

TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO CA-CC MONOFÁSICO 5 NÍVEIS BASEADO NO INTERCALAMENTO DE BRAÇOS NPC

Luan C. S. Mazza^{1,2}, José J. S. Souza^{1,3}, Welton da S. Lima¹, Demercil S. Oliveira Jr.¹, Fernando L. M. Antunes¹, Raimundo N. M. de Oliveira⁴, Cícero A. dos Santos^{1,5}

¹Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – Ceará, Brasil

²Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Campus Tabuleiro do Norte - Ceará, Brasil

³Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Campus Cedro - Ceará, Brasil

⁴Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Campus Limoeiro do Norte - Ceará, Brasil

⁵Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, Campus João Pessoa - Paraíba, Brasil

e-mail: luanmaza@ifce.edu.br, janiera.silva@ifce.edu.br, welton.lima@dee.ufc.br, demercil@dee.ufc.br, fantunes@dee.edu.br, nonato.oliveira@ifce.edu.br, cicero.santos@ifpb.edu.br

Resumo – Este artigo propõe uma topologia de Transformador de Estado Sólido (TES) CA-CC monofásico cinco níveis com característica de isolamento em alta frequência e controle do fluxo de potência bidirecional. A topologia é composta pelo lado primário, que consiste em dois braços de conversor três níveis com ponto neutro grampeado (NPC-3L) monofásico conectados em paralelo com intercalamento, e pelo lado secundário, no qual é composto por um *full bridge* (FB) monofásico. O diagrama de estados de chaveamento e a estratégia de modulação e controle são apresentados. A análise teórica do conversor é realizada, visando demonstrar o fluxo de potência através do modelo fundamental, de forma similar ao conversor *dual active bridge* (DAB) monofásico. Para validação do estudo teórico são apresentados resultados experimentais do conversor proposto, através de um protótipo de 800 W.

Palavras-chave – Bidirecional, Conversor CA-CC, Conversor NPC-3L, Dual Active Bridge, Isolação em Alta Frequência, Transformador de Estado Sólido.

A SINGLE-PHASE FIVE LEVEL AC/DC SOLID STATE TRANSFORMER BASED ON THE INTERLEAVING OF NPC ARMS

Abstract – This paper proposes an AC-DC five level solid state transformer (SST) topology with high frequency isolation and bidirectional power flow control capability. The topology is composed of two interleaved NPC-3L arms in primary side, and a single-phase full-bridge converter in the secondary side. The switching state diagram, the modulation and control strategies are presented as well as theoretical analysis of the converter is realized through the fundamental model in order to obtain the power flow curve, as in the traditional DAB converter. The theoretical study is validated through results obtained from an 800W experimental prototype of the proposed converter.

Keywords – AC-DC Converter, Bidirectional, Dual Active Bridge, High Frequency Isolation, NPC-3L Converter, Solid State Transformer.

Artigo submetido em 17/07/2019. Primeira revisão em 03/09/2019. Aceito para publicação em 18/11/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0056>

I. INTRODUÇÃO

O termo Transformadores de Estado Sólido (TES) foi inicialmente utilizado em 1980 pela marinha americana [1], mas o primeiro conversor com características inerentes ao TES foi introduzido em 1970 [2] e publicado na literatura técnica em 1971 [3]. Estes equipamentos são apontados como uma alternativa a substituição dos transformadores convencionais (50-60 Hz), sobretudo em aplicações onde peso e volume são aspectos críticos [4]. Posteriormente, diversas estruturas de TES, permitindo flexibilidades adicionais, tais como regulação de tensão, redução da distorção harmônica, controle de reativos foram propostas em várias aplicações, como por exemplo, sistemas de transmissão e distribuição de energia [5]–[7], sistemas de tração [8], [9], interligação de geração distribuída com a rede [10], interface de *smart grids* [11]–[13], aplicações que envolvem média e alta tensão CC [14], [15] e integração de sistemas de geração de energias renováveis e rede elétrica [16]–[19].

