

# NOVO PRINCÍPIO DE INTEGRAÇÃO DE CIRCUITOS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO: O ESTUDO DO CASO ZVT

Luciano Schuch, José Renes Pinheiro

Universidade de Caxias do Sul – UCS, Universidade Federal de Santa Maria –UFSM  
Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC  
Cep: 95070-560 – Caxias do Sul, RS – Brasil, Cep: 97105-900 - Santa Maria, RS – Brasil.  
e-mail: lschuch@ucs.br, renes@ctlab.ufsm.br

**Resumo** – Neste artigo, é proposto um novo princípio de integração de circuitos de auxílio à comutação, o qual se aplica a sistemas com diversos estágios de conversão de energia. Através desse princípio, a energia reativa circulante resultante de uma comutação é usada para auxiliar uma outra comutação do sistema resultando em um sistema com alto rendimento. Uma vantagem do CACI é seu baixo custo, pois apenas um CAC (Circuito de Auxílio à Comutação) é usado para realizar a comutação de todos os conversores que compõem o sistema. Para facilitar a obtenção e utilização dos CACIs, foram criadas regras para geração de novos CACIs, bem como a metodologia de projeto. Os circuitos propostos foram aplicados a UPS's *double conversion*, resultando em sistemas de alta eficiência e alta densidade de potência. Os sistemas que utilizam os CACIs apresentam comutação nos interruptores principais do tipo ZVT e nos auxiliares do tipo ZVS e/ou ZCS. Para verificar a metodologia de projeto, o rendimento e o funcionamento dos novos CACIs, foram montados protótipos de potências variando entre 580-1200W.

**Palavras-Chave** – Comutação Suave, Integração, UPS, ZVT.

## INTEGRATION CONCEPT OF AUXILIARY COMMUTATION CIRCUITS: ZVT CASE STUDY

**Abstract** – This paper proposes the concept of integrated auxiliary commutation circuits (iACC) applied to systems with several power conversion stages. This concept has two main objectives, namely: to reduce the number of additional elements to accomplish the soft-switching, and to use the circulating energy from one commutation to assist another one, so that the efficiency is improved without penalizing the cost of the system. Some rules for obtaining new iACCs are presented. New iZVT circuits are applied to a double-conversion UPS to illustrate the functionality and applicability of this concept. By using these circuits, the main switches operate under soft-commutation of ZVT type, and the auxiliary switches are turned on and off under ZCS or ZVS. Experimental results of three prototypes (1.2kW@100kHz) are presented to demonstrate the good

performance of the new iZVT and the feasibility of the proposed concept.

**Keywords** – Integration, Soft Switching, UPS, ZVT.

### NOMENCLATURA

CAC	Circuito de Auxílio à Comutação.
CACI	Circuito de Auxílio à Comutação Integrado.
CI	Circuito Integrado.
DSP	Digital Signal Processor.
EMI	Electromagnetic Interference.
PWM	Pulse With Modulation.
UPS	Uninterruptible Power Supply.
ZCS	Zero Current Switching.
ZCT	Zero Current Transition.
ZVS	Zero Voltage Switching.
ZVT	Zero Voltage Transition.

### I. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, os engenheiros buscaram a redução do tamanho, peso e custo dos seus equipamentos e utensílios, bem como o aumento do desempenho e funcionalidade dos mesmos.

Esse fenômeno é claramente observado na história e evolução dos computadores [1], o que se deve aos avanços na compreensão da física da matéria condensada, em especial dos materiais semicondutores em meados do século 20, que permitiu a invenção do transistor, causando a revolução da miniaturização e barateando os dispositivos eletrônicos [2]. Desde então, a quantidade de elementos colocados juntos em um CI dobra a cada 24 meses, em um comportamento conhecido como Lei de Moore, ainda válida após quatro décadas [1].

Essa popularização dos CIs deve-se principalmente à integração de componentes e/ou funções e conseqüente redução dos custos.

A Eletrônica de Potência beneficiou-se da evolução da tecnologia digital através dos sistemas de controle, proteção e sensoramento que reduziram o tamanho e o custo e aumentaram o desempenho e a confiabilidade. Atualmente, a maioria dos equipamentos e fontes possui um microcontrolador ou um DSP para realizar controle e o monitoramento, sendo essas funções integradas em um único dispositivo.

Por outro lado, os semicondutores de potência também estão evoluindo, o que possibilitou aumentar os níveis de corrente e tensão suportados por eles, além de melhorar o seu

Artigo submetido em 28/07/2007. Revisões em 13/09/2007 e 16/11/2007.  
Aceito por recomendação do Editor F. L. M. Antunes.

desempenho devido à redução das perdas por comutação e por condução [3]-[4].

Como se pode notar, a grande redução do volume e custo dos CIs e, conseqüentemente, dos computadores, passou pela integração. Por outro lado, a Eletrônica de Potência buscou reduzir o tamanho e peso de seus componentes pela melhoria discreta dos semicondutores e pela elevação da frequência de operação, que, em muitos casos, aumentou relativamente os custos dos equipamentos, causando a redução do interesse das indústrias por essas novas tecnologias e técnicas.

Pelo exposto, surgem algumas perguntas: Por que a Eletrônica de Potência não seguiu a mesma linha das tecnologias digitais? Ou seja, por que a Eletrônica de Potência não integra espacialmente dispositivos e/ou funções? As respostas para essas perguntas passam por um paradigma: trabalhar com altas potências e altas frequências. Elevados níveis dessas duas grandezas físicas são antagônicas com as atuais tecnologias disponíveis.

Os principais fatores que se deve levar em consideração quando se deseja realizar a integração funcional e espacial de componentes de potência refere-se às questões mecânicas, térmicas e a interferência eletromagnética (EMI). Dentre elas, evidencia-se a questão da dissipação de energia que se torna um dos principais pontos de risco para o funcionamento de um sistema integrado e, ainda, os elevados custos de se pesquisar e produzir esse tipo de sistema.

Dessa forma, poucos centros de pesquisa buscam desenvolver sistemas integrados de potência. Uma exceção é o CPES (Center for Power Electronics Systems) que traçou uma estratégia ousada de desenvolver sistemas integrados padronizados de potência. Isso se deve a elevados investimentos da iniciativa privada e do governo norte-americano na busca da hegemonia dessa nova fatia de mercado nos próximos anos. Caso as expectativas do CPES concretizem-se, em breve terão módulos padrões integrados de potência, com produção em larga escala, de baixo custo.

Este trabalho não busca desenvolver uma integração espacial, mas sim um novo princípio de integração funcional, onde apenas um circuito de auxílio à comutação integrado (CACI) será utilizado para realizar a comutação em zero de tensão de todos os interruptores do sistema. Nesses sistemas integrados, diversos semicondutores de potência discretos irão desempenhar funções diferentes, ora como auxiliares do processo de comutação, ora como dispositivos principais de processamento de energia e a energia reativa circulante do sistema será reutilizada. Com essa integração funcional, consegue-se reduzir o número de componentes, conseqüentemente o peso e o volume, e melhorar o desempenho do sistema. O que leva à miniaturização e redução dos custos.

A comutação suave é usada basicamente para minimizar as perdas na comutação e tornar as variações de corrente e tensão mais suaves (reduzir a  $di/dt$  e/ou a  $dv/dt$ ). Dessa forma, reduz a EMI e reduz o tamanho dos dissipadores e/ou ventilação forçada. O uso dessas técnicas torna-se vantajoso se a frequência de operação é elevada, pois, nesses sistemas, as perdas por comutação e a EMI tornam-se expressivas.

Portanto, a elevação da frequência, as técnicas de comutação suave e a integração vêm ao encontro da tendência mundial de miniaturização dos equipamentos

(fontes), o que os tornam mais atrativos no atual mercado globalizado.

Dentre as diversas técnicas de se obter a comutação suave, a saber: *snubbers* [5], ZVS [6], ZCS [7], ZVT[8], ZCT [9], ZCZVT [10], entre outras, a técnica ZVT é uma das que se destaca por sua simplicidade, elevado rendimento, poucos componentes auxiliares, fácil projeto e elementos auxiliares fora do fluxo principal de potência. Devido a essas características, ela foi exaustivamente estudada e foram propostas inúmeras melhorias [11]-[25]. Sendo uma das poucas técnicas que despertou interesse das indústrias [26]. Dessa forma, a técnica ZVT foi escolhida como ponto de partida para este estudo da integração dos CAC.

Em sistemas com múltiplos estágios de conversão de energia, os quais são compostos por diversos conversores, são necessários vários circuitos CAC independentes. Assim, o número de componentes incluídos para se obter a comutação em zero de tensão é elevado, aumentando relativamente o custo, situação que diminui o interesse das indústrias em utilizar CAC em multiconversores. Um exemplo disso é apresentado em [27], em que somente o conversor bidirecional, muito utilizado em UPS, para realizar a interface entre o banco de baterias e o barramento CC, faz uso de dois CAC ZVT independentes; os quais apresentam um grande número de componentes adicionais (dois interruptores, cinco diodos, dois indutores e um capacitor).

Para reduzir os custos e a energia reativa circulante, este trabalho propõe um princípio de integração de CAC, o qual utiliza a própria energia reativa resultante de uma comutação para auxiliar uma outra comutação do sistema.

## II. NOVO PRINCÍPIO DE INTEGRAÇÃO DE CAC

Para um melhor entendimento do princípio proposto, vai-se, inicialmente, explicar o processo de comutação suave de uma forma simplificada, como segue: para se obter a comutação suave, é necessário desviar a energia do conversor para o CAC. Após esse processo, o interruptor pode ser comutado em zero de tensão e/ou de corrente. Por fim, a energia reativa que ficou acumulada no CAC deve ser regenerada para o conversor, ou seja, devolvida para a fonte de entrada [11] ou para a carga [8] (ver Figura1).

A partir da idéia do processo de comutação convencional, é proposto o novo princípio de integração de CAC, sendo a energia reativa circulante resultante de uma comutação utilizada para auxiliar uma outra comutação do sistema. Em outras palavras, em vez de utilizar um CAC para cada conversor que compõe o sistema, está sendo proposta a utilização de um único circuito de auxílio à comutação integrado (CACI), o qual reutiliza a energia reativa

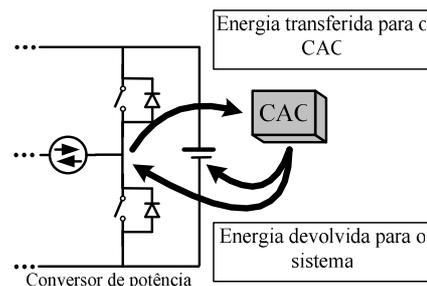


Fig. 1. Processo de comutação suave convencional.

