

CONVERSOR MULTINÍVEL CC-CA BASEADO EM INDUTORES ACOPLADOS PARA APLICAÇÃO EM MICRORREDES HÍBRIDAS

Eduardo J. Barbosa, Marcelo C. Cavalcanti, Gustavo M. S. Azevedo, Josue P. Arruda, Leonardo Limongi
Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, Recife – PE, Brasil
e-mail: eduardobarbosa631@gmail.com, josue.arruda@gmail.com, gustavo.msazevedo@ufpe.br, marcelo.cavalcanti@ufpe.br, leonardo.limongi@ufpe.br

Resumo – Microrredes híbridas têm despertado interesse no sistema elétrico, pois são capazes de contemplar fontes/cargas de corrente alternada e fontes/cargas de corrente contínua, diminuindo dessa forma a quantidade de estágios de conversão que seriam necessários para conectar essas fontes e cargas de diferentes características. Neste contexto, este trabalho propõe uma nova topologia de um conversor bidirecional de interface entre o barramento CA e o barramento CC de uma microrrede híbrida para aplicações em redes de distribuição de baixa tensão. A porta CA do conversor é trifásica com neutro (para permitir o uso de cargas monofásicas) e multinível baseada em indutores acoplados. O uso de indutores acoplados na porta CA tem como objetivo principal a redução da ondulação (*ripple*) da corrente de saída, o que permite a redução do indutor do filtro de saída. A porta CC do conversor compartilha o mesmo braço do neutro da porta CA de forma a reduzir o número de semicondutores.

Palavras-chave – Conversor multiportas, Fluxo de potência bidirecional, Indutores acoplados, Microrrede híbrida.

COUPLED INDUCTORS-BASED DC-AC MULTILEVEL CONVERTER FOR APPLICATION IN HYBRID MICROGRIDS

Abstract – Hybrid microgrids have been of interest in the electrical system because they are able to contemplate alternating current sources/loads and direct current sources/loads, thus reducing the amount of conversion stages that would be required to connect these sources and loads of different characteristics. This paper proposes a novel bidirectional power converter topology to interface the ac bus and the dc bus of a hybrid microgrid for application in low-voltage distribution grid. The converter ac port is three-phase with neutral (to allow the use of single-phase loads) and multilevel based on coupled-inductors. The use of coupled-inductors in the ac port has the main objective of current ripple reduction, allowing the reduction of the output filter inductor. The converter dc port shares the same leg with the neutral of the ac port in such way to reduce the semiconductor count.

Keywords – Bidirectional power flow, Coupled inductors, Hybrid microgrid, Multiport converter.

Artigo submetido em 28/12/2018. Primeira revisão em 09/02/2019. Aceito para publicação em 05/05/2019 por recomendação do Editor Marcelo Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.2.0061>

I. INTRODUÇÃO

Conversores híbridos bidirecionais com capacidade de controlar as tensões e as correntes em suas saídas CC e CA são cruciais como interface para integração de fontes de geração distribuída em microrredes híbridas, especialmente aquelas que utilizam na saída CC bateria para armazenamento de energia [1], [2]. Uma solução direta para uma topologia de conversor híbrido CC-CA trifásico a quatro fios pode ser obtida pela união de um conversor CC-CC bidirecional (*full-bridge* ou *half-bridge*) e um inversor fonte de tensão trifásico a quatro fios (como o apresentado em [3]). Nesta topologia resultante, o conversor CC-CC é conectado ao inversor através do barramento CC, em uma configuração que pode possuir dez ou oito chaves, como pode ser observado na Figura 1.a e 1.b, respectivamente [4].

Por outro lado, a questão da qualidade de energia tem ganhado importância no contexto de geração distribuída, isto é, o fornecimento de tensão com elevado conteúdo harmônico pode trazer consequências danosas aos consumidores residenciais [5], [6]. O inversor fonte de tensão de dois níveis é a topologia predominante em microrredes CA porque produz tensões de saída senoidais cujas amplitude e frequência

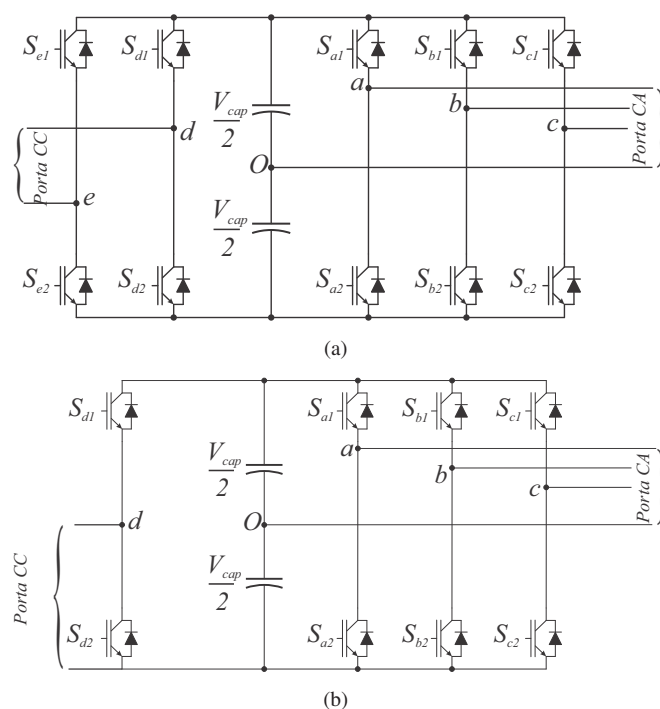


Fig. 1. Conversor híbrido CC-CA bidirecional trifásico: (a) solução com dez chaves [3]; (b) solução com oito chaves [4].

podem ser controladas de forma simples. Entretanto, ele possui elevado conteúdo harmônico de alta frequência [7]. Uma abordagem para atenuar essa limitação do inversor fonte de tensão de dois níveis é o emprego de topologias de conversores cujas tensões de saída possuam maior número de níveis, e conseqüentemente menor distorção harmônica total, sendo denominados de conversores multiníveis. Os conversores multiníveis possuem tensões de saída com baixo valor de distorção harmônica total quando comparados a inversores de dois níveis, produzindo valores reduzidos de dv/dt através das chaves semicondutoras, correntes com baixa distorção, pequenas tensões de modo comum, além de elevado número de níveis [8], [9], [10].

Atualmente, o emprego de conversores multiníveis em aplicações de baixa tensão, principalmente aquelas que estejam relacionadas a sistemas fotovoltaicos e microrredes, tem sido bastante pesquisado na literatura [11], [12]. Este interesse crescente no emprego de conversores multiníveis para estas aplicações deve-se sobretudo a capacidade destes conversores sintetizarem tensões com qualidade superior ao inversor de dois níveis, com chaves semicondutoras operando a frequência próxima da fundamental.

Neste artigo é proposta uma topologia de conversor multiportas CC-CA (Figura 2) para aplicações em redes de distribuição de baixa tensão, como elemento de interface entre o barramento CA e o barramento CC de uma microrrede híbrida. A topologia proposta possui uma porta CA trifásica com neutro que permite a conexão de cargas trifásicas e monofásicas. Esta porta CA usa indutores acoplados que adiciona um nível a tensão de saída do conversor reduzindo a ondulação (*ripple*) da corrente de saída [13], [14], [15]. A porta CA é baseada na topologia proposta em [7], [16], em que foi adicionado um quarto braço para o condutor de neutro. As correntes nos indutores acoplados se mantêm contínuas e não precisam de um controle de corrente [17]. A porta CC compartilha o mesmo braço do neutro da porta CA de forma a diminuir o número de semicondutores.

O conversor proposto é composto por três braços idênticos com duas chaves, dois diodos e indutores acoplados com derivação central disponível para saída CA da microrrede (braços *a*, *b* e *c*), além de um quarto braço com três chaves (braço *d*), conforme mostrado na Figura 2. O ponto d_1 do braço de três chaves é o ponto de neutro do conversor. Os pontos *a*, *b*, *c* e *n* formam, conjuntamente, a porta CA. A porta CC é formada pela tensão de saída do ponto d_2 em relação ao ponto *N* do conversor.

