

INVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO BIDIRECIONAL COM 49 NÍVEIS NA TENSÃO DE SAÍDA USANDO APENAS UMA FONTE CC E COM POUCAS CHAVES EM CONDUÇÃO

Samuel J. de Mesquita, Fernando L. M. Antunes, Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará - UFC, Fortaleza - CE, Brasil
e-mail: samuelmesquita@dee.ufc.br, fantunes@dee.ufc.br, sdaher@dee.ufc.br

Resumo – Esse artigo propõe um inversor multinível assimétrico bidirecional empregando apenas uma fonte CC. A topologia proposta é baseada no uso de células *H-bridge* (HB) associadas com duas chaves bidirecionais (2cb) resultando na nova célula base referida como CHB-2cb. A associação em cascata de duas células CHB-2cb com apropriadas fontes de entrada pode gerar até 49 níveis na tensão de saída. Essa topologia usa somente uma ponte HB entre a fonte CC e um transformador de múltiplos secundários em média frequência para produzir as fontes de tensão assimétricas das células CHB-2cb em cascata que operam no estágio CA-CA. Esta proposição promove a redução do número de fontes de tensão isoladas dos inversores cascadeados, e elimina a necessidade de um conversor CC-CC elevador de alto ganho, como no caso deste experimento que usa uma tensão de entrada CC de 48 V e uma tensão de saída CA eficaz de 220 V em 60 Hz. Essa proposta aumenta a eficiência do conversor, mantendo baixa distorção harmônica na tensão de saída e reduz o número total de componentes em condução quando comparada com conversor multinível convencional usando estágio CA-CA para produzir o mesmo número de níveis na tensão de saída. Análises teóricas e resultados experimentais são apresentados para validar o conversor proposto.

Palavras-Chave – Chaves Bidirecionais, Conversor CC-CA Bidirecional, Estágio CA-CA, Inversor Multinível Assimétrico, Transformador de Múltiplos Secundários.

A BIDIRECTIONAL HYBRID MULTILEVEL INVERTER WITH 49 LEVEL OUTPUT VOLTAGE USING ONLY A DC SOURCE AND REDUCED NUMBER OF ON-COMPONENTS

Abstract – This paper proposes a bidirectional asymmetrical multilevel inverter using only one DC source. The proposed topology is based on the use of *H-bridge* (HB) cells associated with two bidirectional switches (2cb) resulting in the new basic cell referred to as CHB-2cb. The association of two cascaded CHB-2cb cells with appropriate input sources can generate up to 49 levels in the output voltage. This topology uses only one additional HB inverter between DC source and a multi-

winding medium frequency transformer to produce asymmetric voltage sources for the cascaded CHB-2cb cells operating in the AC-AC stage. This proposition promotes reduction of the number of isolated voltage sources of cascaded inverters, and eliminates the need for a high gain DC-DC boost converter, as in the case of this experiment which uses an input DC voltage of 48 V and a 220 V rms output voltage in 60 Hz. This proposal increases the efficiency, while maintaining low harmonic distortion in the output voltage and reduces the total number of components when compared to conventional multilevel inverter using AC-AC stage to produce the same number of levels in the output voltage. Theoretical analyzes and experimental results are presented to validate the proposed converter.

Keywords – Asymmetrical Multilevel Inverter, Bidirectional Switches, DC-AC Bidirectional Converter, Multiple Winding Transformer, Stage CA-CA.

I. INTRODUÇÃO

Diferentes formas de integração das fontes de energia estão se tornando cada vez mais presentes na atualidade, cenário em que a participação das fontes renováveis tem aumentado o dinamismo do sistema elétrico [1]-[4]. Neste contexto, o fluxo bidirecional de potência tem-se colocado uma importante necessidade principalmente nas redes elétricas inteligentes [5]. O elemento central que congrega essa regra são os conversores bidirecionais. Estes conversores desempenham um importante papel no interfaceamento de sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão com o sistema em corrente alternada, assim como na interligação de sistemas de armazenamento com a rede, no emprego de transformadores de estado sólido (SST), micro redes, sistemas fotovoltaicos (PV), veículos elétricos, dentre outros [6]-[12]. Todas essas áreas mencionadas são campos de aplicações dos inversores multiníveis. As topologias denominadas assimétricas ou híbridas têm-se mostradas de interesse por gerar mais níveis na tensão de saída com menos componentes [13], [14].

Atualmente os inversores multiníveis assimétricos são frequentemente aplicados em dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) [15], especialmente em STATCOM (*Synchronous Static Compensator*), em acionamento de máquinas elétricas e em sistemas de energia renováveis. Além disso, quando aplicados no acionamento de máquinas as oscilações no torque são grandemente reduzidas quando comparado com outras topologias [16].

Artigo submetido em 17/05/2016. Primeira revisão em 01/07/2016. Aceito para publicação em 29/08/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

A principal desvantagem das topologias de inversores assimétricos são o requerido número adicional de fontes de tensão isoladas. Todavia esse número cai drasticamente quando comparado ao CHB-simétrico [16], para produzir mesmo número de níveis na tensão de saída. Soluções empregando apenas uma fonte CC têm sido implementadas com sucesso utilizando um transformador de múltiplos secundários operando em baixa frequência [11]. Aliado a isso, pesquisas envolvendo materiais de núcleos magnéticos têm apresentado núcleos com capacidade de processamento de dezenas de quilowatts com eficiência maior que 99,4% [17], o que coloca atrativo a implementação dessas topologias. Nesse contexto, este artigo propõe uma topologia de inversor multinível assimétrico. Diversas configurações assimétricas para a topologia proposta são apresentadas. Um protótipo com tensão de entrada CC de 48 V e uma tensão de saída CA com valor eficaz de 220 V, empregando transformador toroidal de aço silício com grãos orientados operando em 300 Hz foi construído para verificar as análises desenvolvidas. Essa proposta aumenta a eficiência do conversor, mantendo baixa a distorção harmônica na tensão de saída e reduz o número total de componentes em condução quando comparado com conversor multinível convencional usando estágio CA-CA para produzir mesmo número de níveis na tensão de saída. Análises teóricas e resultados experimentais são apresentados para validar o conversor proposto com estágio CA-CA que não necessita usar adicional ponte de diodos. Um estudo do conversor operando com n níveis na tensão de saída é exposto bem como expressões matemáticas. Finalmente discussões e comparações com outras topologias assimétricas de alta resolução na tensão de saída são apresentadas.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho é mostrada na Figura 1. Ela é composta por uma tensão CC, V_{in} , que alimenta o barramento de entrada da célula *H-bridge* que por sua vez impõe uma tensão alternada no primário do transformador de múltiplos secundários que opera em média frequência, o qual é responsável por garantir a magnitude de tensão desejada de cada célula CHB-2cb.

Uma das vantagens dessa topologia em comparação com outras topologias de inversores multiníveis cascadeados está na redução das fontes CC de entrada para apenas uma fonte.

Outras características como isolamento, possibilidade da saída do inversor ser associada em série com outros inversores para produzir um barramento maior sem problema de curto-circuito, operação com frequência reduzida devido ao uso da modulação *staircase*, ausência de custo com blindagem eletromagnética *electromagnetic interference* (EMI), conduzida ou irradiada, bem como ausência ou utilização de pequeno filtro de saída, são algumas vantagens deste conversor.

Outro bônus desta proposição está em sua robustez, devido à ausência de capacitores eletrolíticos em suas células os quais apresentam vida útil limitada, além da ausência de técnicas complexas de balanceamento das tensões nos mesmos.

Também se pode destacar o fato dos semicondutores operarem com folga térmica (ou alívio térmico) ou em outras

palavras, menores temperaturas na junção T_j , devido aos reduzidos esforços sobre os semicondutores e operação com frequência reduzida.