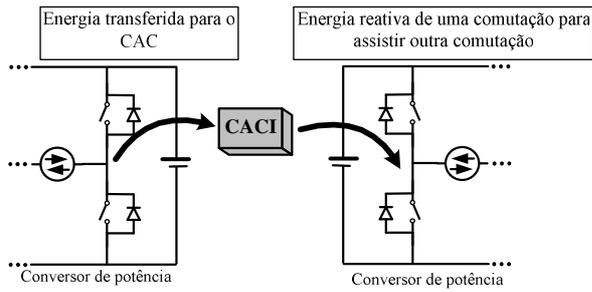


Fig. 2. Princípio de integração proposto.

circulante. Tal princípio é apresentado na Figura 2.

Com a integração, é formada uma rede, onde as comutações ajudam-se mutuamente através de um único CACI. As comutações que geram maior energia reativa auxiliam as que necessitam menos energia, obtendo-se, assim, um balanço de energia reativa e um elevado rendimento. A Figura 3 exemplifica uma rede composta por  $n$  conversores sendo a energia reativa de uma ou mais comutações usadas para assistir uma ou mais comutações.

### III. O PROCESSO DE COMUTAÇÃO INTEGRADO

Esta seção tem por objetivo demonstrar o processo de comutação integrado, utilizando-se de um grau de abstração, ou seja, não se vai apresentar todos os detalhes e passos existentes na comutação, pois isso depende de cada aplicação. Sendo apresentados apenas os dois passos comuns à comutação integrada proposta.

Existem duas formas de ocorrer a comutação integrada: série – a qual reutiliza a energia reativa circulante; e paralela – apenas reduz o número de componentes adicionais. Esses dois modos de comutação são explicados a seguir.

#### A. Integração Série

O processo de comutação integrado ocorre em dois passos distintos, a saber:

**Passo 1:** A energia acumulada no capacitor em paralelo com o interruptor em que se deseja realizar a comutação é transferida, de forma ressonante, para o indutor do CACI. Nesse passo, leva-se a tensão sobre o interruptor principal a zero e o coloca em condução de forma ZVT.

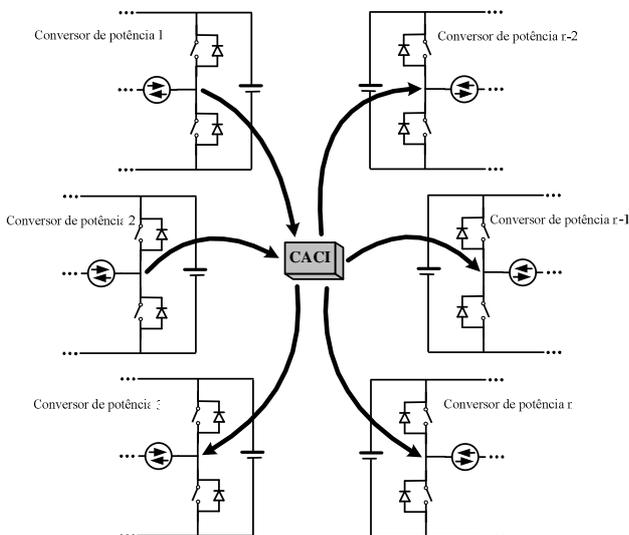


Fig. 3. Princípio de integração proposto aplicado a  $n$  conversores.

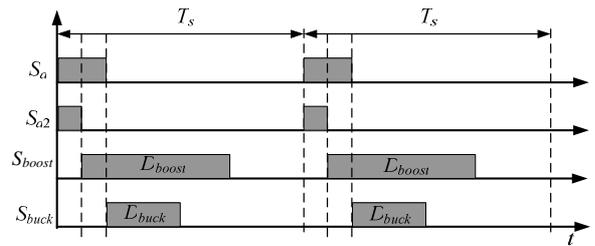


Fig. 4. Comando do estágio de entrada proposto em [32].

**Passo 2:** A energia acumulada no indutor é usada para levar a zero a tensão sobre um outro interruptor principal que se deseja comutar. No instante que a tensão sobre o interruptor atinge zero, o mesmo é colocado em condução de forma ZVT e o restante da energia, que, por ventura, ainda estiver acumulada no indutor, é devolvida para uma das fontes do sistema.

Para demonstrar os dois passos do processo de comutação série, vai-se utilizar a topologia utilizando o CACI apresentado na Figura 13. Maiores detalhes sobre esse sistema encontram-se na seção VII. O comando dessa topologia pode ser visualizado na Figura 4.

Para essa aplicação, os passos são:

**Passo 1:** Inicia-se acionando os interruptores auxiliares  $S_a$  e  $S_{a2}$  (ZCS – devido à presença do indutor  $L_r$ ). Desse modo, começa a carga linear do indutor  $L_r$ . Quando a corrente através do indutor atingir a corrente de carga ( $I_{boost}$ ), inicia a ressonância entre a energia do capacitor em paralelo com  $S_{boost}$  e a energia do indutor  $L_r$ , essa ressonância leva a tensão sobre  $S_{boost}$  a zero. Nesse instante, é possível acionar o interruptor  $S_{boost}$  em ZVT e bloquear o interruptor  $S_{a2}$  que dará início ao próximo passo. O plano de fase, o circuito equivalente e a ilustração desse passo são vistos na Figura 5.

**Passo 2:** Com o bloqueio do interruptor  $S_{a2}$ , a energia que está acumulada em  $L_r$  passa a ressonar com a energia do capacitor em paralelo como interruptor principal  $S_{buck}$ , que faz com que a tensão sobre  $S_{buck}$  vá a zero. Desse modo, o interruptor  $S_{buck}$  é colocado em condução em ZVT. Ao término da descarga linear da corrente do indutor  $L_r$ , pode-se bloquear  $S_a$ . O plano de fase, o circuito equivalente e a ilustração desse passo são vistos na Figura 6.

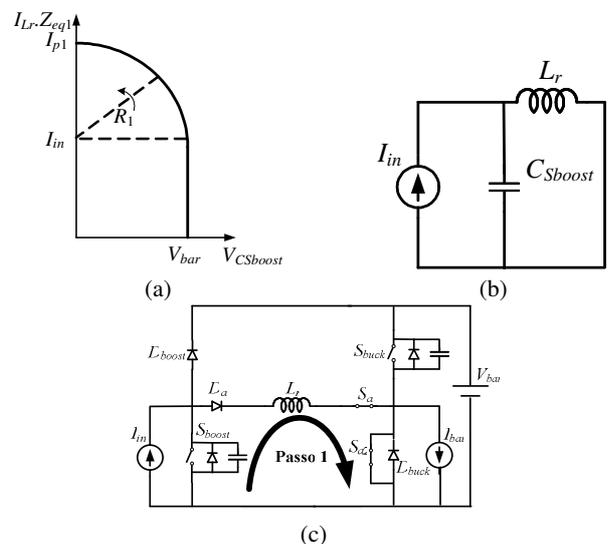


Fig. 5. Passo 1: (a) plano de fase; (b) circuito equivalente e (c) ilustração do passo 1.

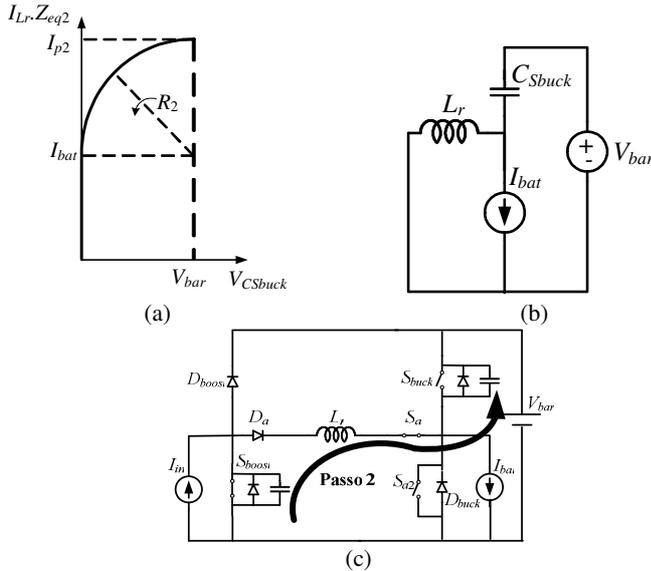


Fig. 6. Passo 2: (a) plano de fase; (b) circuito equivalente e (c) ilustração do passo 2.

Para os sistemas com mais de dois conversores, o processo de comutação é similar. A diferença está no fato que tanto no passo 1 quanto no passo 2 existem comutações ocorrendo em paralelo, o que alterará a impedância do circuito ressonante.

### B. Integração Paralela

A comutação integrada paralela é similar à que acontece no CAC ZVT convencional [8], a única diferença é que mais de um CAC irá utilizar o mesmo interruptor auxiliar. Dessa forma, essa comutação não será detalhada neste trabalho por já ter sido discutida na literatura [28].

## IV. METODOLOGIA DE PROJETO DOS CACIs

A metodologia de projeto deve garantir a comutação suave em todos os modos de operação e com a menor energia reativa circulante possível.

O projeto dos elementos ressonantes (indutores e capacitores) é feito da seguinte forma:

- O projeto dos indutores ressonantes é feito pela (1) em função do máximo  $di/dt$  permitido nos semicondutores.

$$L_r = \frac{V_o}{di/dt_{(max)}} \quad (1)$$

Sendo:  $V_o$  – a tensão sobre o indutor ressonante e  $di/dt_{(max)}$  – a máxima variação de corrente permitida nos semicondutores.

- Os capacitores *snubber* devem ser projetados para garantir a comutação suave.