O conversor proposto possui seis diodos a mais em relação ao conversor de dois níveis. Embora não haja módulos comerciais com todos os semicondutores que compõem um braço é possível construir um braço do conversor proposto com apenas dois módulos comerciais (cada um contendo dois diodos e um transistor). Estas desvantagens podem ser superadas frente as vantagens listadas a seguir:

- Tensões de saída da porta CA com três níveis e com o dobro da frequência de comutação das chaves, permitindo a redução da ondulação da corrente de saída em quatro vezes em relação a um conversor de dois níveis [17] e com conseqüente diminuição da distorção harmônica total da tensão gerada;

- Não há necessidade de tempo morto entre as chaves de um mesmo braço que contém indutores acoplados, o que simplifica o circuito de gatilho e aumenta a robustez do conversor (as chaves destes braços podem ser acionadas ao mesmo tempo sem risco de curto-circuito da tensão V_{Cap});
- Fluxo de potência bidirecional entre as portas CA e CC;
- Não possui capacitor dividido para obtenção do terminal de neutro o que implica em não ter carregamento desigual entre os capacitores do barramento;
- Melhor utilização do braço de neutro (cuja corrente é, geralmente, inferior as correntes de fase) pelo fato de ser compartilhado com a porta CC.

II. BRAÇOS COM INDUTORES ACOPLADOS

A. Análise e Estratégia de Modulação

Para se obter um melhor entendimento do conversor é conveniente analisar separadamente a operação dos braços que empregam indutores acoplados e o braço de três chaves. Na Figura 3 é apresentado detalhadamente o braço do conversor com indutores acoplados. A indutância de magnetização dos indutores acoplados é representada por L_m . As chaves S_{x1} , S_{x2} e os diodos d_{x1} e d_{x2} são representados para um braço *x*, em que $x = a, b, c$. A corrente em cada enrolamento dos indutores acoplados é representada por i_{x1} e i_{x2} . Note que estas

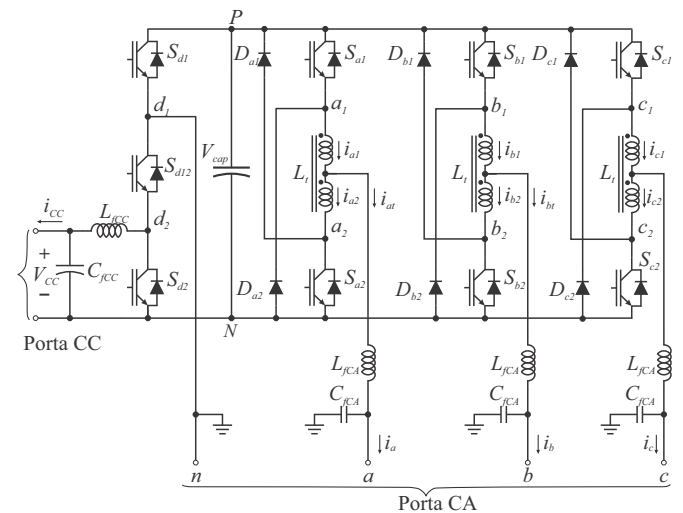


Fig. 2. Estrutura do conversor multiportas proposto.

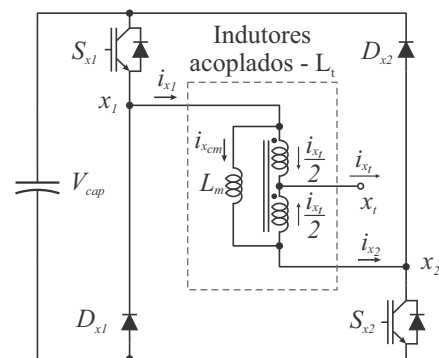


Fig. 3. Braço de conversor com indutores acoplados.

correntes possuem duas componentes: uma correspondente a corrente de magnetização (ou corrente de modo comum) dos indutores acoplados, i_{xcm} , e outra que corresponde à metade da corrente de saída na derivação central, i_{xt} . Desta forma, pode-se escrever a corrente de modo comum como sendo:

$$i_{xcm} = \frac{i_{x1} + i_{x2}}{2}, \quad (1)$$

e a corrente de saída pode ser escrita como

$$i_{xt} = i_{x1} - i_{x2}. \quad (2)$$

De acordo com a Figura 4 é possível verificar os quatro estados de operação para o modo de condução contínua ($i_{x1} > 0$ e $i_{x2} > 0$) neste braço. Existem também outros cinco estados de operação para o modo de condução descontínua, que ocorrem quando apenas um diodo ou chave está conduzindo ou nenhum dispositivo semiconductor conduz e, portanto, devem ser evitados.

Da Figura 4 é possível determinar a tensão entre os nós x_1 e x_2 em relação ao ponto N do barramento CC para cada modo de operação. Estas tensões são mostradas na Tabela I juntamente com a tensão de saída em relação ao ponto N , v_{xtN} . Como os indutores acoplados possuem o mesmo número de espiras, a tensão se divide igualmente entre os enrolamentos, portanto a tensão de saída em relação ao ponto N é $v_{xtN} = (v_{x1N} + v_{x2N})/2$. Desta forma, ficam claros os três níveis de tensão para este braço, V_{cap} , $V_{cap}/2$ e 0.

O modo de condução descontínua pode degradar a qualidade da tensão de saída, logo é considerado apenas o modo de condução contínua para o funcionamento normal do conversor. O modo de condução contínua é obtido quando a corrente de modo comum, i_{xcm} , é positiva com um *offset* de aproximadamente metade da corrente fundamental de pico da saída, o que ocorre de forma natural [16]. Contudo, nos casos práticos as quedas de tensão nas chaves e diodos podem resultar em uma pequena tensão média negativa sobre L_m , mas que pode ser compensada com um pequeno incremento no tempo de aplicação do estado $[S_{x1}, S_{x2}] = [1, 1]$ [16], [17]. Desta forma tem-se $i_1 > 0$ e $i_2 > 0$, independentemente do sentido do fluxo de potência. Observando a Figura 3 e considerando apenas os modos de condução contínua é possível perceber a semelhança de um braço deste conversor com um conversor *full-bridge*. Desta forma, é natural a escolha da mesma estratégia clássica de modulação por largura de pulso (PWM) com chaveamento de tensão unipolar usada no *full-bridge* [18]. Na Figura 5 é mostrado um exemplo ilustrativo (com uma relação baixa entre a frequência da modulante e da portadora) dos sinais da portadora, da

modulante (com seu respectivo sinal em contra-fase), dos sinais de gatilho para as chaves e da tensão de saída produzida. A tensão de saída possui três níveis conforme mostrado na Tabela I. Cada um dos braços com indutores acoplados usa essa estratégia de PWM e cada fase possui seu próprio sinal modulante. Embora não seja comum, a portadora também deve ser diferente para cada fase. Defasar as portadoras de 120° entre si melhora a forma de onda das tensões de linha sintetizadas pelo conversor. A pior distorção harmônica total

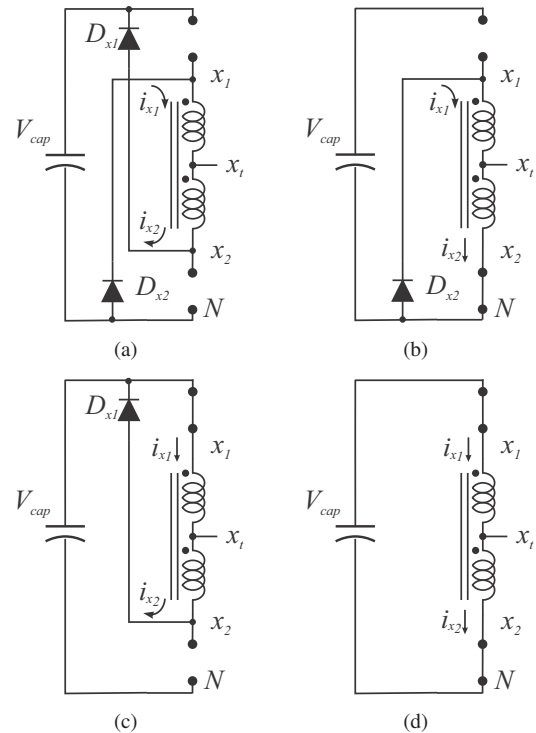


Fig. 4. Operação do braço com indutores acoplados: (a) $[S_{x1}, S_{x2}] = [0, 0]$, (b) $[S_{x1}, S_{x2}] = [0, 1]$, (c) $[S_{x1}, S_{x2}] = [1, 0]$, (d) $[S_{x1}, S_{x2}] = [1, 1]$.

