

# ESTUDO DE CONVERSORES ESTÁTICOS CA-CA MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS BASEADOS NO PRINCÍPIO DO CAPACITOR CHAVEADO

Mauricio Dalla Vecchia, Telles Brunelli Lazzarin, Ivo Barbi  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Florianópolis – SC, Brasil  
e-mail: m.dallavecchia90@gmail.com, telles@inep.ufsc.com, ivobarbi@inep.ufsc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta uma célula básica bidirecional a capacitor chaveado para a conversão direta CA-CA. A partir desta célula são discutidas duas topologias CA-CA, uma monofásica e outra trifásica, e proposta uma terceira topologia CA-CA trifásica com número de interruptores reduzido, denominada delta-aberto. Essas topologias utilizam apenas capacitores e interruptores no estágio de potência, apresentam ganho fixo, operam em malha aberta, com valores constantes de razão cíclica e frequência, apresentam alta eficiência e elevada densidade de potência, típicas características de capacitores chaveados. A principal vantagem das topologias abordadas é a não utilização de elementos indutivos no circuito de potência, o que reduz significativamente o volume e peso da estrutura. Os conversores são adequados para a implementação de transformadores eletrônicos e possuem potencial para substituir o autotransformador em aplicações residenciais, comerciais e industriais. Estudo, análise e comprovação experimental são apresentados para os seguintes conversores: monofásico de 1 kW, trifásico de 6 kW e trifásico com conexão delta-aberto de 3,5 kW, todos para 220 V/110 V. As topologias operam com uma frequência de comutação de 100 kHz. Resultados experimentais expressivos, como eficiência em torno de 93 % em plena carga, são apresentados e comprovam o potencial de aplicação das topologias.

**Palavras-Chave** – Capacitor Chaveado, Conversor CA-CA, Diagrama Fasorial, Resultados Experimentais.

## SINGLE-PHASE AND THREE-PHASE AC-AC CONVERTERS STUDY USING THE SWITCHED CAPACITOR PRINCIPLE

**Abstract** – This paper presents a bidirectional switch capacitor basic cell for direct AC-AC conversion. From this cell two AC-AC topologies are discussed, a single-phase and another three-phase, and a third AC-AC three-phase topology is proposed with reduced number of switches, denominated open-delta. These topologies use only capacitors and switches on power stage, fixed gain, open loop operation with constant duty cycle and constant switching frequency, present high efficiency and

power density, typical characteristics of switched capacitors. The main advantage of the topologies is not using inductive elements on power stage, which reduce significantly the volume and weight of the structure. The converters are appropriate to electronics transformers implementations and have the potential to substitute autotransformers in residential, commercial or industrial applications. Study, analysis and experimental proofs are included for the following converters: 1 kW single-phase, 6 kW three-phase and 3,5 kW three-phase with open-delta connection, all for 220 V/110 V. The topologies operate with 100 kHz switching frequency. Expressive experimental results, as efficiency around 93 % in rated power, are presented and they verify the potential application of the structures.

**Keywords** – AC-AC Converter, Experimental Results, Phasor Diagram, Switched Capacitor.

## I. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico na área de processamento de energia elétrica está em constante evolução. A demanda por produtos com alta competitividade no mercado, elevada eficiência, robustez e custo reduzido, faz surgir a necessidade de se obter novas soluções que melhorem a qualidade do processo de conversão e de uso da energia. Nesse sentido, mesmo soluções clássicas e consolidadas devem ser foco de pesquisa e de desenvolvimento no intuito de oferecer novos caminhos tecnológicos para a sociedade.

Em muitas aplicações industriais e residenciais há equipamentos projetados para tensões de alimentação diferentes do nível de tensão fornecido pela rede elétrica de distribuição. A solução clássica nessas aplicações é o uso de transformadores ou autotransformadores, elementos que realizam o ajuste da tensão a níveis adequados para o bom funcionamento destes equipamentos. Além de produzir ruído audível elevado, transformadores e autotransformadores convencionais são equipamentos cuja construção básica depende do cobre, elemento cada vez mais escasso no meio ambiente.

Ao longo dos últimos anos, novas topologias baseadas no princípio do capacitor chaveado foram propostas, principalmente, na área dos conversores CC-CC [1]-[6]. Recentemente, outras áreas também estão se beneficiando do conceito dos capacitores chaveados [7]-[18] e, nesse sentido, o uso de interruptores bidirecionais em tensão e corrente possibilita que topologias baseadas no princípio do capacitor

Artigo submetido em 15/08/2014. Primeira revisão em 14/10/2014. Aceito para publicação em 02/04/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

chaveado também sejam implementadas na conversão direta CA de energia [19], [20]. Essa nova abordagem pode ser realizada tanto para topologias monofásicas quanto para as trifásicas, podendo gerar conversores CA-CA diretos baseados somente em capacitores chaveados. Essas topologias possuem potencial para implementar autotransformadores eletrônicos sem elementos magnéticos, que poderiam substituir os autotransformadores convencionais em aplicações residenciais, comerciais e industriais.

O objetivo deste trabalho é apresentar topologias bidirecionais que utilizam o princípio do capacitor chaveado para conversão direta CA-CA de energia. Nessas topologias, apenas interruptores bidirecionais e capacitores são utilizados no circuito de potência, destacando-se a ausência de elementos indutivos. São conversores com características de multiplicadores ou divisores de tensão, sem alteração da frequência. A ausência de elementos magnéticos reduz o volume e o peso do equipamento e, conseqüentemente, aumenta a sua densidade de potência.

O presente artigo apresenta a estrutura básica da célula a capacitor chaveado, uma análise qualitativa acerca de suas etapas de operação, circuito equivalente, ganho estático e esforços de tensão nos componentes do estágio de potência. Além disto, o artigo também aborda a topologia trifásica [22], composta por três células monofásicas, a qual pode ser configurada nas conexões estrela e delta. Por fim, uma nova topologia trifásica, com número reduzido de interruptores e capacitores, é proposta, denominada configuração delta-aberto, a qual utiliza apenas duas células monofásicas para a conversão CA-CA direta em sistemas trifásicos. Resultados experimentais serão apresentados, corroborando o estudo teórico realizado para todas as topologias.

## II. CÉLULA BÁSICA – CONVERSOR CA-CA MONOFÁSICO

A célula básica (Figura 1) é composta por quatro interruptores bidirecionais e três capacitores, dentre estes últimos, um é do tipo capacitor chaveado (flutuante ( $C_1$ )). Cada interruptor bidirecional é implementado no conversor com dois MOSFET's conectados em série e em oposição. Outras formas de implementação do interruptor bidirecional poderiam ser empregadas, mas este trabalho se restringe à apresentada na Figura 1. No decorrer do trabalho, a célula monofásica será representada pelo símbolo apresentado na Figura 1.

A célula monofásica do conversor proposto é bidirecional e pode trabalhar na configuração elevadora ou abaixadora de tensão, conforme os terminais em que são conectadas a fonte de alimentação e a carga. Para o modo *Boost* (elevador), a fonte de alimentação deve ser conectada nos terminais “cb”, enquanto a carga é conectada nos terminais “ab”. Para o modo *Buck* (abaixador), cujas etapas de operação serão descritas adiante, a fonte de alimentação é conectada nos terminais “ab”, enquanto a carga é conectada nos terminais “cb”.

### A. Análise em Alta Frequência

A análise em alta frequência consiste em verificar as etapas de operação do conversor na frequência de comutação. Os sinais de comando dos interruptores possuem razão cíclica fixa e próxima de  $D = 0,5$  (Figura 2(a), em que  $T_s$  é o período de comutação). Há uma pequena perda de razão cíclica, pois há tempo “morto” entre os comandos de  $S_1/S_3$  e de  $S_2/S_4$ . A Figura 2(b) mostra a representação dos interruptores bidirecionais nas etapas de operação e análise do conversor.

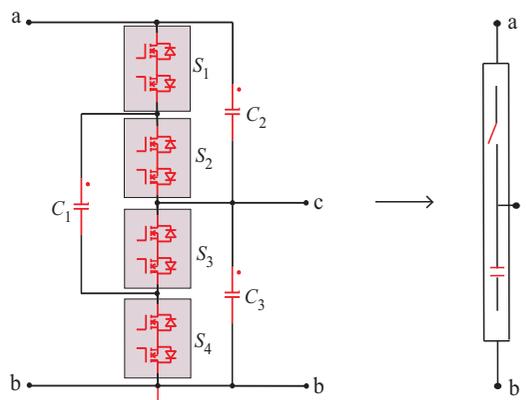


Fig. 1. Célula básica a capacitor chaveado e sua representação.

