

# ANÁLISE COMPARATIVA DE INVERSORES MULTINÍVEIS MONOFÁSICOS BASEADOS EM CÉLULAS DE COMUTAÇÃO

João A. F. Neto, René P. T. Bascopé e Cícero M. T. Cruz  
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará  
Fortaleza – CE, 60455-760  
e-mails: joaoferreiraneto@hotmail.com, rene@dee.ufc.br, cicero@dee.ufc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta a análise comparativa para operação em regime permanente de três inversores multiníveis monofásicos, com grampeamento do ponto neutro (NPC – *Neutral Point Clamped*), baseados em células de comutação. O primeiro é um inversor NPC de cinco níveis baseado em células de comutação de múltiplos estados (CCME); o segundo também é um inversor NPC de cinco níveis baseado em células de comutação intercaladas (CCI) e o terceiro é um inversor NPC de três níveis baseado no paralelismo de células de comutação (PCC). Para esta análise, a frequência de comutação é mantida constante e os parâmetros avaliados são o volume dos dissipadores e dos componentes passivos, a Distorção Harmônica Total DHT da tensão de saída, a densidade de potência e o rendimento de cada topologia. São apresentados resultados da análise teórica, assim como resultados experimentais obtidos a partir de protótipos de 5 kW.

**Palavras-Chave** – Células de Comutação Intercaladas, Células de Comutação de Múltiplos Estados, Inversores Multiníveis, Paralelismo de Células de Comutação.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF SINGLE-PHASE MULTILEVEL INVERTERS BASED ON SWITCHING CELLS

1

**Abstract** – This paper presents a comparative analysis in steady-state of three single-phase NPC multilevel inverters based on switching cells. The first is a five-level NPC inverter based on multi-state switching cells; the second is also a five-level NPC inverter based on interleaved switching cells; and the third is a three-level NPC inverter based on paralleled switching cells. For this comparative purpose, the switching frequency is constant and the evaluated parameters are the volume of the heatsinks and the passive components, the THD of the output voltage, the power density and efficiency of each topology. Theoretical analyses, as well as experimental results obtained from 5 kW prototypes are presented.

**Keywords** – Interleaved Switching Cells, Multi-State Switching Cells, Multilevel NPC Inverter, Paralleled Switching Cells.

<sup>1</sup>Artigo submetido em 25/02/2013. Primeira revisão em 26/07/2013, segunda revisão em 06/11/2013. Aceito para publicação em 06/11/2013, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

## I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os conversores multiníveis têm sido amplamente explorados no campo da eletrônica de potência, tanto para aplicações industriais quanto para aplicações em sistemas de potência [1-3]. Entre estes conversores, o inversor NPC de três níveis tem sido o centro dos esforços de pesquisa e desenvolvimento para aplicações em média tensão [4]. Pesquisas recentes também demonstram que os conversores NPC alimentados em tensão (VSC – *Voltage Source Converter*) são uma alternativa promissora para aplicações em baixa tensão [5]. Uma das razões para a crescente utilização dos conversores multiníveis em sistemas de potência e industriais reside no fato da capacidade que estes conversores apresentam em dividir uniformemente a tensão do barramento cc através dos semicondutores. Desta forma, são necessários semicondutores de menor custo, com tensão máxima de bloqueio reduzida, resultando em uma redução nas perdas em condução.

Para aplicações de alta corrente, várias técnicas têm sido introduzidas na literatura com o objetivo de elevar a capacidade de corrente dos conversores, entre as quais se pode destacar a técnica de intercalamento que se fundamenta na conexão paralela de conversores que operam de forma sincronizada e complementar, conectados à mesma carga e alimentados a partir da mesma fonte. Os conversores intercalados com acoplamento magnético são encontrados na literatura técnica sob duas formas: conversores intercalados com indutores acoplados [6-8] e conversores intercalados que utilizam células acopladas magneticamente através de um autotransformador (transformador de interfase) [9,10].

A análise do inversor de cinco níveis (5N) NPC-CCME, que utiliza um autotransformador, foi realizada em [11], sendo verificado o funcionamento deste conversor através de resultados experimentais. Entretanto, estas topologias necessitam de uma avaliação de desempenho adequada no que se refere ao número de interruptores, volume dos dissipadores e dos componentes magnéticos, DHT da tensão de saída, densidade de potência e rendimento de cada conversor. Dentro deste contexto, neste artigo é apresentada a análise comparativa de três inversores NPC monofásicos. Na primeira topologia, as células de comutação são conectadas através de um autotransformador (5N-NPC-CCME). Na segunda topologia, as células de comutação são conectadas através de indutores não acoplados (5N-NPC-CCI). Finalmente, na terceira topologia, as células de comutação são apenas conectadas em paralelo (3N-NPC-PCC). As três topologias sob análise estão representadas nas Figuras 1, 2 e 3, respectivamente. Verifica-se que as três topologias apresentam o mesmo número de semicondutores.



Através da Figura 6, verifica-se que a forma de onda da tensão de saída equivalente para o inversor 5N-NPC-CCI, que utiliza indutores não acoplados, é idêntica à forma de onda da tensão de saída  $V_{AO}(t)$  para o inversor 5N-NPC-CCME, que utiliza um autotransformador [11]. Comparando-se os circuitos equivalentes de saída destes dois conversores, verifica-se que a condição dada por (1) deve ser satisfeita para que a ondulação da corrente total de saída para os dois inversores sejam iguais.

$$L_1 = L_2 = 2 \cdot L_o \quad (1)$$

Na equação (1),  $L_1$  e  $L_2$  representam os valores de indutância dos indutores não acoplados para o inversor 5N-NPC-CCI, enquanto que  $L_o$  representa o valor de indutância do indutor filtro para o inversor 5N-NPC-CCME.