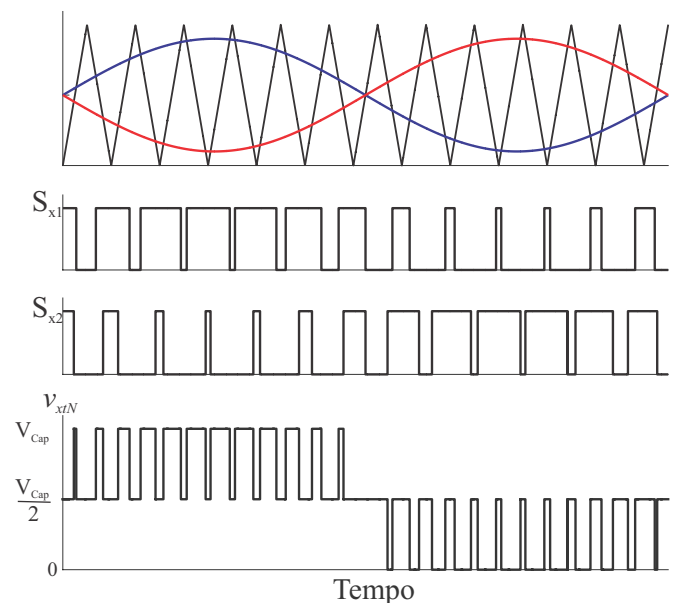


Fig. 5. Formas de onda para o PWM com chaveamento de tensão unipolar usado em cada braço com indutores acoplados.

TABELA I

Estados das Chaves e Tensões de Saída para um Braço de Conversor com Indutores Acoplados.

S_{x1}	S_{x2}	v_{x1N}	v_{x2N}	v_{xtN}
0	0	0	V_{cap}	$V_{cap}/2$
0	1	0	0	0
1	0	V_{cap}	V_{cap}	V_{cap}
1	1	V_{cap}	0	$V_{cap}/2$

(Total Harmonic Distortion - THD) das tensões de linha é obtida quando as portadoras estão em fase ou em contrafase (180°). O melhor caso ocorre para uma defasagem de 90°, porém como o sistema é trifásico, isso resultaria em tensões de linha assimétricas. Sendo assim, optou-se por usar a defasagem de 120° que resulta na mesma THD para as três tensões de linha.

B. Projeto dos Indutores Acoplados

Uma ondulação máxima da corrente, ΔI_m , na indutância de magnetização L_m entre 12,5% e 25% da corrente de pico a pico de saída do conversor é sugerida em [17], de forma a ter um bom compromisso entre as perdas no núcleo e as perdas no cobre dos indutores acoplados. Definido este parâmetro, a indutância de magnetização pode ser calculada por

$$L_m = \frac{V_{Cap}}{4 f_{sw} \Delta I_m}, \quad (3)$$

em que f_{sw} é a frequência de comutação das chaves. A ondulação máxima da corrente escolhida é de 12,5% para o conversor proposto.

Por se tratar de altas frequências as perdas por histerese e temperaturas elevadas se tornam presentes em núcleos que são compostos por lâminas de ferro silício, logo nesses casos são indicados os núcleos de ferrite, ainda que possuam densidade de fluxo baixa e robustez baixa a choques mecânicos. Para escolha do núcleo de ferrite usa-se o catálogo da Thornton. Os núcleos e carretéis escolhidos são do tipo E-E. O núcleo escolhido é o NEE-65/33/26. Tem-se então do catálogo da Thornton os valores das áreas de seção transversal e da janela. Com isso é possível encontrar os números de espiras do primário e do secundário, que são idênticos, ou seja, $N_1 = N_2 = 33$.

O entreferro é útil ao projeto, pois faz com que a indutância seja praticamente insensível a variações na permeabilidade do núcleo, além de permitir que os indutores acoplados operem com correntes mais elevadas impedindo que o mesmo sature. O valor do entreferro é de 0,26 cm.

É necessário então encontrar a bitola do condutor. Para isso condutores em altas frequências devem levar em consideração o efeito pelicular, isto é, a corrente no interior de um condutor tende a se distribuir ao longo da periferia limitando a área máxima do condutor a ser empregado. Cada espira é formada de quatro condutores em paralelo de 18 AWG.

Os cálculos utilizados para a obtenção do número de espiras, entreferro e bitola dos condutores no projeto dos indutores acoplados foram realizados a partir de [19]. A Figura 6 mostra um dos indutores acoplados construídos em laboratório. Na Tabela II são mostrados os valores específicos usados para o conversor proposto.

III. BRAÇO COM TRÊS CHAVES

O braço com três chaves, braço *d*, é baseado em um braço do conversor de nove chaves proposto em [20]. Tal topologia é uma alternativa interessante ao conversor tradicional *back-to-back* de doze chaves e tem sido usada em aplicações como condicionadores unificados de qualidade de energia e filtros ativos híbridos [21]. A Figura 7 apresenta o conversor de nove chaves. Cada braço desta topologia é formado por três chaves

semicondutoras conectadas a um barramento CC comum. As chaves q_{a1} , q_{b1} e q_{c1} fazem parte da unidade superior (*top*) enquanto as chaves q_{a2} , q_{b2} e q_{c2} fazem parte da unidade inferior (*bottom*). As chaves q_{a12} , q_{b12} e q_{c12} dependem do posicionamento das chaves das unidades superior e inferior. As unidades superior e inferior fornecem tensões trifásicas distintas, já que a unidade superior é um retificador e a unidade inferior é um inversor em analogia ao conversor *back-to-back* tradicional. Contudo existem algumas restrições nas tensões de saída causadas pelo compartilhamento da chave que fica entre as unidades superior e inferior em cada braço. A Tabela III mostra os estados de chaveamento para as chaves e suas respectivas tensões de saída geradas em relação ao ponto O do conversor, sendo considerado apenas um braço de três



Fig. 6. Indutores acoplados do conversor proposto.

TABELA II
Dados para Projeto dos Indutores Acoplados.

Grandeza	Valor	Unidade
I_{ef}	5	A
I_{pico}	$5\sqrt{2}$	A
ΔI_m	$2I_{pico} \cdot 0,125$	A
f_{sw}	20	kHz
L_m	5	mH
N_1	33	-
N_2	33	-
Entreferro	0,26	cm
Bitola	18	AWG

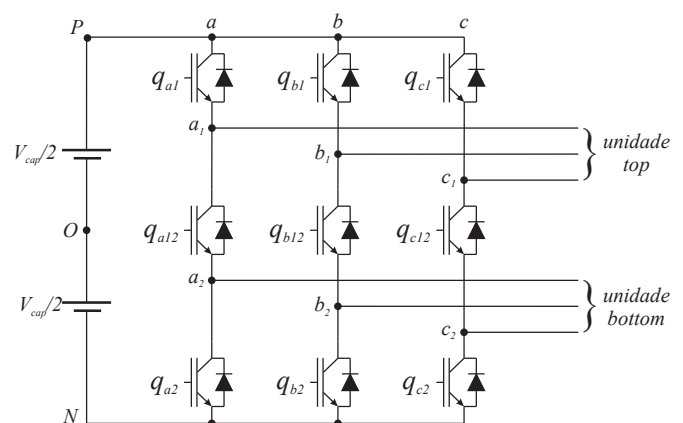


Fig. 7. Conversor de nove chaves.

chaves onde são destacados os estados permitidos. O valor 1 em relação a posição das chaves q_{x1} , q_{x12} e q_{x2} indica que a chave está fechada. Analisando a Tabela III, existem oito estados de chaveamento possíveis para o braço de três chaves, porém apenas três estados (4, 6 e 7) resultam em tensões definidas em ambas as saídas superior e inferior. Todos os demais estados levam a tensões indefinidas ou a curto-circuito no barramento CC. Verifica-se que a tensão gerada na unidade superior é sempre maior ou igual a tensão na unidade inferior. Esta é a restrição para este braço de conversor e para que ela seja respeitada é necessário utilizar uma modulação com duas modulantes por fase, de modo que a modulante para a saída superior esteja sempre colocada acima da modulante para a saída inferior [20]. Além disso o estado da chave intermediária q_{x12} é dado pela lógica ou-exclusivo entre os estados das chaves q_{x1} e q_{x2} .

