

CONVERSOR MULTINÍVEL C.C.-C.A. COM NÚMERO REDUZIDO DE CHAVES BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO

JOSUÉ P. DE ARRUDA*, EDUARDO J. BARBOSA*, MARCELO C. CAVALCANTI*,
GUSTAVO M. S. AZEVEDO*, LEONARDO R. LIMONGI*

**Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco - UFPE
Av. Acadêmico Hélio Ramos, s/n, Cidade Universitária 50740-533, Recife-PE, Brasil*

Emails: josue.arruda@gmail.com, eduardobarbosa631@gmail.com,
marcelo.cavalcanti@ufpe.br, gustavo.msazevedo@ufpe.br, leonardo.limongi@ufpe.br

Abstract— This paper proposes a novel three phase multilevel converter topology, based on coupled inductors, that is suitable to be applied to a hybrid microgrid a.c.-d.c. This converter allows bidirectional power flow, independently of the control between d.c. and a.c. parts with a unique conversion stage. Experimental and simulation results validate the theoretical analysis previously made.

Keywords— Converter, Multilevel, Hybrid Microgrid, Bidirectional.

Resumo— Este trabalho propõe uma nova topologia de um conversor trifásico, multinível, baseado em indutor acoplado, capaz de ser aplicado a uma microrrede híbrida c.c.-c.a. Este conversor permite o fluxo de potência bidirecional e o controle independente entre as portas c.c. e c.a. com único estágio de conversão. Resultados de simulação e experimentais validam as análises teóricas feitas previamente.

Palavras-chave— Conversor, Multinível, Microrrede Híbrida, Bidirecional.

1 Introdução

Conversores híbridos bidirecionais com capacidade de controlar as tensões e as correntes em suas saídas c.c. e c.a. são cruciais como interface para integração de fontes de geração distribuída (GD) em microrredes híbridas, especialmente aquelas que utilizam na saída c.c. bateria para armazenamento de energia (dos Santos Jr. and Darabi, 2013). Uma solução direta para uma topologia de conversor híbrido c.c./c.a. trifásico a quatro fios é apresentada em (Dong et al., 2010) e (Li et al., 2008). Nesta topologia, um conversor c.c./c.c. bidirecional é conectado a um conversor fonte de tensão trifásico através do barramento c.c., em uma configuração que pode possuir dez ou oito chaves, como pode ser observado na Figura 1(a) e 1(b), respectivamente.

Porém a questão da qualidade de energia tem ganhado importância no contexto de GD, isto é, o fornecimento de tensão com elevado conteúdo harmônico pode trazer consequências danosas aos consumidores residenciais, já que o inversor fonte de tensão (VSI) é a topologia predominante em microrredes c.a. e possui elevado conteúdo harmônico de alta frequência, valores elevados de dv/dt , entre outros efeitos indesejados (Salmon, Ewan-chuk and Knight, 2009). Para evitar estes efeitos, o uso de filtros indutivos na saída desse conversor passa a ser obrigatório.

Uma outra abordagem para superar as limitações do VSI é o emprego de topologias de conversores cujas tensões de saída possuam maior número de níveis, e consequentemente menor distorção harmônica total (THD), os assim denominados conversores multiníveis.

Os conversores multiníveis possuem tensões de saídas com baixo valor de THD, produzindo reduzidos valores de dv/dt através das chaves semicondutoras, correntes com baixa distorção, pequenas tensões de modo comum, além de oferecer elevado número de níveis para se adequar aos altos valores de tensão demandados da rede elétrica, conforme é descrito em (EL-Hosainy et al., 2017).

As principais topologias para os diversos campos de atuação em alta potência e elevada tensão para conversores multiníveis são:

- Conversores grampeados a diodos (*NPC - Neutral Point Clamped*);

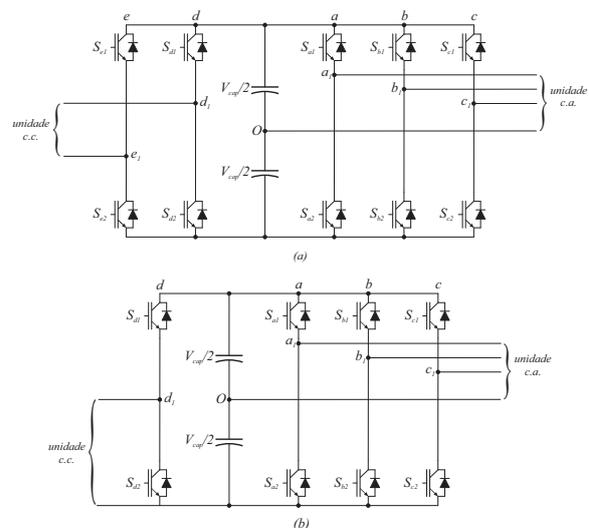


Figura 1: Conversor híbrido c.c./c.a. bidirecional trifásico: (a) solução convencional com dez chaves; (b) solução convencional com oito chaves.