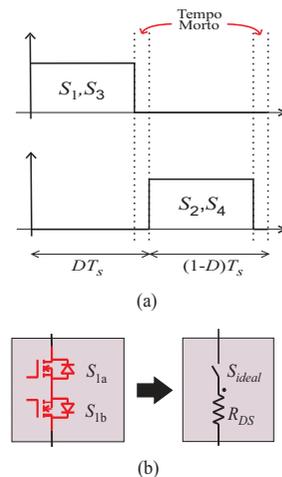


Fig. 2. Sinais dos *gate drivers* (a) e modelo dos interruptores bidirecionais (b).

O circuito a capacitor chaveado possui quatro distintas etapas de operação. Seus estados topológicos e as formas de onda das tensões e das correntes nos capacitores, para o semiciclo positivo da rede, são mostrados nas Figuras 3 e 4, respectivamente.

- **Primeira etapa de operação (Figura 3(a)):** na primeira etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são acionados e entram em condução, enquanto os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  permanecem bloqueados. Nessa etapa, inicia-se o processo de carga do capacitor flutuante  $C_1$ . O capacitor  $C_2$  está em descarga e o capacitor  $C_3$ , em carga. Esse fenômeno ocorre devido ao balanço de tensão da malha externa ( $V_{in} + V_{c2} + V_{c3} = 0$ ).
- **Segunda etapa de operação (Figura 3(b)):** essa etapa inicia quando as correntes nos capacitores  $C_2$  e  $C_3$  invertem de sentido (Figura 4). Nessa etapa, com os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  ainda conduzindo e o capacitor  $C_1$

carregando, o capacitor  $C_2$  começa a carregar enquanto o capacitor  $C_3$  descarrega.

- **Terceira etapa de operação (Figura 3(c)):** essa etapa inicia quando os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são bloqueados e os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  são acionados e entram em condução. O capacitor flutuante  $C_1$  começa a descarga, conforme mostra a Figura 4. O capacitor  $C_2$  encontra-se em processo de descarga enquanto o capacitor  $C_3$  em carga.
- **Quarta etapa de operação (Figura 3(d)):** com a inversão no sentido das correntes dos capacitores  $C_2$  e  $C_3$  novamente, inicia-se a quarta e última etapa de operação. Os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  continuam em condução e o capacitor flutuante ainda em processo de descarga. Com a inversão no sentido das correntes, o capacitor  $C_2$ , que inicialmente estava em descarga, passa a carregar, enquanto o capacitor  $C_3$ , anteriormente em carga, passa a descarregar.

Com o final da quarta etapa de operação, inicia-se um novo período de comutação dos interruptores, repetindo-se o processo a partir da primeira etapa. Com este princípio de operação, o capacitor flutuante garante a divisão de  $V_{in}$  entre  $C_2$  e  $C_3$  e o equilíbrio destas tensões. Portanto, sendo  $V_{in}$  uma senóide, a tensão  $V_o$  também será uma senóide, no entanto, com metade da amplitude de  $V_{in}$ .

Para o semiciclo negativo da senóide da rede, a análise é semelhante à realizada, apenas ocorrendo à inversão no sentido das correntes.

### B. Análise em Baixa Frequência

A análise em baixa frequência consiste em verificar as características das formas de ondas do conversor na frequência da fonte CA de alimentação. Esta base de tempo proporciona informações sobre os esforços de tensão nos elementos que compõem o circuito de potência e sobre o

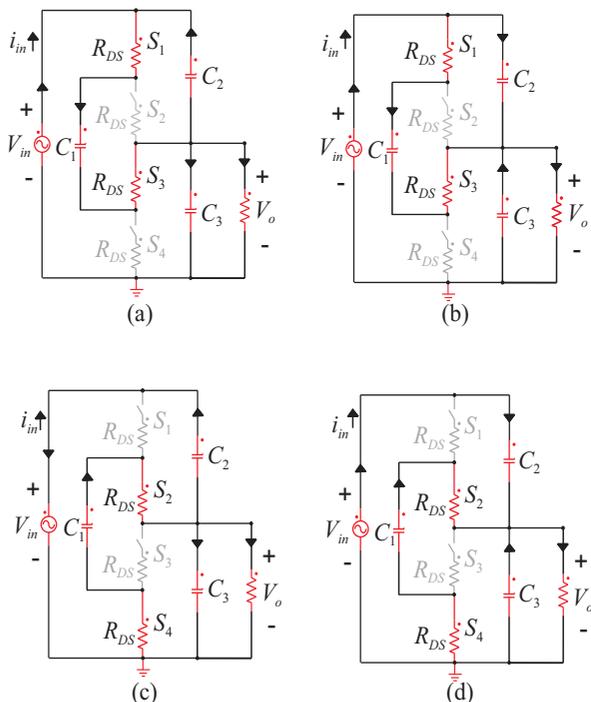


Fig. 3. Etapas de operação para o semiciclo positivo.

ganho estático do conversor. Para o modo *Buck*, o ganho ideal do conversor apresenta a amplitude da senóide de saída igual à metade da amplitude da senóide aplicada pela fonte de alimentação (Figura 5(a)). Para o modo *Boost*, a tensão de saída é o dobro da tensão fornecida pela fonte de alimentação.

Independentemente de qual o modo de funcionamento do conversor – *Buck* ou *Boost* – os esforços de tensão sobre todos os interruptores bidirecionais (e em cada MOSFET) possuem a metade do valor da maior tensão do circuito (no modo *Buck* metade do valor fornecido pela fonte de alimentação e no modo *Boost* metade do valor da tensão aplicada aos terminais da carga), como mostra a Figura 5(b). Essa característica é garantida pelo capacitor chaveado, que sempre equaliza as tensões  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$  e  $V_{c3}$ . Haverá uma ondulação em alta frequência na tensão dos capacitores, como ilustrado na Figura 4, que pode ser desconsiderada na análise em baixa frequência.

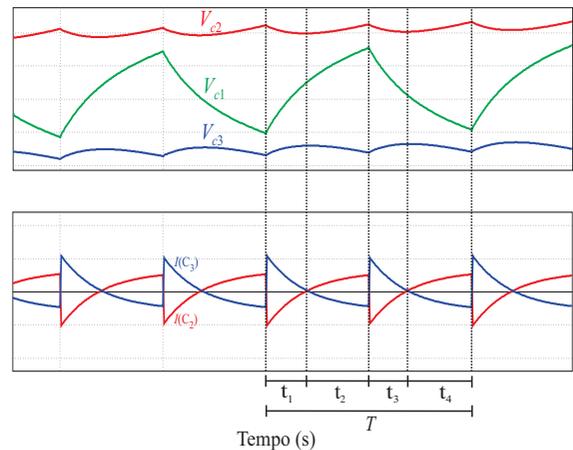


Fig. 4. Formas de onda das etapas de operação para o semiciclo positivo.

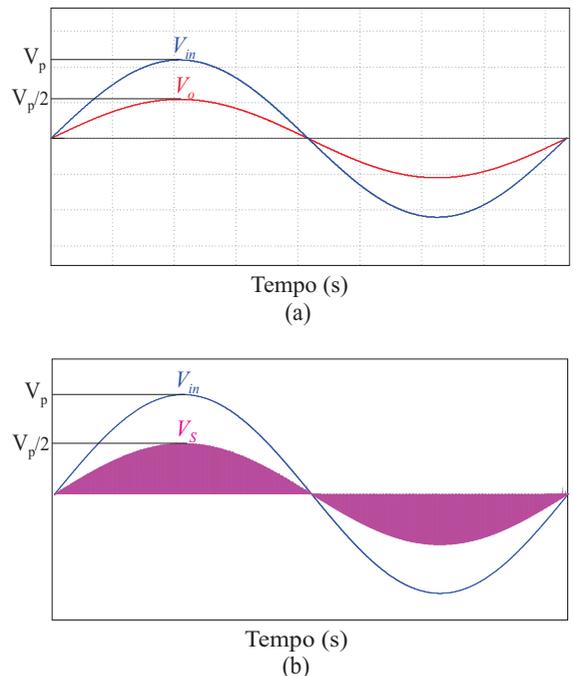


Fig. 5. Ganho ideal do conversor no modo Buck (a) e esforços de tensão nos interruptores bidirecionais (b).