A própria patente apresentada por [2] vislumbra a possibilidade de utilizar a topologia como um TES CA/CC, utilizando um controle adequado do ângulo de deslocamento entre primário e secundário. Entretanto, tal operação incluiria um considerável aumento do conteúdo reativo no transformador e também no lado CA. Adicionalmente, necessidade da utilização de *snubbers* inviabiliza o uso desta topologia em potências maiores.

Em 1978 foi proposta uma topologia CA/CC baseada em cicloconversor mas com característica unidirecional de fluxo de potência [20]. Em 1993 foi proposto um novo esquema de modulação que permitiu uma redução adicional no volume do transformador mas mantendo a característica unidirecional, propondo também uma versão cascadeada para redução dos esforços de tensão nos interruptores [21].

Em 2001 e 2002, [22] e [23] propuseram um aperfeiçoamento da topologia de [20], incluindo semicondutores totalmente controlados no lado secundário e permitindo um fluxo bidirecional de potência. Utilizando a flexibilidade adicional resultante, um esquema de modulação e controle permite a comutação sob tensão zero (ZVS, *zero-voltage-switching*) e sob corrente zero (ZCS, *zero-current-switching*) para os semicondutores.

A extensão desses estudos para versões multiníveis, incluindo protótipos experimentais em escala real, foram

realizadas em [24] e [25] onde são citadas reduções no peso (50%) e volume (20%) totais do transformador, quando comparado com um transformador convencional de 16,67Hz, bem como uma melhoria de 3% no rendimento.

Ao longo dos anos, diversos trabalhos abrangendo o uso de 2 estágios de conversão, sendo o primeiro um retificador a 4 chaves e o segundo um estágio CC/CC do tipo *dual active bridge* (DAB) (meia-ponte/ponte completa, ressonante/não ressonante), têm sido apresentados em [26]–[28]. Tais trabalhos destacam o uso de semicondutores unidirecionais em tensão e com grampeamento da tensão. Em [26], por exemplo, foi utilizado um estágio DAB meia ponte ressonante e mencionado uma redução em 30% do peso e uma redução de 50% das perdas em relação ao transformador de 16,67Hz.

Em 2003 foi proposto o conversor M²LC que utiliza uma configuração em ponte H, onde cada braço é composto por um cascadeamento de módulos ponte completa, permitindo o uso de um único transformador [29]. Entretanto tal topologia exige o uso de um grande número de semicondutores.

Em 2013 foi proposta uma topologia baseada no conversor modular multinível (MMC, *modular multilevel converter*), onde cada módulo básico é composto por um estágio único CA/CC utilizando somente interruptores unidirecionais em tensão [30]. Entretanto tal topologia também exige um elevado número de semicondutores e também requer o uso de 2 bancos de capacitores de alta tensão. Em 2015 esses bancos de capacitores foram incluídos em cada módulo básico realizando-se também uma conexão cascadeada no lado CA, o que permitiu uma redução de 50% no número de módulos básicos e de semicondutores necessários. Em 2018 foi apresentado um estudo comparativo demonstrando a manutenção das perdas por condução e uma redução de 50% nas perdas por chaveamento. Devido a uma limitação para a realização do equilíbrio das tensões entre os capacitores, em 2016 foi proposta uma modificação no módulo básico para uma configuração com 3 braços. Como consequência, o número de módulos necessários foi reduzido novamente pela metade, obtendo-se também uma redução em 50% nas perdas de chaveamento e condução.

Embora o uso do cascadeamento de módulos básicos com estágio integrado tenha apresentado resultados promissores em termos de perdas, o uso de transformadores, com isolamento para alta tensão, em cada módulo básico é desvantajoso em relação à topologia proposta por [29] do ponto de vista do volume total.

Dentro desse contexto, este trabalho propõe um conversor CA/CC bidirecional isolado, também baseado no conceito de estágio integrado utilizando apenas semicondutores unidirecionais em tensão, com uso de um conversor três níveis com ponto neutro grampeado (NPC, *neutral-point-clamped*) a fim de permitir o uso apenas de um transformador.