Para garantir a comutação suave, a energia acumulada no indutor ressonante do CACi, no passo 1, deve ser suficiente para levar a tensão sobre o outro interruptor a zero no passo 2. Desse modo, deve-se igualar as corrente de pico ( $I_{p1}=I_{p2}$ ) dos planos de fase de cada passo, como, por exemplo: ver Figura 5.a e Figura 6.a e isolando-se o capacitor que fornecerá energia para o indutor (passo 1). Os demais capacitores devem ser projetados como *snubber*, através da equação (2) [29], que reduz a energia reativa envolvida no processo de comutação[30]-[31].

$$C_{snubber} = \frac{I_{pico} t_f}{\sqrt{12} V_o} \quad (2)$$

Sendo:  $I_{pico}$  – a corrente de pico do interruptor no momento da comutação;  $t_f$  – o tempo de queda (*fall time*) obtido do catálogo técnico do interruptor utilizado.

## V. EQUACIONAMENTO MATEMÁTICO

Para o equacionamento do processo de comutação integrado, vai se utilizar novamente o sistema apresentado na Figura 13, devido a sua fácil compreensão e por ser composto por apenas duas células PWM (uma com comutação tipo *boost* [32] e outra com a comutação tipo *buck* [32]).

Deve-se destacar que o equacionamento que será apresentado a seguir é facilmente estendido para sistemas com mais de duas células PWM.

O primeiro passo para o equacionamento desse processo de comutação é a definição das seguintes variáveis:

- $\omega_1$  – frequência angular de ressonância da primeira etapa ressonante (transferência da energia do capacitor  $C_{s boost}$  para o indutor  $L_r$ ).
- $Z_1$  – impedância característica da primeira etapa ressonante.
- $\omega_2$  – frequência angular de ressonância da segunda etapa ressonante (transferência da energia do indutor  $L_r$  para o capacitor  $C_{s buck}$ ).
- $Z_2$  – impedância característica da segunda etapa ressonante; as quais são descritas pelas equações:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_{s boost}}}, \quad Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{s boost}}}, \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_{s buck}}}$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{s buck}}}$$

A seguir serão descritas as etapas de operação do processo de comutação integrado.

**Etapa 1** ( $t_0-t_1$ ): Inicialmente, considera-se que as correntes  $I_{boost}$  e  $I_{buck}$  circulam, respectivamente por  $D_{boost}$  e  $D_{buck}$  e todos interruptores encontram-se bloqueados. Os interruptores auxiliares  $S_a$  e  $S_{a2}$  são acionados em ZCS devido à presença do indutor  $L_r$ . Deve-se destacar que  $S_{a2}$  também é acionada em zero de tensão (ZVS), devido à corrente  $I_{buck}$  circular pelo diodo  $D_{buck}$ . Nesse instante, é aplicada a tensão de saída  $V_o$  sobre o indutor ( $L_r$ ) e a corrente através dele passa a crescer linearmente.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_o \cdot \omega_1}{Z_1} t \quad (3)$$

$$v_{C_{s boost}}(t) = v_{C_{s buck}}(t) = V_o \quad (4)$$

$$\Delta t_1 = \frac{L_r \cdot I_{boost}}{V_o} \quad (5)$$

**Etapa 2** ( $t_1-t_2$ ): No momento em que a corrente através do indutor ressonante atingir o valor da corrente  $I_{boost}$ , a energia do capacitor  $C_{s boost}$  ressona com a energia do indutor  $L_r$ , fazendo com que a tensão sobre o capacitor atinja zero Volt, finalizando essa etapa. A diferença entre a corrente no indutor  $L_r$  e a de  $I_{boost}$  circula através do diodo antiparalelo do interruptor  $S_{boost}$ .

$$i_{L_r}(t) = I_{boost} + \frac{V_o}{Z_1} \cdot \text{sen}(\omega_{r1} \cdot t) \quad (6)$$

$$v_{C_s boost}(t) = V_o \cdot \cos(\omega_{r1} \cdot t) \quad (7)$$

$$v_{C_s buck}(t) = V_o \quad (8)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_{r1}} \quad (9)$$

**Etapa 3** ( $t_2$ - $t_3$ ): Enquanto a corrente circula através do diodo antiparalelo, o interruptor principal  $S_{boost}$  deve ser habilitado sob zero de tensão (ZVT). A tensão sobre o indutor fica grampeada em zero Volt e sua corrente permanece constante.

$$i_{L_r}(t) = I_{boost} + \frac{V_o}{Z_1} \quad (10)$$

$$v_{C_s boost}(t) = 0 \quad (11)$$

$$v_{C_s buck}(t) = V_o \quad (12)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (13)$$

Deve-se destacar que as três primeiras etapas descritas até aqui são idênticas ao ZVT clássico, exceto pelo fato que se utiliza a própria célula PWM para auxiliar na comutação.

**Etapa 4** ( $t_3$ - $t_4$ ): Essa etapa inicia com o bloqueio do interruptor auxiliar  $S_{a2}$  (ZVS). Iniciando a ressonância da energia acumulada em  $L_r$  com a energia do capacitor  $C_s buck$  (segunda etapa ressonante), fazendo com que a tensão sobre o capacitor atinja zero Volt, finalizando essa etapa. A diferença entre a corrente no indutor  $L_r$  e de  $I_{buck}$  circula através do diodo antiparalelo do interruptor  $S_{buck}$ .

$$i_{L_r}(t) = I_{buck} + \left( I_{boost} + \frac{V_o}{Z_1} - I_{buck} \right) \cos(\omega_{r2} t) \quad (14)$$

$$v_{C_s boost}(t) = 0 \quad (15)$$

$$v_{C_s buck}(t) = (I_{buck} - I_{boost}) Z_2 \text{sen}(\omega_{r2} t) + (1 - \text{sen}(\omega_{r2} t)) V_o \quad (16)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\arcsen \left( \frac{V_o}{Z_2 \left( I_{boost} + \frac{V_o}{Z_1} - I_{buck} \right)} \right)}{\omega_{r2}} \quad (17)$$

**Etapa 5** ( $t_4$ - $t_5$ ): Enquanto a corrente circula através do diodo antiparalelo, o interruptor principal  $S_{buck}$  deve ser habilitado sob zero de tensão (ZVT). Nesse instante, é aplicada a tensão de  $-V_o$  sobre o indutor ( $L_r$ ) e a corrente através dele passa a diminuir linearmente.

Deve-se destacar que, nesse período, o interruptor  $S_{boost}$  assume  $I_{boost}$  e o interruptor  $S_{buck}$  assume  $I_{buck}$ .

$$i_{L_r}(t) = I_{bat} + \left( I_{in} + \frac{V_o}{Z_1} - I_{bat} \right) \cos(\omega_{r2} \Delta t_4) - \frac{V_o}{L_r} t \quad (18)$$

$$v_{C_s boost}(t) = v_{C_s buck}(t) = 0 \quad (19)$$

$$\Delta t_5 = \left( I_{bat} + \left( I_{in} + \frac{V_o}{Z_1} - I_{bat} \right) \cos(\omega_{r2} \Delta t_4) \right) \frac{L_r}{V_o} \quad (20)$$

**Etapa 6** ( $t_5$ - $t_6$ ): As correntes  $I_{boost}$  e  $I_{buck}$  fluem totalmente através dos interruptores  $S_{boost}$  e  $S_{buck}$ , respectivamente. O interruptor auxiliar  $S_a$  é desativado em ZCS.

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (21)$$

$$v_{C_s boost}(t) = v_{C_s buck}(t) = 0 \quad (22)$$

$$\Delta t_6 = t_7 - t_6 \quad (23)$$

As próximas etapas são referentes ao bloqueio dos interruptores principais e são independentes do CACI, sendo auxiliado apenas pelos capacitores em paralelo com os interruptores.

**Etapa 7** ( $t_6$ - $t_7$ ): O interruptor principal  $S_{boost}$  é bloqueado em zero de tensão (ZVS) e a sua corrente é desviada para o capacitor  $C_s boost$ . A tensão sobre o interruptor  $S_{boost}$  aumenta linearmente até atingir a tensão de saída  $V_o$ .

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (24)$$

$$v_{C_s boost}(t) = I_{boost} \cdot \omega_{r1} \cdot Z_1 \cdot t \quad (25)$$

$$v_{C_s buck}(t) = 0 \quad (26)$$

$$\Delta t_7 = \frac{C_s boost \cdot V_o}{I_{boost}} \quad (27)$$

**Etapa 8** ( $t_7$ - $t_8$ ): A corrente  $I_{boost}$  circula totalmente através do diodo  $D_{boost}$ .

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (28)$$

$$v_{C_s boost}(t) = V_o \quad (29)$$

$$v_{C_s buck}(t) = 0 \quad (30)$$

$$\Delta t_8 = t_9 - t_8 \quad (31)$$

**Etapa 9** ( $t_8$ - $t_9$ ): O interruptor principal  $S_{buck}$  é bloqueado em zero de tensão (ZVS) e a sua corrente é desviada para o capacitor  $C_s buck$ . A tensão sobre o interruptor  $S_{buck}$  aumenta linearmente até atingir a tensão de saída  $V_o$ .

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (32)$$

$$v_{C_s boost}(t) = V_o \quad (33)$$

$$v_{C_s buck}(t) = I_{buck} \cdot \omega_{r2} \cdot Z_2 \cdot t \quad (34)$$

$$\Delta t_9 = \frac{C_s buck \cdot V_o}{I_{buck}} \quad (35)$$

**Etapa 10** ( $t_9$ - $t_{10}$ ): A corrente  $I_{buck}$  circula totalmente através do diodo  $D_{buck}$ .

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (36)$$

$$v_{C_s boost}(t) = v_{C_s buck}(t) = V_o \quad (37)$$

$$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9 \quad (38)$$

A entrada em condução dos interruptores principais em ZVT é auxiliada pelo CACI. Por outro lado, o bloqueio dos interruptores principais em ZVS é auxiliado apenas pelos capacitores *snubber*, sendo independente do CACI.

## VI. REGRAS PARA OBTENÇÃO DE CACI

Nesta seção serão descritas as regras básicas para se obter os CACIs através do princípio proposto. Deve-se destacar que, com a utilização dessas regras, não se chega a um CACI único, mas apresentam-se algumas possíveis alternativas.

**Regra 1:** *O sistema deve ser composto por duas ou mais células PWM.*

Quanto maior for o número de subsistemas (conversores), maiores são as possibilidades de se realizar a integração, maior o grau de liberdade, e tem-se melhor aproveitamento da energia reativa circulante.

Pode-se integrar parte do sistema a fim de melhorar o desempenho do todo, pois, em alguns casos, a integração pode vir a penalizar o sistema. Nesses casos, deve-se adicionar um CACI para alguns dos subsistemas e para outros usar CAC convencionais, ou até mesmo não utilizar nenhum CAC.