O braço com três chaves do conversor proposto (Figura 2) é analisado como se fosse um braço do conversor de nove chaves [20], logo é necessário encontrar uma tensão de *offset* total normalizada por V_{cap} capaz de satisfazer as condições $v_{d1N} = v_{nN} \geq V_{offset}$ e $v_{d2N} = V_{cc} \leq V_{offset}$, onde v_{d1N} , v_{d2N} e v_{nN} são as tensões dos pontos d_1 , d_2 e n em relação ao ponto N .

O valor de V_{offset} pode ser determinado da análise da Figura 8. Nesta figura, pode-se definir M_{ca} e M_{cc} como

$$M_{ca} = \frac{v_{d1N}^{max}}{V_{cap}} \quad (4)$$

$$M_{cc} = \frac{v_{d2N}^{max}}{V_{cap}}, \quad (5)$$

TABELA III

Estados das Chaves e Tensões de Saída para um Braço do Conversor de Nove Chaves.

Estado	q_{x1}	q_{x12}	q_{x2}	v_{x1O}	v_{x2O}
1	0	0	0	×	×
2	0	0	1	×	$-\frac{V_{cap}}{2}$
3	0	1	0	×	×
4	0	1	1	$-\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$
5	1	0	0	$\frac{V_{cap}}{2}$	×
6	1	0	1	$\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$
7	1	1	0	$\frac{V_{cap}}{2}$	$\frac{V_{cap}}{2}$
8	1	1	1	×	×

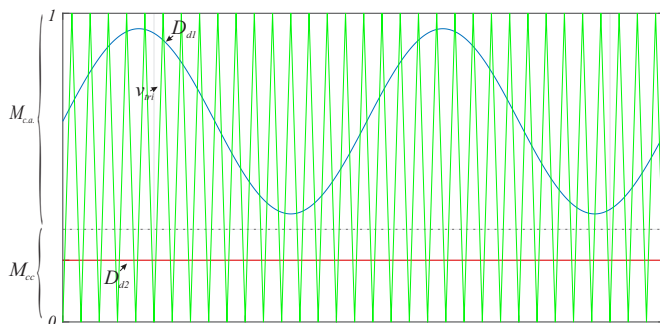


Fig. 8. Sinais para a modulação do braço com três chaves.

onde v_{d1N}^{max} e v_{d2N}^{max} são as tensões máximas dos pontos d_1 e d_2 em relação ao ponto N .

Considerando-se que $M_{ca} + M_{cc} = 1$, chega-se a expressão da tensão V_{offset} que deve ser adicionada as tensões de referência de modulação da unidade CA.

$$V_{offset}/V_{cap} = 1 - \frac{M_{ca}}{2}. \quad (6)$$

Da Figura 8, verifica-se que o valor de v_{d1N}^{max} é dado por

$$v_{d1N}^{max} = \left(\frac{1 - M_{cc}}{2} \right) V_{cap}. \quad (7)$$

Com estas considerações, pode-se escrever as razões de trabalho das chaves S_{d1} e S_{d2} , respectivamente, como

$$D_{d1} = \frac{v_{d1N}^*}{V_{cap}} \quad (8)$$

$$D_{d2} = 1 - \frac{v_{d2N}^*}{V_{cap}}, \quad (9)$$

onde v_{d1N}^* e v_{d2N}^* são as tensões de referência de modulação dos pontos d_1 e d_2 em relação ao ponto N .

Já o estado da chave intermediária do braço de três chaves, S_{d12} , é dado pela operação *ou exclusivo* entre os estados das chaves S_{d1} e S_{d2}

$$S_{d12} = S_{d1} \oplus S_{d2}. \quad (10)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O desempenho do conversor proposto é demonstrado por simulações utilizando o software MATLAB/Simulink. Para estas simulações são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela IV. Na Figura 9.a são mostradas as tensões de linha da porta CA do conversor (tensões v_{ab} , v_{bc} , v_{ca}), onde pode ser observado que o conversor proposto gera tensão de cinco níveis. Salienta-se que para a obtenção das tensões de fase com cinco níveis como apresentadas na Figura 9.a, é necessário o uso de três portadoras triangulares (Figura 5) defasadas entre si de 120° para cada fase. As correntes nos indutores acoplados, i_{a1} e i_{a2} , são observadas na Figura 9.b para a fase a . Isto mostra que o conversor opera no modo

TABELA IV

Parâmetros de Simulação e Experimentais do Conversor.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC	400 V
Frequência de comutação, f_{sw}	20 kHz
Amplitude da tensão CA, V_{CA}	$110\sqrt{2}$ V
Tensão na porta CC, v_{CC}	24 V
Indutância de Magnetização, L_m	5 mH
Filtro L - CA - indutância, L_{fCA}	1.5 mH
Filtro L - CC - indutância, L_{fCC}	1.0 mH
Filtro C - CA - capacitância, C_{fCA}	2.2 μ F
Filtro C - CC - capacitância, C_{fCC}	4406,6 μ F
Carga CA - resistência, R_{CA}	24,2 Ω
Carga CC - resistência, R_{CC}	12,1 Ω

de condução contínua, já que as correntes nos indutores são sempre maiores do que zero. Observe que as correntes i_{a1} e i_{a2} não divergem e por isso uma malha de controle não é necessária, conforme discutido em [17]. As correntes de saída da porta CA do conversor (i_a , i_b e i_c na Figura 2) são mostrados na Figura 9(c) quando o conversor alimenta uma carga trifásica equilibrada, obtendo-se correntes trifásicas senoidais e equilibradas, conforme esperado. Neste caso não há corrente de neutro.

Um dos objetivos do conversor proposto é a possibilidade de alimentar cargas monofásicas (ou cargas trifásicas desequilibradas). Nesta condição, as correntes de saída da porta CA são desequilibradas e a componente homopolar da corrente deverá circular pelo condutor de neutro. Para avaliar o comportamento do conversor nesta condição é adicionada