### III. ONDULAÇÃO DE CORRENTE

#### A. Ondulação da Corrente de Saída

Com a equação (1) satisfeita, a ondulação da corrente total de saída para o inversor 5N-NPC-CCI é exatamente igual à ondulação da corrente no indutor filtro para o inversor 5N-NPC-CCME. A equação normalizada desta ondulação de corrente, definida em (2), está representada por (3) para um semi-ciclo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_o} = \frac{\Delta I_o \cdot L_o \cdot F_s}{V_{in}} \quad (2)$$

$$\overline{\Delta I_o} = \begin{cases} \frac{(1-2M \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t)}{4}, & 0 < \omega t \leq \theta_1 \\ \frac{(1-M \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot (2M \cdot \text{sen}(\omega t) - 1)}{4}, & \theta_1 < \omega t \leq (\pi - \theta_1) \\ \frac{(1-2M \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t)}{4}, & (\pi - \theta_1) < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (3)$$

Onde:

- $F_s$  - Frequência de comutação dos interruptores.
- $V_{in}$  - Tensão cc de entrada.
- $M$  - Índice de modulação.
- $\theta_1$  - Ângulo de transição definido por (4).

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{2M} \right) \quad (4)$$

A equação (3) está representada graficamente na Figura 7 para alguns valores de  $M$ , durante um semi-ciclo da tensão de saída do inversor.

Observando-se o gráfico da Figura 7, nota-se que o valor da ondulação da corrente total de saída para os inversores de cinco níveis NPC-CCME e NPC-CCI é nulo para  $\omega t = \theta_1$  e  $\omega t = \pi - \theta_1$ .

#### B. Ondulação da Corrente nos Componentes Magnéticos

Para o inversor 5N-NPC-CCME que utiliza um autotransformador, assumindo o mesmo número de espiras em cada enrolamento e corrente magnetizante nula, as correntes nos enrolamentos são iguais e equivalentes à metade da corrente total de saída. Desta forma, a ondulação da corrente de cada enrolamento é também a metade da ondulação da corrente total de saída e a frequência da ondulação de todas as correntes neste conversor é igual ao dobro da frequência de comutação dos interruptores [12].

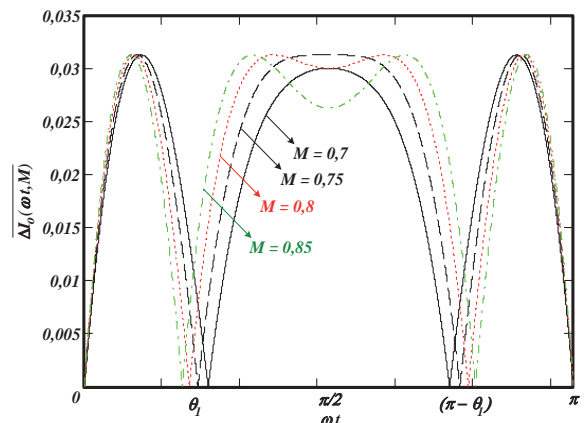


Fig. 7. Ondulação da corrente total de saída para os inversores 5N-NPC-CCME e 5N-NPC-CCI.

Para o inversor 5N-NPC-CCI, a frequência de ondulação da corrente através dos indutores não acoplados é igual à frequência de comutação dos interruptores. A soma das correntes nos indutores produz a corrente total de saída, cuja frequência de ondulação é igual ao dobro da frequência de comutação. A equação normalizada da ondulação da corrente no indutor  $L_1$ , definida em (5), está representada por (6) para um semi-ciclo da tensão de saída do inversor.

$$\overline{\Delta I_1} = \frac{\Delta I_1 \cdot L_o \cdot F_s}{V_{in}} \quad (5)$$

$$\overline{\Delta I_1} = \frac{(1-M \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t)}{4}, \quad 0 < \omega t \leq \pi \quad (6)$$

A equação (6) está representada graficamente na Figura 8 para alguns valores de  $M$  e durante um semi-ciclo da tensão de saída do inversor. É importante mencionar que a ondulação da corrente no indutor filtro  $L_3$  para o inversor 3N-NPC-PCC é idêntica à ondulação da corrente no indutor  $L_1$ .

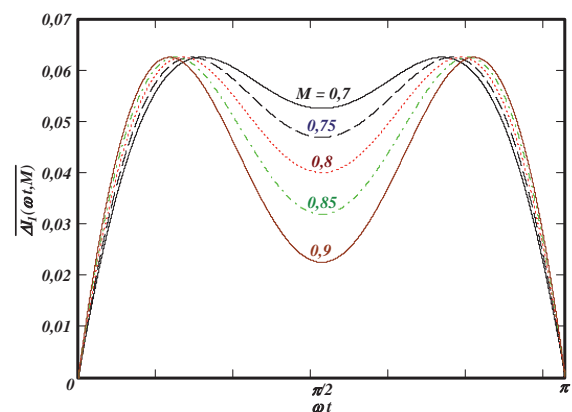


Fig. 8. Ondulação da corrente no indutor  $L_1$  para o inversor 5N-NPC-CCI.

As ondulações das correntes no enrolamento  $N_1$  para o inversor 5N-NPC-CCME e no indutor  $L_1$  para o inversor 5N-NPC-CCI estão representadas na Figura 9 para um valor de  $M$  igual a 0,9.

Verifica-se que para uma mesma forma de onda da corrente total de saída, a ondulação da corrente nos enrolamentos do autotransformador para o inversor 5N-NPC-CCME é menor comparada à ondulação da corrente nos

indutores não acoplados para o inversor 5N-NPC-CCI. Desta forma, o valor eficaz da corrente nos semicondutores da topologia CCME é também menor comparado ao respectivo valor da topologia CCI. Conseqüentemente, as perdas em condução no inversor 5N-NPC-CCME são reduzidas comparadas às perdas em condução no inversor 5N-NPC-CCI.