A análise do circuito permite definir os esforços de tensão sobre os capacitores e os interruptores do circuito, dados por:

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = V_{S_4} = V_{C_1} = V_{C_2} = V_{C_3} = \frac{V_{in}}{2}. \quad (1)$$

Os ganhos ideais para o conversor nos modos *Buck* e *Boost* são dados, respectivamente, por:

$$G_{Buck} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2}, \quad (2)$$

$$G_{Boost} = \frac{V_o}{V_{in}} = 2. \quad (3)$$

### C. Modos de Operação do Capacitor Chaveado

O circuito a capacitor chaveado pode ser caracterizado de acordo com o nível de carga e descarga do capacitor em um período de comutação. É possível dividir a operação do capacitor chaveado em três etapas de acordo com a característica da corrente de carga/descarga [21]. São elas:

**Carga completa (CC):** A exponencial da corrente do capacitor atinge o zero em cada processo de carga e de descarga, como exemplificado na corrente  $I_{Cl\_CC}$  da Figura 6.

**Carga parcial (PC):** A exponencial da corrente do capacitor não atinge o zero em cada processo de carga e descarga, como mostrado na corrente  $I_{Cl\_PC}$  da Figura 6, pois o processo de carga é interrompido e se inicializa a descarga do capacitor (e vice-versa). Este modo de operação é obtido com uma relação  $D \cdot T_s < 5\tau$ , onde  $\tau$  é a constante de tempo do circuito RC. Sendo  $D=0,5$ , a relação  $f_s \cdot \tau > 0,1$  indica o início do modo PC [22], onde  $f_s$  é a frequência de comutação.

**Sem carga/descarga (NC):** A corrente do capacitor evolui muito pouco e é praticamente constante, como ilustrado na corrente  $I_{Cl\_NC}$  da Figura 6. Isto ocorre quando  $\tau f_s$  é muito maior que 0,1.

Ao analisar os três modos de operação para a mesma potência de carga, têm-se as correntes mostradas na Figura 6. Os casos foram simulados para  $f_s \cdot \tau = 0,1$  (CC),  $f_s \cdot \tau = 0,5$  (PC) e  $f_s \cdot \tau = 10$  (NC). O modo CC apresenta um elevado pico de corrente quando comparado aos modos PC e NC. Ao definir a corrente no modo NC como sendo igual a 1 pu, tem-se uma corrente eficaz de 1,04 pu no modo PC e 1,59 pu no modo CC. Portanto, não é eficiente operar no modo CC, pois a corrente eficaz e as perdas neste são maiores. Assim, o recomendado são os modos PC e NC.

Dentre esses modos de operação, o que se mostrou mais eficiente foi o NC. Entretanto, esse modo exige uma relação  $\tau f_s$  muito elevada, o que corresponde a um projeto com valores elevados de capacitor ( $C_1$ ), resistência ( $R_{DS}$ ) e frequência de comutação ( $f_s$ ). Além disto, o ganho em eficiência entre os modos PC e NC é pequeno, pois os valores de corrente eficaz variam em 4% quando a variação de  $f_s \cdot \tau$  é de 20 vezes. Diante destas características é recomendado operar o capacitor chaveado no modo PC, com valores de  $\tau f_s > 0,1$ , no qual o circuito tem potencial para proporcionar alta eficiência, menor corrente eficaz, menor pico de corrente e menor ondulação de tensão.

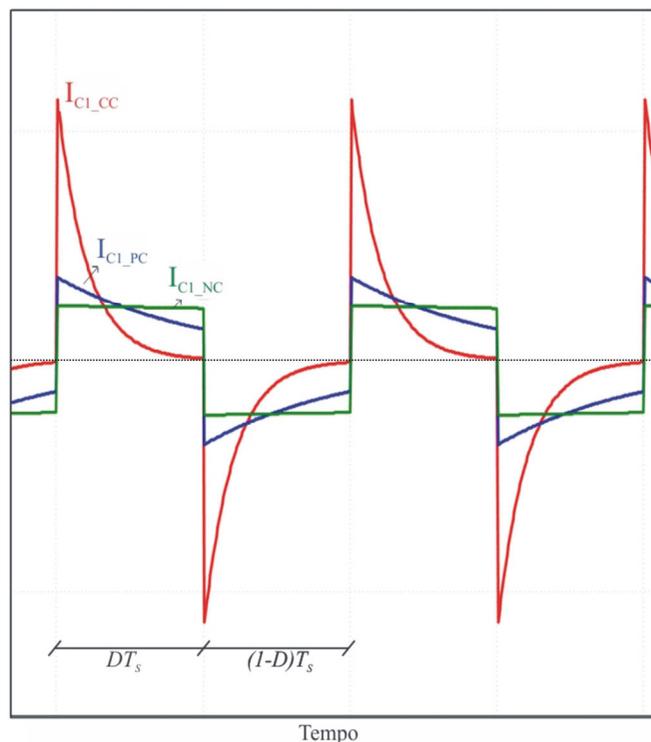


Fig. 6. Corrente do capacitor ( $I_{C1}$ ) chaveado para os três modos de operação: carga completa (CC); carga parcial (PC) e sem carga/descarga (NC).

### D. Conversor com Ganho “n” – Configuração Escada

O módulo do conversor proposto (Figura 7 (a)) é composto por duas células, uma delas hachurada, que fornece ganho de  $\frac{1}{2}$  na configuração *Buck* (abaixador) e ganho 2 na configuração *Boost* (elevador). A célula hachurada pode ser denominada célula a capacitor chaveado. Se outras células forem conectadas em série, numa configuração escada, outros ganhos podem ser obtidos. Um exemplo com três células (duas delas hachuradas) é apresentado na Figura 7 (b), em que o ganho  $\frac{1}{3}$  é obtido. Outra possibilidade é a de se obter uma tensão de saída em dois capacitores, nesse caso o ganho  $\frac{2}{3}$  é fornecido. Portanto, “n” células podem ser conectadas em série numa configuração escada, como apresentado na Figura 7 (c), obtendo-se ganho

$$G_k = \frac{k}{n} \quad (k = 1, \dots, n-1). \quad (4)$$

para a configuração *Buck* (abaixador). O ganho para o modo *Boost* (elevador) é o inverso.

O ganho genérico aqui definido para o módulo pode ser empregado numa topologia trifásica e diferentes ganhos são obtidos. O sinal de comando permanece sem alteração com o aumento do número de células. Os sinais de comando permanecem como ilustrado na Figura 2(a): para meio período de comutação ( $DT_s$ ) todos os interruptores ímpares conduzem simultaneamente ( $S_1, S_3, \dots, S_{6n-3}, S_{6n-1}$ ) e na outra metade do período de comutação ( $(1-D)T_s$ ) os interruptores pares ( $S_2, S_4, \dots, S_{6n-2}, S_{6n}$ ) conduzem simultaneamente. A desvantagem de se aumentar o número de células é o aumento do número de componentes empregados. Independentemente da potência processada, as tensões nos

capacitores de saída permanecem em equilíbrio, pois o capacitor chaveado equaliza-as.

Portanto, para “n” células, o número de interruptores bidirecionais é dado por

$$N_{sw} = 6n, \quad (5)$$

o que requer um certo número de MOSFET’s

$$N_{MOSFET} = 12n, \quad (6)$$

o número de capacitores é obtido por

$$N_C = 3(2n-1), \quad (7)$$

enquanto o número de gate drivers é

$$N_{GD} = 6n. \quad (8)$$

### E. Circuito Equivalente

Para a célula monofásica, apresentada na Figura 1, dois circuitos equivalentes podem ser obtidos para representar as variáveis do circuito em baixa frequência: um visto pela fonte de alimentação e outro visto pela carga.

A célula monofásica, composta pelos interruptores bidirecionais e o capacitor flutuante, pode ser representada por uma resistência série ( $R_{eq}$ ) no circuito equivalente. Além da resistência série, ainda são representados dois outros elementos: uma resistência paralela ( $R_{sl}$ ), que representa as perdas de comutação dos interruptores, além de um capacitor ( $C_{eq}$ ), que representa o fluxo de potência reativo do sistema na frequência da tensão CA. A análise realizada diz respeito ao modo *Buck* de funcionamento. A Figura 8 apresenta o circuito equivalente visto pelo lado da carga.