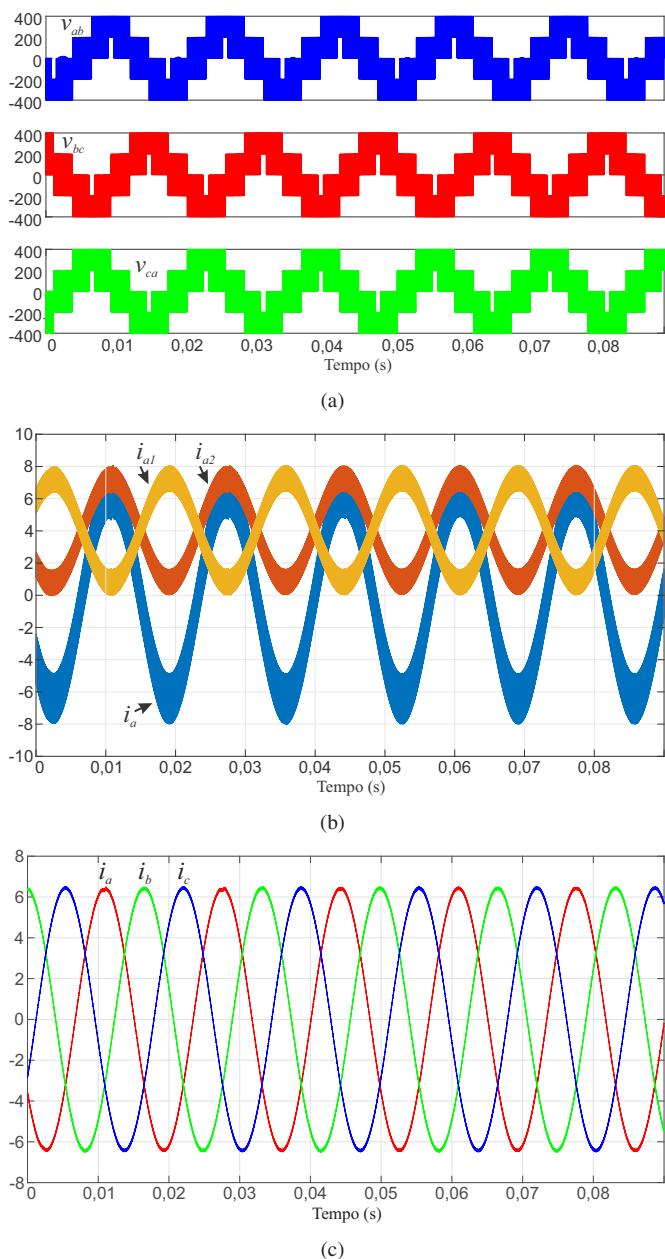


Fig. 9. Saída CA do conversor: (a) Tensões de linha, (b) Correntes nos indutores acoplados para a fase a, (c) Correntes trifásicas após o filtro LC.

uma carga monofásica na fase a em $t = 0,04s$. Os resultados são mostrados na Figura 10. Observe que a corrente da fase a dobra de valor e que as tensões não apresentam mudanças significativas.

Para comprovar a bidirecionalidade do fluxo de potência entre a porta CA e a porta CC foi removida a fonte de tensão de 400V do barramento CC e a análise é feita em duas condições. Na primeira é usada uma carga resistiva na porta CC e a porta CA é alimentada por fontes de corrente senoidais que estão em contra fase com a tensão sintetizada pelo conversor. Na Figura 11 são mostrados os resultados para essa condição. Observe que a potência fornecida pela porta CC (240 W) à carga CC corresponde a potência injetada na porta CA. Para avaliar o fluxo de potência no sentido da porta CC para a porta CA foi colocada uma fonte de corrente na porta CC e uma carga trifásica resistiva e equilibrada na porta CA. Os resultados para esta condição são mostrados na Figura 12. Note que a potência drenada pela carga CA corresponde a potência injetada na porta CC.

Os esforços de corrente nos semicondutores são mostrados na Figura 13. Observe que os esforços de corrente na chave e diodo do braço com indutores acoplados são pouco superiores a corrente de pico de saída devido a parcela da corrente de modo comum. Os esforços de tensão nos semicondutores são mostrados na Figura 14. Observe que em todos os casos os esforços de tensão sobre os semicondutores são iguais a tensão V_{Cap} .

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de demonstrar a operação do conversor proposto e validar os resultados de simulações apresentados neste artigo, um protótipo foi construído conforme pode ser observado na Figura 15. Nesta figura estão indicados os

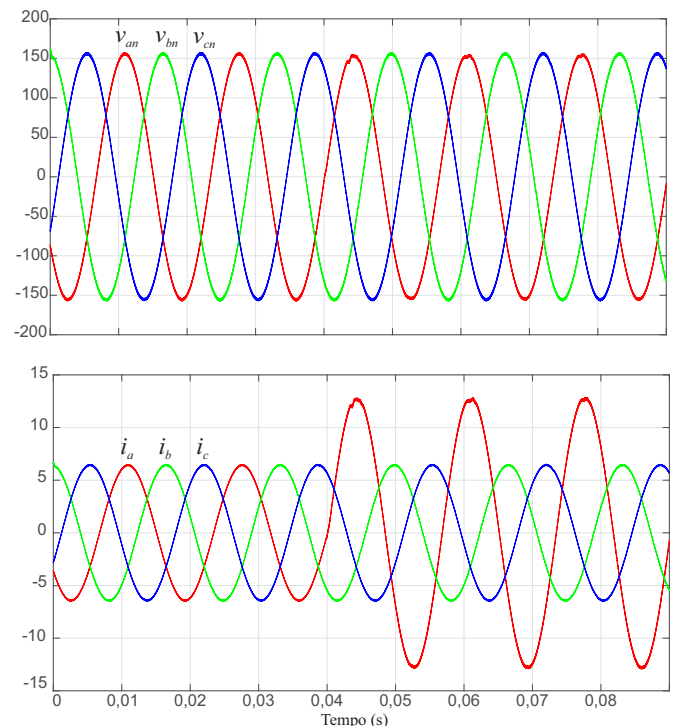


Fig. 10. Tensões e correntes diante de um degrau monofásico.

principais componentes que fazem parte do protótipo. Os principais parâmetros utilizados durante o experimento estão apresentados na Tabela IV.

Na Figura 16 são apresentadas as tensões de linha (v_{ab} , v_{bc} , v_{ca}), onde pode ser observada a presença dos cinco níveis de tensão. O espectro harmônico da tensão de linha

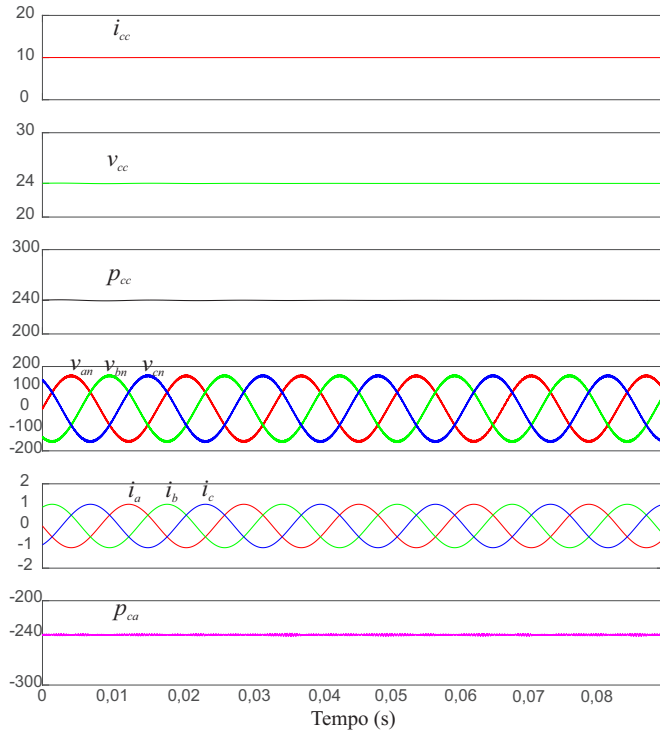


Fig. 11. Fluxo de potência da porta CA para a porta CC. Porta CC: corrente, tensão e potência, Porta CA: tensão, corrente e potência.

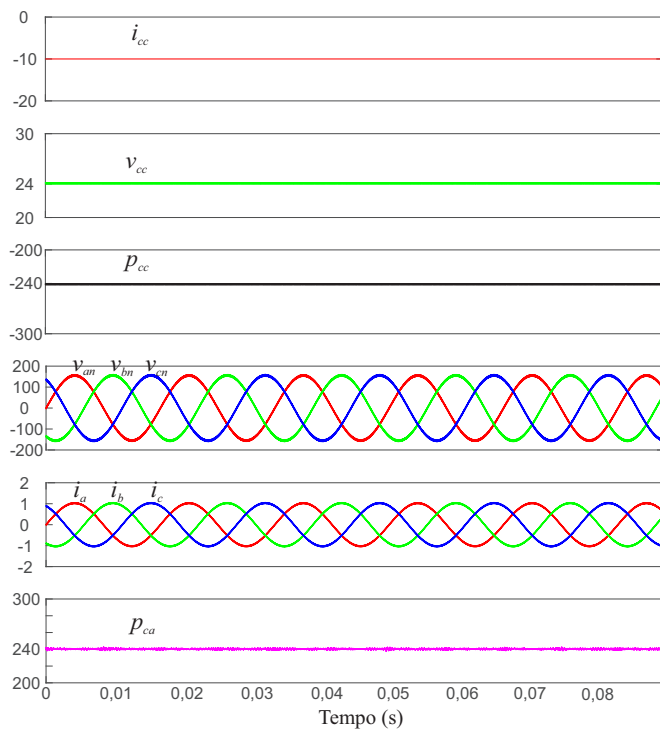


Fig. 12. Fluxo de potência de CC para CA. Porta CC: corrente, tensão e potência, Porta CA: tensão, corrente e potência.

v_{ab} é mostrado na Figura 17. Observa-se que as bandas de energia ocorrem para o dobro da frequência de comutação e seus múltiplos, constituindo uma vantagem em relação aos conversores de dois níveis. Vale salientar que as tensões de fase têm um espectro semelhante para as componentes de alta frequência.