- Conversores grampeados a capacitores (*FC - Flying Capacitors*);
- Conversores ponte-H em cascata (*CMI - Cascaded Multilevel Inverters*);
- Conversores multiníveis modulares (*MMC - Modular Multilevel Converter*).

Atualmente, tem obtido bastante relevância o emprego de conversores multiníveis em aplicações de baixa potência, principalmente aquelas que estejam relacionadas a sistemas fotovoltaicos (Buticchi et al., 2014) (Mei et al., 2013) e microrredes. Este interesse crescente no emprego de conversores multiníveis para estas aplicações deve-se sobretudo a capacidade destes conversores sintetizarem tensões com qualidade superior aos VSI, com chaves semicondutoras operando a frequência próxima da fundamental.

Neste artigo é proposto uma topologia de conversor multinível trifásico c.c.-c.a. alternativa para aplicações em baixa potência que possibilite seu uso em uma microrrede c.c.-c.a. A topologia proposta faz uso de indutores acoplados para aquisição de níveis adicionais de tensão na saída do conversor. O uso de indutores acoplados em topologias multiníveis pode ser visto em (Peraca and Barbi, 2006), (Peraca and Barbi, 2007) e (Hausmann and Barbi, 2009). No entanto, neste trabalho, ênfase é dada na topologia proposta em (Salmon, Ewanchuk and Knight, 2009), (Chapelsky et al., 2009) e (Salmon, Knight and Ewanchuk, 2009).

As principais vantagens do conversor proposto são:

- Controle independente entre as partes c.c. e c.a. utilizando uma única unidade de conversão;
- Tensão na saída do conversor com número elevado de níveis, com conseqüente diminuição do THD da tensão gerada;
- Alto rendimento;
- Redução do filtro passivo de saída (LCL) possibilitado pelo menor *ripple* apresentado pelas tensões geradas;
- Eliminação do tempo morto entre as chaves de um mesmo braço, que contém indutor acoplado, possibilitando o uso de frequências de chaveamento mais elevadas e a obtenção de uma maior tensão de saída;
- Fluxo de potência bidirecional entre as partes c.a. e c.c.;
- Não possuir capacitor dividido o que implica em não ter carregamento desigual entre os capacitores do barramento.

2 Operação e análise do conversor

O conversor proposto na Figura 2 será chamado de HMCIC (*Hybrid Multilevel Coupling Inductor Converter*) o qual é composto por três braços, idênticos, formados por indutores acoplados com derivação central disponível para saída da microrrede c.a. e dois diodos (braços *a*, *b* e *c*), além de um quarto braço com três chaves (braço *d*). O ponto d_1 do braço de três chaves é o ponto de neutro do conversor. Os pontos a_{ct} , b_{ct} , c_{ct} e d_1 formam, conjuntamente, a unidade c.a. do HMCIC. A unidade c.c. do HMCIC é formada pela tensão de saída do ponto d_2 em relação ao ponto N do conversor.

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 indutor acoplado. As chaves S_{x1} , S_{x2} e os diodos d_{x1} e d_{x2} são representados para um braço monofásico x , onde x poder ser igual a a , b ou c do conversor. As correntes i_1 e i_2 são referentes aos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. A corrente i_{ct} , que é a corrente de saída na derivação central do indutor acoplado, é dada

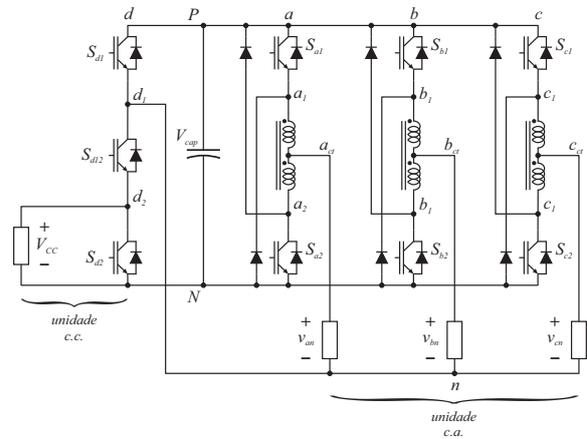


Figura 2: Estrutura do conversor proposto.

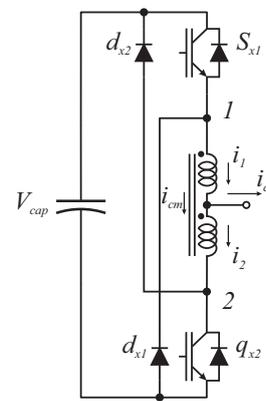


Figura 3: Braço de conversor com indutor acoplado.

pela diferença entre i_1 e i_2 , já a corrente de modo comum, i_{cm} , é dada pela média entre as correntes nos enrolamentos do indutor acoplado, isto é

$$i_{cm} = \frac{i_1 + i_2}{2}. \quad (1)$$

De acordo com a Figura 4 é possível verificar os quatro modos de condução contínua para este braço. Existem também outros cinco modos de operação descontínua, que ocorrem quando, apenas, um diodo ou chave está conduzindo ou nenhum dispositivo semiconductor conduz.