**Regra 2:** *As comutações do sistema devem ocorrer sincronizadamente.*

Para que a energia de uma comutação possa ser usada para assistir uma outra, é necessário que haja o sincronismo entre elas, ou seja, as frequências de comutação devem ser iguais ou múltiplas.

Caso não haja sincronismo entre as células, é necessário adicionar uma fonte auxiliar para armazenar a energia reativa para uso subsequente.

**Regra 3:** *Definição dos modos de operação.*

Com a integração, os diversos subsistemas passam a ser vistos de uma forma única, sendo feita separadamente a análise para cada modo de operação.

**Regra 4:** *Definição do tipo de comutação (boost ou buck).*

A partir do tipo de comutação [32], presente em cada modo de operação, pode-se definir a forma de se realizar a integração, a saber: integração paralela e integração série.

**Regra 5:** *Definição do tipo de integração – série ou paralela.*

Caso todas as comutações sejam do mesmo tipo (apenas comutação tipo *boost* ou apenas comutação tipo *buck*), a integração é dita paralela, onde todos os interruptores apresentam o mesmo nível de tensão, assim é necessário adicionar um pólo auxiliar para criar uma diferença de potencial. Na Figura 7, é apresentado um possível pólo auxiliar para cada tipo de comutação. No sentido de minimizar o número de componentes, pode-se utilizar um dos subsistemas como pólo auxiliar.

Por outro lado, caso exista pelo menos uma comutação de tipo diferente das demais, a integração é dita série. Nesse tipo de integração, não é necessário adicionar um pólo, pois já existe uma diferença de potencial natural entre as células.

**Regra 6:** *Realizar a interligação entre as células e/ou ao pólo auxiliar, utilizando um ramo auxiliar.*

Na Figura 8, é apresentado um dos ramos auxiliares de menor número de componentes, sendo que a corrente, no ramo auxiliar, sempre vai fluir da célula com comutação tipo *boost* para a célula com comutação tipo *buck*.

Os terminais  $a_1$  e  $a_2$ , do ramo auxiliar são interligados ao ponto central das células PWM em que se deseja realizar a integração – terminal  $a_1$  ligado à célula com comutação tipo *boost* e terminal  $a_2$  à célula com comutação tipo *buck*.

**Regra 7:** *Adicionar interruptores auxiliares nas células unidirecionais em corrente.*

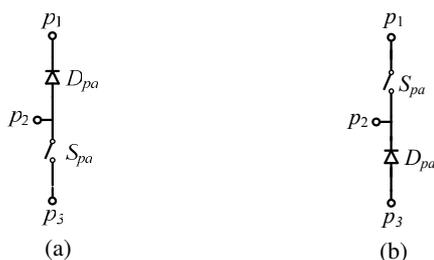


Fig. 7 Pólos auxiliares: (a) somente comutações tipo *boost* e (b) somente comutações tipo *buck*.

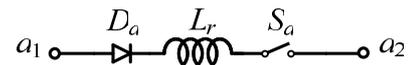


Fig. 8. Ramo auxiliar para interligar as células e/ou ao pólo auxiliar.

Deve-se adicionar interruptores auxiliares nas células unidirecionais em corrente para criar o caminho para a corrente ressonante de uma célula para a outra. Caso a célula seja bidirecional em corrente, utiliza-se um dos interruptores principais para desempenhar o papel do interruptor auxiliar, assim reduzindo os custos.

**Regra 8:** *Verificar se os ramos auxiliares não podem compartilhar componentes.*

Com o objetivo de minimizar o número de componentes, as células que somente injetam ou somente desviam corrente de uma determinada célula podem compartilhar alguns de seus componentes. Deve-se sempre buscar compartilhar o interruptor devido ao custo agregado a esse componente. Nessa fase, a experiência do projetista pode influenciar no resultado final.

**Regra 9:** *Definição de quais comutações irão fornecer energia para auxiliar as demais.*

A escolha de qual célula irá auxiliar uma outra é feita em função dos níveis de corrente dos sistemas que se deseja interligar (considerando que a tensão sobre as células é igual). Uma vez que a energia reativa resultante de uma comutação é diretamente proporcional à corrente que circula através dos interruptores. Assim, para minimizar a energia envolvida no processo de comutação integrada deve-se escolher a célula de menor corrente para funcionar como auxiliar.

Para o caso de sistemas com diversas células, essa decisão é tomada em função dos somatórios das correntes das células que apresentam comutação do mesmo tipo (*boost* ou *buck*), conforme equação (39).

$$\sum_1^n i_{boost}(n) > \sum_1^m i_{buck}(m) \quad (39)$$

Na maioria das aplicações, as correntes necessárias para o circuito de tomada de decisão já são medidas para utilização do circuito de controle, logo não são necessários sensores adicionais.

**Regra 10:** *Verificar se CACI obtido para cada modo de operação não pode compartilhar componentes.*

Esta última regra tem por objetivo finalizar o processo de integração. Desse modo, deve-se verificar se nenhum dos componentes dos ramos auxiliares apresenta a mesma função, bem como analisar os pólos auxiliares para assim poder minimizar o número de componentes adicionais. Nessa última fase, a experiência de projetista é muito importante e decisiva para minimizar os custos do CACI.

Deve-se destacar que essas regras são válidas apenas para sistemas integrados por um barramento CC. Contudo, existe a possibilidade de se utilizar CACIs isolados que permitirão integrar sistemas com diferentes níveis de tensão.

Com a utilização dessas regras, obtém-se comutação integrada do tipo ZVT (iZVT) [28] nos interruptores principais e ZCS e/ou ZVS nos interruptores auxiliares.

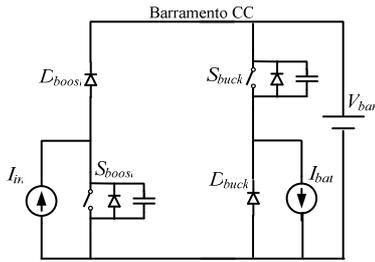


Fig. 9. Circuito de Potência simplificado do estágio de entrada utilizado (*boost-buck*).

## VII. APLICAÇÃO DAS REGRAS

Inicialmente, serão aplicadas as regras de integração aos estágios de entrada de uma UPS *double-conversion* muito utilizadas na indústria. O circuito de potência simplificado apresentado na Figura 9 é composto por um conversor pré-regulador (conversor *boost*) que também funciona como conversor de *backup* (ver [32]) e por um carregador de baterias (conversor *buck*).

Agora serão aplicadas as regras de integração apresentadas na seção anterior:

**Regra 1:** como o estágio de entrada é composto por dois subsistemas (conversor *boost* e conversor *buck*), esta regra é satisfeita.

**Regra 2:** os dois conversores apresentam a mesma frequência de operação, logo o sincronismo é obtido naturalmente.

**Regra 3:** o sistema apresenta dois modos de operações distintos, a saber: (i) modo normal – conversor pré-regulador mantém o barramento CC a partir da fonte CA e o carregador de baterias mantém a carga completa do banco de baterias a partir do barramento CC. (ii) modo *backup* – conversor pré-regulador (*boost*) mantém o barramento CC a partir do banco de baterias.

**Regra 4:** nesta aplicação, o tipo de comutação é o próprio nome do conversor, pois se utilizou apenas os conversores *boost* e *buck*, sendo:

- Modo normal: uma comutação tipo *boost* e uma comutação tipo *buck*.
- Modo *backup*: apenas uma comutação tipo *boost*.

**Regra 5:** a integração será do tipo:

- Série para o modo normal, pois existe uma comutação de cada tipo.
- Paralela para o modo *backup*, pois existe apenas um tipo de comutação.

**Regra 6:** como os dois conversores são unidirecionais em corrente, a adição dos ramos auxiliares fica simplificada. Para o modo normal, como a integração é série, vai-se adicionar um ramo auxiliar resultando no sistema mostrado na Figura 10.

Para o modo *backup*, como a integração é paralela, dever-se-ia adicionar um pólo auxiliar. Contudo, o próprio

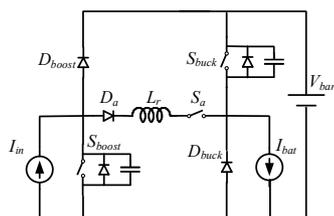


Fig. 10. Ramo auxiliar adicionado ao modo normal.

conversor *buck* que está desabilitado nesse modo de operação vai ser utilizado como pólo auxiliar – reduzindo o número de componentes.

**Regra 7:** neste sistema existem três possibilidades de se adicionar interruptores adicionais, a saber:

- Adicionar um interruptor em paralelo ao diodo  $D_{buck}$ . Assim, realiza-se inicialmente a comutação do conversor *boost* e a energia reativa dessa comutação irá auxiliar a comutação do conversor *buck* sendo essa topologia apresentada na Figura 11.a [32].
- Adicionar um interruptor em paralelo ao diodo  $D_{boost}$ . Assim, realiza-se inicialmente a comutação do conversor *buck* e a energia reativa dessa comutação irá auxiliar a comutação do outro conversor sendo essa topologia apresentada na Figura 11.b [32]. Novamente, não se tem liberdade de escolha de qual comutação irá auxiliar a outra.
- Adicionar um interruptor auxiliar em paralelo com cada um dos diodos  $D_{buck}$  e  $D_{boost}$ , sendo essa topologia apresentada na Figura 11.c [32]. Dessa forma, existe a possibilidade de escolher qual comutação irá assistir a outra em função dos níveis de corrente dos conversores.

Nas duas primeiras topologias, apresentadas na Figura 11.a e b, obtém-se um CACI com reduzido número de componentes adicionais, ou seja, de custo reduzido, tornando-a mais atrativa para a indústria. Para demonstrar o reduzido número de componentes adicionais, será apresentado o mesmo estágio de entrada sob análise, contudo utilizando CACs independentes (ver Figura 12).