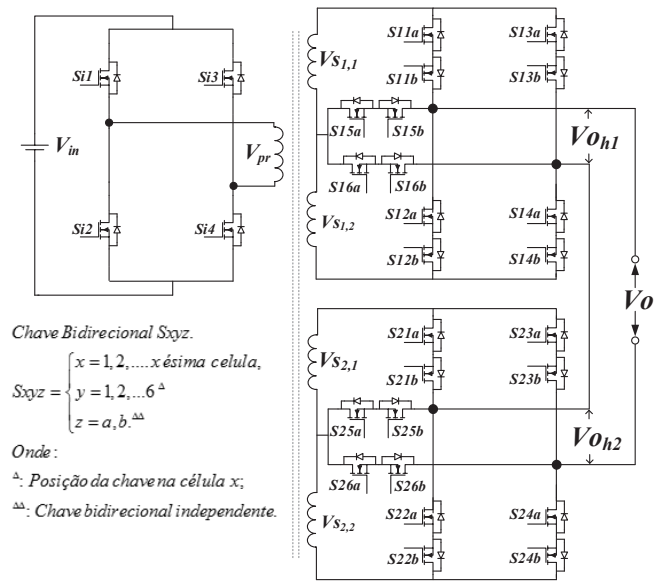


Fig. 1. Topologia proposta operando com estágio CA-CA.

Assim, levando em consideração os fatores expostos, essa topologia tem potencial para operar em sistemas isolados, utilizando como fonte primária a energia oriunda de painéis fotovoltaicos. Outra promissora aplicação está no uso em microrredes, operando no interfaceamento de fontes renováveis, ou como elo entre o barramento CC e sistemas CA, devido a característica bidirecional.

Generalidades desta topologia são apresentadas na seção IV.

III. CARACTERÍSTICAS GERAIS DA TOPOLOGIA

Para o funcionamento da topologia proposta, as células CHB-2cb em cascata devem operar com chaves bidirecionais, como mostrado na Figura 1.

A configuração adotada para as chaves bidirecionais, S_{xyz} emprega dois *mosfets* de canal n em anti-série (*source* comum), a qual é responsável por garantir o caminho da corrente i_o segundo a lógica de chaveamento, garantindo também menores perdas que a tecnologia IGBT em baixas tensões.

O acionamento independente da chave bidirecional, S_{xyz} , (S_{xya} ou S_{xyb}) confere modularidade à topologia além de permitir a dupla condução dreno-source de S_{xya} e S_{xyb} , como mostrado na Figura 2, em lugar da condução de uma chave com o diodo da chave adjacente de S_{xyz} , durante um estado de nível n .

A condução de uma chave com um diodo da chave adjacente, ambos de S_{xyz} para manter o estado de nível n é evitada neste trabalho, por gerar maiores perdas do que a condução simultânea dos dois *mosfets* de S_{xyz} . Esta configuração de condução de uma chave ativa com o diodo da chave adjacente é utilizada somente durante o intervalo de transição de nível, Figura 2. (Objetivando reduzir ao máximo o tempo proposital de condução do diodo).

A. Formas Gerais de Operação da Topologia Proposta

Para não comprometer a THD da tensão V_o , a associação das fontes de tensão $V_{S_{x,j}}$ (onde, j é a posição da fonte na célula x , $j=1$ ou $j=2$) deve resultar níveis igualmente espaçados de mesma magnitude.

As restrições impostas na comutação quando é usado o acionamento duplo de S_{xyz} deve obedecer à condição de que quando uma chave de cada braço é acionada as outras chaves do respectivo braço devem ser bloqueadas, assim como as chaves centrais S_{x5z} e S_{x6z} .

Observando uma dada célula CHB-2cb na topologia proposta da Figura 1 e também o circuito simplificado na Figura 3, assim por escolher os caso 1 e o caso 2 da Figura 3 usando somente valores positivos de $V_{S_{x,j}}$ e considerando $V_{S_{x,2}}=2V_{S_{x,1}}$, verifica-se sete diferentes níveis ideais na tensão de saída $V_{o_{hx}}$ quando é usado o acionamento duplo das chaves de S_{xyz} . Então, considerando-se apenas o termo S_{xy} devido ao acionamento duplo tem-se:

$$V_{o_{hx}} = \begin{cases} 0 & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x3}, S_{x2} \text{ e } S_{x4} \text{ ou } S_{x5} \text{ e } S_{x6}, \\ V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x6}, \\ -V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x3} \text{ e } S_{x5}, \\ 2V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x5} \text{ e } S_{x4}, \\ -2V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x2} \text{ e } S_{x6}, \\ 3V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x1} \text{ e } S_{x4}, \\ -3V_{S_{x,1}} & \rightarrow S_{x2} \text{ e } S_{x3}. \end{cases} \quad (1)$$

No instante da comutação entre os estados adjacentes mostrados em (1), não é permitido a permuta dos interruptores com a configuração acima, sob pena do aparecimento de sobretensões nas chaves, S_{xyz} , em situações de alimentação de cargas indutivas, por exemplo.

Uma alternativa para evitar os *spikes* de tensão durante a transição de nível foi implementada em [11], ela se baseia na implementação de um *snubber* passivo para cada uma das duas chaves de S_{xyz} . Todavia, essa implementação aumenta o custo e o número de componentes do conversor.

Devido a configuração de chaveamento adotada no instante da transição de nível, não é utilizado um *snubber* adicional para garantir a circulação de corrente. A configuração de condução composta por uma chave ativa (S_{xya} ou S_{xyb}) e a condução do diodo da chave adjacente pertencente a S_{xyz} só é utilizada durante o período de transição de nível n , Figura 2, para garantir a segura operação do conversor na alimentação de cargas indutivas. Essa técnica habilita caminho para a circulação da corrente, i_o , evitando assim danosos *spikes* de tensão sobre as chaves S_{xyz} . Ressalta ainda que na estratégia de acionamento adotada, pelo menos uma das chaves do par de S_{xyz} , (S_{xya} ou S_{xyb}) estará ativada mediante a polaridade habilitada pelo enrolamento primário, V_{pr} , observe V_{pp} e V_{pn} na Figura 2.

Diferentes combinações das chaves S_{xya} e S_{xyb} e seus respectivos diodos com o sentido da corrente, $i_o > 0$ ou $i_o < 0$, da célula CHB-2cb x podem ser verificadas, com intuito de encontrar caminhos para a manutenção da corrente durante a transição de nível.

Neste trabalho, conforme a Figura 2, é usado apenas um estado intermediário durante a transição de nível, e a

condução simultânea dos dois *mosfets* da chave bidirecional S_{xyz} , é mantida durante o estado de nível n , resultando em menores perdas. Outras estratégias para geração dos níveis n , podem ser conseguidas pela combinação do acionamento de uma chave e a condução do diodo da chave adjacente de S_{xyz} (S_{xya} e S_{xyb}), conforme implementado em [18], porém essa configuração apresenta maiores perdas devido à inserção da condução dos diodos durante o estado de nível n .