Na Tabela 1 é possível verificar todos os estados possíveis das chaves, na condição contínua, e suas respectivas tensões de saída. Fica claro os três níveis de tensão para este braço, V_{cap} , $\frac{V_{cap}}{2}$ e 0.

Este modo de operação descontínua pode degradar a qualidade da tensão de saída, logo é considerado apenas o modo de condução contínua para o funcionamento normal do conversor (Chapelsky et al., 2009). O conversor só irá permanecer neste modo de operação se as correntes no indutor forem maiores do que zero, ou seja, $i_1 > 0$ e $i_2 > 0$.

Essa corrente de “sequência zero”, que flui através do enrolamento do indutor acoplado, produz um fluxo c.c. que pode ser reduzido de acordo com a forma construtiva do núcleo magné-

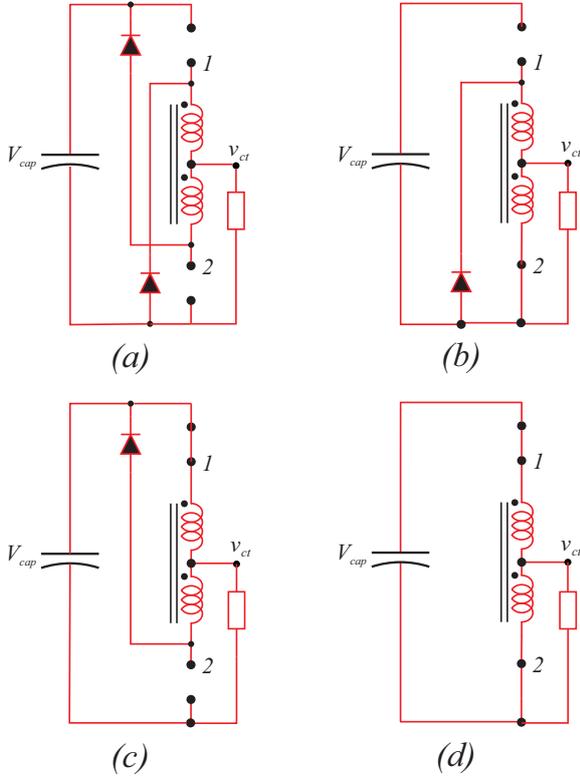


Figura 4: Modos de operação do braço de conversor com indutor acoplado considerando-se os seguintes estados das chaves (S_1, S_2): (a)(0,0), (b)(0,1), c)(1,0) e d)(1,1). Os caminhos de circulação de corrente estão destacados em vermelho.

Tabela 1: Estados das chaves e tensões de saída para um braço de conversor com indutor acoplado.

S_1	S_2	v_{ct}
0	0	$\frac{V_{cap}}{2}$
0	1	0
1	0	V_{cap}
1	1	$\frac{V_{cap}}{2}$

tico do indutor acoplado (Salmon, Ewanchuk and Knight, 2009).

O braço de três chaves foi originado do conversor de nove chaves proposto por (Liu et al., 2007), ou seja, o braço d na Figura 2, apresenta os mesmos modos de operação dos braços desta topologia de conversor. Sabendo que a principal restrição associada ao braço d é que a tensão vd_{1N} tem que ser obrigatoriamente, a todo instante, maior que vd_{2N} então é possível obter os estados de chaveamento do quarto braço mostrados na Tabela 2.

3 Estratégia de PWM

A estratégia de PWM utilizada para cada braço do conversor que contém o indutor acoplado é uma modulação de PWM unipolar, conforme pode ser visto na Figura 5, onde são alcançados os níveis de tensões desejados para cada braço, isto é, os três níveis.

O PWM é composto por duas modulantes defasadas de 180° , que correspondem as tensões de referência, e uma portadora para cada fase. As modulantes são comparadas as portadoras para obtenção dos gatilhos para as chaves de cada braço.

O braço de três chaves pode ser analisado como se fosse um braço do conversor de nove chaves (Liu et al., 2007), logo é necessário encontrar uma tensão de *offset* total normalizada por V_{cap} capaz de satisfazer a condição $vd_{1N} = v_{nN} \geq V_{offset}$ e $vd_{2N} = V_{cc} \leq V_{offset}$.

O valor de V_{offset} pode ser determinado através da análise da Figura 6. Nesta figura, pode-se definir M_{ca} e M_{cc} como segue

$$M_{ca} = \frac{vd_{1N}^{max}}{V_{cap}}, \quad (2)$$

$$M_{cc} = \frac{vd_{2N}^{max}}{V_{cap}}. \quad (3)$$

Tabela 2: Estados das chaves e tensões de saída para o braço de três chaves.