Na Tabela I, é realizado um comparativo do número de componentes adicionais necessários para cada uma das topologias apresentadas na Figura 11 e na Figura 12. A partir dessa tabela, verifica-se que as topologias mostradas na

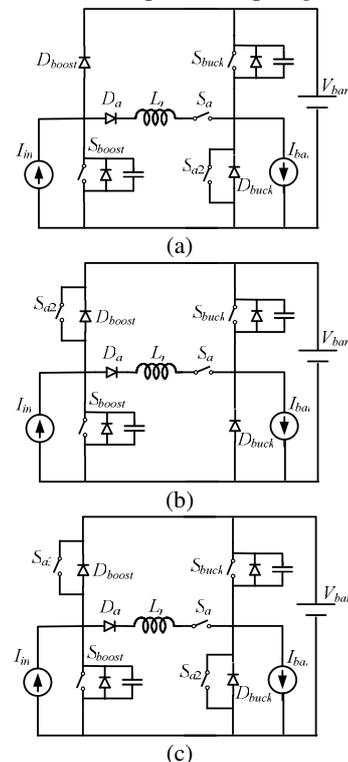


Fig. 11. Sistemas integrados obtidos: (a) *boost* assistindo *buck*; (b) *buck* assistindo *boost* e (c) liberdade para definir qual comutação irá assistir a outra.

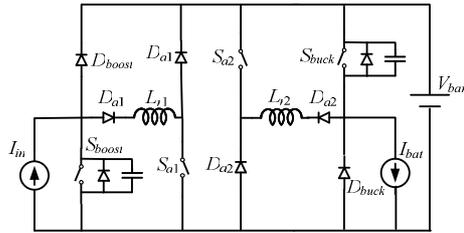


Fig. 12. Estágio de entrada com CAC independentes.

Figura 11.a e b apresentam uma redução significativa no número de componentes adicionais (metade), conseqüentemente menor custo.

Por outro lado, a topologia mostrada na Figura 11.c, apesar de apresentar uma redução no número de componentes, necessita de um interruptor adicional para fornecer o grau de liberdade do processo de comutação integrado. O que acarreta na redução da confiabilidade e aumenta o custo, tornando esta topologia inviável sob os pontos de vista econômico e prático; mesmo ela tendo o melhor rendimento teórico, já que minimiza a energia reativa circulante.

**Regra 8:** como só existe um ramo auxiliar, esta regra não se aplica a esse sistema.

**Regra 9:** como a topologia que apresentava liberdade de escolha de qual comutação irá assistir apresenta elevado custo, restaram duas escolhas: topologia da Figura 11.a ou topologia da Figura 11.b.

Como a escolha é feita em função dos níveis de corrente de cada subsistema; e para esta aplicação, onde se tem um conversor pré-regulador, de maior potência, e um carregador de baterias, de menor potência (aproximadamente 10%), fica claro que a corrente do conversor pré-regulador é muito maior que a do carregador de baterias, na maior parte do tempo. Conseqüentemente, a escolha de melhor rendimento é a topologia apresentada na Figura 11.a, na qual a comutação tipo *boost* assiste a comutação tipo *buck*.

**Regra 10:** devido à simplicidade do CACI obtido, essa última fase de análise se torna simples. Uma das poucas simplificações possíveis é:

- Integração do interruptor auxiliar  $S_{a2}$  com o do diodo  $D_{buck}$ , sendo assim utilizado um único componente (comutação ZVS, logo se deve utilizar um MOSFET).

Após o término da aplicação das regras, obteve-se CACI apresentado na Figura 13 [32], sendo as comutações de todos interruptores de forma suave, a saber:

- Interruptores principais ( $S_{boost}$  e  $S_{buck}$ ) – comutação ZVT
- Interruptor auxiliar ( $S_a$ ) – comutação ZCS
- Interruptor auxiliar ( $S_{a2}$ ) – comutação ZVS

## VIII. TOPOLOGIAS OBTIDAS A PARTIR DAS REGRAS

Nesta seção, serão aplicadas as regras a outras topologias de UPS por ser um típico sistema com diversos estágios de

**TABELA I**  
Comparativo do número de componentes adicionais dos sistemas com CACI e CAC ZVT independente.

Topologia	Nº de interruptores	Nº de diodos	Nº de $L_r$	Total
Figura 11.a	2	1	1	4
Figura 11.b	2	1	1	4
Figura 11.c	3	1	1	5
Figura 12	2	4	2	8

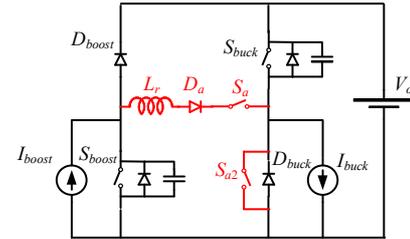


Fig. 13. CACI final para o estágio de entrada (*boost + buck*) de uma UPS.

conversão de energia. Contudo, só serão apresentadas as topologias finais obtidas.

O segundo estágio de entrada que se vai aplicar às regras é composto por um conversor pré-regulador (conversor *boost*) e por um conversor bidirecional – que vai operar ora como conversor de *backup* (conversor *boost*), ora como carregador de bateria (conversor *buck*) [33]-[34]. Na Figura 14, Figura 15 e Figura 16 são apresentados três CACIs para serem utilizados nessa topologia. Todos com reduzido número de componentes e elevado rendimento.

A próxima topologia de UPS que se vai aplicar às regras é composta por um pré-regulador (conversor *boost*) que também é o conversor de *backup*, carregador de baterias (conversor *buck*) e por um inversor (*full-bridge*) [35]. Nessa UPS, apenas um braço do inversor opera em alta frequência. O CACI obtido é visto na Figura 17.

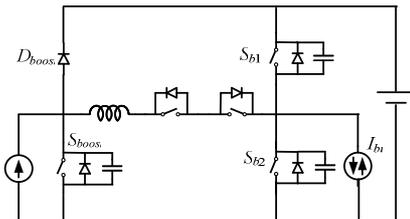


Fig. 14. CACI de menor número de componentes (não publicada).

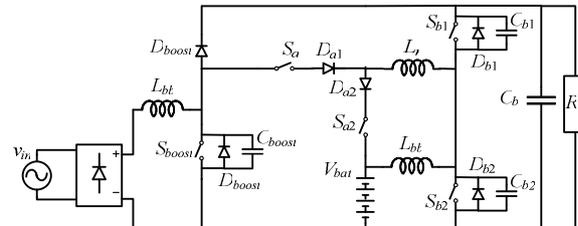


Fig. 15. Variação no CACI [33].

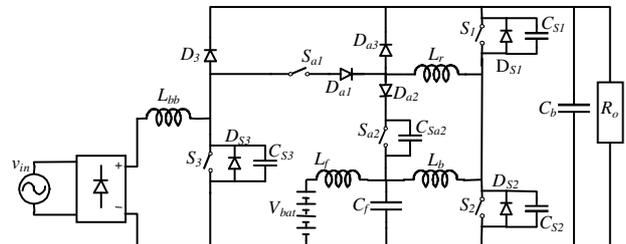


Fig. 16. Variação no CACI [34].

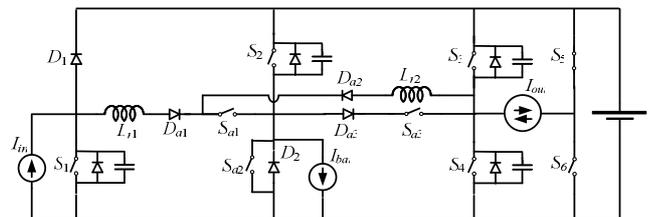


Fig. 17. CACI obtido.

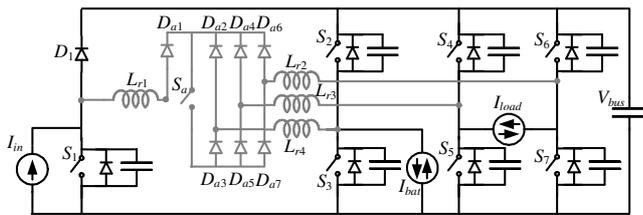


Fig. 18. CACI proposto para a UPS [28].

Por fim, vão se aplicar as regas a UPS que é composta por um pré-regulador (conversor *boost*); um conversor bidirecional que opera ora como conversor de *backup*, ora como carregador de baterias e por um inversor (*full-bridge*). Nessa UPS, os dois braços do inversor operam em alta frequência. O CACI obtido para esta topologia é visto na Figura 18.

### IX. ANÁLISE DA ENERGIA ENVOLVIDA NO PROCESSO DE COMUTAÇÃO

Para realizar a análise da energia envolvida no processo de comutação integrada, serão usadas as equações matemáticas que descrevem o comportamento das grandezas elétricas (tensões e correntes) envolvidas na comutação. Para verificar a redução da energia reativa no processo integrado, vai se comparar com sistemas que utilizam CAC independentes que utilizam o circuito proposto em [8].

Para realizar esse estudo comparativo, será calculada a energia acumulada nos indutores ressonantes, através da equação (40); e o valor quadrático das correntes ressonantes, através equação (41). Deve-se destacar que, através da energia total ( $W_{total}$ ), tem-se a ordem de grandeza da energia reativa do processo de comutação e do volume dos indutores. Por outro lado, através da corrente eficaz elevada ao quadrado ( $I_{quad\ total}$ ), tem-se uma ordem de grandezas das perdas ôhmicas do circuito auxiliar.

Essa análise não tem por objetivo modelar o sistema, pois a complexidade e a grande variedade de possibilidades tornariam a análise restrita e aplicável a apenas algumas tecnologias de componentes. Através dessa análise, tem-se apenas o objetivo de inferir sobre a ordem de grandezas da energia reativa e das perdas dos processos de comutação individuais e integrados.

$$W_{total} = \frac{1}{2} (L_{R1} I_1^2 + L_{R2} I_2^2 + \dots + L_{Rn} I_n^2) \quad (40)$$

$$I_{quad\ total} = \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lr_1}(t)^2 dt \right)^2 + \dots + \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lr_n}(t)^2 dt \right)^2 \quad (41)$$

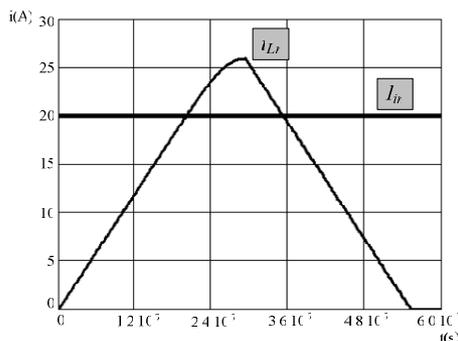


Fig. 19. Corrente ressonante ( $i_{Lr}(t)$ ) e corrente de entrada  $I_{in}=20A$ .