Este artigo está organizado com a seguinte estrutura: na seção II será apresentada a concepção da topologia proposta, os estados de chaveamento, a estratégia de modulação, a operação do conversor, o estudo do fluxo de potência e a estratégia de controle. A Seção III apresentará os resultados experimentais, com descrição da topologia e as respostas do conversor em regime permanente e dinâmico, além do comparativo de alguns parâmetros entre os valores obtidos na

simulação e no protótipo experimental. A conclusão está na seção IV.

II. TOPOLOGIA I2NDF1

A. Concepção Topológica

O conversor proposto, Figura 1, é isolado em alta frequência através do transformador T_m , compondo assim os lados primário e secundário. O lado primário da topologia é obtido através de duas estruturas NPC [31] com a técnica de intercalamento [32], utilizando a Célula de Comutação de Três Estados (CCTE) [33], composto pelo indutor L_1 e o auto transformador AT_m , na interligação entre os dois braços de NPC e o lado CA do conversor proposto. Já o lado secundário apresenta uma ponte completa (FB, *full-bridge*).

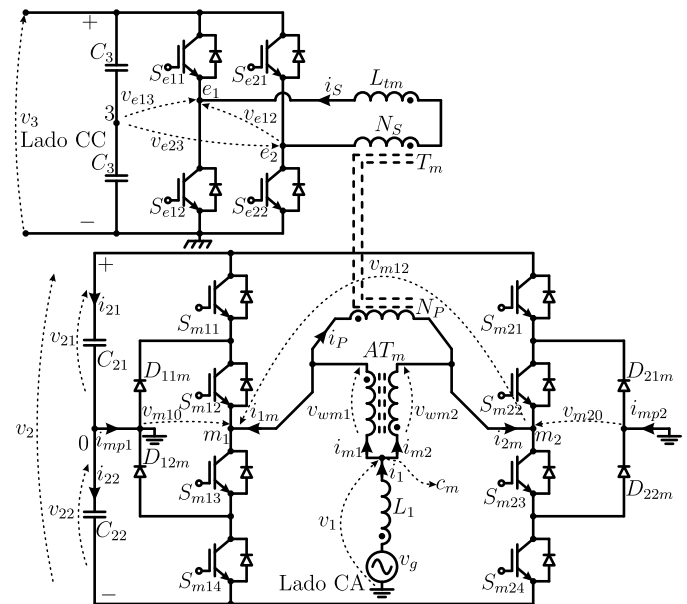


Fig. 1. Topologia proposta I2NDF1.

No lado primário do conversor ocorre redução de esforços de tensão (característica do conversor NPC) e de corrente nas chaves (característica da CCCTE). A topologia permite fluxo bidirecional de potência entre os lados CA e CC e adequação dos níveis de tensão entre sistemas elétricos. No decorrer do artigo, a topologia proposta será chamada de I2NDF1: I (intercalado), 2 (dual), N (NPC), D (DAB), F (FB), 1 (monofásico).

B. Estados de Chaveamento

Na Tabela I são apresentados os estados de chaveamento assumidos pelos interruptores que compõem o lado primário da topologia I2NDF1. Considerando que o estado $s_{mxy} = 1$ representa a chave fechada e $s_{mxy} = 0$ a chave aberta, com $x = \{1, 2\}$ e $y = \{1, 2, 3, 4\}$, é possível obter as tensões sintetizadas em cada conjunto de combinações. O número máximo de estados de chaveamento obtido no lado primário é 9. Os estados de chaveamento em S_{m11} , S_{m12} , S_{m21} e S_{m22} são complementares aos de S_{m13} , S_{m14} , S_{m23} e S_{m24} , respectivamente.

As tensões de polo sintetizadas em cada braço do lado primário do conversor I2NDF1, v_{m10} e v_{m20} , são dependentes dos estados de chaveamento. Por consequência, a tensão entre

os pontos c_m e 0, v_1 , referida aqui de tensão multinível, é dependente das tensões v_{m10} e v_{m20} , assim como a tensão vista entre os pontos m_1 e m_2 , v_{m12} , no qual é a tensão imposta ao primário (enrolamento w_p) do transformador T_m .