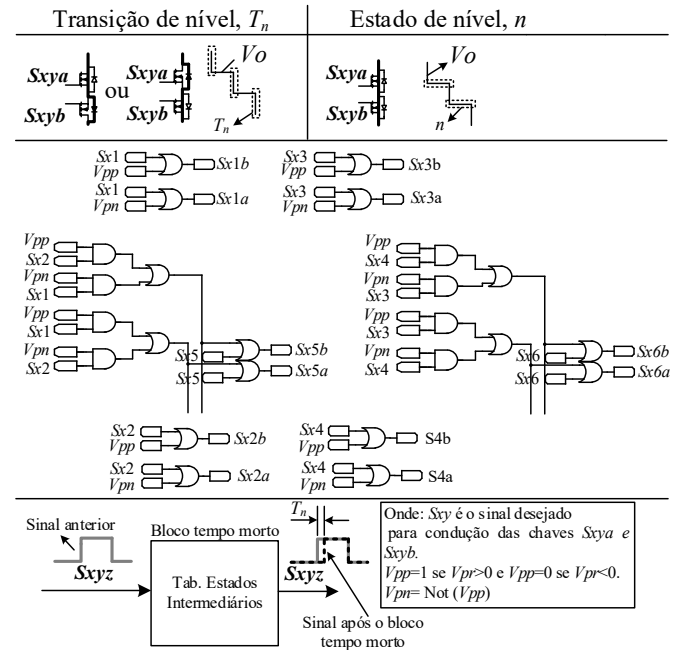


Fig. 2. Circuito de condicionamento de sinais provenientes do acionamento duplo de S_{xy} , conforme (1), para os estados de comutação de uma célula CHB-2cb.

O peso de uma fonte $\zeta_{x,j}$, na posição j , é $\zeta_{x,j}=V_{S_{x,j}}/V_{S_{1,1}}$ para uma dada célula, e o peso da célula P_x , é $P_x=V_{S_x}/V_{S_{1,1}}$, onde V_{S_x} é a tensão sobre a x célula, por exemplo $V_{S_x}=V_{S_{x,1}}+V_{S_{x,2}}$.

A associação de células CHB-2cb em cascata pode abranger diferentes combinações das fontes $V_{S_{x,j}}$ variando $\zeta_{x,j}$, resultando mais níveis na tensão de saída igualmente espaçados com o mesmo número de componentes.

Isso pode ser conseguido por uma relação específica entre os distintos pesos das células P_x , (normalizados em função de $V_{S_{1,1}}$, P_{nor_x}) e relacionados por um fator inteiro multiplicativo, tal como:

$$P_{nor_x} = \{x \in \mathbb{N}^* : \left(\frac{V_{S_1}}{V_{S_{1,1}}}\right), \left(\frac{V_{S_2}}{V_{S_{1,1}}}\right), \left(\frac{V_{S_3}}{V_{S_{1,1}}}\right), \dots, \left(\frac{V_{S_{x-2}}}{V_{S_{1,1}}}\right), \left(\frac{V_{S_{x-1}}}{V_{S_{1,1}}}\right), \left(\frac{V_{S_x}}{V_{S_{1,1}}}\right)\}, \quad (2)$$

com $P_x \subset P_{nor_x}$, e

$$P_x \leq 3 + 6 \sum_{m=1}^{n=x-1} \frac{V_{S_m}}{V_{S_{1,1}}}, x \geq 2.$$

A Tabela I mostra as configurações das tensões de entrada das células CHB-2cb expressas em pesos ($\zeta_{x,j}=V_{S_{x,j}}/V_{S_{1,1}}$) dada por $(\zeta_{1,1}: \zeta_{1,2}: \zeta_{2,1}: \zeta_{2,2}: \dots \zeta_{x,1}: \zeta_{x,2})$. Diferentes relações de

peso P_x obedecendo (2) podem ser encontradas a partir da Tabela I, considerando o somatório $\xi_{x,j=1} + \xi_{x,j=2}$.

TABELA I
Topologia Proposta: Configurações Versus Parâmetro $\xi_{x,j}$

Modo	Configuração	$\xi_{x,j}$
I	1:2:4:8:16:32...	$2^{2(x-1)+(j-1)}$
II	1:2:7:14:28:56...	$2^{2(x-1)+(j-1)} \cdot 7, x \geq 2$
III	1:2:7:14:49:98...	$2^{(j-1)} \cdot 7^{(x-1)}$

Assim, de acordo com os modos vistos na Tabela I, podem ser alcançados diferentes níveis n na saída do conversor a partir do parâmetro $\xi_{x,j}$ adotado.

Entre os modos apresentados na Tabela I, a configuração (1:2:7:14) do modo III a qual reflete as tensões $V_{S1,1}$, $V_{S1,2}$, $V_{S2,1}$ e $V_{S2,2}$, parametrizadas em função de $V_{S1,1}$, foi a escolhida para implementação da topologia mostrada na Figura 1, devido o menor número de componentes por níveis sintetizados.

O número de níveis n do conversor proposto operando com x células em cascata, conforme a configuração do modo III mostrada na Tabela I, é dado por:

$$n = 2 \cdot \left(\sum_{i=1}^x \sum_{j=1}^2 \xi_{i,j} \right) + 1 = 7^x. \quad (3)$$

Na Figura 3 é mostrado o circuito da Figura 1 de forma genérica.

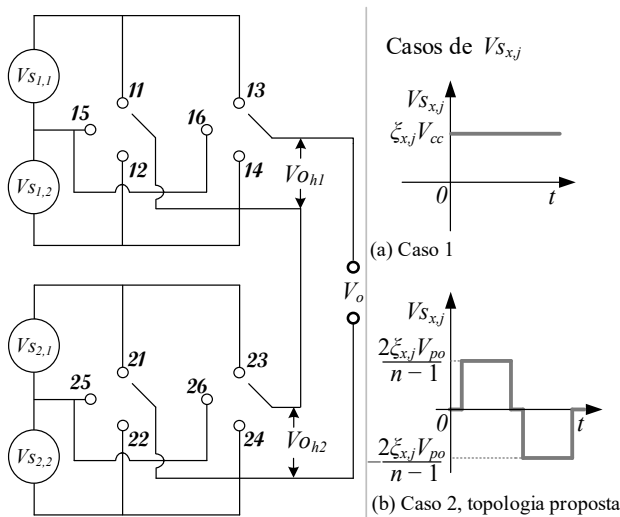


Fig. 3. Circuito genérico da estrutura proposta empregando células CHB-2cb em cascata. (a) Operação com fontes de tensão contínua (CC) e (b) operação com fonte de tensão alternada (CA).

Na representação da Figura 3, pode-se verificar que o inversor pode operar com dois casos distintos de $V_{Sx,j}$. No caso 1 é apresentada a possibilidade do uso como fontes independentes, com a x -ésima célula CHB-2cb operando com tensão contínua $V_{Sx,j}$ de magnitude $\xi_{x,j} \cdot V_{S1,1}$. No caso 2 é apresentada a possibilidade do uso de $V_{Sx,j}$, em modo CA que pode ser conseguido pelo uso de um transformador disposto conforme a Figura 1. O valor máximo de $V_{Sx,j}$ nesta

disposição depende do parâmetro $\xi_{x,j}$, do número de níveis n e do valor de pico V_{po} da senoide desejada na saída. A operação do inversor no caso 2 é a escolhida para as análises deste trabalho, pelas vantagens anteriormente mencionadas.

IV. OPERAÇÃO DO INVERSOR MULTINÍVEL COM ESTÁGIO CA-CA

A. Estágio do Transformador

Com base na topologia de estudo exibida na Figura 1, pode se perceber que a tensão sobre o enrolamento primário, N_{pr} pode ser expressa em função de chaveamento dado por $V_{pr} = Vin(Si1 - Si3)$. Essa tensão aparece nos enrolamentos secundário $N_{Sx,j}$, expressa por $V_{Sx,j} = (N_{Sx,j}/N_{pr}) \cdot [Vin(Si1 - Si3)]$.

A forma de onda da Figura 4 reproduz o caso real da implementação do inversor multinível proposto. A tensão V_{pr} pode ser verificada por meio de medição nos terminais do enrolamento primário do transformador de múltiplos secundários.