Através do estudo realizado em [20], a fonte de alimentação, o capacitor paralelo, a resistência série equivalente e a resistência paralela, elementos que modelam o circuito equivalente, são representados, respectivamente, por:

$$V_X = \frac{V_{in}}{2}, \quad (9)$$

$$C_{eq} = 3C, \quad (10)$$

$$R_{eq} = \frac{1}{4f_s C} \frac{(1 - e^{-\frac{1}{2f_s R_{on} C}})}{(1 - e^{-\frac{D}{2f_s R_{on} C}} - e^{-\frac{(1-D)}{2f_s R_{on} C}} + e^{-\frac{1}{2f_s R_{on} C}})}, \quad (11)$$

$$R_{sl} = \frac{1}{4C_{oss} f_s}, \quad (12)$$

e

$$R_{on} = 2R_{DS(on)}. \quad (13)$$

em que  $C$  é a capacitância da célula monofásica ( $C=C_1=C_2=C_3$ ),  $R_{on}$  é a resistência de condução do interruptor bidirecional (quando o interruptor bidirecional conduz, sua resistência é dada por (13), que representa a resistência de condução de dois MOSFETs),  $C_{oss}$  é o

capacitância intrínseca dos MOSFETs usados para a construção de interruptores bidirecionais e  $D$  é a razão cíclica.

Os parâmetros  $C_P$ ,  $R_S$  e  $R_P$  do circuito equivalente apresentado na Figura 8 para a célula monofásica são definidos, respectivamente, por (10), (11) e (12).

### III. CONVERSOR TRIFÁSICO – CONEXÃO DELTA E ESTRELA

Essa seção trata do conversor trifásico composto por três células monofásicas idênticas às apresentadas na seção anterior (Figura 1). Esse conversor é composto por doze interruptores bidirecionais e nove capacitores, sendo três destes flutuantes. A versão trifásica pode ser implementada com a conexão das células básicas na configuração delta ou estrela (equivalente a um transformador).

No modo *Buck*, a fonte de alimentação trifásica é conectada nos pontos 1, 4 e 7 do conversor, a carga é conectada nos pontos 2, 5 e 8 e a ligação delta é realizada conectando-se os pontos 3-4, 6-7 e 9-1 (Figura 9). Para a conexão estrela, os pontos 3, 6 e 9 são conectados entre si.

O circuito equivalente do conversor trifásico a capacitor chaveado é o mesmo apresentado na Figura 8. A Tabela I apresenta a análise realizada para as oito principais conexões existentes.

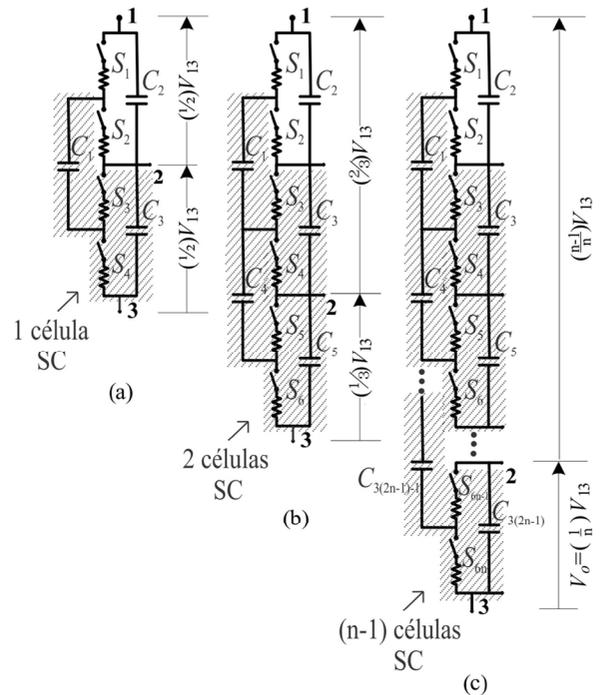


Fig. 7. Configuração escada do conversor proposto: (a) conversor com duas células e seu ganho 1:2; (b) conversor com três células e seus ganhos 1:3 e 2:3 e (c) conversor com “n” células e seus ganhos 1:n, 2:n até n-1:n.

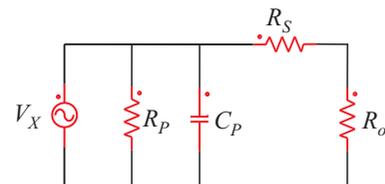


Fig. 8. Circuito equivalente visto pelo lado da carga no modo *Buck*.

TABELA I

Valores dos Componentes do Circuito Equivalente

Conexão			Circuito Equivalente				
Fonte	Conv.	Carga	$V_X$	$C_p$	$R_p$	$R_s$	$R_o$
$\Delta$	$\Delta$	$\Delta-(3R)$	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$3C_{eq}$	$\frac{1}{3}R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$\Delta$	$\Delta$	$Y-(R)$	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$3C_{eq}$	$\frac{1}{3}R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$Y$	$\Delta$	$\Delta-(3R)$	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$3C_{eq}$	$\frac{1}{3}R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$Y$	$\Delta$	$Y-(R)$	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$3C_{eq}$	$\frac{1}{3}R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$\Delta$	$Y$	$\Delta-(3R)$	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$C_{eq}$	$R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$\Delta$	$Y$	$Y-(R)$	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$C_{eq}$	$R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$Y$	$Y$	$\Delta-(3R)$	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$C_{eq}$	$R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$
$Y$	$Y$	$Y-(R)$	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$C_{eq}$	$R_{sl}$	$R_{eq}$	$R$

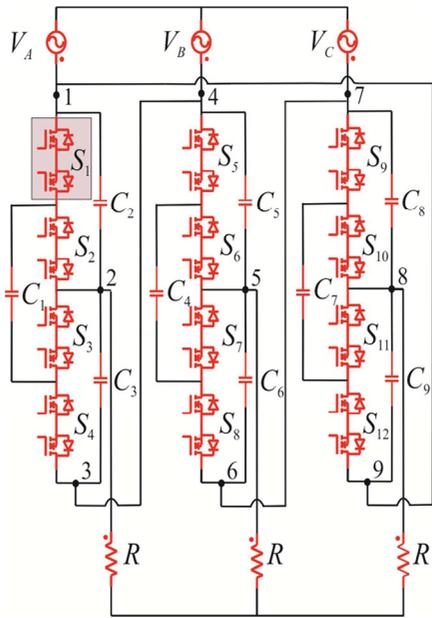


Fig. 9. Conversor trifásico a capacitor chaveado na conexão delta.

Na Tabela I,  $V_{Li}$  é a tensão de linha fornecida pela fonte e  $V_{Fa}$ , a tensão de fase. Os parâmetros da tabela são ponderações de (10), (11) e (12).

A tensão de saída do conversor trifásico possui o ganho da célula a capacitor chaveado e também um ganho e uma defasagem relacionados à conexão trifásica (equivalente aos transformadores). A Tabela II [22] mostra a análise fasorial para as diferentes conexões entre conversor e carga, com a formulação da tensão aplicada à carga em relação às tensões de linha e fase fornecidas pela fonte de alimentação.

Os resultados experimentais, que serão comentados posteriormente, corroborarão a análise teórica realizada e apresentada.

#### IV. CONVERSOR TRIFÁSICO – CONEXÃO DELTA-ABERTO

Essa seção propõe uma nova topologia trifásica utilizando o princípio do capacitor chaveado, com apenas duas células básicas idênticas à apresentada anteriormente, numa conexão trifásica. O uso de apenas duas células proporciona um

conversor composto por oito interruptores bidirecionais e seis capacitores, sendo dois desses flutuantes. Diminui-se, com isso, o número de semicondutores no circuito de potência.

O circuito equivalente, da mesma forma que para o conversor trifásico, é o apresentado na Figura 8, com os valores das variáveis ponderados de acordo com a conexão da fonte de alimentação, módulos e carga. A Tabela III apresenta os resultados para a conexão delta-aberto do módulo, variando a conexão da fonte de alimentação e carga. Da mesma forma que para o conversor trifásico com três módulos, os parâmetros apresentados na tabela são ponderações de (10), (11) e (12).

A representação do conversor na topologia delta-aberto é apresentada na Figura 10. No modo *Buck*, a fonte de alimentação é conectada nos terminais 1, 4 e 6, a carga é conectada nos pontos 2, 3 e 5, e a configuração delta-aberto é realizada conectando-se os terminais 3 e 4.

O estudo da defasagem angular para o módulo na configuração delta-aberto foi realizado variando-se a conexão da carga. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela IV.

#### V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O objetivo dessa seção é apresentar os resultados obtidos experimentalmente para as topologias estudadas. Esses ensaios foram realizados utilizando uma célula básica para ensaios monofásicos, duas células para a conexão delta-aberto numa topologia trifásica e três células para a conexão delta e estrela trifásica.