Sd_1	Sd_2	Sd_{12}	vd_{1N}	vd_{2N}
0	1	1	0	0
1	0	1	V_{cap}	V_{cap}
1	1	0	V_{cap}	0

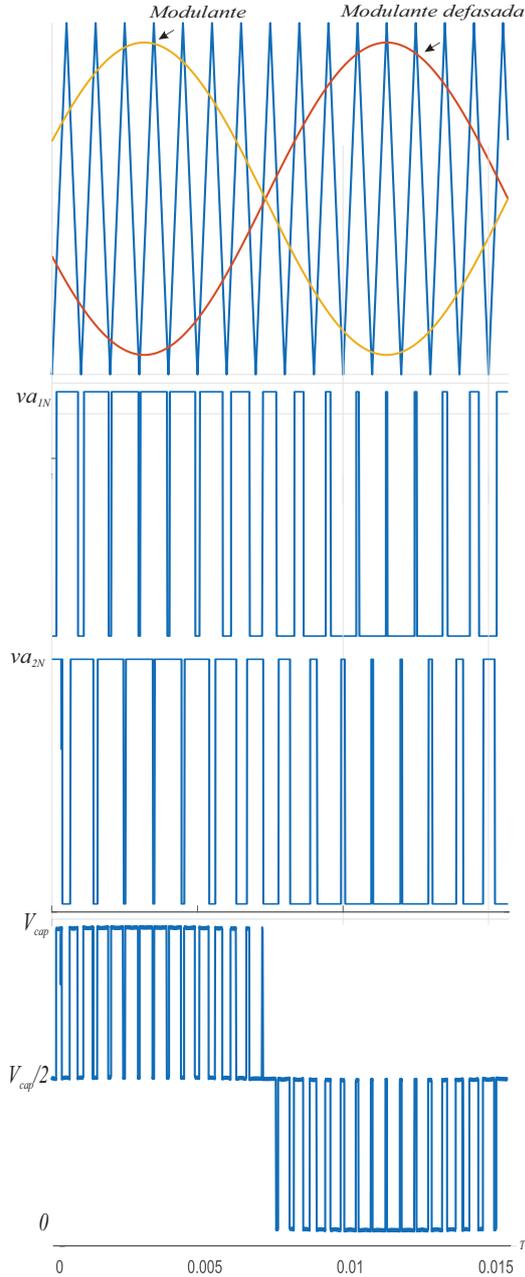


Figura 5: PWM para o braço do conversor com indutor acoplado.

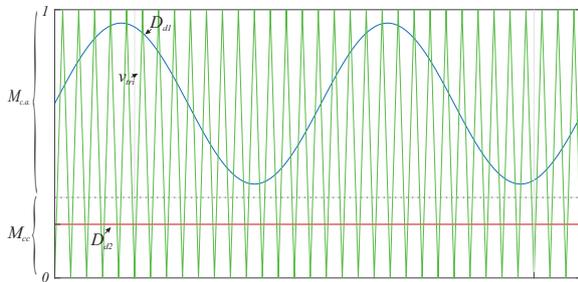


Figura 6: Referências para modulação.

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

$$V_{offset}/V_{cap} = 1 - \frac{M_{ca}}{2}. \quad (4)$$

Da análise da Figura 6, verifica-se que o valor de vd_{1N}^{max} pode ser dado por

$$vd_{1N}^{max} = \left(\frac{1 - M_{c.c.}}{2} \right) V_{cap}. \quad (5)$$

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

$$D_{d1} = \frac{vd_{1N}^*}{V_{cap}}, \quad (6)$$

$$D_{d2} = 1 - \frac{vd_{2N}^*}{V_{cap}}. \quad (7)$$

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}

$$S_{d12} = S_{d1} \oplus S_{d2}. \quad (8)$$

4 Resultados de simulação

O desempenho do HMCIC é demonstrado através de simulações utilizando o software MATLAB/Simulink. Para estas simulações são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 3.

Na Figura 7 são mostradas as tensões de cada fase em relação ao terminal negativo do barramento c.c., N (ver Figura 2). É percebido os três níveis de tensão (V_{cap} , $V_{cap}/2$ e 0) conforme esperado.

Na Figura 8 são mostradas as tensões de saída fase-fase, 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 8, é necessário o uso de três portadoras triangulares (ver Figura 5) defasadas entre si de 120° para cada fase. Caso seja utilizada uma mesma portadora triangular para as três fases, as tensões de saída fase-fase são como as apresentadas na Figura 9, resultante da mudança no padrão de chaveamento entre as

Tabela 3: Parâmetros utilizados na simulação do HMCIC.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento c.c.	700 V
Frequência de chaveamento, f_{sw}	20 kHz
Índice de modulação da unidade c.a., M_{ca}	0,929
Índice de modulação da unidade c.c., M_{cc}	0,071
Amplitude da tensão de referência c.a., V_{ca}^*	$220\sqrt{2}$ V
Tensão de referência c.c., V_{cc}^*	24 V
Indutância de Magnetização, L_m	280 μ H
Relação de transformação do indutor, N_p/N_s	1
Carga c.a. - resistência, R_{ca}	22 Ω
Carga c.a. - indutância, L_{ca}	6 mH
Carga c.c. - resistência, R_{cc}	1 Ω

fases. Embora esta tensão fase-fase também apresente cinco níveis, a mesma apresenta maior *ripple*, prejudicando assim o projeto do filtro indutivo de saída.