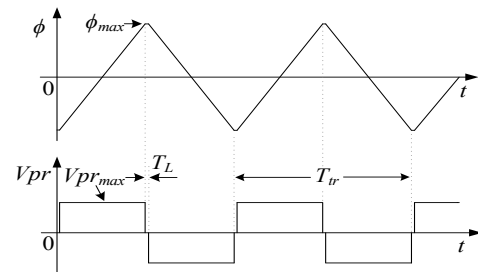


Fig. 4. Forma de onda da tensão no enrolamento primário, V_{pr} , e seu respectivo fluxo, ϕ .

Conforme apresentado na Figura 4, a relação entre o fluxo magnético ϕ (expresso em Maxwell) com a forma de onda da tensão do enrolamento, V_{pr} é demonstrada em (4) e (5).

$$V_{pr}(t) = N_{pr} \frac{d\phi}{dt} \cdot 10^{-8} (V)$$

$$\begin{cases} V_{pr_{max}} = N_{pr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \cdot 10^{-8} (V), \text{ se } \frac{T_L}{2} \leq t \leq \frac{T_{tr} - T_L}{2} \\ -V_{pr_{max}} = N_{pr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \cdot 10^{-8} (V), \text{ se } \frac{T_{tr} + T_L}{2} \leq t \leq \frac{2T_{tr} - T_L}{2} \end{cases} \quad (4)$$

$$V_{pr_{rms}} = \sqrt{\int_{\frac{T_L}{2}}^{\frac{T_{tr} - T_L}{2}} V_{pr_{max}}^2 dt + \int_{\frac{T_L + T_{tr}}{2}}^{\frac{2T_{tr} - T_L}{2}} (-V_{pr_{max}})^2 dt}$$

$$= V_{pr_{max}} \sqrt{1 - \frac{2T_L}{T_{tr}}} = N_{pr} \frac{\phi_{max}}{(1/4)T_{tr}} \sqrt{1 - \frac{2T_L}{T_{tr}}} \cdot 10^{-8} \quad (5)$$

$$= 4N_{pr} f_{tr} B_{max} A_{ef} \sqrt{1 - \frac{2T_L}{T_{tr}}} \cdot 10^{-8}$$

De (5), obtém-se o número de espiras do enrolamento primário, N_{pr} (6). Sendo A_{ef} a área efetiva do núcleo em (cm²), e transformando B_{max} de Gauss para Tesla tem-se:

$$N_{pr} = \frac{V_{pr_{rms}} \cdot 10^4}{4N_{pr} f_{tr} B_{max} A_{ef} \sqrt{1 - \frac{2T_L}{T_{tr}}}} \quad (6)$$

Conhecendo o número de espiras do primário Npr , o valor de pico da senoide desejada de saída V_{po} , e a tensão de entrada Vin encontra-se o número de espira do enrolamento secundário dado por:

$$Ns_{x,j} = \frac{2^j \cdot 7^{x-1} V_{po} \cdot Npr}{(n-1)Vin} \quad (7)$$

Para implementação da topologia proposta, usou-se um transformador toroidal de núcleo em aço silício de grãos orientados, com os seguintes parâmetros: densidade de fluxo $B_{max} = 0,68$ T, operando a $f_{ir} = 300$ Hz, com $A_{ef} = 7,75$ cm², dimensões em mm 102 x 134 x 51 (DI x DE x A são o diâmetro interno x diâmetro externo x altura) e uma espessura de lâmina de 0,27 mm com fator de empilhamento de 0,95. O transformador utilizado possui a característica de alta permeabilidade magnética e baixas perdas no núcleo.

B. Funcionamento do Inversor Assimétrico Proposto

A tensão de saída do conversor, V_o é a combinação das tensões sobre os enrolamentos secundários $V_{S_{x,j}}$, gerenciada por uma função de chaveamento expressa por (8).

$$V_o = \underbrace{(Si - Si3)}_p \frac{2V_{po}}{n-1} \sum_{x=1}^x \left[\underbrace{(\xi_{x,j=1} + \xi_{x,j=2})(Sx1 - Sx3) + \xi_{x,j=2}(Sx5 - Sx6)}_q \right] \quad (8)$$

Observando que quando uma chave de um dos braços da célula CHB-2cb estiver acionada as demais chaves pertencentes ao mesmo braço devem estar bloqueadas.

Ainda, segundo (8), a parcela p representa o efeito da ponte H -bridge de entrada produzindo os níveis (+1,0,-1) segundo V_{pr} , e a parcela q representa a conexão dos dois módulos CHB-2cb produzindo os 49 níveis (+24,...+1,0,-1,...,-24). Ressalta ainda, que as chaves são ativas em 1 e bloqueadas em 0.

Assim, conforme a Figura 1, para as chaves superiores da ponte H -bridge de entrada $Si1$ e $Si3$ e suas complementares, $Si2$ e $Si4$ são obtidas respectivamente pela função $NOT(Si1)$ e $NOT(Si3)$, dessa forma a tensão de saída da célula H -bridge pode ser expressa em termos apenas das chaves superiores $Si1$ e $Si3$. De outra forma, a parcela q que representa a conexão das células CHB-2cb, onde as chaves inferiores de cada braço $Sx2$ e $Sx4$ são representadas pela função NOR entre as outras chaves pertencentes ao mesmo braço, resultando em $Sx2 = Sx1 NOR Sx5$ e $Sx4 = Sx3 NOR Sx6$. Com isso, a tensão de saída da célula CHB-2cb pode ser expressa considerando apenas as quatro chaves $Sx1$, $Sx3$, $Sx5$ e $Sx6$. Assim, substituindo o parâmetro $\xi_{x,j}$ no modo III da Tabela I em (8) tem-se a tensão de saída V_o , expressa em função de chaveamento do conversor proposto dada por:

$$V_o = \underbrace{(Si1 - Si3)}_p \frac{2V_{po}}{n-1} \left[\underbrace{\frac{3(S11 - S13) + 2(S15 - S16) + 21(S21 - S23) + 14(S25 - S26)}{cel.1}}_q \right] \quad (9)$$

Conforme (9), pode se perceber que para uma desejada tensão de saída V_o , positiva ou negativa, tem-se uma

configuração de chaveamento particular, para cada um dos dois estados de p (positivo ou negativo) que resulta num desejado nível n . De maneira geral a seguinte igualdade deve ser mantida, $Sign(p) \cdot Sign(q) = Sign(V_o)$, e quando $Sign(p) = 0$, q permanece inalterado.

Se a tensão da ponte é positiva $V_{pr} > 0$, e a tensão desejada também é positiva $V_o > 0$, para gerar o nível $+n$, conforme (9), tem-se, $p > 0$ e $q > 0$. Se na confecção da tensão de saída, $V_o > 0$ a ponte H -bridge inverteu, resultando em $p < 0$ (9), q também deverá inverter, mudando para $q < 0$, para resultar o estado simétrico do nível $+n$, e assim manter V_o inalterada. Este caso é visto na Figura 5 quando o inversor comuta do estado $12V_{1,1}$ para $11V_{1,1}$.

Na Figura 5 é mostrado o aspecto da tensão de saída V_o e sua forma de onda influenciada pela tensão primária V_{pr} e pelos estados de chaveamento do inversor. Pode-se, perceber descontinuidades na tensão V_o , resultante do tempo de passagem por zero da ponte H -bridge. Todavia essas imperfeições são eliminadas com a inserção de um filtro de saída.

Logo, para um exemplo hipotético do inversor proposto operando com 25 níveis na tensão de saída, têm-se os estados de operação conforme mostrado na Figura 5.

