evidencia-se o grande mérito do trabalho: sem impor outras limitações, removeu-se a principal barreira para ampliar a utilização dos conversores diretos de frequência, ou seja, tornou-se a comutação dos interruptores bidirecionais com carga indutiva suave e segura.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P.N. Enjeti, S. Choi, "An Approach to Realize Higher Power PWM ac Controller", *APEC'93*, pp 323-327, 1993.
- [2] J.C. Fagundes, E.V. Kassick, I. Barbi, "A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit", *COBEP'93*, pp 297-301, 1993
- [3] J.G. Cho, G.H. Cho, "Cyclic Quasi Resonant Converters: A New Group of Resonant Converters Suitable for High Performance dc/dc and ac/ac Conversion Applications", *IEEE - PESC Conf. Rec.*, pp 956-963, 1990.
- [4] J.G. Cho, G.H. Cho, "Soft Switched Matrix Converter for High Frequency Direct AC-to-AC Power Conversion", *EPE Conf. Rec.*, pp. 4:196-4:201, 1991.
- [5] S. Boyer, H. Foch, J. Roux, M. Metz, "Chopper and PWM Inverter Using GTO's in Dual Thyristor Application", *EPE Conf. Rec.*, pp. 383-389, 1987.
- [6] J. Rodriguez, "A New Control Technique for AC-AC Converters", *IFAC*, pp 203-208, Suécia, 1983.
- [7] D.M. Divan, "Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", *IEEE - IAS Conf. Proc.*, pp. 267-287, 1986.
- [8] C. Tsai Pan, J.J. Shieh, "A Zero Switching Loss Matrix Converter", *IEEE - PESC Conf. Rec.*, pp. 545-550, 1993.
- [9] H.L. Hey, H. Pinheiro, J.R. Pinheiro, "A Soft-Switching AC-AC Converter", *COBEP'95*, pp 503-508, 1995.
- [10] N. Burány, "Safe Control of Four-Quadrant Switches", *IEEE - IAS Conf. Proc.*, pp. 1190-1194, 1989.
- [11] A.J. Perin, "Conversor Direto de Frequência sem Tempo Morto entre as Comutações", *Concurso para Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC*, Florianópolis, 1996.
- [12] D.C. Martins, F.J.M Seixas, J.A. Brilhante, I. Barbi, "A Family of DC-to-DC PWM Converters Using a New ZVS Commutation Cell", *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 524-530, 1993.
- [13] M.V.M. Villaça, "Síntese, Análise e Implementação de uma Nova Célula para Comutação Suave de Interruptores Bidirecionais". *Tese de Doutorado - UFSC*, Florianópolis, 1997.
- [14] J.I. Zafalon, "Contribuição ao Estudo da Comutação em Conversores Monofásicos e Trifásicos a Interruptores Bidirecionais". *Dissertação de Mestrado - UFSC*, Florianópolis, 1986.
- [15] A.J. Perin, "Contribution à L'étude des Convertisseurs Directs de Fréquence à Transistors de Puissance", *Tese de Doutorado, E.N.S.E.H.I.T, L'Institute National Polytechnique de Toulouse*, Toulouse, 1984.
- [16] M.V.M. Villaça, A.J. Perin, "A New Bidirectional ZVS Switch for Direct AC/AC Converter Applications", *IEEE APEC Conf. Rec.*, pp 977-983, 1995.
- [17] M.V.M. Villaça, A.J. Perin, "A Soft Switched Direct Frequency Changer", *IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp 2321-2326, 1995.
- [18] M.V.M. Villaça, A.J. Perin, "A New ZVS Bidirectional Switch for Matrix Converter Applications", *COBEP'95*, pp 541-546, 1995.

DADOS BIOGRÁFICOS

Marco V. M. Villaça nascido em Santa Maria-RS em 10/06/65. Graduado em Engenharia Elétrica em 1987 na UFSM. Obteve o Título de Mestre em Engenharia Elétrica em 1989 e o de Doutor em Engenharia Elétrica em 1997, ambos na UFSC. Desde 1991 é Professor do Departamento de Eletrônica da Escola Técnica Federal de Santa Catarina, onde atua nas áreas de ensino, pesquisa e extensão. Sua área de pesquisa é a Eletrônica de Potência com interesse em técnicas de comutação suave.

Arnaldo J. Perin nascido em Nova Prata-RS em 18/12/53. Formado em Engenharia Eletrônica em 1977 na PUC-RS, Mestrado em Engenharia Elétrica em 1980 na UFSC e Doutorado em Eng. Elétrica em 1984 no Institut National Polytechnique - Toulouse - França. Desde 1980 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina com o cargo de Professor Titular. Atua junto ao grupo de pesquisadores do INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, onde já participou em projetos em conjunto com a indústria, orientou 23 dissertações de Mestrado e uma tese de doutorado e publicou em torno de 45 trabalhos em congressos no país e no exterior e é co-autor de um livro. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em conversores estáticos de frequência e técnicas de modulação em corrente alternada.