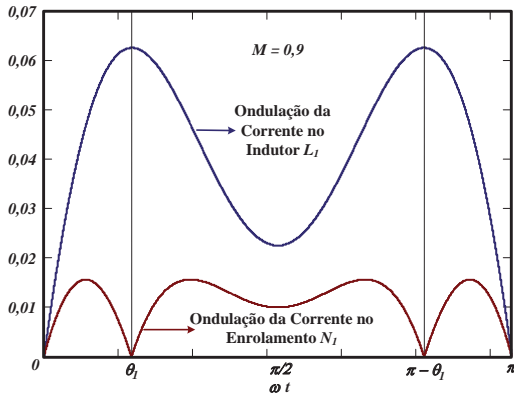


Fig. 9. Ondulações das correntes no enrolamento  $N_1$  (5N-NPC-CCME) e no indutor  $L_I$  (5N-NPC-CCI) para  $M$  igual a 0,9.

#### IV. DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

A Distorção Harmônica Total (DHT) da tensão de saída  $V_{AO}$ , antes do filtro, para o inversor 5N-NPC-CCME é dada por (7) [13]. Esta equação também é válida para a DHT da tensão de saída equivalente do inversor 5N-NPC-CCI.

$$DHT = \sqrt{\frac{2}{M^2} \cdot \left( \frac{M}{\pi} + \frac{\sqrt{4M^2 - 1}}{\pi} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{2M} \right) - \frac{1}{2} \right) - 1} \quad (7)$$

A DHT da tensão de saída  $V_{AO}$ , também antes do filtro, para o inversor 3N-NPC-PCC é dada por (8) [13].

$$DHT = \sqrt{\frac{4}{M\pi} - 1} \quad (8)$$

As equações (7) e (8), que determinam a variação da DHT da tensão de saída dos inversores em função do índice de modulação, estão representadas graficamente na Figura 10.

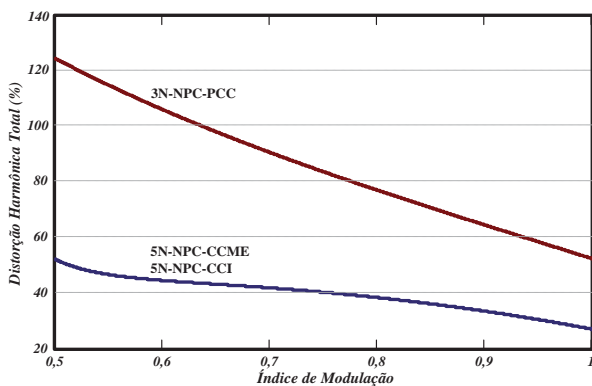


Fig. 10. Curvas de variação da DHT da tensão de saída dos inversores, em função do índice de modulação.

Como era de se esperar, verifica-se uma sensível redução na DHT da tensão de saída dos inversores de cinco níveis em relação ao inversor de três níveis, comprovando a

importância de formas de onda multiníveis na redução do conteúdo harmônico e conseqüentemente na redução do peso e volume dos componentes passivos dos conversores.

#### V. RESULTADOS TEÓRICOS

As três topologias analisadas utilizam o mesmo conjunto de interruptores e diodos (8 IGBT's *IRGP50B60PDI* e 4 diodos *30EPH06* fabricados pela *International Rectifier*) e os mesmos parâmetros de projeto:  $V_{in} = 500$  V,  $V_o = 127$  V<sub>RMS</sub>,  $P_o = 5$  kW e  $F_s = 20$  kHz. Os componentes passivos foram calculados de acordo com o circuito equivalente de saída de cada topologia.

##### A. Cálculo de Perdas nos Semicondutores

A partir dos valores das correntes nos semicondutores, calculados pelas equações apresentadas em [11], as perdas em condução e em comutação para cada interruptor são calculadas por (9) e (10), respectivamente. As perdas em comutação, que dependem do valor de pico e conseqüentemente da ondulação de corrente, representam apenas 3% das perdas totais nos interruptores.

$$P_{cond\_S} = I_{S\_avg} \cdot V_{CE(on)} \quad (9)$$

$$P_{sw\_S} = \frac{I_{PK}}{4\pi} \cdot V_{in} \cdot F_s \cdot (t_r + t_f) \quad (10)$$

Onde:

- $I_{S\_avg}$  - Valor médio da corrente em cada interruptor.
- $V_{CE(on)}$  - Tensão de saturação coletor-emissor.
- $I_{PK}$  - Valor de pico da corrente nos semicondutores.
- $t_r$  - Tempo de subida.
- $t_f$  - Tempo de descida.

As perdas em condução e em comutação para cada diodo de grameamento são calculadas por (11) e (12), respectivamente.

$$P_{cond\_Dc} = I_{Dc\_avg} \cdot V_F \quad (11)$$

$$P_{sw\_Dc} = \frac{1}{4} \cdot V_{in} \cdot I_{RRM} \cdot t_{rr} \cdot F_s \quad (12)$$

Onde:

- $I_{Dc\_avg}$  - Valor médio da corrente em cada diodo.
- $V_F$  - Tensão direta.
- $I_{RRM}$  - Corrente de recuperação reversa máxima.
- $t_{rr}$  - Tempo de recuperação reversa.

##### B. Volume dos Dissipadores

Os volumes dos dissipadores necessários para os semicondutores dos conversores são avaliados pelo mesmo índice de desempenho com sistema de resfriamento (CSPI – *Cooling System Performance Index*) [14]. Este modelo térmico adota para a temperatura do dissipador um valor fixo de 80° C e assume uma condutância térmica por volume de dissipador. Com as perdas totais nos semicondutores calculadas, a resistência térmica necessária do dissipador pode ser obtida por (13).

$$R_{th\_HS} = \frac{T_{HS} - T_A}{P_{tot}} \quad (13)$$

Onde:

$T_{HS} = 80^\circ \text{C}$  - Temperatura do dissipador.

$T_A = 40^\circ \text{C}$  - Temperatura ambiente.