Na Figura 5 também são mostrados os estados de chaveamento ($S_{xy} = 1$ é S_{xya} on e S_{xyb} on), na geração dos níveis. O estado $S_{xy} = 0$ é dado pelo acionamento de uma chave a qual depende da polaridade habilitada por V_{pr} e pelo bloqueio da outra chave do par correspondente S_{xya} ou S_{xyb} .

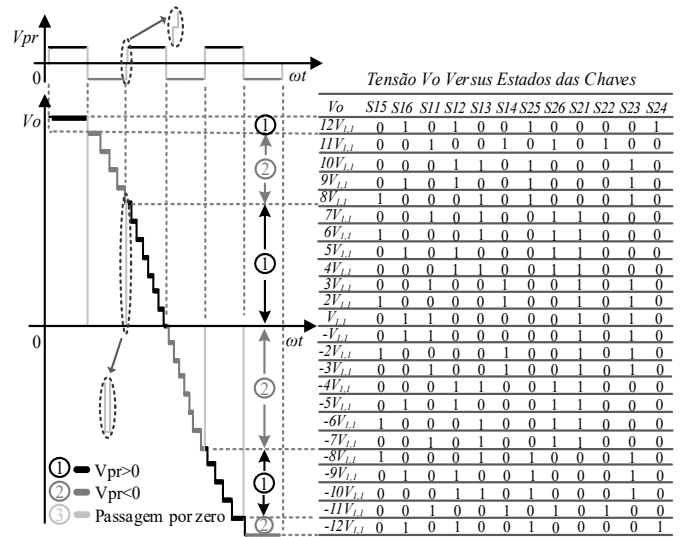


Fig. 5. Forma de onda alinhada com a tabela: confecção da tensão de saída V_o baseada numa tensão primária V_{pr} , para o inversor operando com estágio CA-CA empregando a configuração (1:2:7:14).

Conforme abordagens prévias, neste trabalho foi implementado o caso ótimo de transição de níveis, apenas um estado intermediário foi usado durante o tempo morto. Isso evita o problema de *spikes* sobre as chaves durante a conexão de carga com fator de potência diferente da unidade.

Na Tabela II são apresentados os estados de transição de níveis inerentes a 1/8 de ciclo da tensão V_o que contempla os sete estados distintos da tensão saída V_{oh1} . As linhas correspondentes a cada chave possuem dois estados

representados na forma $R|S$. Onde R (1 ou 0) primeiro valor, é o estado da chave para $V_{pr}>0$ e S (1 ou 0) segundo valor, é o estado para $V_{pr}<0$.

TABELA II
Estados de Transição da Primeira Célula CHB-2cb

Estados de transição versus tensão V_o												
$S15a$	$S15b$	$S16a$	$S16b$	$S11a$	$S11b$	$S12a$	$S12b$	$S13a$	$S13b$	$S14a$	$S14b$	V_o
1 0	0 1	1 0	0 1	1 1	1 1	0 1	1 0	1 1	1 1	0 1	1 0	0
1 0	0 1	1 0	0 1	1 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 1	0 1	1 0	V_{L1}
1 1	0 0	0 0	1 1	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	$2V_{L1}$
1 1	0 0	0 0	1 1	0 1	1 0	0 1	1 1	0 1	1 0	1 1	1 0	$3V_{L1}$
0 0	0 0	0 0	0 0	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	$4V_{L1}$
0 0	1 1	1 1	0 0	0 1	1 0	1 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 1	$5V_{L1}$
0 0	1 1	1 1	0 0	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	0 1	1 0	$6V_{L1}$

Para verificar o comportamento das frequências das chaves independentes ($Sxya$ ou $Sxyb$) pertencentes à configuração da chave bidirecional adotada, foi construída a Tabela III para diferentes valores de frequência do transformado, f_{ir} .

Conforme pode ser observado, as chaves ($S1yz$) da célula de menor potência operam com maior frequência e as chaves ($S2yz$) da célula de maior potência atuam com menor frequência, o que é benéfico para a redução das perdas por comutação.

A primeira linha contendo os valores da relação entre a frequência da chave, F_{sxy} sobre a frequência fundamental f_1 , (F_{sxy}/f_1) representa um importante referencial por se tratar de valores devido a implementação do inversor com fontes CC (sem f_{ir}).

Atrativo comportamento de operação demonstra que as chaves da primeira célula não sofreram impacto significativo da frequência do transformador, até mesmo para operação em 1800 Hz, onde os valores de frequências das chaves ($S1yz$) ficaram muito próximos à operação do inversor com fontes CC. Por outro lado, as chaves ($S2yz$) da célula de maior potência operam com frequências inferiores a do transformador e atrativa taxa de redução de frequência (F_{sxy}/f_1) relativa a operação do transformador (f_{ir}/f_1) pode ser constatada a partir de $f_{ir}=600$ Hz. Significativa taxa de redução de frequência relativa à operação em 1800 Hz também pode ser verificada.

C. Processamento de Potência do Inversor Assimétrico

Na Figura 6 são mostradas as formas de onda nas saídas das células CHB-2cb e suas componentes fundamentais máximas, assim como a tensão de saída $V_o(t)$, sua componente fundamental V_{o1} e o seu máximo valor atingível 100%, $(V_o)_{f1}^{max}$.

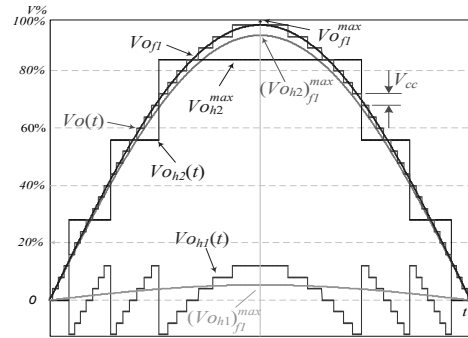


Fig. 6. Formas de onda em meio ciclo da tensão: de saída, $V_o(t)$, das saídas das células $V_{oh2}(t)$ e $V_{oh1}(t)$ e suas componentes fundamentais máximas, $(V_{oh2})_{f1}^{max}$ e $(V_{oh1})_{f1}^{max}$ respectivamente.

A máxima tensão de saída V_{o1}^{max} atingível pelo inversor por ser expressa em termos da série de Fourier, fazendo a simetria em um quarto de ciclo, podemos reescrevê-la sabendo que o termo V_{CC} pode ser colocado em função da tensão máxima atingível pela última célula tem-se:

$$V_{o1}^{max} = \frac{8}{\omega T} V_{cc} \left[\cos\left(\text{sen}^{-1} \frac{1}{7^x}\right) + \cos\left(\text{sen}^{-1} \frac{3}{7^x}\right) + \dots + \cos\left(\text{sen}^{-1} \frac{7^x - 2}{7^x}\right) \right] \quad (10)$$

$$= \frac{4}{\pi} \frac{V_{oh2}^{max}}{3 \cdot 7^{x-1}} \sum_{i=0}^{7^x - 1} \cos\left[\text{sen}^{-1}\left(\frac{2i+1}{7^x}\right)\right].$$

Para obter as componentes fundamentais máximas da tensão de saída nas células emprega-se os seguintes meios:

$$(V_{ohd})_{f1}^{max} = \begin{cases} V_{o1}^{max} & | \quad x=xt-xd+1, \text{ para } xd = xt, \\ V_{o1}^{max} & | \quad x=xt-xd+1 - V_{o1}^{max} & | \quad x=xt-xd, \text{ para } xd \neq xt. \end{cases} \quad (11)$$

A segunda cláusula mostrada em (11), onde xd (célula desejada) é diferente de xt (total de células), pode ser verificada graficamente na Figura 6 para o inversor operando com duas células ($xt=2$), quando se deseja obter a máxima componente fundamental da primeira célula ($xd=1$) que é expressa por $V_{o1}^{max} |_{x=2} - V_{o1}^{max} |_{x=1}$.