A tensão na saída c.c. é mostrada na Figura 10 onde verifica-se que a mesma possui o valor desejado.

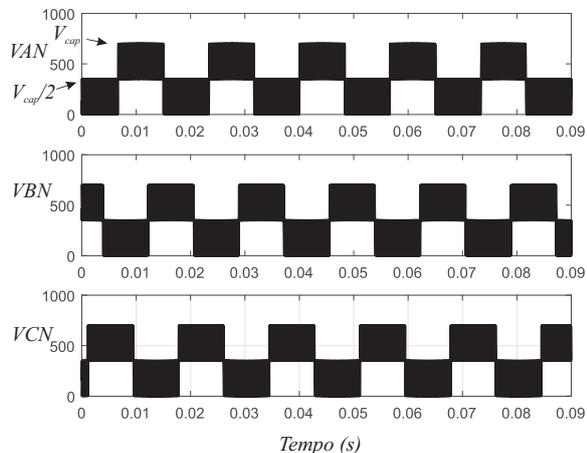


Figura 7: Tensões fase-N da saída c.a. do conversor.

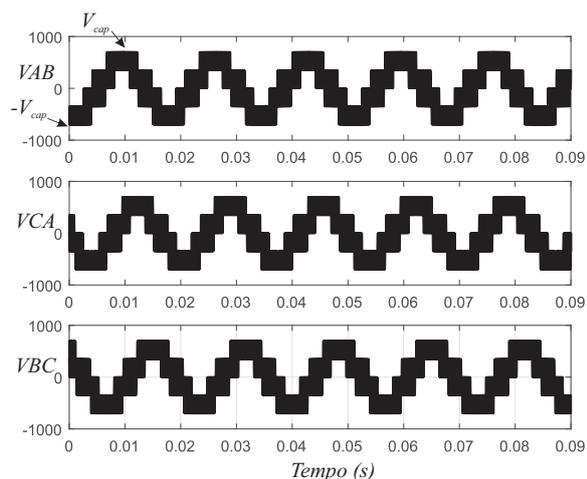


Figura 8: Tensões fase-fase da saída c.a. do conversor.

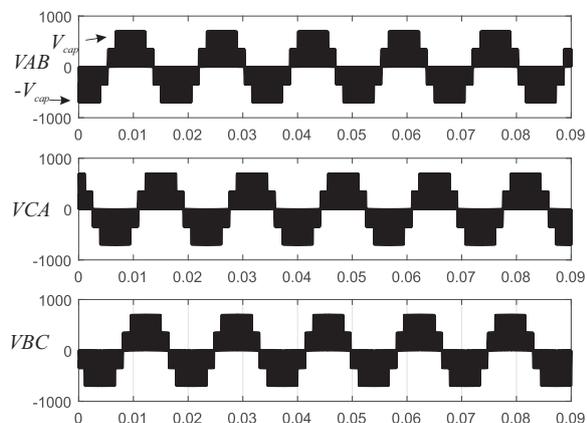


Figura 9: Tensões fase-fase da saída c.a. do conversor - consequência da mudança no padrão de chaveamento.

As correntes do conversor são mostradas nas Figuras 11 e 12. As correntes de saída da unidade c.a. do HMCIC são mostradas na Figura 11. Observa-se que estas correntes são senoidais e defasadas de 120° , conforme esperado. As correntes

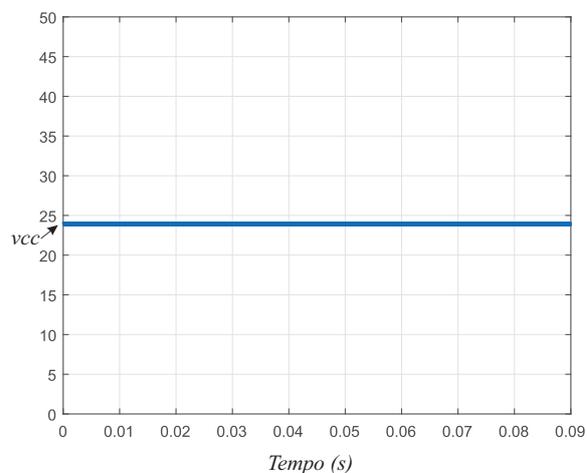


Figura 10: Tensão de saída c.c. filtrada.