Desta forma, o volume do dissipador necessário para os semicondutores de cada conversor pode ser calculado por (14).

$$Vol_{HS} = (CSPI \cdot R_{th\_HS})^{-1} \quad (14)$$

Onde:

$CSPI = 17,88 \text{ mW/K.cm}^3$  - Índice de desempenho com sistema de resfriamento para um dissipador típico de alumínio.

### C. Componentes Magnéticos

Os parâmetros de cada componente magnético utilizado são apresentados na Tabela I. Em todos os projetos utilizou-se a mesma densidade de corrente ( $J = 380 \text{ A/cm}^2$ ) e o mesmo núcleo (NEE-65/33/52 IP12-Thorton). O indutor  $L_3$  foi implementado com dois indutores  $L_o$  conectados em série. As perdas no cobre, no núcleo e totais de cada componente magnético são apresentadas na Tabela II [15,16].

**TABELA I**  
**Parâmetros Magnéticos**

Componente	Volume de Cobre ( $\text{cm}^3$ )	Número de Espiras	Fio Utilizado
Autotransformador	34,14	$N_1 = N_2 = 12$	40 x 26AWG
Indutor $L_o$	42,67	15	80 x 26AWG
Indutor $L_1$	36,98	26	40 x 26AWG
Indutor $L_2$	36,98	26	40 x 26AWG

**TABELA III**  
**Comparação das Topologias ( $V_{in} = 500 \text{ V}$ ,  $V_o = 127 \text{ V}_{RMS}$ ,  $P_o = 5 \text{ kW}$ ,  $F_s = 20 \text{ kHz}$  e  $M = 0,72$ )**

Topologia	5N-NPC-CCME	5N-NPC-CCI	3N-NPC-PCC
Indutância do Filtro de Saída	$L_o = 180 \mu\text{H}$	$L_1 = L_2 = 360 \mu\text{H}$	$L_3 = 360 \mu\text{H}$
Capacitância do Filtro de Saída	$C_o = 10 \mu\text{F}$	$C_o = 10 \mu\text{F}$	$C_3 = 20 \mu\text{F}$
Perdas Totais nos Semicondutores (W)	145,44	152,4	148,54
Volume do Dissipador ( $\text{cm}^3$ )	203,36	213,09	207,69
Volume dos Componentes Magnéticos ( $\text{cm}^3$ )	389,61	386,76	398,14
Volume do Capacitor Filtro ( $\text{cm}^3$ )	43,82	43,82	59,65
Perdas Totais no Autotransformador (W)	13,74	-	-
Perdas Totais nos Indutores (W)	10,31	19,26	21,54
Volume Total ( $\text{cm}^3$ )	636,79	643,67	665,48
Densidade de Potência ( $\text{kW/dm}^3$ )	7,85	7,77	7,51
Rendimento (%)	96,72	96,68	96,71
DHT (Tensão de Saída antes do Filtro)	41,27 %	41,27 %	87,66 %

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar a análise teórica realizada e alguns valores apresentados na seção anterior foram desenvolvidos protótipos de 5 kW para as três topologias analisadas. Na Figura 11 é apresentada a imagem do protótipo do inversor 5N-NPC-CCME. As formas de onda obtidas experimentalmente das tensões de saída  $V_{AO}$  e  $V_o$  para este inversor são mostradas na Figura 12, na qual se verifica os cinco níveis presentes na forma de onda da tensão  $V_{AO}$ . As formas de onda da tensão de saída  $V_o$  e da corrente total de saída para os inversores 5N-NPC-CCME, 5N-NPC-CCI e 3N-NPC-PCC são mostradas nas Figuras 13, 14 e 15, respectivamente, nas quais se verifica uma ondulação de alta frequência reduzida nas formas de onda das correntes dos inversores de cinco níveis em relação à respectiva ondulação de corrente presente no inversor de três níveis.

**TABELA II**  
**Perdas nos Componentes Magnéticos**

Componente	Perdas no Cobre (W)	Perdas no Núcleo (W)	Perdas Totais (W)
Autotransformador	8,08	5,66	13,74
Indutor $L_o$	10,10	0,21	10,31
Indutor $L_1$	8,76	0,87	9,63
Indutor $L_2$	8,76	0,87	9,63
Indutor $L_3$	20,20	1,34	21,54

Na Tabela II, observa-se que as perdas no núcleo no indutor  $L_o$  para o inversor 5N-NPC-CCME são desprezíveis comparadas as perdas no cobre no componente (2%). Deve-se isto ao fato da ondulação de alta frequência presente na corrente do indutor  $L_o$  ter um valor máximo reduzido comparado ao valor de pico desta corrente ( $\Delta I_o \cong 7,5\% \cdot I_{pico}$ ).

### D. Comparação das Topologias

A Tabela III apresenta alguns valores utilizados e obtidos teoricamente para cada topologia. Observando-se estes valores, nota-se que mesmo com a utilização do indutor filtro  $L_o$  para o inversor 5N-NPC-CCME, o rendimento desta topologia é aproximadamente igual ao das topologias similares (5N-NPC-CCI e 3N-NPC-PCC). A densidade de potência do inversor 5N-NPC-CCME, que utiliza um autotransformador, é também aproximadamente igual à do inversor 5N-NPC-CCI, que utiliza indutores não acoplados, e levemente superior à do inversor 3N-NPC-PCC, que utiliza um único indutor [17].

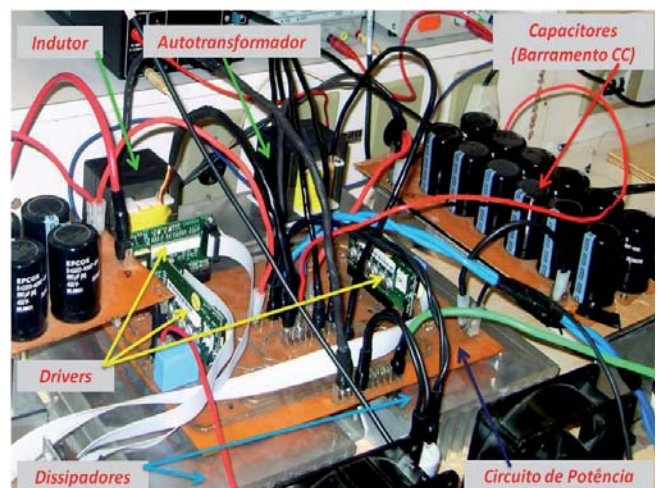


Fig. 11. Protótipo de 5 kW para o inversor 5N-NPC-CCME.