Na Figura 18 são apresentadas as correntes nos indutores acoplados da fase a . Percebe-se que a corrente de saída na derivação central permanece senoidal conforme esperado e as correntes i_{a1} e i_{a2} são sempre positivas e, portanto, o conversor

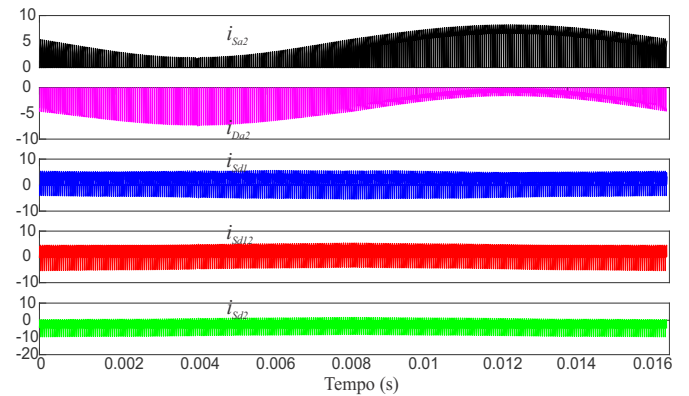


Fig. 13. Correntes nos semicondutores dos braços com indutores acoplados e com três chaves.

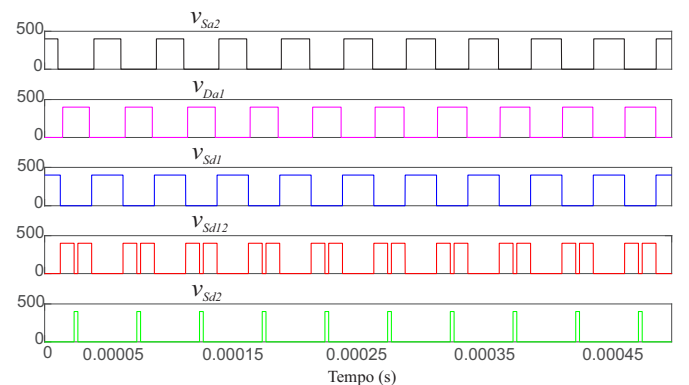


Fig. 14. Tensões nos semicondutores dos braços com indutores acoplados e com três chaves.

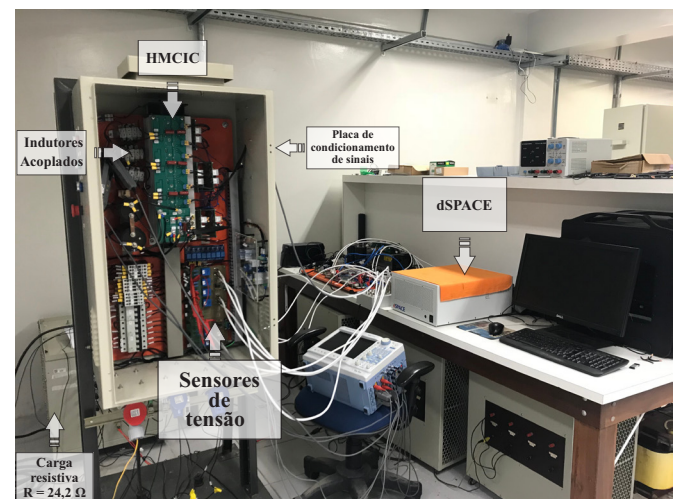


Fig. 15. Visão geral do protótipo experimental.

opera apenas no modo de condução contínua.

Na Figura 19 são mostradas as tensões fase-neutro após o filtro indutivo, L_{fca} , e as correntes da saída CA do conversor

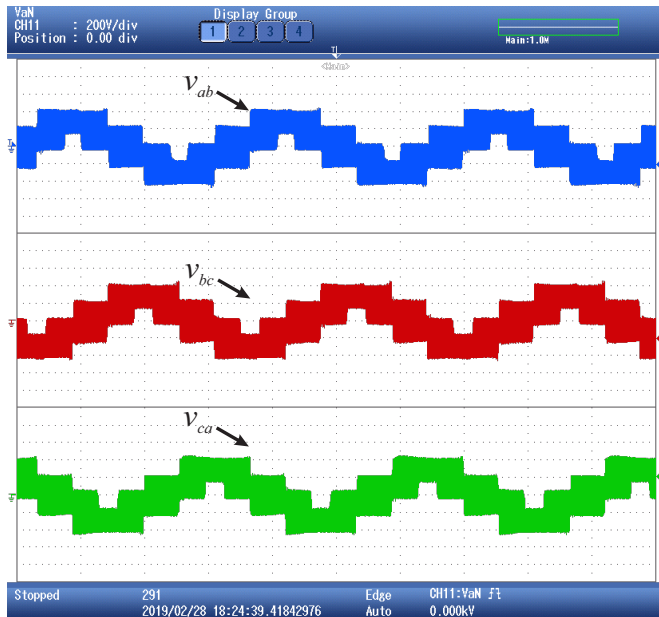


Fig. 16. Porta CA: Tensões de linha (200 V/div, 5 ms/div).

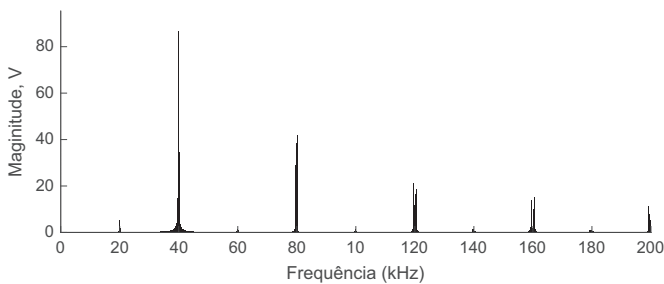


Fig. 17. Espectro harmônico da tensão de linha v_{ab} (Figura 16).

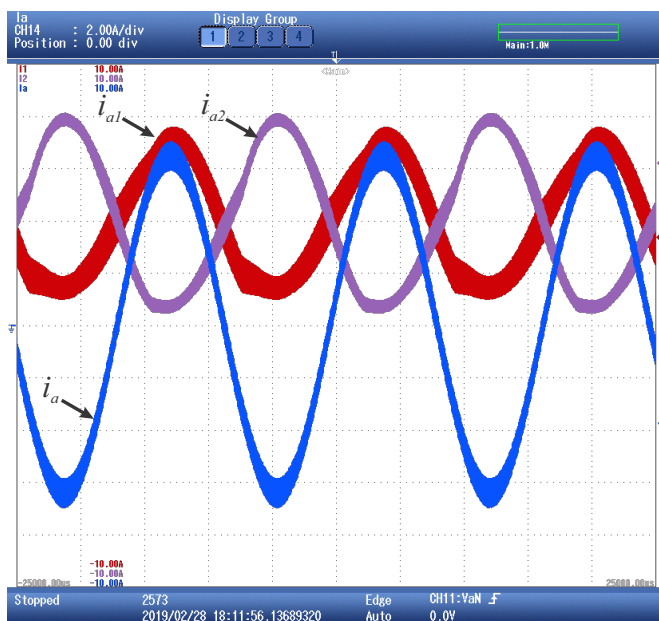


Fig. 18. Porta CA: correntes nos indutores acoplados para a fase a (2 A/div, 5 ms/div).

que alimentam a carga. Observa-se que tanto as tensões quanto as correntes são senoidais e equilibradas. O THD das tensões e corrente são de 3,1%.