O conversor utilizado nos ensaios experimentais é mostrado na Figura 11. A densidade de potência obtida para a topologia trifásica na configuração delta foi de 1,35 kW/Kg (processando 6 kW de potência) e, para a configuração delta-aberto, de 1,178 kW/Kg (processando 3,5 kW de potência). A densidade de potência de um autotransformador convencional é cerca de 0,2 kW/Kg, o que mostra o grande ganho em termos de volume e peso da topologia proposta.

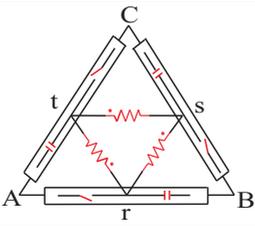
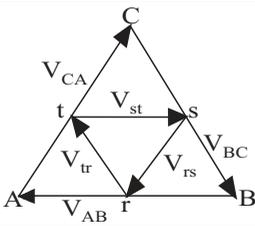
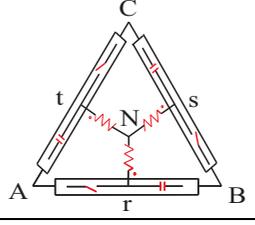
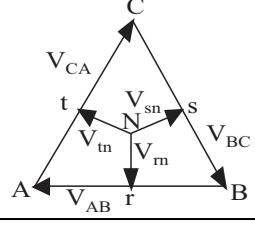
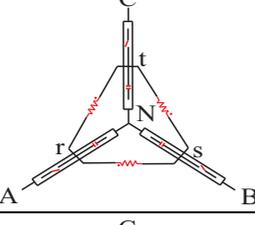
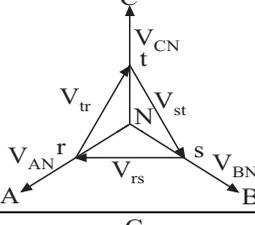
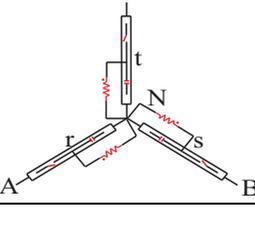
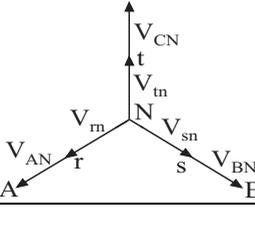
##### A. Projeto e Dimensionamento do Protótipo.

A metodologia de projeto para conversores CA-CA a capacitor chaveado é proposta em [22]. Ela é baseada no dimensionamento do conversor para operação no modo PC, o que lhe confere alta eficiência. O dimensionamento é iniciado com a especificação da potência e das tensões (similar a uma especificação de transformador). A partir destes dados, é definido o valor da capacitância a ser utilizada, em função do fator de potência mínimo desejado para o conversor. Por meio de (14), calcula-se o valor máximo da capacitância do estágio de potência:

$$C_{1,2,3} = \frac{C_{eq}}{3} = \frac{1}{27/2 \cdot V_L^2 \cdot \pi \cdot f_s} \sqrt{\frac{P_i^2}{FP^2} - P_i^2} \leq 10.6 \mu F \quad (14)$$

O interruptor bidirecional é implementado com dois MOSFETs. Estes componentes são escolhidos em função da baixa resistência de condução (o que pode significar baixas perdas de condução) e do atendimento aos esforços de tensão

**TABELA II**  
**Defasagem Angular para Diferentes Conexões Delta ou Estrela**

Conexão	Diagrama Fasorial	Equacionamento
		$V_{rs} = \frac{V_{AB}}{2} \angle -60^\circ$ $V_{rs} = \frac{\sqrt{3}V_{AN}}{2} \angle -30^\circ$
		$V_{rn} = \frac{V_{AN}}{2} \angle -60^\circ$ $V_{rn} = \frac{V_{AB}}{2\sqrt{3}} \angle -90^\circ$
		$V_{rs} = \frac{V_{AB}}{2}$ $V_{rs} = \frac{\sqrt{3}V_{AN}}{2} \angle 30^\circ$
		$V_m = \frac{V_{AN}}{2}$ $V_{rn} = \frac{V_{AB}}{2\sqrt{3}} \angle -30^\circ$

e de corrente. Os capacitores e os MOSFETs influenciam na constante de tempo  $f_s \tau$ , a qual determina o modo de operação do conversor. Ao se definir os capacitores e os MOSFETs pelos critérios apresentados, a variável livre de projeto para ajustar a constante de tempo  $f_s \tau$  e garantir o modo de operação desejado é a frequência de comutação ( $f_s$ ). Assim, busca-se no projeto uma frequência adequada, que proporcione o modo de operação de PC e que seja tecnologicamente implementável.

A Tabela V apresenta o resumo das especificações do projeto implementado, além dos componentes utilizados na construção do protótipo.

**TABELA III**  
**Valores dos Componentes do Circuito Equivalente na Conexão Delta Aberto**

Conexão			Circuito Equivalente				
Fonte	Conv.	Carga	$V_x$	$C_p$	$R_p$	$R_s$	$R_o$
$\Delta$	$\Delta$ -ab.	$\Delta$ -(3R)	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$2C_{eq}$	$\frac{1}{2}R_{sl}$	$\frac{2}{3}R_{eq}$	R
$\Delta$	$\Delta$ -ab.	Y -(R)	$\frac{1}{2}V_{Li}$	$2C_{eq}$	$\frac{1}{2}R_{sl}$	$\frac{2}{3}R_{eq}$	R
Y	$\Delta$ -ab.	$\Delta$ -(3R)	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$2C_{eq}$	$\frac{1}{2}R_{sl}$	$\frac{2}{3}R_{eq}$	R
Y	$\Delta$ -ab.	Y -(R)	$\frac{1}{2}V_{Fa}$	$2C_{eq}$	$\frac{1}{2}R_{sl}$	$\frac{2}{3}R_{eq}$	R

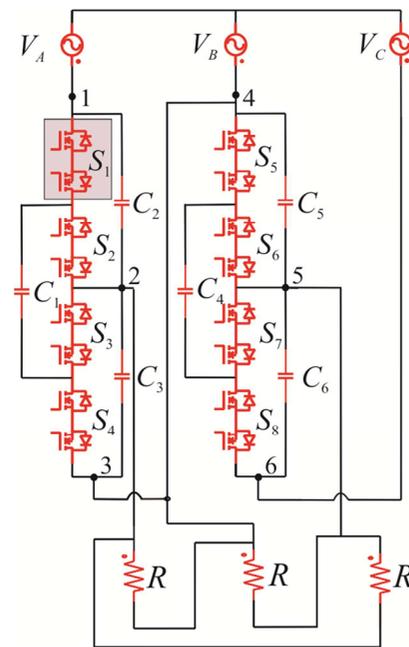
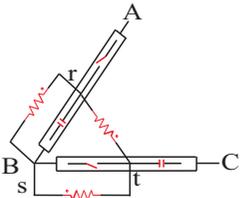
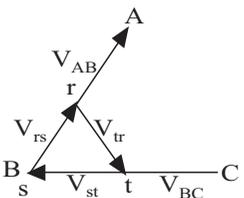
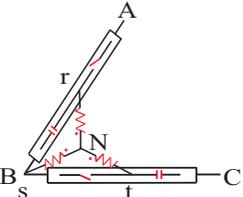
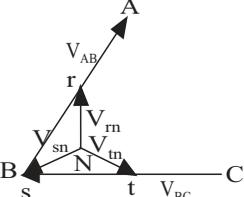


Fig. 10. Conversor trifásico a capacitor chaveado na conexão delta aberto.