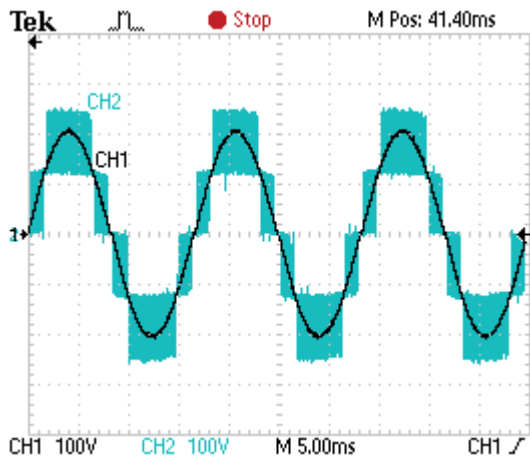


Fig. 12. Formas de onda da tensão  $V_{AO}$  (CH2) e da tensão  $V_o$  (CH1) para o inversor 5N-NPC-CCME.

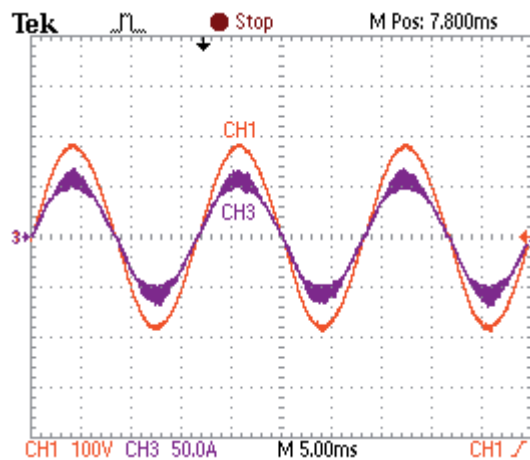


Fig. 13. Formas de onda da tensão de saída  $V_o$  (CH1) e da corrente no indutor  $L_o$  (CH3) para o inversor 5N-NPC-CCME.

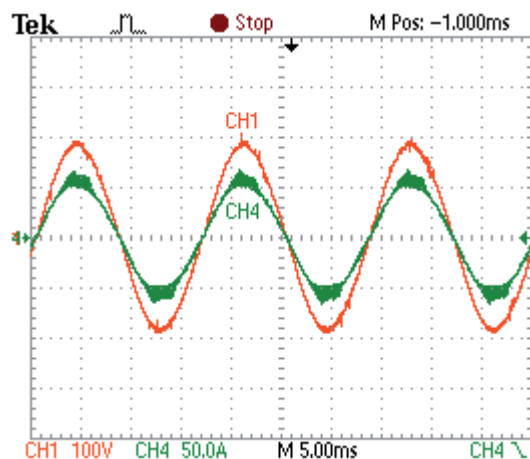


Fig. 14. Formas de onda da tensão de saída  $V_o$  (CH1) e da corrente total de saída (CH4) para o inversor 5N-NPC-CCI.

As formas de onda das correntes no indutor  $L_o$  e no enrolamento  $N_l$  do autotransformador para o inversor 5N-NPC-CCME são apresentadas na Figura 16, e as formas de onda da corrente total de saída e da corrente no indutor  $L_l$  para o inversor 5N-NPC-CCI são apresentadas na Figura 17, nas quais nota-se que apesar das correntes totais de saída para os dois inversores apresentarem uma ondulação de alta frequência equivalente, a forma de onda da corrente no

enrolamento  $N_l$  do autotransformador para o inversor 5N-NPC-CCME apresenta uma ondulação reduzida em relação à apresentada pela corrente no indutor  $L_l$  para o inversor 5N-NPC-CCI.

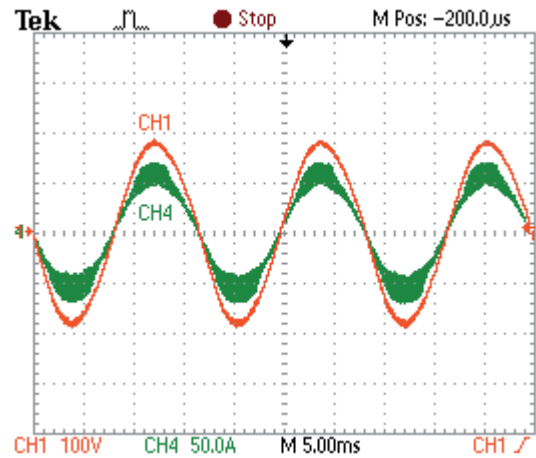


Fig. 15. Formas de onda da tensão de saída  $V_o$  (CH1) e da corrente no indutor  $L_l$  (CH4) para o inversor 3N-NPC-PCC.

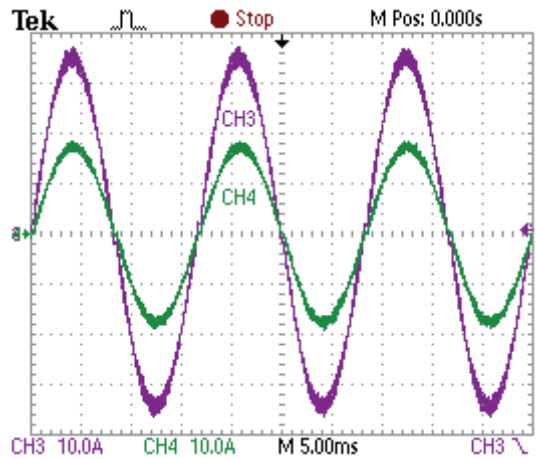


Fig. 16. Formas de onda das correntes no indutor  $L_o$  (CH3) e no enrolamento  $N_l$  do autotransformador (CH4) para o inversor 5N-NPC-CCME.