O comportamento do conversor diante de um degrau de carga monofásica é mostrado na Figura 20. Observe que a corrente da fase c dobra de valor e que as tensões não apresentam mudanças significativas.

Na Figura 21 são apresentados os resultados da unidade CC do conversor em duas condições. Nestes ensaios, a tensão do barramento CC é mantida em 400 V através de uma fonte externa. Na primeira condição é usada uma carga resistiva na porta CC e, portanto, o fluxo de potência é do barramento CC para a porta CC o que pode ser comprovado pela corrente I_{cc} positiva mostrada na Figura 22.a. Na segunda condição é

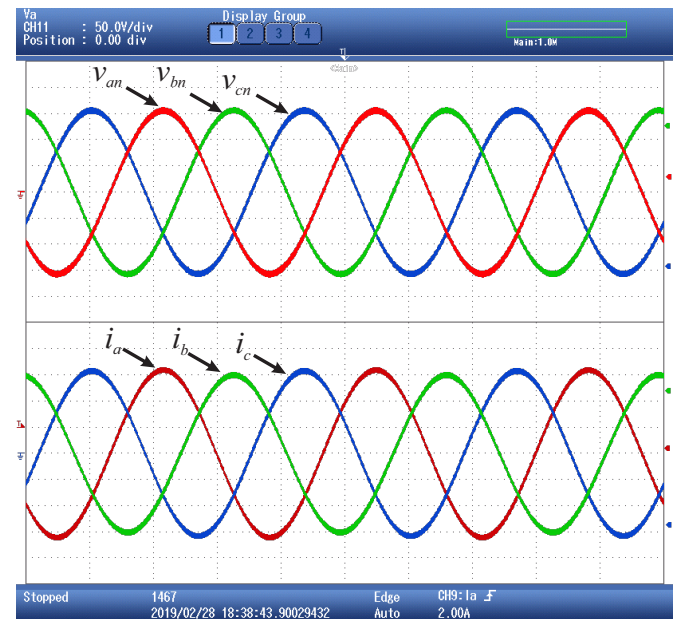


Fig. 19. Tensões e correntes de saída da porta CA alimentando uma carga trifásica equilibrada (50 V/div, 2 A/div, 5 ms/div).

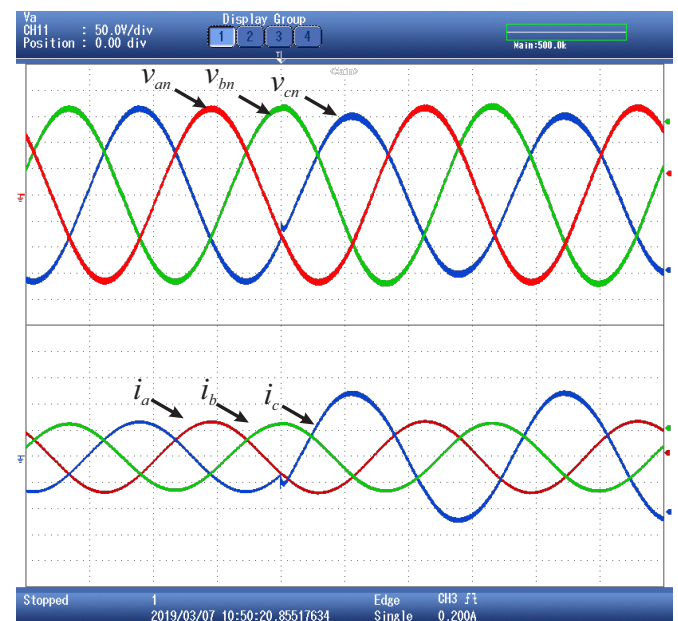
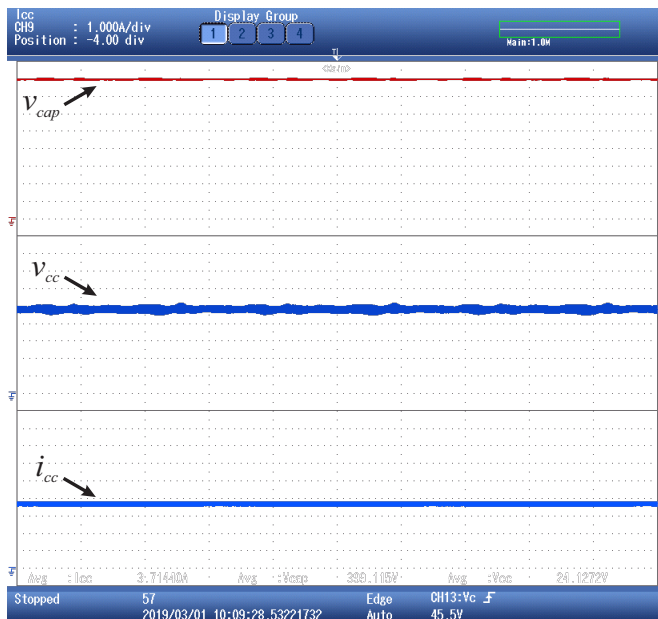
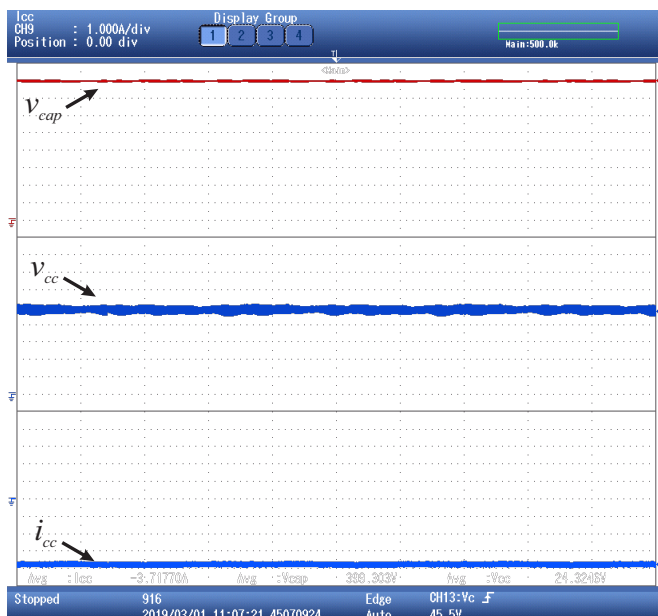


Fig. 20. Tensões e correntes de saída da porta CA durante um transitório de carga monofásica (50 V/div, 5 A/div, 5 ms/div).



(a)



(b)

Fig. 21. Porta CC: (a) Fluxo de potência de CA para CC, (b) Fluxo de potência de CC para CA. Tensões no capacitor (50 V/div), na porta CC (5 V/div) e corrente (1 A/div).

colocada uma fonte de corrente na porta CC de forma a ter um fluxo de potência no sentido contrário. Esta condição é mostrada na Figura 21.b com a corrente I_{cc} negativa. Observe que a tensão v_{CC} tem valor próximo de 24 V nas duas situações, conforme esperado.

As tensões sobre os dispositivos semicondutores são mostradas na Figura 22. Os esforços de tensão sobre as chaves e os diodos dos braços com indutores acoplados são iguais a V_{cap} , conforme mostrado na Figura 22.a. Para o braço de três chaves, os esforços de tensão nas chaves também são de V_{cap} , conforme mostrado na Figura 22.b.