**TABELA IV**  
**Defasagem Angular para Diferentes Conexões na Topologia Delta Aberto**

Conexão	Diagrama Fasorial	Equacionamento
		$V_{rs} = \frac{V_{AB}}{2}$ $V_{rs} = \frac{\sqrt{3}V_{AN}}{2} \angle 30^\circ$
		$V_{rn} = \frac{V_{AN}}{2}$ $V_{rn} = \frac{V_{AB}}{2\sqrt{3}} \angle 30^\circ$

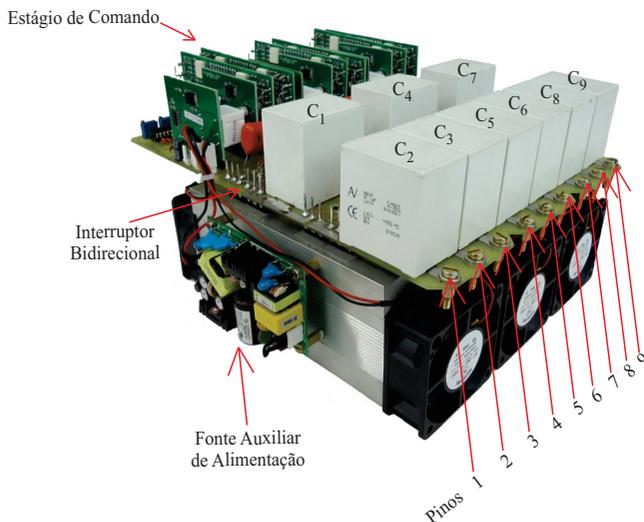


Fig. 11. Protótipo utilizado para a realização dos ensaios experimentais.

**TABELA V**

**Especificações do Protótipo / Principais Componentes**

Descrição	Quantidade	Valores
Potência Processada ( $P_o$ )	-	3.5 kW
Tensão de Linha de Entrada ( $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$ )	-	220 V
Tensão de Linha de Saída ( $V_{rs}, V_{st}, V_{tr}$ )	-	110 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	-	100 kHz
Frequência da rede ( $f_r$ )	-	60 Hz
Capacitores ( $C_1$ à $C_9$ )	9	9 $\mu$ F/350 V C4ATHBW4900A3L
MOSFETs ( $S_1$ à $S_{12}$ )	24	IXKH 70N60C5 ( $R_{on}=81$ m $\Omega$ /100 $^\circ$ C)
Indutor de filtro (L)	3	0.2 mH

**B. Resultados para Ensaio na Topologia Monofásica.**

A Figura 12 apresenta os resultados obtidos experimentalmente para as tensões de entrada e saída do circuito. Para o modo *Buck*, utilizado para a realização dos ensaios, comprova-se que o ganho é de 0.5. A Figura 13

apresenta os resultados obtidos experimentalmente para a tensão e a corrente de entrada do conversor, com carga resistiva. O conversor proposto possui somente interruptores e capacitores, o que proporciona um comportamento de carga capacitiva. Nota-se, na Figura 13, que a corrente está adiantada em relação à tensão. Esta característica pode ser alterada (aumentar ou diminuir a defasagem) com mudanças nos valores das capacitâncias.

A operação em malha aberta do conversor não permite fazer uma correção ativa. Também é importante salientar que a maioria das cargas são indutivas, ou seja, a característica capacitiva do conversor pode ser usada para compensar parte do fator de potência indutivo do sistema elétrico. Para a realização dos ensaios mostrados na Figura 13, foi utilizado um filtro L (cujo valor é especificado na Tabela V), com o objetivo de filtrar as altas frequências da corrente de entrada, que é pulsada em função das comutações dos interruptores.

**C. Resultados para Ensaio na Topologia Trifásica Utilizando Três Módulos**

Os resultados apresentados nessa seção correspondem ao conversor trifásico com três células conectadas na configuração estrela ou delta.

A Figura 14 mostra o resultado experimental obtido quando se realiza a conexão em delta dos módulos do conversor com uma carga na conexão estrela. Nota-se que a defasagem existente entre a tensão de linha, fornecida pela fonte de alimentação, e as tensões de linha e fase, aplicadas aos terminais da carga, são de 60° e 90°, respectivamente, corroborando a análise teórica apresentada na Tabela II.

Ainda na configuração delta-estrela de módulos e carga, as tensões de linha nas três fases de entrada e uma tensão de fase aplicada aos terminais da carga são apresentadas na Figura 15. O ganho associado é de  $1/2\sqrt{3}$  e uma defasagem de 90° da tensão de fase é aplicada à carga em relação à tensão de linha fornecida pela fonte de alimentação, conforme estudo teórico realizado.

Testes com carga resistiva foram realizados e os resultados, dispostos na Figura 16. Percebe-se que, como esperado, a corrente e a tensão de fase na carga estão em

fase, característica de cargas resistivas. Tensões de fase nos terminais da carga estão defasadas de  $120^\circ$ .

Para a configuração apresentada, processou-se uma potência nominal de 6 kW. Calculou-se, portanto, a densidade de potência do protótipo, cujo resultado é de 1,35 kW/Kg. Autotransformadores trifásicos convencionais possuem uma densidade de potência em torno de 0,2 kW/Kg. Comparativamente, o conversor CA-CA possui uma densidade de potência 6,75 vezes maior que um autotransformador convencional, levando a uma redução significativa de volume e peso.

#### D. Resultados para Ensaio na Topologia Trifásica Utilizando Dois Módulos

Também foram realizados ensaios experimentais com a operação de apenas dois módulos, na configuração delta-aberto, numa topologia trifásica. Na análise fasorial realizada para a topologia delta-aberto apresentada na Tabela IV, percebe-se que o ganho, no modo *Buck*, para a conexão da carga em delta e conversor em delta-aberto é  $1/2$  e que não existe defasagem angular entre as tensões na fonte e na carga. A Figura 17 apresenta o resultado experimental realizado para essa topologia e, com isso, comprova-se a análise teórica realizada.

Para testes com uma carga conectada em estrela, como mostram os resultados da Figura 18, as tensões de linha permanecem em fase, enquanto a tensão de fase aplicada aos terminais da carga possui ganho  $1/2\sqrt{3}$  em relação à tensão de linha fornecida pela fonte de alimentação. Observa-se, ainda, um atraso de  $30^\circ$ , conforme apresentado na Tabela IV.

Testes com carga resistiva em delta foram realizados e apresentados na Figura 19. Nota-se que as tensões nas três fases se mantêm equilibradas e defasadas  $120^\circ$  entre si, além da corrente na fase “t” estar em fase com a tensão de linha aplicada em seus terminais.

Ainda na configuração delta-aberto, a frequência de comutação dos interruptores foi variada e foram realizados testes de rendimento, cujos resultados estão apresentados na Figura 20. Nota-se que, para potências de saída baixas, o conversor possui um melhor rendimento comutando com menores frequências de comutação. Conforme a potência se eleva, obtêm-se maiores rendimentos com frequências de comutação mais elevadas. Esse fato decorre da predominância das perdas em condução do protótipo.

A  $R_{eq}$  diminui com o aumento da frequência de comutação, como apresentado em (11), e esta característica proporciona um maior rendimento da estrutura a plena carga quando a frequência de comutação está em 100 kHz. Já com potências baixas, é preferível diminuir a frequência de comutação, mesmo que o conversor mude o seu modo de operação, pois a corrente drenada é baixa e isso proporciona uma menor perda em condução dos interruptores. A diminuição da frequência de comutação permite diminuir as perdas de comutação e isso proporciona uma maior eficiência da estrutura. Na frequência de 100 kHz, o rendimento a plena carga obtido foi de 92,64% e o maior rendimento, obtido a meia carga, de 94,46%.

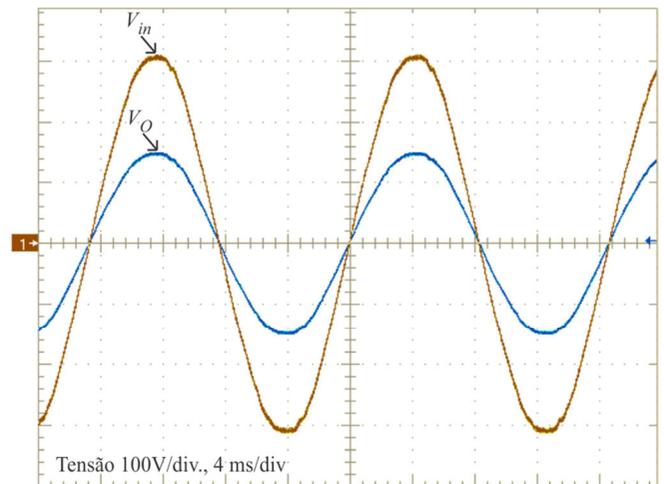


Fig. 12. Formas de onda experimentais: tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e saída ( $V_o$ ) do conversor.