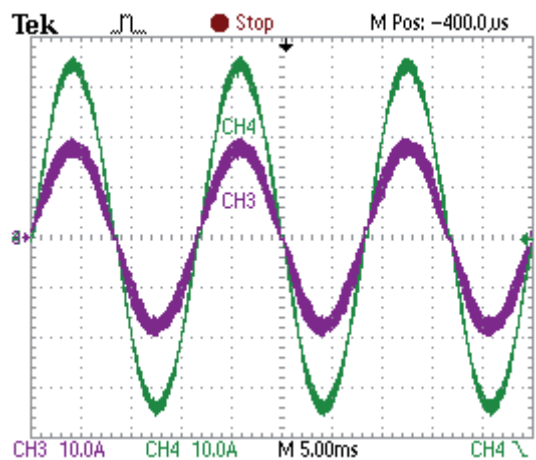


Fig. 17. Formas de onda da corrente total de saída (CH4) e da corrente no indutor  $L_l$  (CH3) para o inversor 5N-NPC-CCI.

As formas de onda das correntes no inversor 3N-NPC-PCC são apresentadas na Figura 18, na qual se observa a

presença de picos de corrente em um dos braços do inversor devido à diferença nos parâmetros de comutação dos interruptores conectados diretamente em paralelo.

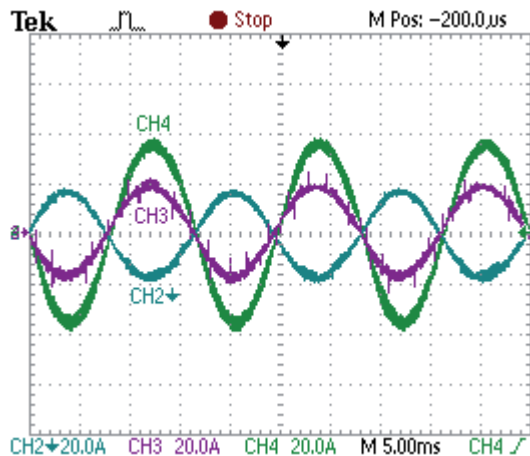


Fig. 18. Formas de onda das correntes no indutor  $L_3$  (CH4) e nos braços individuais (CH2 invertido e CH3) para o inversor 3N-NPC-PCC.

As formas de onda, vistas em detalhes, das correntes no indutor  $L_o$  e no enrolamento  $N_l$  do autotransformador para o inversor 5N-NPC-CCME são mostradas na Figura 19, na qual se verifica que a ondulação da corrente em cada enrolamento do autotransformador é a metade da ondulação da corrente no indutor  $L_o$ . As formas de onda, vistas em detalhes, das correntes nos enrolamentos do autotransformador são mostradas na Figura 20, para  $\omega t = \pi/2$ .

As formas de onda, vistas em detalhes, da corrente total de saída e da corrente no indutor  $L_l$  para o inversor 5N-NPC-CCI estão representadas na Figura 21, para  $\omega t = \pi/2$ . As formas de onda das correntes nos indutores não acoplados, vistas em detalhes, estão representadas na Figura 22, na qual pode ser verificado que estas correntes estão defasadas de  $180^\circ$ . Através das Figuras 21 e 22, também se verifica que a frequência de ondulação das correntes nos indutores é igual à frequência de comutação dos interruptores ( $F_s = 20$  kHz), enquanto que a frequência de ondulação da corrente total de saída é o dobro da frequência de comutação ( $2.F_s = 40$  kHz).

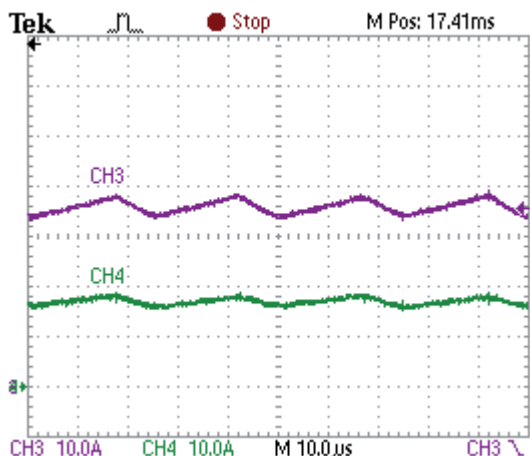


Fig. 19. Detalhe das formas de onda das correntes no indutor  $L_o$  (CH3) e no enrolamento  $N_l$  do autotransformador (CH4) para o inversor 5N-NPC-CCME ( $\omega t = \pi/2$ ).

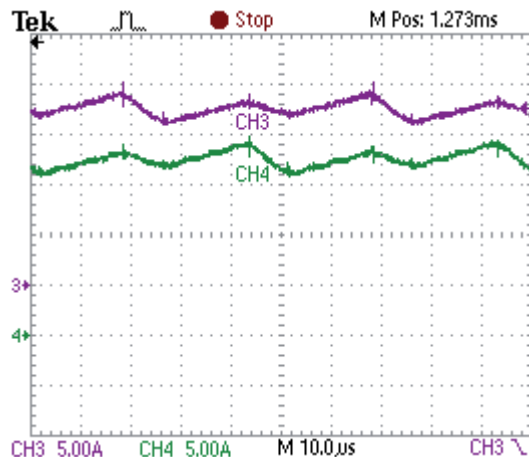


Fig. 20. Correntes nos enrolamentos do autotransformador, vistas em detalhes, para o inversor 5N-NPC-CCME ( $\omega t = \pi/2$ ).