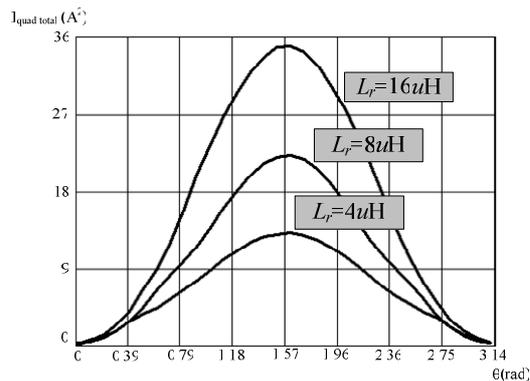


Fig. 21. Valor eficaz da corrente ressonante elevado ao quadrado em função de  $I_{in}$ .

A seguir, serão apresentadas as análises através do equacionamento matemático do processo de comutação sobre análise e do sistema utilizando CAC ZVT clássico [8], o qual será usado como referência para os demais.

#### A. Análise da Energia Reativa Circulante e da Corrente Quadrática Total do Conversor Boost ZVT Clássico.

Para essa análise, será considerado como interruptor principal o MOSFET IRFP460A e o diodo auxiliar MUR1560. A partir desses componentes, obtiveram-se os parâmetros de projeto  $di/dt_{max}$  e  $t_f$ . Deve-se destacar que MOSFET IRFP460A apresenta uma capacitância de saída ( $C_{oss}$ ) típica de 870pF, logo não é necessário utilizar um capacitor externo em paralelo com o interruptor como *snubber* se  $I_{in} < 28,8A$  e  $V_o = 400V$ .

Os parâmetros utilizados na análise que será apresentada foram:

$$V_o = 400\text{ V}; f_s = 100\text{ kHz}; di/dt = 100\text{ A/us};$$

$$t_f = 58\text{ ns}; C_s = 870\text{ pF}; L_r = 4\text{ uH e}$$

$$I_{in} = \text{variando senoidalmente de 0 a 20A.}$$

Na Figura 19, é apresentada a corrente ressonante ( $i_{Lr}(t)$ ) para a máxima corrente de entrada  $I_{in}$  (que é considerada constante dentro de um período de comutação).

O valor eficaz da corrente ressonante elevado ao quadrado ( $I_{quad\ total}$ ) é calculado em função da corrente de entrada para três valores de  $L_r$ , como mostra a Figura 20 ( $L_r = 4\mu H$  é o valor projetado). Através deste gráfico, pode-se verificar que quanto menor for o indutor ressonante, menores serão as perdas, sendo seu valor mínimo limitado pelo máximo  $di/dt$  permitido.

A energia reativa circulante no processo de comutação em função da corrente de entrada para três valores de  $L_r$  é mostrada na Figura 21. Novamente pode-se observar que,

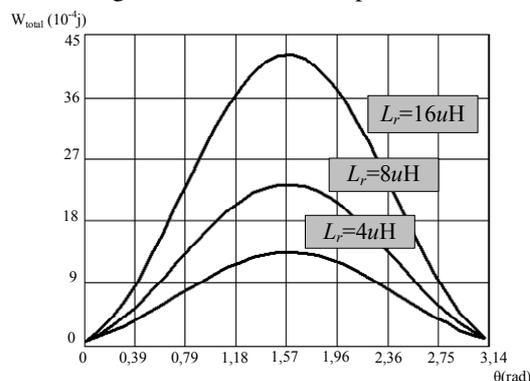


Fig. 20. Energia reativa circulante em função de  $I_{in}$ .

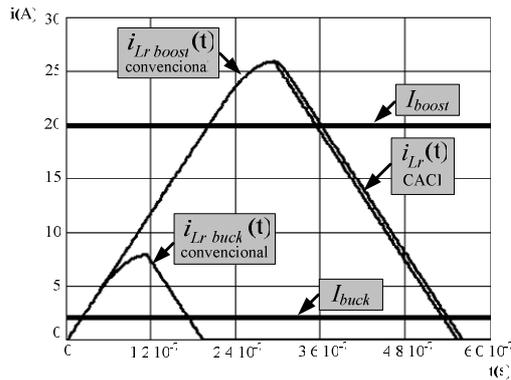


Fig. 22. Corrente ressonante para o sistema com CACI e com CAC convencional ( $I_{boost} = 20A$  e  $I_{buck} = 2A$ ).

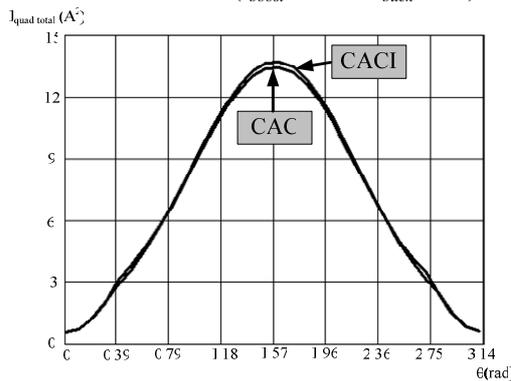


Fig. 23. Corrente quadrática total em função de  $I_{boost}$  e  $I_{buck} = 2A$ .

quanto menor o valor do indutor ressonante, menor é a energia reativa circulante.

Através dessa análise, verifica-se que, para o conversor *boost* ZVT clássico, quanto menor o valor do indutor ressonante, menores serão as perdas no circuito auxiliar e o volume do indutor.

### B. Análise da Energia Reativa Circulante e da Corrente Quadrática total para o sistema utilizando o CACI

O sistema que será analisado é o mesmo que foi obtido na seção VII, Figura 13. Para essa análise serão utilizados os mesmos semicondutores e parâmetros da análise anterior. Para realizar o estudo comparativo, será simulado o sistema utilizando CACI e CAC convencional (um para cada célula PWM). Os parâmetros para o conversor *buck* desse estágio de entrada são:

$$I_{buck} = 2A \text{ e } C_{s buck} = 870 \text{ pF.}$$

Na Figura 22, são mostradas as correntes ressonantes para ambos os estágios de entrada e para os valores máximos de corrente ( $I_{boost} = 20A$  e  $I_{buck} = 2A$ ).

A corrente quadrática total para ambos os estágios de entrada, com CAC integrado e convencional, é vista na Figura 23. Através desse gráfico, pode-se observar que os valores quadráticos apresentam praticamente a mesma ordem de grandeza, ou seja, as perdas ôhmicas são similares.

A energia reativa circulante, para ambos os sistemas, é mostrada na Figura 24. Onde se pode observar a redução na energia reativa circulante quando se utiliza o CACI proposto.

Para se verificar o comportamento da energia reativa circulante nos dois sistemas, CAC e CACI, foi traçado o gráfico (ver Figura 25) da energia total ( $W_{total}$ ) em função da variação de  $I_{boost}$ , e em função da variação de  $I_{buck}$ .

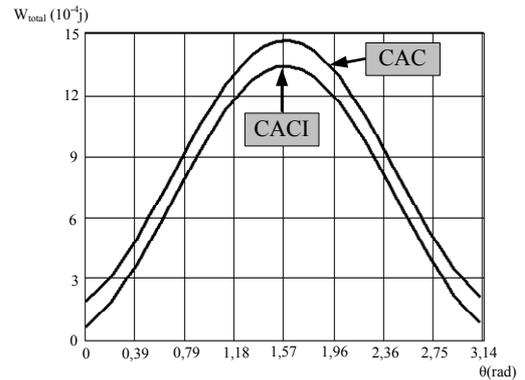


Fig. 24. Energia total em função de  $I_{boost}$  e  $I_{buck} = 2A$ .

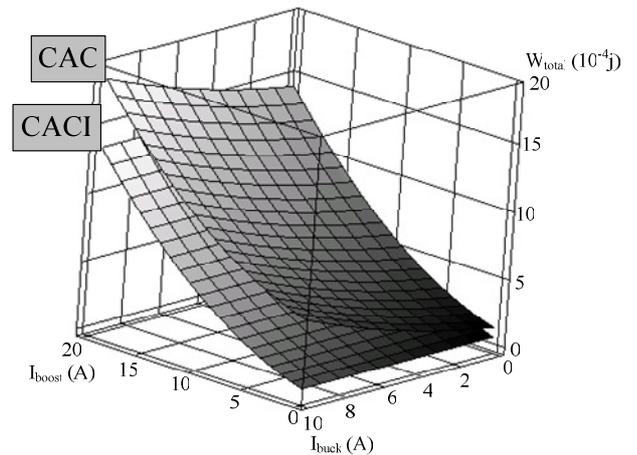


Fig. 25. Energia Total em função de  $I_{boost}$  ( $0 \leq I_{boost} \leq 20$ ) e  $I_{buck}$  ( $0 \leq I_{buck} \leq 10$ ).

Através da Figura 25 fica demonstrada a redução da energia reativa circulante no sistema proposto, sendo esse um dos princípios deste trabalho.

Uma aplicação prática que demonstrará os resultados teóricos desta seção foi apresentada em [32], onde os mesmos sistemas são implementados, porém operando como dois conversores CC-CC, sendo a potência do conversor *boost* de 1,2kW e a do conversor *buck* de 150W. Nessa aplicação específica, consegue-se uma redução da energia reativa circulante de 32,8% e uma redução de 3,6% na corrente quadrática total. As formas de onda das correntes ressonantes são vistas na Figura 26. Dessa forma, obteve-se um aumento no rendimento do sistema proposto de 1,1%, além da redução do número de componentes e conseqüentemente do custo.

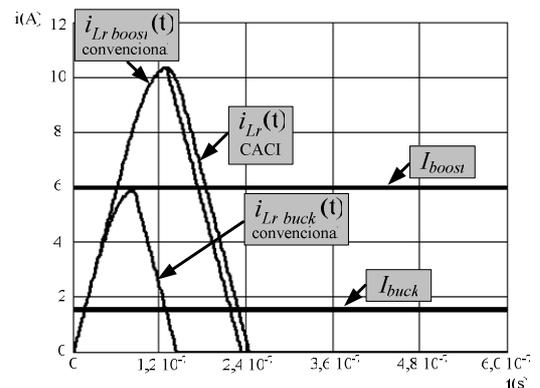


Fig. 26. Corrente ressonante dos sistemas apresentados em [32].