(a)



(b)

Fig. 22. Tensões sobre os dispositivos semicondutores (50 V/div, 20 μ s/div): (a) Chave e diodo do braço com indutores acoplados, (b) Chaves do braço com três chaves.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho é apresentada uma nova topologia de conversor de interface entre o barramento CA e o barramento CC de uma microrrede híbrida para aplicações em redes de distribuição. O conversor possui uma porta CC de 24 V e uma porta CA trifásica à quatro fios. A porta CC compartilha o mesmo braço do neutro da porta CA que possui apenas três chaves. Os resultados mostram que a saída de 24 V e o terminal de neutro são capazes de sintetizar as tensões necessárias de forma independente. A disponibilidade do neutro permite suprir cargas trifásicas desequilibradas (e cargas monofásicas) conforme resultados apresentados. A porta CA

é formada por um conversor trifásico baseado em indutores acoplados capaz de gerar uma tensão de três níveis com o dobro da frequência de comutação das chaves. Os esforços de tensão nas chaves do conversor proposto são iguais ao do conversor de dois níveis enquanto que os esforços de corrente são um pouco superiores.

AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pela CAPES, CNPq (processos No. 305901/2015-0 e No. 306106/2015-9) e FACEPE (processo No. APQ-0777-3.04/14).

REFERÊNCIAS

- [1] E. C. dos Santos, M. Darabi, “Novel Bidirectional DC-DC-AC Three-phase Power Converter”, *IEEE Power and Energy Conference at Illinois*, pp. 169–174, April, 2013.
- [2] R. Buerger, F. C. dos Santos, M. S. Sitonio, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Controle e análise de estabilidade de conversores CC-CC em modo de compartilhamento de potência”, *Eletronica de Potencia*, vol. 24, no. 1, pp. 56–65, Março, 2019.
- [3] R. Li, D. Xu, K. Ma, “A novel neutral current control strategy for the three-phase four-wire boost PFC converter”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 226–230, May, 2008.
- [4] E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, N. Rocha, J. A. A. Dias, M. Correa, “Single-phase to three-phase four-leg converter applied to distributed generation system”, *IET Power Electronics*, vol. 3, pp. 892–903, December, 2010.
- [5] W. Sant’Ana, R. B. Gonzatti, G. Lambert-Torres, E. L. Bonaldi, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. G. Pinheiro, C. H. da Silva, D. Mollica, J. S. filho, “Implementação de funcionalidade de amortecimento de propagação harmônica em equipamento de armazenamento e suporte de rede”, *Eletronica de Potencia*, vol. 24, no. 1, pp. 27–36, Março, 2019.
- [6] G. M. S. Azevedo, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, J. Rocabert, P. Rodriguez, “Safe transient operation of microgrids based on master-slave configuration”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2191–2195, November, 2011.
- [7] J. Salmon, J. Ewanchuk, A. M. Knight, “PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2001–2009, September, 2009.
- [8] A. EL-Hosainy, H. A. Hamed, H. Z. Azazi, E. E. El-Kholy, “A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications”, *Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pp. 1265–1275, 2017.
- [9] M. M. da Silva, A. Toebe, H. Pinheiro, “Modulação descontinua para conversor de capacitor flutuante com controle de tensão dos capacitores”, *Eletronica de Potencia*, vol. 23, no. 4, pp. 414–423, Dezembro, 2018.
- [10] D. Joca, L. Barreto, D. O. Junior, J.-C. Vannier, B. Dzonlaga, L. Queval, “Estudo e validação

experimental de um conversor multinível modular entrelaçado CA-CC monofásico para aplicações de transformadores de estado sólido”, *Eletronica de Potencia*, vol. 23, no. 4, pp. 495–504, Dezembro, 2018.

- [11] J. Mei, B. Xiao, K. Shen, L. Tolbert, J. Y. Zheng, “Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5063–5073, February, 2013.
- [12] G. Buticchi, D. Barater, E. Lorenzani, C. Concarì, G. Franceschini, “A nine-level grid-connected converter topology for single-phase transformerless PV systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 3951–3960, October, 2014.
- [13] M. T. Peraca, I. Barbi, “Three-level half-bridge inverter based on the three state switching cell”, *Proc INDUSCON*, 2006.
- [14] M. T. Peraca, I. Barbi, “Four level half-bridge inverter based on the delta-wye four state switching cell”, *Proc 9th COBEP*, 2007.
- [15] R. Hausmann, I. Barbi, “Three-phase multilevel bidirectional DC-AC converter using three-phase coupled inductors”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2160–2167, November, 2009.
- [16] C. Chapelsky, J. Salmon, J. Ewanchuk, “High-Quality Single-Phase Power Conversion by Reconsidering the Magnetic Components in the Output Stage - Building a Better Half-Bridge”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2048–2055, September, 2009.
- [17] J. Salmon, A. M. Knight, J. Ewanchuk, “Single-Phase Multilevel PWM Inverter Topologies Using Coupled Inductors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1259–1266, April, 2009.
- [18] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*, third ed., John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [19] I. Barbi, *Projeto Físico de indutores e transformadores*, Universidade Federal de Santa Catarina, 2002.
- [20] C. Liu, B. Wu, N. R. Zargari, D. Xu, J. Wang, “A novel three-phase three-leg AC/AC converter using nine IGBTs”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1151–1160, April, 2009.
- [21] M. C. Cavalcanti, L. R. Limongi, M. D. B. Gomes, G. M. S. Azevedo, L. G. B. Genu, “Eight-Switch Power Conditioner for Current Harmonic Compensation and Voltage Sag Mitigation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4655–4664, February, 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Eduardo José Barbosa recebeu os graus de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) em 2016 e 2018, respectivamente. Atualmente é doutorando do

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE. Tem atuado na área de eletrônica de potência, principalmente nos seguintes temas: conversores multiportas, microrredes, geração distribuída e energias renováveis.

Marcelo Cabral Cavalcanti recebeu o grau de Engenheiro Eletricista em 1997 pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) em 1999 e 2003, respectivamente. Fez Doutorado-sanduíche no Center for Power Electronics Systems, Virginia Tech, USA entre outubro de 2001 e agosto de 2002. Desde 2005, é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica na UFPE, onde hoje é Professor Associado. Recebeu The Best Paper Award em duas conferências organizadas pelo IEEE: International Conference on Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation, 2005 e International Symposium on Industrial Electronics, 2011. Fez Pós-Doutorado na Universidad de Alcalá, Espanha entre setembro de 2012 e agosto de 2013. Foi Vice-Presidente da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e Editor da Revista Eletrônica de Potência durante o biênio 2016-2017. É Presidente da SOBRAEP desde dezembro de 2017. Atua como Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE (conceito 5 CAPES) desde março de 2016. Pertence ao Comitê Assessor de Engenharia Elétrica, Eletrônica e Biomédica do CNPq desde outubro de 2018. Tem atuado na área de eletrônica de potência, principalmente nos seguintes temas: qualidade da energia elétrica e sistemas fotovoltaicos.

Gustavo Medeiros de Souza Azevedo recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, e de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) em 2005, 2007 e 2011, respectivamente. Trabalhou como pesquisador visitante na Universidade Politécnica da Catalunha, Espanha, de 2008 a 2009 como parte do programa de doutorado sanduíche. Desde janeiro de 2014, atua como Professor Adjunto no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco. Tem atuado na área de eletrônica de potência, principalmente nos seguintes temas: microrredes, geração distribuída, energias renováveis, sistemas fotovoltaicos e qualidade de energia.

Josué Pereira de Arruda recebeu os graus de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) em 2005 e 2008, respectivamente. Atualmente é engenheiro eletricista da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (CHESF-ELETROBRAS), na Divisão de Estudos Elétricos da Operação, e doutorando do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE. Tem atuado nas áreas de simulação computacional aplicada a estudos de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos de potência e eletrônica de potência aplicada a integração de fontes renováveis de energia.

Leonardo Rodrigues Limongi nasceu em Recife em 1978. Recebeu o grau de Mestre em Engenharia Elétrica

pela Universidade Federal de Pernambuco em 2006 e o grau de Doutor em Engenharia Elétrica pela Politécnico di Torino, Itália, em 2009. Desde 2010 ele é Professor efetivo do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPE. Prof. Limongi é autor de mais de 50 artigos publicados em anais de congressos internacionais e revistas técnicas e é bolsista de produtividade do CNPq nível 2 desde 2016. Seus interesses de pesquisa incluem os campos de eletrônica de potência dedicada a sistemas de condicionamento de energia e geração distribuída.