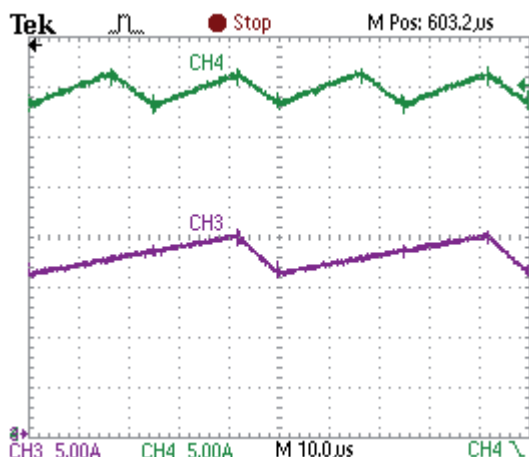


Fig. 21. Formas de onda em detalhes da corrente total de saída (CH4) e da corrente no indutor  $L_l$  (CH3) para o inversor 5N-NPC-CCI ( $\omega t = \pi/2$ ).

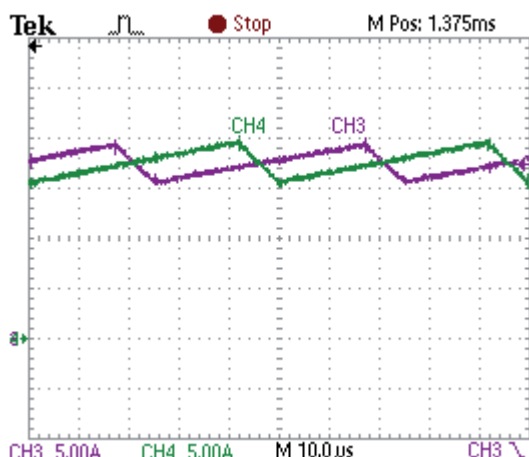


Fig. 22. Correntes nos indutores não acoplados, vistas em detalhes, para o inversor 5N-NPC-CCI ( $\omega t = \pi/2$ ).

As formas de onda, vistas em detalhes, das correntes no inversor 3N-NPC-PCC estão representadas na Figura 23, na qual nota-se a presença de picos de corrente em um dos braços do inversor nos intervalos de tempo em que ocorre a comutação dos interruptores. Neste caso, há a necessidade da inclusão de uma pequena indutância entre os braços conectados em paralelo do conversor [18].

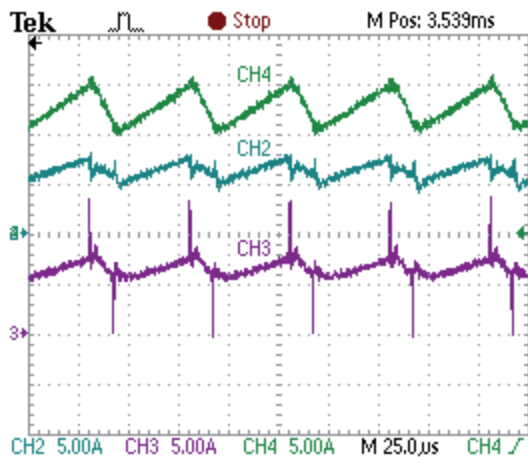


Fig. 23. Formas de onda, vistas em detalhes, da corrente no indutor  $L_3$  (CH4) e das correntes de saída individuais (CH2 e CH3) no ponto médio de cada braço do inversor 3N-NPC-PCC ( $\omega t = \pi/2$ ).

As curvas de rendimento experimentais para os inversores em função da potência de saída são apresentadas na Figura 24. Nota-se que os rendimentos dos inversores de cinco níveis são bastante próximos e maiores que 96,2 % para a potência nominal de carga. Entretanto, observa-se uma redução no rendimento do inversor 3N-NPC-PCC devido às perdas em comutação nos interruptores do conversor.

A curva de variação da DHT da tensão de saída  $V_{AO}$  em função do índice de modulação para o inversor 5N-NPC-CCME está representada na Figura 25.

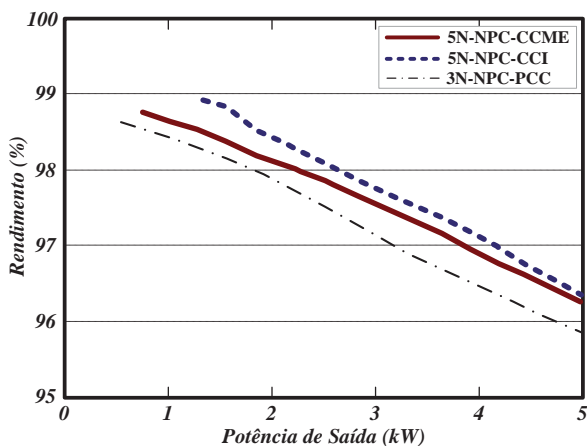


Fig. 24. Curvas de rendimento dos inversores em função da potência de saída.

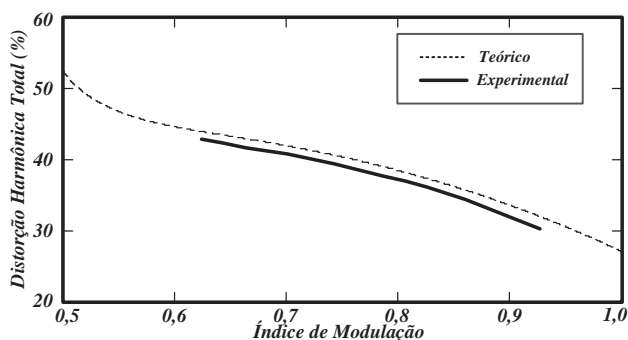


Fig. 25. Curva de variação da DHT da tensão  $V_{AO}$  em função do índice de modulação para o inversor 5N-NPC-CCME.

## VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou a análise comparativa em regime permanente de três inversores multiníveis NPC. Para esta análise, a frequência de comutação dos interruptores foi mantida constante. Comparando o volume e peso, foi verificado que os inversores de cinco níveis apresentam praticamente o mesmo valor. Entretanto, o inversor de três níveis apresenta maior peso e volume comparado com os inversores de cinco níveis devido ao filtro de saída ficar submetido apenas à frequência de comutação dos interruptores.

Nesta análise, os volumes dos dissipadores necessários foram avaliados pelo mesmo índice de desempenho com sistema de resfriamento CSPI e os componentes passivos foram calculados de acordo com o circuito equivalente de saída de cada configuração.

Resultados experimentais demonstram curvas de rendimento similares para os inversores de cinco níveis. Em termos de valores eficazes, o inversor 5N-NPC-CCI apresenta maiores correntes nos semicondutores e componentes magnéticos.

Em laboratório foi observado que os inversores 5N-NPC-CCI e 3N-NPC-PCC são mais susceptíveis ao desbalanceamento de correntes através dos componentes devido a pequenas variações de razão cíclica, pequenas diferenças de valores nos resistores de gatilho e outras não idealidades, especialmente nos *layouts* dos protótipos. Desta forma, algumas precauções adicionais devem ser realizadas durante a implementação destes dois conversores.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE-UFC) pelo fornecimento de equipamentos e instalações e a CAPES pelo suporte financeiro deste trabalho.

## REFERÊNCIAS

- [1] J. Rodriguez, J.-S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [2] J. Dixon, L. Morán, "High-Level Multistep Inverter Optimization Using a Minimum Number of Power Transistors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 330-337, March 2006.
- [3] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, December 2007.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, September/October 1981.
- [5] R. Teichmann, S. Bernet, "A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications", *IEEE Transactions on Industry*



- Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 855-865, May/June 2005.
- [6] 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, May 2009.
- [7] R. Hausmann, R. Silva, I. Barbi, "Three-Phase NPC Inverter Using Three-Phase Coupled Inductor", in *Proc. Energy Convers. Congr. Expo.*, San Jose, CA, pp. 913-918, September 2009.
- [8] D. Floricau, E. Floricau, G. Gateau, "New Multilevel Converters with Coupled Inductors: Properties and Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5344-5351, December 2011.
- [9] M. T. Peraça, I. Barbi, "Three-Level Half-Bridge Inverter Based on the Three-State Switching Cell", *Presented at the INDUSCON*, Recife, Brazil, 2006.
- [10] E. Labouré, A. Cunière, T. Meynard, F. Forest, E. Sarraute, "A Theoretical Approach to Intercell Transformers, Application to Interleaved Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 23, pp. 464-474, January 2008.
- [11] R. P. T. Bascopé, J. A. F. Neto, G. V. T. Bascopé, "Multi-state Commutation Cells to Increase Current Capacity of Multi-Level Inverters", *Presented at the Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Amsterdam, Netherlands, 2011, *IEEE 33rd International*.
- [12] F. Forest, E. Labouré, T. A. Meynard, V. Smet, "Design and Comparison of Inductors and Intercell Transformers for Filtering of PWM Inverter Output", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 812-821, March 2009.
- [13] J. A. F. Neto, "Análise comparativa de inversores multiníveis monofásicos baseados em células de comutação com elevação da capacidade de corrente". Exame de qualificação apresentado à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Fortaleza, 2013.
- [14] U. Drogenik, J. W. Kolar, "Analyzing the theoretical limits of forced air-cooling by employing advanced composite materials with thermal conductivities  $> 400$  W/mK", *IEEE CIPS*, Naples, Italy, June 2006.
- [15] I. Barbi, *Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas*, Edição do Autor, 2ª Edição, Florianópolis, 2007.
- [16] F. J. M. Seixas, J. P. R. Balestero, C. M. Seixas, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascopé, "Bridgeless Boost PFC Converter Using the Three-State Switching Cell", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 17, nº 2, pp. 513-520, Maio 2012.
- [17] J. A. F. Neto, R. P. T. Bascopé, C. M. T. Cruz, R. G. A. Cacau, G. V. T. Bascopé, "Comparative Evaluation of Three Single-Phase NPC Inverters", *10<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON*, Fortaleza, Brazil, November 2012.
- [18] H. A. C. Braga, I. Barbi, "A New Technique for Parallel Connection of Commutation Cells: Analysis, Design, and Experimentation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 387-395, March 1997.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**João Aberides Ferreira Neto**, nasceu em Belém, PA, Brasil, formou-se em Engenharia Elétrica (Opção Eletrônica) pela Universidade Federal do Pará (UFPA) em 1991 e recebeu o grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 1994. De 1995 a 1997 atuou como bolsista CNPq de desenvolvimento científico regional (DCR-3A) na Universidade Federal do Pará (UFPA). Atualmente é aluno de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC) no Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC). Seus temas de interesse incluem retificadores com correção de fator de potência, conversores multiníveis, conversores CC/CC bidirecionais e aplicações de eletrônica de potência em sistemas de potência. Msc. Aberides é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**René Pastor Torrico-Bascopé**, nasceu em Cochabamba, Bolívia, formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Mayor de San Simón, Cochabamba, Bolívia, em 1992 e recebeu os graus de Mestre e de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 1994 e 2000, respectivamente. Atualmente é professor associado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC), Fortaleza, Brasil. Seus principais temas de interesse incluem fontes de alimentação, técnicas de correção de fator de potência, sistemas ininterruptos de energia e sistemas renováveis de energia. Dr. Torrico-Bascopé é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

**Cícero Marcos Tavares Cruz**, nasceu em Fortaleza, CE, Brasil, formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC) em 1991 e recebeu os graus de Mestre e de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 1993 e 2001, respectivamente. Atualmente é professor associado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC), Fortaleza, Brasil. Seus principais temas de interesse incluem fontes de alimentação, técnicas de correção de fator de potência, sistemas ininterruptos de energia e acionamento de máquinas elétricas. Dr. Cícero é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).