Verificando o circuito de potência do conversor I2NDF1 na Figura 1, percebe-se que as tensões sobre os enrolamentos (w_{m1} e w_{m2}) do auto transformador AT_m possuem polaridades invertidas, ou seja, $v_{wm1} = -v_{wm2}$. Aplicando a teoria básica de circuitos elétricos, obtém-se a tensão multinível v_1 (1).

$$v_1 = \frac{v_{m10} + v_{m20}}{2} = (s_{m11} + s_{m12} + s_{m21} + s_{m22} - 2) \cdot \frac{V_2}{4}. \quad (1)$$

Por definição, a tensão v_{m12} é dada por (2).

$$v_{m12} = v_{m10} - v_{m20} = [s_{m11} + s_{m12} - (s_{m21} + s_{m22})] \cdot \frac{V_2}{2}. \quad (2)$$

TABELA I

Estados de Chaveamento no Lado Primário do Conversor I2NDF1

Estados de chaveamento [$s_{m11} s_{m12} s_{m21} s_{m22}$]	v_{m10}	v_{m20}	v_{m12}	v_1
[0101]	0	0	0	0
[1111]	$V_2/2$	$V_2/2$	0	$V_2/2$
[1101]	$V_2/2$	0	$V_2/2$	$V_2/4$
[1100]	$V_2/2$	$-V_2/2$	V_2	0
[0100]	0	$-V_2/2$	$V_2/2$	$-V_2/4$
[0000]	$-V_2/2$	$-V_2/2$	0	$-V_2/2$
[0001]	$-V_2/2$	0	$-V_2/2$	$-V_2/4$
[0011]	$-V_2/2$	$V_2/2$	$-V_2$	0
[0111]	0	$V_2/2$	$-V_2/2$	$V_2/4$

Na Tabela II são apresentados os estados de chaveamento no lado secundário do conversor I2NDF1. As tensões de polo v_{e13} , v_{e23} e v_{e12} são dependentes dos estados de chaveamento. Nessa configuração, FB monofásico, é possível obter no máximo 4 estados de chaveamento. A tensão v_{e12} é expressa em (3), onde o estado $s_{ex1} = 1$ representa a chave fechada e $s_{ex1} = 0$ a chave aberta. Os estados de chaveamento em S_{e11} e S_{e21} são complementares aos de S_{e12} e S_{e22} , respectivamente.

$$v_{e12} = v_{e13} - v_{e23} = (s_{e11} - s_{e21}) \cdot V_3. \quad (3)$$

TABELA II

Estados de Chaveamento no Lado Secundário do Conversor I2NDF1

Estados de chaveamento [$s_{e11} s_{e21}$]	v_{e13}	v_{e23}	v_{e12}
[11]	$V_3/2$	$V_3/2$	0
[10]	$V_3/2$	$-V_3/2$	V_3
[00]	$-V_3/2$	$-V_3/2$	0
[01]	$-V_3/2$	$V_3/2$	$-V_3$

C. Estratégia de Modulação

A função de modulação adotada no lado primário da estrutura I2NDF1 foi a *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Com relação as portadoras, adotou-se as estratégias

Level Shift Pulse Width Modulation (LSPWM) com característica *In-Phase Disposition* (IPD) e *Phase Shifted Pulse Width Modulation* (PSPWM). O circuito modulador e as formas de onda da moduladora e das portadoras do lado primário do conversor I2NDF1 são apresentados nas Figuras 2 .a e 2 .b, respectivamente.

Em (4) é definida a função da moduladora do lado primário.

$$m_m(t) = M \text{sen}(2\pi f_g t). \quad (4)$$

Sendo que M é o índice de modulação em amplitude, dado pela expressão (5) e f_g é a frequência da rede elétrica v_g .

$$M = \frac{2\hat{V}_g}{V_2}. \quad (5)$$

Onde \hat{V}_g é o valor de pico da tensão na rede elétrica e V_2 é o valor médio da tensão no barramento dos capacitores C_{21} e C_{22} , sendo que $V_2 = V_{21} + V_{22}$.