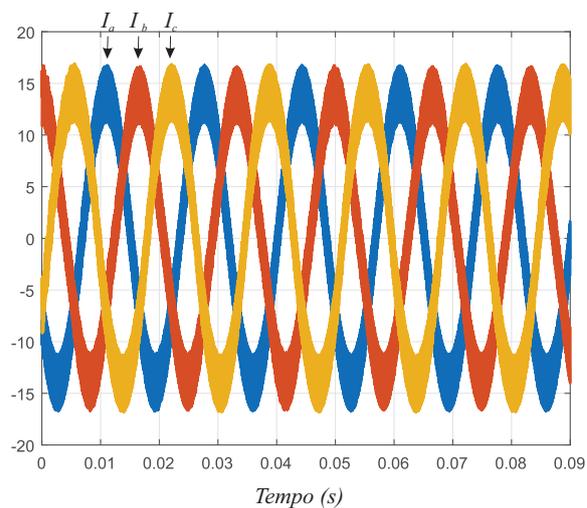


Figura 11: Correntes na carga.

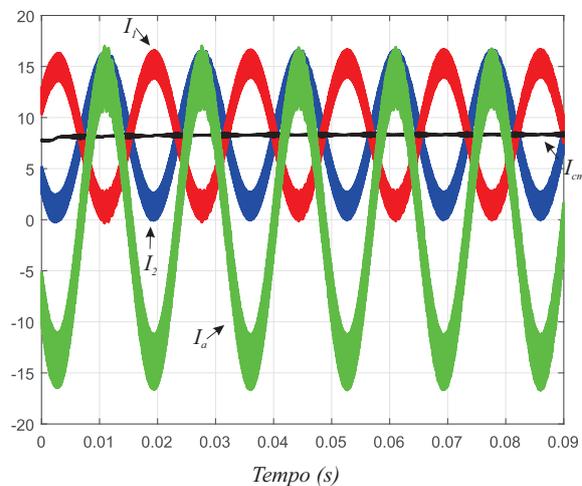


Figura 12: Correntes no indutor acoplado.

nos indutores acoplados, I_1 e I_2 , e a corrente de modo comum, I_{cm} , são mostradas na Figura 12 para a fase A . Isto mostra que o conversor opera em modo contínuo, já que as correntes nos indutores são sempre maiores do que zero.

5 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 mostrado nas Figuras 13 e 14. Nestas figuras estão indicados os principais componentes que fazem parte do experimento. O hardware de controle foi implementado em um *dSPACE* DS1005. Os principais parâmetros utilizados no experimento estão apresentados na Tabela 4.

O projeto dos indutores acoplados é realizado de acordo com (Barbi, 2002), onde é escolhido o núcleo, número de espiras e a bitola do condutor de acordo com as necessidades do conversor proposto, sempre evitando os efeitos indesejáveis

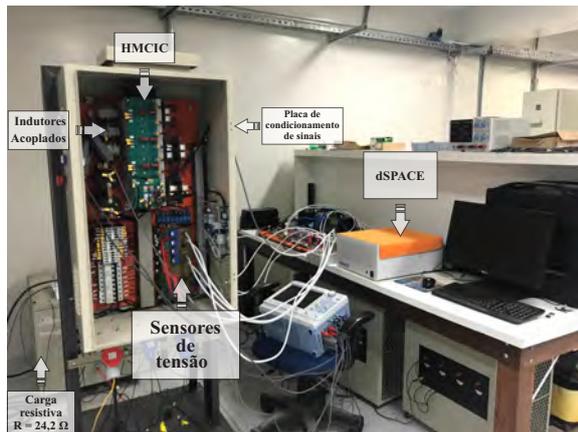


Figura 13: Parte experimental - Frente.

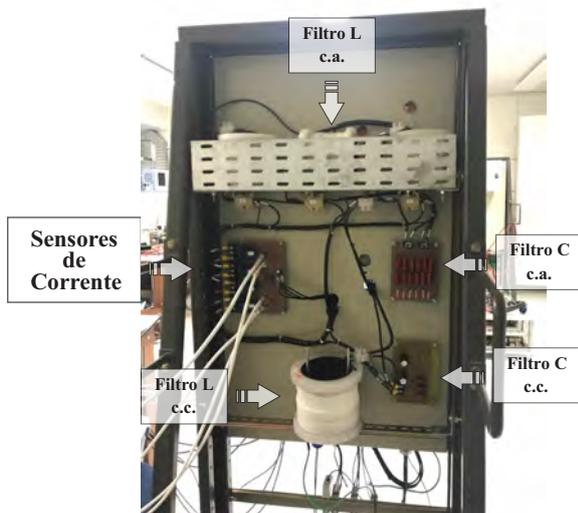


Figura 14: Parte experimental - Filtros.