A potência processada pelo inversor, P_o , pode ser escrita conforme (12). As denotações $(V_{ohd})_{f1}^{rms}$ e $(I_{ohd})_{f1}^{rms}$ são os valores eficazes da componente fundamental respectivamente, da tensão e da corrente de saída da célula xd e ϕ é o ângulo do fator de deslocamento.

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_o(t) v_o(t) dt = \sum_{xd=1}^x (V_{ohd})_{f1}^{rms} \cdot (I_{ohd})_{f1}^{rms} \cdot \cos \phi. \quad (12)$$

Como os módulos CHB-2cb do inversor estão em série, a

TABELA III
Frequências das Chaves Independentes $Sxya$ ou $Sxyb$

Modos de operação		Relação de frequência (F_{sxy}/f_1)											
f_{ir}	$f_{ir}/f_1^{(1)}$	S15	S16	S11	S13	S12	S14	S25	S26	S21	S23	S22	S24
		a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b	a/b
$Sem f_{ir}^{(2)}$	xxx	28	28	27	27	13	13	4	4	3	3	1	1
$f_{ir}=300$ Hz	5	23	24	15	14	11	10	3	5	4	4	3	4
$f_{ir}=600$ Hz	10	27	27	18	18	14	14	5	5	7	7	7	7
$f_{ir}=1200$ Hz	20	28	28	22	21	20	20	8	8	14	14	13	13
$f_{ir}=1800$ Hz	30	33	33	30	30	25	25	10	10	18	18	19	19

⁽¹⁾ f_1 é a frequência fundamental em 60 Hz. ⁽²⁾ Operação com fontes CC conectadas ao barramento das células CHB-2cb.

corrente que circula nas células é igual à corrente de carga $(I_{o_{h1}})_{f1}^{rms} = (I_{o_{h2}})_{f1}^{rms} = (I_o)_{f1}^{rms}$. Também é notório que as tensões nas saídas das células $V_{o_{h1}}$ e $V_{o_{h2}}$, Figura 6, estão em fase e, portanto apresentam o mesmo fator de potência. Dessa maneira, levando em consideração as afirmações acima, conclui-se conforme (12) que a potência de saída P_o é um somatório das potências processadas das células CHB-2cb e a distribuição de potência do inversor está relacionada com o termo $(V_{o_{hxd}})_{f1}^{rms}$, que é o valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída de cada xd célula CHB-2cb.

Nesse caminho a Tabela IV resume as características de operação do inversor multinível estudado.

TABELA IV
Processamento de Potência do Inversor

Descrição	Tensões (V)	Processamento de Potência (%)
Célula CHB-2cb 2	$(V_{o_{h2}})_{f1}^{max} = 1,10 \cdot V_{o_{h2}}^{max}$	95% (*)
Célula CHB-2cb 1	$(V_{o_{h1}})_{f1}^{max} = 0,06 \cdot V_{o_{h2}}^{max}$	5% (*)
Saída do inversor	$V_{o_{f1}}^{max} = 1,16 \cdot V_{o_{h2}}^{max}$	100%

(*) Relação dada por $\frac{P_{hxd}}{P_o} = \frac{(V_{o_{hxd}})_{f1}^{max}}{V_{o_{f1}}^{max}}$, onde P_{hxd} é a potência processada

pela célula desejada xd , sendo xd valendo 1 para a primeira célula e 2 para segunda célula.

Conforme visto na Tabela IV, para o inversor estudado operando com duas células CHB-2cb, a distribuição de potência, se concentra quase totalidade na segunda célula, processando 95% da potência de saída. Enquanto que a primeira célula processa apenas 5% de P_o . Ressalta ainda que na implementação realizada a célula de maior potência, opera em baixa frequência enquanto que a célula de menor potência atua com maior frequência. Essa característica de operação, como já foi dito, é benéfica para a redução das perdas por comutação do inversor.

Nos inversores multiníveis assimétricos operando com fontes CC, dependendo do índice de modulação existe o processamento de energia negativa por parte do módulo de maior potência, ou seja, há energia circulante nas células em cascata [19]. Na topologia proposta as fontes CC são substituídas pelas tensões alternadas representadas pelos enrolamentos secundários, e neste caso, especificamente para as topologias de inversores assimétricos isolados, a energia circulante (encontrada em topologias com fontes CC) é refletida para o enrolamento primário e conseqüentemente retornada para fonte CC (48 V). Devido a essa característica as topologias de inversores assimétricos bidirecionais isolados, não apresentam energia circulante em suas células, o que caracteriza uma vantagem frente a operação do inversor com fontes CC isoladas.

V. COMPARAÇÃO COM OUTRAS TOPOLOGIAS

Tendo em vista que conforme comparações prévias, o inversor CHB-simétrico, mostrado em [20] apresentou menor número de componentes comparado com as topologias

convencionais *neutral point clamped* (NPC) e *flying capacitor* (FC). Também é sabido que o número de chaves ativas por níveis sintetizados das topologias convencionais NPC, FC e CHB-simétrico é igual. Sendo assim, este trabalho usa como referência o CHB-simétrico, para comparação do número de chaves em condução com a topologia proposta.

A Figura 7 mostra a comparação entre o número de chaves em condução da topologia clássica CHB-simétrico usando fontes independentes com a topologia proposta.

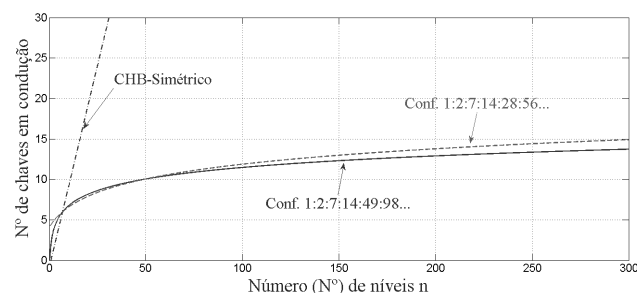


Fig. 7. Comparação entre o CHB-simétrico e a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados.

Como pode ser visto na Figura 7 o ponto comum dos três gráficos, mostra igual número de chaves em condução (seis) para todos os inversores operando com 7 níveis. Ressalta ainda, neste caso que o CHB-simétrico opera com três fontes independentes e a solução proposta utiliza apenas uma fonte CC para o ponto que contém os 7 níveis bem como para toda a faixa analisada.

Na Figura 7 também é visto que a partir de 7 níveis o número de chaves em condução do CHB-simétrico aumenta em uma alta taxa comparado as duas configurações propostas.

A Figura 8 mostra a comparação do inversor proposto com as soluções do inversor CHB-binário CA-CA e CHB-ternário CA-CA empregando uma ponte *H-bridge* com transformador de múltiplos secundários para gerar as fontes de tensão de suas células.

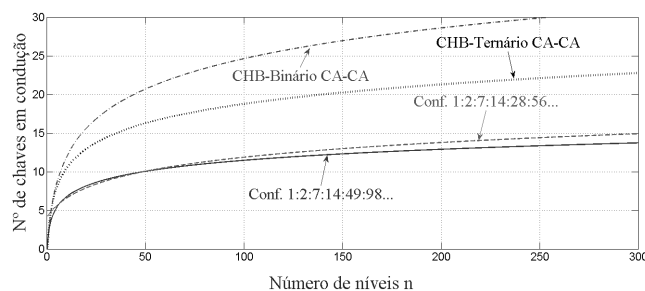


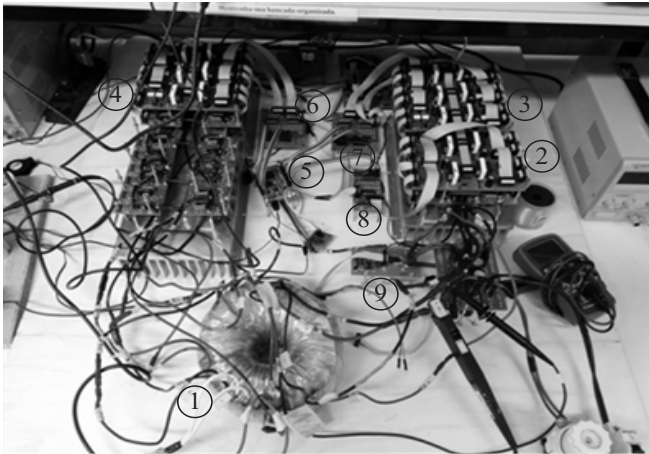
Fig. 8. Comparação das topologias CHB-Ternário CA-CA, CHB-Binário CA-CA com a topologia proposta considerando o número de chaves em condução por níveis sintetizados.