## X. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais têm por objetivo comprovar o funcionamento dos CACI propostos e suas respectivas metodologias de projeto. Para tanto, foram montados sete protótipos no laboratório, com potências que variam de 580W a 1200W.

O primeiro protótipo implementado foi o apresentado na Figura 15, com potência de 580W, frequência de 100kHz, tensão de entrada de 110V<sub>eficaz</sub> e tensões de saída de  $V_o=360V$  e  $V_{bat}=48V$  e modo de condução descontínua (maiores detalhes em [33]). A comutação ZVT nos interruptores principais no modo normal é vista na Figura 27. A eficiência de sistema, para os diferentes modos de operação, é apresentada na Figura 28. Através dessa figura, observa-se que a máxima eficiência do sistema proposto aumentou com a inclusão do CACI (95%), quando comparada com o conversor operando sem o CACI (89,3%).

A segunda topologia implementada é a apresentada na Figura 16 também com potência de 580W, porém operando com entrada universal e em modo de condução contínua (maiores detalhes em [34]). A Figura 29 apresenta a comutação suave (ZVT) dos interruptores principais  $S_1$  e  $S_3$ , respectivamente, para o modo II e a eficiência em função da variação da tensão de entrada é visto na Figura 30.

Para comprovar a análise apresentada na seção VII, foram implementadas as topologias apresentadas na Figura 11.a e b e Figura 12, com as seguintes especificações: potência de 1,2kW, frequência de 100kHz, tensão de entrada 200V e tensões de saídas de 400V e 96V (maiores detalhes em [32]). A comutação ZVT dos interruptores principais da topologia Figura 11.a é vista na Figura 31. Deve-se destacar que a comutação suave dos interruptores principais da topologia

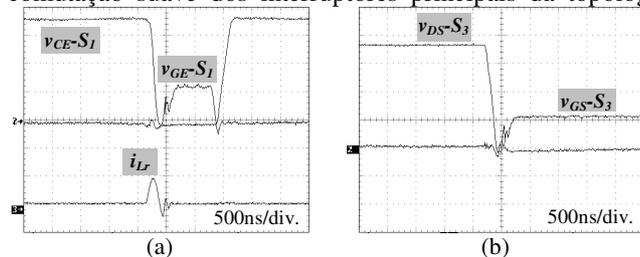


Fig. 27. (a) Tensão sobre o interruptor  $S_1$  (100V/div.) e sinal de comando (10V/div.), e corrente através do indutor  $L_r$  (5A/div.); (b) Tensão sobre o interruptor  $S_3$  (100V/div.) e sinal de comando (10V/div.)- (modo corrente).

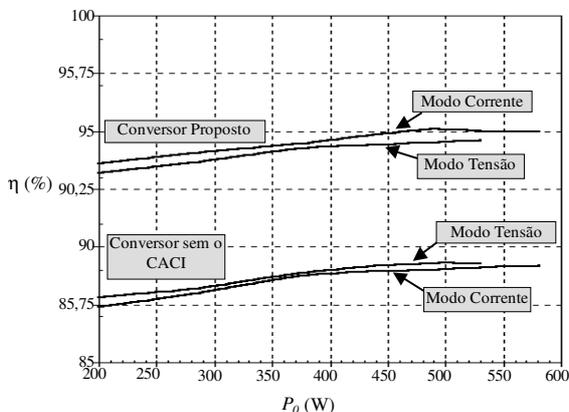
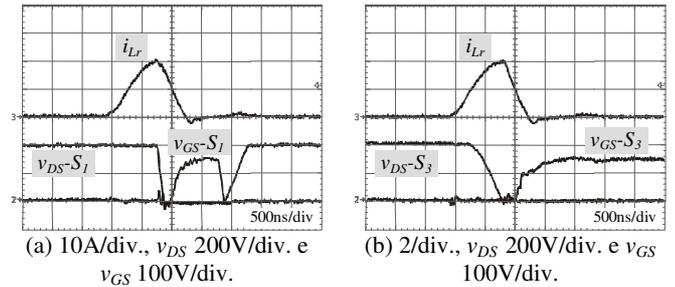


Fig. 28. Eficiência de sistema proposto e do conversor operando sem o CACI.



(a) 10A/div.,  $v_{DS}$  200V/div. e  $v_{GS}$  100V/div. (b) 2/div.,  $v_{DS}$  200V/div. e  $v_{GS}$  100V/div.  
Fig. 29. Processo de comutação dos interruptores principais durante o modo II: (a) corrente através de  $L_r$ , tensão sobre o interruptor  $S_1$  e seu comando; (b) corrente através de  $L_r$ , tensão sobre o interruptor  $S_3$  e seu comando.

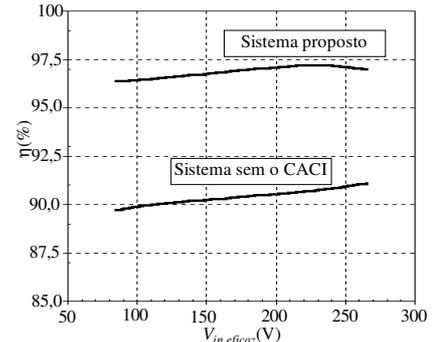


Fig. 30. Eficiência do sistema em função da variação na tensão de entrada durante o modo II.

Figura 11.b são similares as mostrada na Figura 31, exceto pelo fato da energia do *buck* auxiliar a comutação do *boost*. As formas de onda da comutação suave dos interruptores principais da topologia apresentada na Figura 12 não serão apresentadas neste artigo, pois utilizam o CAC ZVT convencional [8] que já foi exaustivamente estudada pela academia.

A comparação do rendimento das topologias da Figura 11.a e b e da Figura 12 é vista na Figura 32. Nessa figura, pode-se observar que topologia onde a comutação do *boost* assiste a comutação do *buck* (Figura 11.a) apresenta o maior rendimento (96%), isso se deve ao fato que a energia da comutação do *boost* ser superior a do *buck* minimizando os elementos reativos. Por outro lado, o rendimento máximo da topologia da Figura 11.b é 95,3% ainda superior as das topologias com CAC convencional (94,9%) e sem CAC regenerativo (91,3%). Esse comparativo do rendimento demonstra que é possível reduzir a energia reativa usando o princípio de integração proposto, conseqüentemente, elevando a eficiência do sistema com reduzido custo.

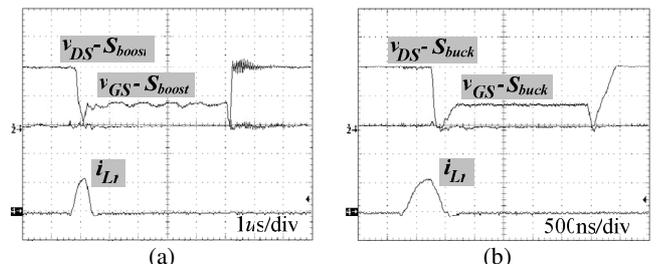


Fig. 31. *Boost* assistindo *buck* ( $C_{boost} = C_{buck} = 1nF$ ): (a) Tensão sobre o interruptor  $S_{boost}$  (200V/div.) e sinal de comando (20V/div.), e corrente através do indutor  $L_r$  (5A/div.); (b) Tensão sobre o interruptor  $S_{buck}$  (200V/div.) e sinal de comando (20V/div.), e corrente através do indutor  $L_r$  (5A/div.).

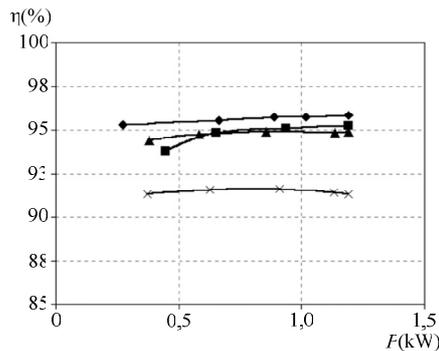


Fig. 32. Comparação da eficiência das topologias: ◆ *boost* assistindo *buck*; ■ *buck* assistindo *boost* ▲ CAC ZVT convencional; x sistema sem CAC (comutação dissipativa)

Por fim, foram implementadas duas topologias de UPS *double-conversion* apresentadas na Figura 17 e na Figura 18, com potências de 1kW e 1,2kW respectivamente (maiores detalhes em [35] e [28]). A comutação ZVT dos interruptores principais no modo normal para a topologia da Figura 17 é apresentada na Figura 33. Por outro lado, o processo de comutação da UPS da Figura 18 é visto na Figura 34 e o rendimento para o modo normal dessa mesma topologia é visto em Figura 35.

## XI. CONCLUSÕES

Nesse trabalho, foi proposto um princípio de integração de circuitos de auxílio à comutação, sendo desenvolvidas as regras básicas para se obter os novos CACIs, os quais foram aplicados a UPS's *double-conversion*. Desse modo, foram gerados vários novos sistemas de alta eficiência e alta densidade de potência sem penalizar o custo.

Através da integração funcional proposta, que é baseada na reutilização da energia resultante de uma comutação para assistir uma outra, consegue-se (i) reduzir a energia reativa circulante e (ii) reduzir o número de elementos adicionais. Com isso, tenta-se aumentar a atratividade comercial dos CAC aplicados a sistemas com múltiplos estágios de conversão de energia, pois um único CACI de baixo custo é utilizado para todo sistema.

Os CACIs propostos utilizam a técnica ZVT, contudo esse princípio pode ser estendido a outras técnicas de comutação.

Deve-se destacar que a integração é vantajosa em sistemas com diversos estágios de conversão de energia, pois se tem flexibilidade na escolha de qual comutação irá assistir uma outra, ou seja, a comutação com maior nível de energia sempre deve assistir a com menor nível de energia, dessa

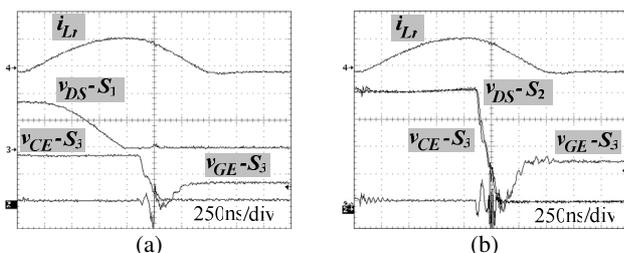


Fig. 33. Resultados experimentais para o modo normal: (a) sinal de comando (10V/div.) e tensão sobre  $S_3$  (100V/div.), tensão sobre  $S_1$  (100V/div.) e corrente através de  $L_{r1}$  (5A/div.); (b) sinal de comando (10V/div.) e tensão sobre  $S_3$  (100V/div.), tensão sobre  $S_2$  (100V/div.) e corrente de  $L_{r1}$  (5A/div.).