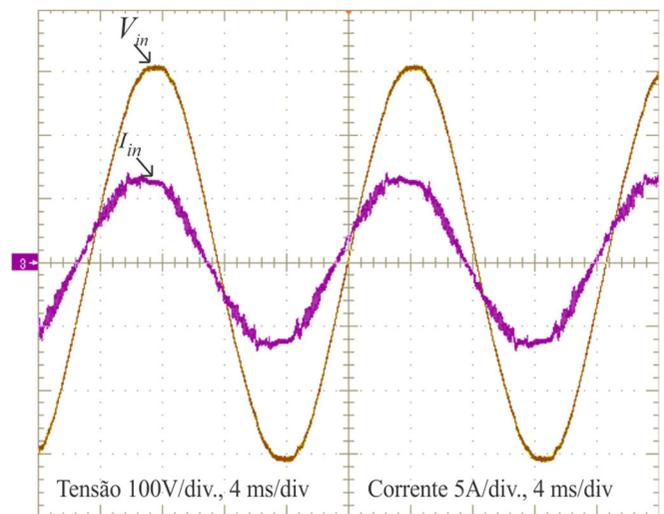


Fig. 13. Formas de onda experimentais: tensão e corrente de entrada (comportamento capacitivo do sistema).

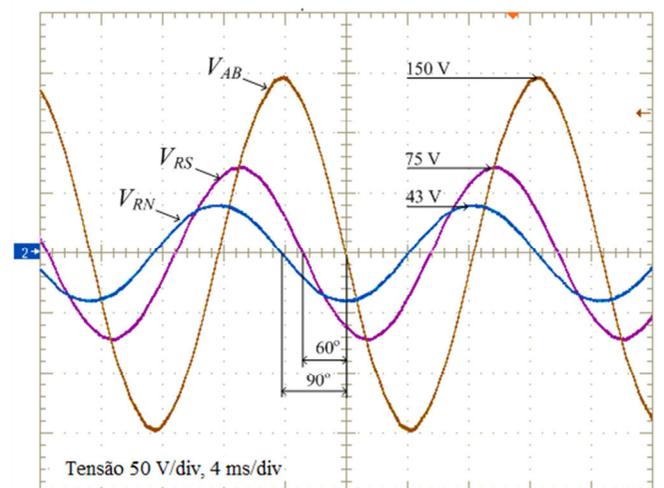


Fig. 14. Formas de onda experimentais: tensão de linha fornecida pela fonte de alimentação  $V_{AB}$ , tensão de linha  $V_{RS}$  e fase  $V_{RN}$  aplicada na carga.

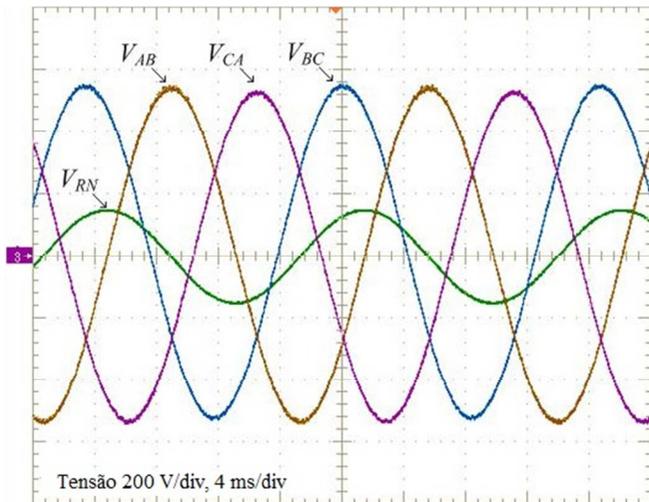


Fig. 15. Formas de onda experimentais: tensões de linha  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  e  $V_{CA}$  fornecidas pela fonte de alimentação e a tensão de fase  $V_{RN}$  na carga.

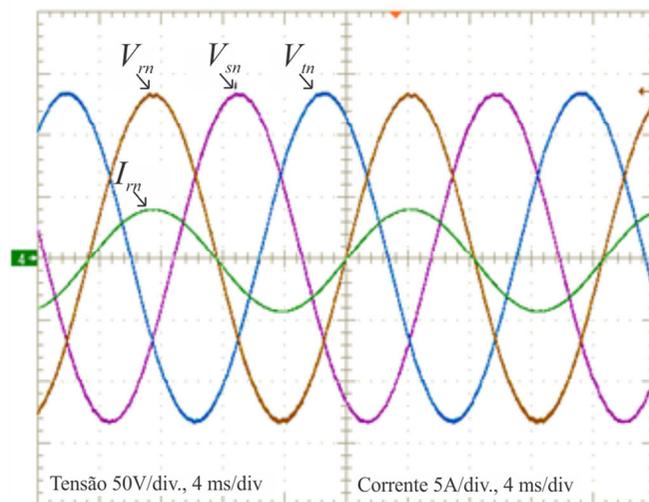


Fig. 16. Formas de onda experimentais: tensões de linha  $V_{rm}$ ,  $V_{sn}$  e  $V_{in}$  fornecidas pela fonte de alimentação e a corrente de fase  $I_{rm}$  na carga.

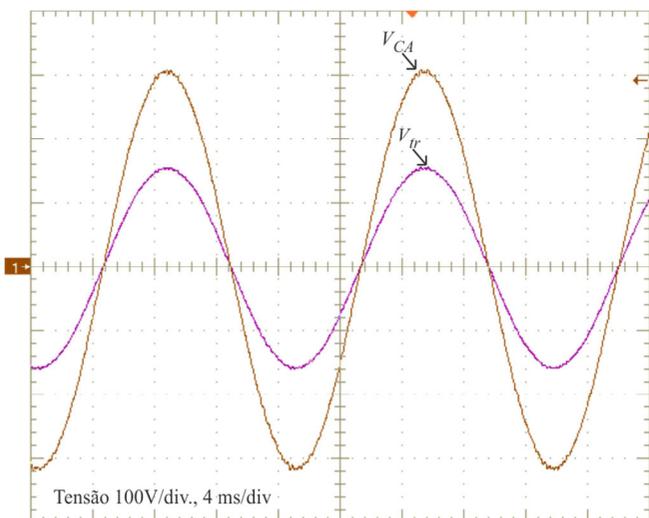


Fig. 17. Formas de onda experimentais: tensão de linha  $V_{CA}$  fornecida pela fonte de alimentação e tensão de linha  $V_{tr}$  aplicada na carga.

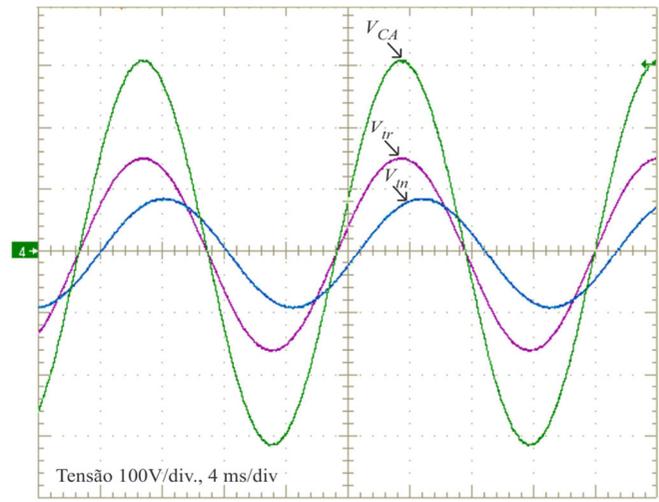


Fig. 18. Formas de onda experimentais: tensões de linha  $V_{CA}$  e  $V_{tr}$  na fonte e na carga e tensão de fase  $V_{in}$  na carga.

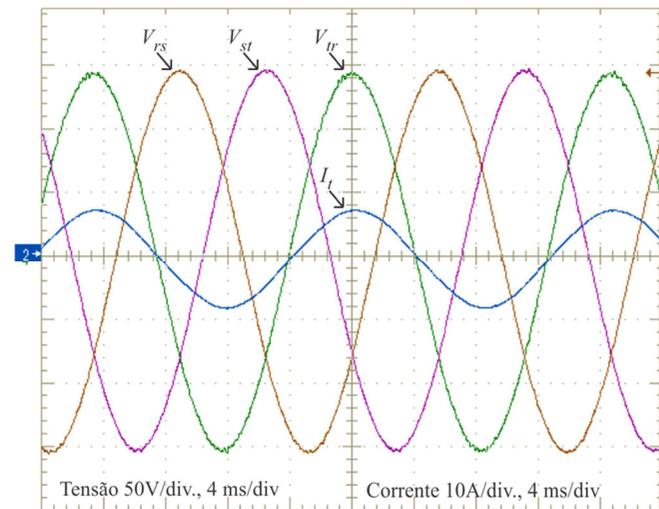


Fig. 19. Formas de onda experimentais: tensões de linha na carga  $V_{rs}$ ,  $V_{st}$  e  $V_{tr}$  e corrente  $I_t$  na carga.