A Figura 8 mostrou o resultado da comparação das topologias empregando apenas uma fonte CC. Pode-se perceber que para gerar 7 níveis são necessárias 10 chaves em condução para o inversor CHB-binário CA-CA e também 10 chaves em condução para o CHB-ternário CA-CA. Todavia para o inversor proposto, é utilizado apenas 6 chaves em condução. Aumentando o número de níveis é verificada

significativa redução do número de chaves em condução da topologia proposta quando comparada com as outras duas.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo em laboratório foi desenvolvido, Figura 9, para a verificação das análises teóricas. A concepção do projeto utilizou um transformador de múltiplos secundários, com tensão de entrada $V_{in} = 48\text{ V}$, operando em 300 Hz, para validar o comportamento do inversor com estágio CA-CA.



- ① Transformador toroidal
- ② Ponte *H-bridge* de entrada
- ③ Célula CHB-2cb 1
- ④ Célula CHB-2cb 2
- ⑤ FPGA modelo Cyclone 4 EP4CE22F17C6N
- ⑥ ⑦ ⑧ Buffer ULN2003
- ⑨ Sensor de corrente ACS756

Fig. 9. Inversor multinível bidirecional com estágio CA-CA implementado em laboratório.

Os principais parâmetros do conversor proposto estão descritos na Tabela V.

TABELA V

Principais Parâmetros do Conversor Multinível

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
Configuração	(1:2:7:14)	P_o	600 W
V_{in}	48 V	V_o	220 V
Célula CHB-2cb 1	$V_{S_{1,1}}$ 13 V	Fator de potência	0,75 indutivo
	$V_{S_{1,2}}$ 26 V	f_{tr}	300 Hz
Célula CHB-2cb 2	$V_{S_{2,1}}$ 91 V	f_l	60 Hz
	$V_{S_{2,2}}$ 182 V	n	49 níveis

Todo o gerenciamento do inversor foi feito utilizando o *field programmable gate array* (FPGA) cyclone IV EP4CE22F17C6N da Altera.

Devido ao cristal externo que alimenta o FPGA operar em 50 MHz, foi utilizado o módulo *phase-locked loop* (PLL) interno ao FPGA para transformar esse *clock* em um valor múltiplo da frequência de operação do inversor, e assim permitir a realização das operações matemáticas internas sem acúmulo de erro.

Neste projeto, o *clock* de referência obtido com o módulo PLL foi de 60 MHz. O *clock* dos outros periféricos bem como do conversor analógico-digital (ADC), foi concebido

através de divisores de frequência do *clock* de 60 MHz. Além disso, para a perfeita operação do protótipo, a região do código em *hardware description language* (VHDL) responsável pela frequência do transformador, f_{tr} deve ser múltipla da frequência de saída f_l . Vale ainda ressaltar que para garantir a desejada tensão V_o , na ocorrência da inversão da tensão no enrolamento primário, V_{pr} a comutação das chaves das células CHB-2cb, devem ocorrer quando $V_{pr} = 0\text{ V}$, para evitar problemas de curtos-circuitos.

Para validar as análises foi realizado um ensaio com tensão de entrada $V_{in} = 48\text{ V}$ e uma tensão de saída $V_o = 220\text{ V}$ com potência de 600 W empregando uma carga de natureza indutiva ($L_o = 19,2\text{ mH}$ e $R_o = 77,4\ \Omega$).

A tensão de saída V_o e a corrente no enrolamento primário I_{pr} são mostradas na Figura 10. Nesta figura verifica-se que a corrente I_{pr} está isenta de sobressinais, o que valida a implementação dos estados ótimos de chaveamento, mostrando também que as células CHB-2cb estão operando corretamente sem problemas de curtos-circuitos.

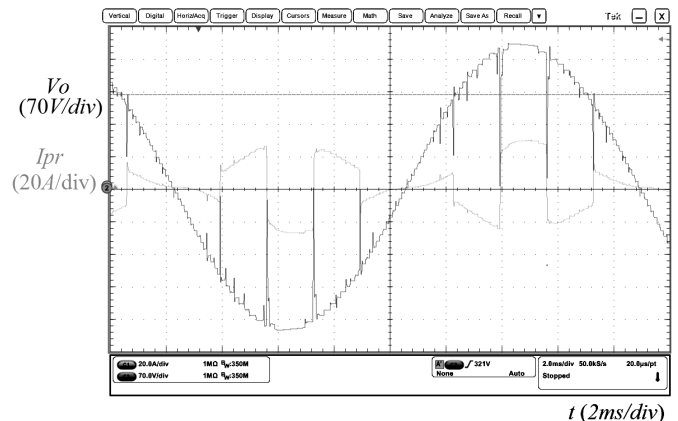


Fig. 10. Tensão de saída com 49 níveis em V_o e corrente I_{pr} controlada no enrolamento primário.

A contribuição de cada célula CHB-2cb na confecção dos 49 níveis na tensão de saída, V_o , é vista na Figura 11.

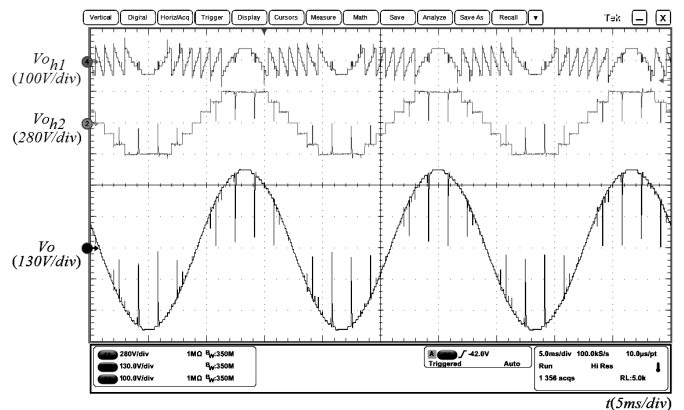


Fig. 11. Formas de onda do estágio de saída do inversor. Tensões V_{oh1} e V_{oh2} respectivamente das células CHB-2cb 1 e CHB-2cb 2 e tensão V_o com 49 níveis, sem filtro.

A Figura 12 mostra a tensão de saída V_o (antes do indutor) e a corrente i_o para a alimentação da carga de natureza indutiva.

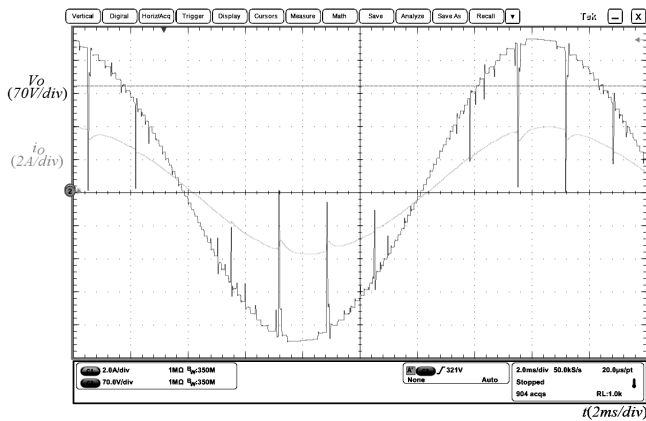


Fig. 12. Tensão V_o versus corrente i_o na alimentação de carga RL .