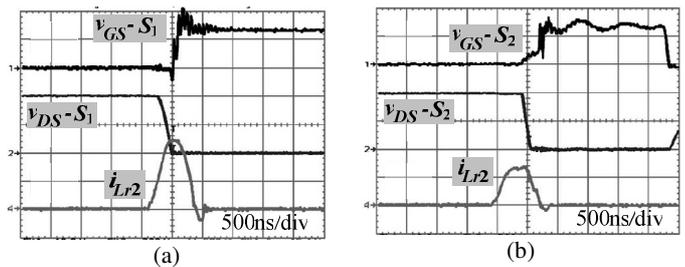


Fig. 34. Resultados experimentais para o modo normal: (a) comutação ZVT de  $S_1$ ; (b) comutação ZVT de  $S_2$  (Ch<sub>1</sub> - 200V/div, Ch<sub>2</sub> - 10V/div, Ch<sub>4</sub> - 5A/div.).

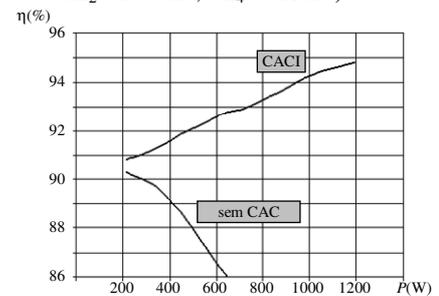


Fig. 35. Rendimento do modo normal.

forma, o balanço de energia é natural e podem-se minimizar os elementos ressonantes e, conseqüentemente, a energia reativa e as perdas do sistema.

Com a utilização dos CACIs, os interruptores principais apresentam comutação do tipo ZVT, livres de sobre-tensão e sobre-corrente, e os interruptores auxiliares, comutação do tipo ZCS e/ou ZVS. Assim, obtém-se um sistema de alta densidade de potência, elevada eficiência e se espera baixo nível de EMI.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos pesquisadores Prof. Dr. Hélio L. Hey, Prof. Dr. Cassiano Rech e Dr. Eng. Jumar L. Russi pelas discussões e apoio ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Este projeto foi financiado pelo CNPq (Processos: 472495/2004-6 e 550268/2005-7) e CAPES.

## REFERÊNCIAS

- [1] A.S. Tanenbaum, *Organização Estruturada de Computadores*, LTC, 4ª Edição, Rio de Janeiro, 2001.
- [2] W. Rodrigues, D.C. S. Junior, *Microeletrônica e a Universidade*. Boletim informativo, Nº 1543, Ano 32, 2006, Disponível em <http://www.ufmg.br/boletim>.
- [3] D. A. Neamen, *Semiconductor Physics And Devices: Basic Principles*, McGraw-Hill, 3ª Edição, New York, 2003.
- [4] S. E. Sadow, A. Agarwal, *Advances in silicon carbide processing and applications*, Artech House, 2004.
- [5] X. Dehong, F.C. Lee, "Two-lower-switch PFC converter with active snubber", *IEEE PESC*, pp. 942 - 947, 2001.
- [6] F. C. Lee, K. H. Liu, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 293-304. 1990.
- [7] E. X. Yang, G. Hau, Y. Jiang, F.C. Lee, "Novel Zero-

- Current-Transition PWM Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 601-606, 1994.
- [8] G. Hua, C.-S. Leu, F.C. Lee, “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 55-60, 1992.
- [9] E. X. Yang, G. Hau, Y Jiang, F.C. Lee, “Novel Zero-Current-Transition PWM Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 601-606, 1994.
- [10] C. M. O. Stein, H. L. Hey, “A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Piscataway, vol. 15, no. 1, pp. 185-193, 2000.
- [11] N.P. Filho, V.J. Farias, L.C. Freitas, “A Novel Family of DC-DC PWM Converters Using the Self-Resonance Principle”, *IEEE PESC*, pp. 1385-1391, 1994.
- [12] K. M. Smith, K. M. Smedley, “A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching methods for PWM Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 376-386, 1997.
- [13] R. Streit, D. Tollik, “A High Efficiency Telecom Rectifier Using A Novel Soft-Switched Boost-Based Input Current Shaper”. *IEEE INTELEC*. pp. 720-726. 1991.
- [14] P. J. M. Menegás, M. A. Co, D. S. L. Simonetti, J. L. F. Vieira, “Improving the Operation of ZVT DC-DC Converters”, *IEEE PESC*, pp. 293-297, 1999.
- [15] T. W. Kim, H. S. Kim, H. W. Ahn, “An Improved ZVT PWM Boost Converter”, *IEEE PESC*, , pp. 615-619, 2000.
- [16] J. P. Gegner, C. Q. Lee, “Zero-Voltage-Transition Converters Using an Inductor Feedback Technique”, *IEEE APEC*, vol.2, pp. 862 -868, 1994.
- [17] J. P. Gegner, C. Q. Lee, “Zero-Voltage-Transition Converters Using a Simple Magnetic Feedback Technique”, *IEEE PESC*, pp. 590-596, 1994.
- [18] R. L. Lin, Y. Zhao, F. C. Lee, “Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber”, *IEEE APEC*, pp. 1063-1069, 1998.
- [19] L. Yang, C. Q. Lee, “Analysis and Design of Boost Zero-Voltage- Transition PWM Converter”, *IEEE APEC*, pp. 707-713, 1993.
- [20] G. Moschopoulos, P. Jain, G. Joos, “A Novel Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter”, *IEEE PESC*, pp. 694-700, 1995.
- [21] G. Moschopoulos, P. Jain, G. Joos, Y.F. Liu, “A Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter With An Energy Feedforward Auxiliary Circuit”, *IEEE PESC*, pp. 76-82, 1996.
- [22] C.J.Tseng, C.L. Chen, “Novel ZVT-PWM Converters With Active Snubbers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 861-869, 1998.
- [23] N. Jain, P. Jain, G. Joós, “Analysis of a Zero Voltage Transition Boost Converter using a Soft Switching Auxiliary Circuit with Reduced Conduction Losses”, *IEEE PESC*, pp. 1799-1804, 2001.
- [24] D. M. Xu, J. M. Zhang, Y. C. Ren, Z. Qian, “A Novel Single-Phase Active-Clamped ZVT-PWM PFC
- [25] M.L.S. Martins, H.L. Hey, J.R. Pinheiro, H. Pinheiro, H.A. Gründling, “A ZVT PWM Boost Converter Using an Auxiliary Resonant Source”, *IEEE APEC*, pp. 1101-1107, 2002.
- [26] J. P. Noon, “UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator”, *Unitrode Corporation*, pp. u-153, 1999.
- [27] Y. Xinxiang, A. Seckold, D. Patterson. “Development of a zero-voltage-transition bidirectional dc-dc converter for a brushless dc machine ev propulsion system”, *IEEE PESC*, vol. 4, pp. 1661-1666, 2002.
- [28] L. Schuch, C. Rech, J.L. Russi, H.L. Hey, J.R. Pinheiro. “Integrated Auxiliary Commutation Circuits: a Generalized Approach”, *IEEE PESC*, pp. 103-109, 2005.
- [29] P. T. Krein, *Elements of power electronics*, Oxford University Press, New York and Oxford, 1998.
- [30] M. L. S. Martins, J. L. Russi, H. L. Hey, “Novel Design Methodology and Comparative Analysis for ZVT PWM Converters With Resonant Auxiliary Circuit”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 779-796, 2006.
- [31] J. L. Russi, M. L. S. Martins, H. A. Gründling, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, “A Unified Design Criterion for ZVT DC-DC PWM Converters With Constant Auxiliary Voltage Source”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 52. no. 5, pp. 1261-1270, 2005.
- [32] L. Schuch, C. Rech, J.R. Pinheiro. “Input Stages of Double-Conversion UPS's Using Integration Concept of ZVT Auxiliary Commutation Circuit”, *IEEE APEC*, pp. 541-547 2005.
- [33] L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, “A Battery ZVT Bi-Directional Charger for Uninterruptible Power Supplies”, *IEEE PESC*, pp. 1841-1846, 2002.
- [34] L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, “Analysis and design of a new high-efficiency bi-directional ZVT PWM converter for DC bus and battery bank interface”, *IEEE APEC*, pp. 567-573, 2002.
- [35] L. Schuch, C. Rech, J.R. Pinheiro, “New Integration Concept of Auxiliary Commutation Circuits: ZVT Case Study”, *IEEE PESC*, pp. 4121-4127, 2004.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Luciano Schuch**, nascido 27/07/1974 em Santa Maria – RS - Brasil. Formou-se em Engenharia Elétrica (1999) e obteve título de mestre (2001) e doutor (2007) pela Universidade Federal de Santa Maria. É membro da SOBRAEP e IEEE-PELS. Desde agosto de 2006 é professor do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade de Caxias do Sul (UCS) e da UNIVATES. Suas áreas de interesse compreendem Conversores de alto Desempenho, Técnicas de Comutação Suave, Pré-reguladores, Fontes Interruptas de Energia, Acumuladores de Energia e Sistemas de Controle.

**José Renes Pinheiro:** nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1958. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC, Florianópolis, SC, Brasil, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. Atualmente, O Dr. Pinheiro é Professor Titular do Departamento de Processamento de Energia Elétrica da UFSM, onde atua desde 1985. Em 1987, foi um dos fundadores e atualmente é coordenador do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Foi o coordenador de Programa Técnico do COBEP, em 1999, e do Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC), em 2000 e 2005. Em 2001 e 2002, ele realizou Pós-

doutorado na área de Sistemas Distribuídos de Energia, no Center for Power Electronics Systems (CPES), da Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, USA. É autor e co-autor de mais de 200 artigos técnicos publicados em conferências e periódicos nacionais e internacionais. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Sistemas de alimentação de alta frequência, Técnicas de Integração de Sistemas, Técnicas de compensação e correção do fator de potência, modelagem e controle de conversores estáticos e Sistemas de Geração Distribuída. Dr. Pinheiro é membro da SOBRAEP, da SBA, e da IEEE.