As funções de chaveamento dos interruptores $d_{m1x}(t)$ e $d_{m2x}(t)$, determinadas através da comparação entre as funções da moduladora $m_m(t)$ e das portadoras $c_{m1x}(t)$ e $c_{m2x}(t)$, são dadas por (6) e (7), respectivamente.

$$d_{m1x}(t) = \begin{cases} 1 \Leftrightarrow m_m(t) \geq c_{m1x}(t) \\ 0 \Leftrightarrow m_m(t) < c_{m1x}(t) \end{cases}. \quad (6)$$

$$d_{m2x}(t) = \begin{cases} 1 \Leftrightarrow m_m(t) \geq c_{m2x}(t) \\ 0 \Leftrightarrow m_m(t) < c_{m2x}(t) \end{cases}. \quad (7)$$

Conforme pode ser observado na Figura 2 .b as portadoras diferenciam-se entre si por estarem deslocadas em nível e fase, de modo que, tomando $c_{m11}(t)$ como referência podem ser estabelecidas as seguintes relações: $c_{m12}(t) = c_{m11}(t) - 1$, $c_{m21}(t) = -c_{m11}(t) + 1$ e $c_{m22}(t) = -c_{m11}(t)$.

No lado secundário foi adotada a modulação PSPWM para as portadoras $c_{e11}(t)$ e $c_{e21}(t)$. Para obtenção da moduladora do lado secundário, adota-se que o formato de onda de v_{m12} seja o mesmo de v_{e12} , considerando que o ângulo de fase de $c_{e11}(t)$ seja na origem, igual a $c_{m11}(t)$. Por definição a diferença angular entre as portadoras $c_{e11}(t)$ e $c_{m11}(t)$ equivale ao ângulo de *Phase Shift* (PS), φ . Realizando as devidas simplificações nas expressões (2) e (3), obtém-se a função de modulação no lado secundário do conversor I2NDF1 (8).

$$m_e(t) = |m_m(t)| = |M \text{sen}(2\pi f_g t)|. \quad (8)$$

A função de chaveamento nos interruptores do lado secundário do conversor I2NDF1, $d_{ex1}(t)$, é dada conforme (9).

$$d_{ex1}(t) = \begin{cases} 1 \Leftrightarrow m_e(t) \geq c_{ex1}(t) \\ 0 \Leftrightarrow m_e(t) < c_{ex1}(t) \end{cases}. \quad (9)$$

O circuito modulador e as formas de onda da moduladora e das portadoras do lado secundário do conversor I2NDF1 são apresentados nas Figuras 2 (c) e 2 (d), respectivamente.

D. Fluxo de Potência

O fluxo de potência através do transformador T_m do conversor I2NDF1 é analisado utilizando o modelo fundamental das tensões v'_{m12} e v_{e12} [34]–[36]. O circuito

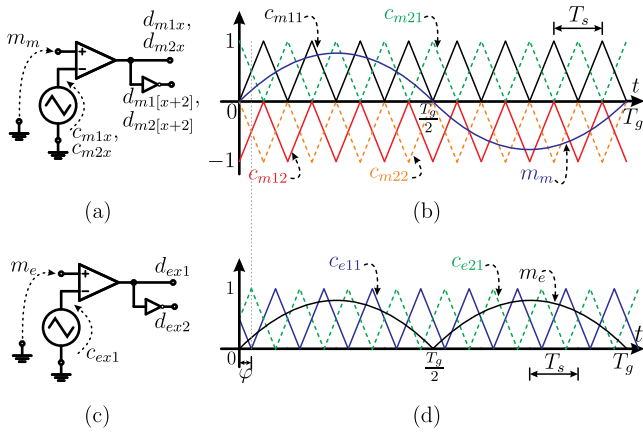


Fig. 2. Estratégia de modulação: (a) Circuito modulador do lado primário; (b) Função de modulação e portadoras do lado primário; (c) Circuito modulador do lado secundário; (d) Função de modulação e portadoras do lado secundário.

elétrico equivalente do modelo é mostrado na Figura 3 .a e as formas de onda na Figura 3 .b.