Tabela 4: Parâmetros utilizados no experimento do HMCIC.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento c.c.	400 V
Frequência de chaveamento, f_{sw}	20 kHz
Amplitude da tensão de referência c.a., $V_{c.a.}$	$110\sqrt{2}$ V
Tensão de referência c.c., $V_{c.c.}^*$	24 V
Indutância de Magnetização, L_m	280 μ H
Relação de transformação do indutor, N_p/N_s	1
Carga c.a. - resistência, $R_{c.a.}$	24,2 Ω
Carga c.a. - indutância, L_{ca}	128 mH
Carga c.c. - resistência, $R_{c.c.}$	12,1 Ω
Filtro L - c.a. - indutância, $L_{f.c.a.}$	1,5 mH
Filtro L - c.c. - indutância, $L_{f.c.c.}$	1,0 mH
Filtro C - c.a. - capacitância, $C_{f.c.a.}$	4,7 μ F
Filtro C - c.c. - capacitância, $C_{f.c.c.}$	6,6 μ F

inerentes ao projeto físico. É plausível pensar que uma indutância de magnetização, do indutor acoplado, deva ser grande o suficiente para diminuir bastante o *ripple* de corrente, porém há dois fatores a se levar em consideração. O primeiro é o custo, quanto menor a indutância menor é o núcleo e o número de espiras que é utilizado. O segundo está relacionado a corrente de modo comum, isto é, o aumento da indutância de magnetização eleva o fluxo c.c. de modo a causar no indutor acoplado operações desbalanceadas podendo até saturar o núcleo de ferrite utilizado (Knight et al., 2008).

Na Figura 15 são mostradas as tensões da saída c.a. do conversor em relação ao ponto central do barramento c.c.. Observe que há três níveis ($+V_{cap}/2$, 0, e $-V_{cap}/2$). Nesta mesma figura também é mostrada a tensão do neutro (N) em relação ao ponto central do barramento c.c. Esta tensão de neutro apresenta dois níveis ($+V_{cap}/2$, e $-V_{cap}/2$).

A Figura 16 apresenta as tensões fase-fase de saída do conversor onde pode ser observado a presença dos cinco níveis de tensão. No entanto, por uma limitação do *hardware* do *dSPACE* empregado, não foi possível a obtenção do padrão de chaveamento que resulta em uma tensão fase-fase como menor valor de *ripple*.

Na Figura 17 são mostradas as tensões fase-neutro após a saída de um filtro LC acrescentado na saída do conversor. Portanto, esta é a tensão que a carga ficará submetida. Note que as tensões são senoidais com baixo *ripple*. Nesta mesma figura também são mostradas as correntes trifásica de carga.

Finalmente, na Figura 18 é apresentada a tensão fase-neutro de saída do filtro indutivo e as correntes no indutor acoplado. Estas correntes são ligeiramente diferentes das correntes obtidas na simulação devido aos efeitos de saturação dos indutores acoplados não representados na simulação.

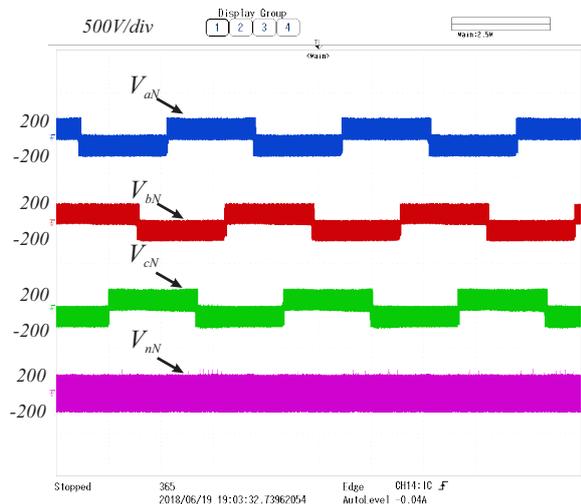


Figura 15: Resultado experimental - tensões fase-neutro não filtradas e tensão no neutro (saída c.a. do conversor).

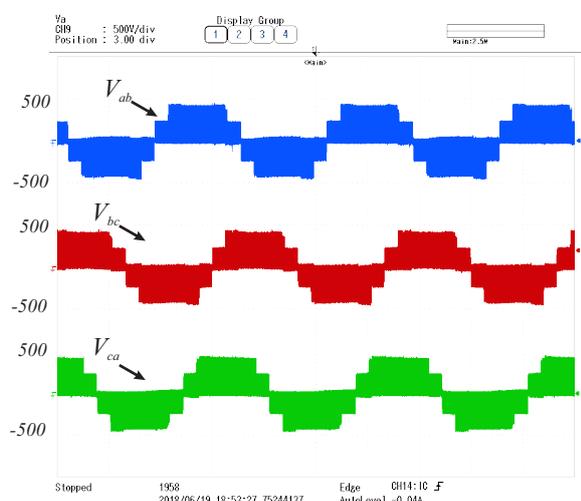


Figura 16: Resultado experimental - Tensões fase-fase não filtradas (saída c.a. do conversor).