Descontinuidade regulares nas formas de onda das tensões mostradas nas Figura 10 à Figura 12 são resultados do tempo de passagem por zero, $T_L = 2\mu s$ usado na ponte H -bridge que alimenta o enrolamento primário do transformador de múltiplos secundários. Essas descontinuidades podem ser atenuadas com a diminuição do tempo T_L , e com a inserção de um adequado filtro na saída.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um novo inversor multinível bidirecional empregando transformador de múltiplos secundários. O transformador trabalha em média frequência reduzindo o volume e tamanho do conversor proposto quando comparado com outras topologias que operam na frequência fundamental. Ótimos estados de chaveamento foram implementados no conversor, permitindo a operação com carga indutiva sem problemas de curtos-circuitos.

Comparações entre o número de chaves em condução por níveis sintetizados demonstraram significativa redução do número de chaves em condução sobre as topologias de inversores multiníveis convencionais.

Estudos demonstraram a distribuição de potência do inversor, e foi constatado que a primeira e a segunda células processam respectivamente 5% e 95% da potência de saída. Neste contexto, análises da frequência de comutação para operação com estágio CA-CA, mostraram que as células de menor potência operam com maior frequência e a células de maior potência atuam com menor frequência o que reduz as perdas por comutação.

Além disso, atrativo comportamento de operação foi constatado para diferentes valores de frequência do transformador, até mesmo no caso do transformador operando a 1800 Hz, a frequência das chaves da primeira célula CHB-2cb que trabalham em maior frequência, apresentou valores quase idênticos à operação do inversor com fontes CC. Nas faixas analisadas, as chaves da célula de maior potência apresentaram sempre comutações inferiores à frequência do transformador, e até mesmo em 1800 Hz as chaves centrais desta célula, S_{25z} e S_{26z} operam com apenas 33% da frequência do transformador. Essa característica de operação, mostra que é possível reduzir o volume do inversor sem impacto significativo nas perdas por comutação.

Este inversor é promissor para aplicações em sistemas fotovoltaicos operando isoladamente da rede, na conexão de

barramento CC com CA, e em microrredes devido a baixas perdas e robustez.

O uso de topologias de alta resolução na tensão de saída com poucos componentes é promissora devido à possibilidade de eliminar um conversor CC-CC na entrada do inversor e a regulação da tensão de saída ser dada apenas pelo controle do número de níveis.

A topologia proposta é apta para operar com grande densidade de potência reduzindo os custos de implementação do filtro de saída e também introduz uma nova estrutura adequada para operação em baixas potências.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES pelo apoio financeiro e a UFC pelo suporte a pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139-152, Sept. 2013.
- [2] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonzalez, J. Balcells, "Interfacing Renewable Energy Sources to the Utility Grid Using a Three-Level Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1504-1511, Oct. 2006.
- [3] E. Koutroulis, F. Blaabjerg, "Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters," *IET Power Electronics*, vol.5, no.8, pp. 1491-1499, Sept. 2012.
- [4] Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1859-1875, Aug. 2009.
- [5] C. H. Lo, N. Ansari, "Decentralized Controls and Communications for Autonomous Distribution Networks in Smart Grid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 4, no. 1, pp. 66-77, March 2013.
- [6] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010.
- [7] X. Li, D. Hui, X. Lai, "Battery Energy Storage Station (BESS)-Based Smoothing Control of Photovoltaic (PV) and Wind Power Generation Fluctuations," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, pp. 464-473, April 2013.
- [8] X. She, A. Q. Huang, R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013.
- [9] N. Hatzigiorgiou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol.5, no.4, pp. 78-94, July/Aug. 2007.

- [10] Y. Xue, K. C. Divya, G. Griepentrog, M. Liviu, S. Suresh, M. Manjrekar, "Towards next generation photovoltaic inverters," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2467-2474, 2011.
- [11] S. Daher, J. Schmid, F. L. M. Antunes, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703-2712, July 2008.
- [12] J. Dixon, J. Pereda, C. Castillo, S. Bosch, "Asymmetrical Multilevel Inverter for Traction Drives Using Only One DC Supply," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 8, pp. 3736-3743, Oct. 2010.
- [13] S. J. De Mesquita, F. L. M. Antunes, S. Daher, "A high resolution output voltage multilevel inverter topology with few cascade-connected cells," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 289-296, 2014.
- [14] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 834-841, May/June 2000.
- [15] A. Varschavsky, J. Dixon, M. Rotella, L. Moran, "Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2761-2768, Aug. 2010.
- [16] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, M. E. H. Benbouzid, "A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 64-72, March 2011.
- [17] O. A. Hassan, C. Klumpner, G. Asher, "Design considerations for core material selection and operating modes for a high frequency transformer used in an isolated DC/DC converter," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-11, 2011.
- [18] J. Beristain, J. Bordonau, O. Raventos, J. Rocabert, S. Busquets, M. Mata, "A New Single-Phase HF-Link Multilevel Inverter," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 237-243, 2005.
- [19] M. Perez, J. Rodriguez, J. Pontt, S. Kouro, "Power Distribution in Hybrid Multi-cell Converter with Nearest Level Modulation," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 736-741, 2007.
- [20] J.-S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May/June 1996.

Samuel Jó de Mesquita, recebeu o título de doutor em Eng. Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 2016 na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, possui mestrado em Engenharia Elétrica na mesma linha de pesquisa, também pela Universidade Federal do Ceará (2011), foi graduado em Eletromecânica pela Faculdade de Tecnologia Centec (2007). Atuou como revisor de artigos científicos, no congresso Internacional INDUSCON-IEEE (2012) na área de Eletrônica de Potência e no COBEP 2013. Tem experiência no setor de Engenharia Elétrica, com ênfase em dimensionamento de dispositivos elétricos, atuando principalmente nos seguintes temas: Eletrônica de Potência, Inversores Multiníveis, Fontes de Energias Renováveis (solar e eólica), Conversores Pré-Reguladores para Correção do Fator de Potência (PFC) e Filtros Ativos.

Fernando Luiz Marcelo Antunes, professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará ensinando e pesquisando nas áreas de eletrônica de potência, máquinas elétricas e produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis de energia. Coordena o Grupo de Processamento de Energia e Controle - GPEC do DEE da UFC onde são realizadas pesquisas com financiamento de agências de fomento e empresas nacionais. No período de abril de 2006 a março de 2007, em estágio de pós-doutorado, atuou como pesquisador em projeto de conversores multiníveis de alta potência para aerogeradores off-shore, no Instituto de Energia Eólica e Energia - IWES em Kassel na Alemanha. É bolsista do CNPq, membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE. Foi Editor da revista Eletrônica de Potência da SOBRAEP. Foi Presidente da SOBRAEP de setembro de 2009 a setembro de 2011.

Sérgio Daher, nasceu em Fortaleza em 1971. Técnico em Eletrotécnica pela Escola Técnica Federal do Ceará em 1989, Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal da Paraíba em 1995, Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 1997, e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universität Kassel-Alemanha em 2006. Atualmente, ele é professor adjunto da Universidade Federal do Ceará, onde desenvolve atividades de ensino e pesquisa nas áreas de Acionamento de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Sistemas de Energia Renovável.