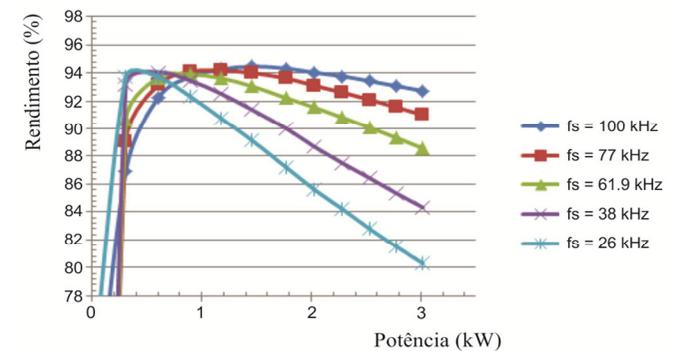


Fig. 20. Rendimento da estrutura para uma variação na frequência de comutação dos interruptores.

Ainda para a topologia delta-aberto, calculou-se a densidade de potência, da mesma forma como realizado para o conversor trifásico com três módulos. Obteve-se o valor de 1,178 kW/Kg para a densidade de potência do conversor na topologia delta-aberto e, em comparação com a densidade de potência de um autotransformador, há um ganho expressivo em termos de volume e peso.

Comparando as topologias apresentadas com soluções já existentes, como os conversores CA-CA matriciais (CMC),

inicialmente propostos por [23] na década de 80, tem-se que: i) as topologias apresentadas fazem a transformação de amplitude, sem mudança na frequência de operação, enquanto conversores matriciais podem realizar a transformação de amplitude e frequência; ii) para a topologia trifásica utilizando três módulos, o número de interruptores (vinte e quatro) e capacitores (nove) é superior ao número de interruptores e capacitores utilizados no CMC (dezoito e três, respectivamente). Em contrapartida, para a topologia trifásica proposta, com a utilização de apenas dois módulos, o número de interruptores (dezesesseis) é inferior ao utilizado no CMC, embora o número de capacitores ainda seja maior (seis); iii) o número de *drivers* (doze) também é reduzido em relação ao CMC (dezoito); iv) como as topologias apresentadas operam em malha aberta, nenhum sensor, tanto de corrente como de tensão, é utilizado, enquanto em CMCs sensores devem ser utilizados e; v) os sinais de comando de CMC são complexos quando comparados com os sinais utilizados nas topologias estudadas.

## VI. CONCLUSÃO

Apresentou-se um estudo detalhado acerca da célula monofásica, cujo princípio de funcionamento decorre do chaveamento de capacitores. Esse estudo remete a topologias monofásicas, composta por uma célula, e trifásicas, que podem ser compostas por duas (topologia delta-aberto) ou três células (topologias delta e estrela).

Pode-se concluir, tendo em vista toda a análise teórica apresentada e os resultados laboratoriais obtidos, que:

- A célula proposta se comporta como um multiplicador (modo *Boost*) ou divisor (modo *Buck*) de tensão. Assim, os conversores convertem tensão CA de maneira direta, sem alterar a frequência.
- O conversor opera em malha aberta, com frequência e razão cíclica fixas. Um controle de frequência pode ser implementado para melhorar a eficiência do conversor em baixa carga.
- O circuito equivalente do conversor é simples e a análise das potências de entrada, de perdas e de saída é realizada de maneira rápida.
- Os resultados experimentais comprovaram a análise fasorial realizada. O rendimento obtido da estrutura para a topologia trifásica delta-aberto foi de 92,64% a plena carga.
- As topologias apresentadas, tanto monofásicas como trifásicas, possuem potencial para substituir autotransformadores monofásicos e trifásicos em aplicações residenciais, comerciais e industriais.

## REFERÊNCIAS

- A. Ioinovici, "Switched-capacitor power electronics circuits," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol.1, no.3, p. 37-42, Third Quarter 2001.
- G. Zhu, H. Wei, I. Batarseh, A. Ioinovici, "A new switched-capacitor dc-dc converter with improved line and load regulations," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol.5, pp. 234-237, 1999.
- M. S. Makowski, D. Maksimovic, "Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters," in *Power Electronics Specialists Conference*, vol.2, pp. 1215-1221, 1995.
- M. D. Seeman, S. R. Sanders, "Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 841-851, March 2008.
- B. Axelrod, Y. Berkovich, S. Tapuchi, A. Ioinovici, "Single-Stage Single-Switch Switched-Capacitor Buck/Buck-Boost-Type Converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, pp. 419-430, April 2009.
- L. Tsorng-Juu, C. Shin-Ming, Y. Lung-Sheng, C. Jiann-Fuh, A. Ioinovici, "A single switch boost-flyback DC-DC converter integrated with switched-capacitor cell," in *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 2782-2787, 2011.
- B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "A boost-switched capacitor-inverter with a multilevel waveform," in *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, 2004*, pp. V-884-V-887, vol.5, 2004.
- Y. Hinago, H. Koizumi, "A Switched-Capacitor Inverter Using Series/Parallel Conversion With Inductive Load," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 878-887, February 2012.
- J. Bauman, M. Kazerani, "A Novel Capacitor-Switched Regenerative Snubber for DC/DC Boost Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 514-523, February 2011.
- T. Siew-Chong, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, A. Ioinovici, Y. M. Lai, C. K. Tse, "Adaptive Mixed On-Time and Switching Frequency Control of a System of Interleaved Switched-Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 364-380, February 2011.
- P. Fang Zheng, Z. Fan, Q. Zhaoming, "A magnetic-less DC-DC converter for dual-voltage automotive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 511-518, March/April 2003.
- Z. Fan, D. Lei, P. Fang Zheng, Q. Zhaoming, "A New Design Method for High-Power High-Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 832-840, March 2008.
- Z. Amjadi, S. S. Williamson, "A Novel Control Technique for a Switched-Capacitor-Converter-Based Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 926-934, March 2010.
- C. Pascual, P. T. Krein, "Switched capacitor system for automatic series battery equalization," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.2, pp. 848-854, 1997.
- D. Gu, D. Czarkowski, A. Ioinovici, "A large DC-gain highly efficient hybrid switched-capacitor-boost converter for renewable energy systems," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2495-2500, 2011.

## DADOS BIOGRÁFICOS

- [16] S. Kiratipongvoot, S.-C. Tan, A. Ioinovici, "Switched-capacitor converters with multiphase interleaving control," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1156-1161, 2011.
- [17] Z. Jing, H. Yunlong, H. Xiangning, T. Cheng, C. Jun, Z. Rongxiang, "Multilevel Circuit Topologies Based on the Switched-Capacitor Converter and Diode-Clamped Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 2127-2136, August 2011.
- [18] K. Sano, H. Fujita, "Performance of a High-Efficiency Switched-Capacitor-Based Resonant Converter With Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 344-354, February 2011.
- [19] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen, G. B. Martins, I. Barbi, "A 600 W Switched-Capacitor AC-AC Converter for 220 V/110 V and 110 V/220 V Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4821 - 4826, December 2012.
- [20] L.A. Romero, T.B. Lazzarin, I. Barbi, "A 1 kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no.7, pp 3329-3340, July 2013.
- [21] S. Ben-Yaakov, "Behavioral Average Modeling and Equivalent Circuit Simulation of Switched Capacitors Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 632-636, February 2012.
- [22] T. Lazzarin, I. Barbi, R. Andersen, "A Switched-Capacitor Three-Phase AC-AC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 735-745, February 2015.
- [23] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements." in *Proc Powercon 7*, pp. E3/1-E3/15, 1980.

**Mauricio Dalla Vecchia**, nascido em Francisco Beltrão, Paraná, Brasil, em 1990. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2014. Atualmente é mestrando do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL-UFSC), vinculado ao Instituto de Eletrônica de Potência (INEP).

**Telles Brunelli Lazzarin**, nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro eletricista, mestre e doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de (SOBRAEP) e membro da IEEE Society.

**Ivo Barbi**, nascido em Gaspar, Santa Catarina, Brasil, em 1949. Recebeu o grau de Engenheiro eletricista e mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 1973 e 1976, respectivamente, e o grau de Dr.Ing. pelo Institut National Polytechnique of Toulouse, Toulouse, França, em 1979. Fundador da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), UFSC. Atualmente é professor titular na UFSC e Fellow da IEEE Society.