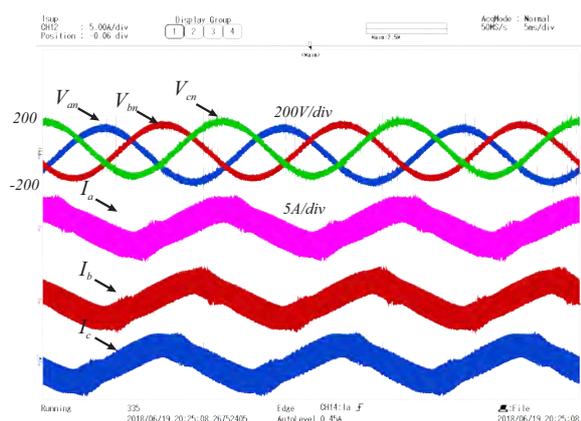


Figura 17: Resultado experimental - Tensões na saída do filtro indutivo e correntes na carga.

6 Conclusões

Com o objetivo de melhorar a qualidade das tensões fornecidas, é estudada a possibilidade de em-

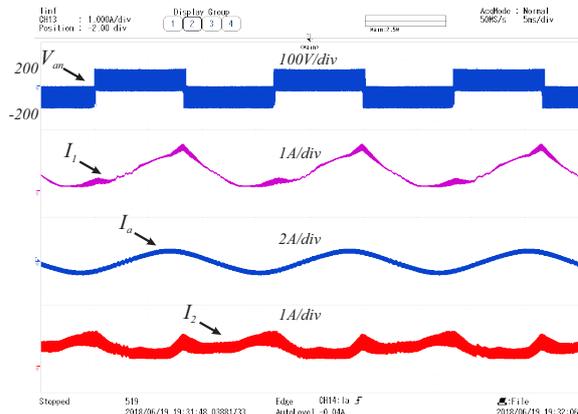


Figura 18: Resultado experimental - Correntes no indutor acoplado.

prego de conversores multiníveis com indutor acoplado e PWM do tipo unipolar. Uma nova topologia de conversor multinível híbrido c.c./c.a. com indutor acoplado foi proposta, assim como seu modelo foi descrito e seu desempenho analisado através de simulações e resultados experimentais. Como visto, as correntes nos indutores se mantém contínuas e não precisam de um controle de corrente. Tal conversor proposto pode ser utilizado, também, para diminuir o tamanho dos filtros c.a. de saída.

Agradecimentos

Este trabalho teve o apoio da Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia do Estado de Pernambuco – FACEPE, da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES e do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq.

Referências

- Barbi, I. (2002). *Projeto Físico de indutores e transformadores*, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Buticchi, G., Barater, D., Lorenzani, E., Concari, C. and Franceschini, G. (2014). A nine-level grid-connected converter topology for single-phase transformerless pv systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **61**(8): 3951–3960.
- Chapelsky, C., Salmon, J. and Ewanchuk, J. (2009). 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* **45**(6): 2048–2055.
- Dong, D., Boroyevich, D., Ruxi, W. and Cvetkovic, I. (2010). A two-stage high power density single-phase ac-dc bi-directional pwm

- converter for renewable energy systems, *Energy Conversion Congress and Exposition IEEE - ECCE* pp. 3862–3869.
- dos Santos Jr., E. C. and Darabi, M. (2013). Novel bidirectional dc-dc-ac three-phase power converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* pp. 169–174.
- EL-Hosainy, A., Hamed, H. A., Azazi, H. Z. and El-Kholy, E. E. (2017). A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications, *IEEE Transactions on Industry Applications* pp. 1265–1275.
- Hausmann, R. and Barbi, I. (2009). Three-phase multilevel bidirectional dc-ac converter using three-phase coupled inductors, *Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE-IEEE* pp. 2160–2167.
- Knight, A. M., Ewanchuk, J. and Salmon, J. (2008). Coupled three-phase inductors for interleaved inverter switching, *IEEE Transactions on Industry Applications* **44**(11): 4119–4122.
- Li, R., Xu, D. and Ma, K. (2008). A novel neutral current control strategy for the three-phase four-wire boost pfc converter, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE* pp. 226–230.
- Liu, C., Wu, B., Zargari, N. and Xu, D. (2007). A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine igbts, *Conf. Rec. IEEE PESC* pp. 2685–2690.
- Mei, J., Xiao, B., Shen, K., Tolbert, L. and Zheng, J. Y. (2013). Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator, *IEEE Transactions on Power Electronics* **28**(11): 5063–5073.
- Peraca, M. T. and Barbi, I. (2006). Three-level half-bridge inverter based on the three state switching cell, *Proc. INDUSCON*.
- Peraca, M. T. and Barbi, I. (2007). Four level half-bridge inverter based on the delta-wye four state switching cell, *Proc. 9th COBEP*.
- Salmon, J., Ewanchuk, J. and Knight, A. M. (2009). Pwm inverters using split-wound coupled inductors, *IEEE Transactions on Industry Applications* **45**(6): 2001–2009.
- Salmon, J., Knight, A. M. and Ewanchuk, J. (2009). Single-phase multilevel pwm inverter topologies using coupled inductors, *IEEE Transactions on Industry Applications* **24**(5): 1259–1266.