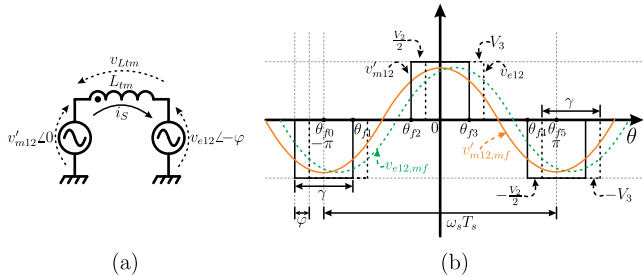


Fig. 3. Modelo fundamental: (a) Circuito elétrico equivalente; (b) Formas de onda das tensões v'_{m12} e v_{e12} .

O valor eficaz do fasor \vec{I}_S^* dentro de um período de chaveamento, T_s , é dado por (10).

$$\vec{I}_S^* = \frac{V'_{m12,rms} e^{j0} - V_{e12,rms} e^{-j\varphi}}{j\omega_s L_{tm}} \quad (10)$$

Onde $V'_{m12,rms}$ e $V_{e12,rms}$ são os valores *rms* das componentes fundamentais das tensões v'_{m12} e v_{e12} , respectivamente. Sendo que $V'_{m12,rms} = V_{m12,rms} a_{Tm}$, em que a_{Tm} é a relação de transformação do transformador T_m . Já ω_s é a frequência angular de chaveamento, com $\omega_s = 2\pi f_s$, L_{tm} é a indutância de transferência de potência presente no lado secundário da topologia e φ é o ângulo de PS entre as tensões v'_{m12} e v_{e12} .

As potências ativa e reativa dentro de um período de chaveamento T_s são dadas por (11), parte real, e (12), parte imaginária do produto $\vec{V}'_{m12} \vec{I}_S^*$, respectivamente.

$$p_t = \Re(\vec{V}'_{m12} \vec{I}_S^*) = \frac{4V_2 a_{Tm} V_3 \text{sen}^2(\gamma/2) \text{sen}(\varphi)}{\pi^2 \omega_s L_{tm}} \quad (11)$$

$$q_t = \Im(\vec{V}'_{m12} \vec{I}_S^*) = \frac{2V_2 a_{Tm} V_3 \text{sen}^2(\gamma/2) [V_2 a_{Tm} - 2V_3 \cos(\varphi)]}{\pi^2 \omega_s L_{tm}} \quad (12)$$

Onde γ é a função de chaveamento entre a tensão v_{m12} e o

barramento formado pelos capacitores C_{21} e C_{22} do conversor I2NDF1, que deve ser a mesma da tensão v_{e12} e o lado CC, i.e., é a largura angular do pulso positivo ou negativo das tensões v'_{m12} ou v_{e12} , conforme Figura 3 .b.

$$\gamma = \begin{cases} (1 - |m_m(t)|) 2\pi, & \text{se } |m_m(t)| \geq 0,5, \\ |m_m(t)| 2\pi, & \text{se } |m_m(t)| < 0,5. \end{cases} \quad (13)$$

Para o estudo em por unidade (p.u.), adota-se as seguintes grandezas de base,

$$P_{base} = \underbrace{\left(\frac{V_2 a_{Tm}}{2}\right)}_{V_{base}} \underbrace{\left(\frac{V_2 a_{Tm}}{2\omega_s L_{tm}}\right)}_{I_{base}} = \frac{(V_2 a_{Tm})^2}{4\omega_s L_{tm}} \quad (14)$$

Realizando a mudança das potências em (11) e (12) para p.u., obtém-se as expressões:

$$P_{t,pu} = \frac{16V_3 \text{sen}^2(\gamma/2) \text{sen}(\varphi)}{\pi^2 \omega_s L_{tm}}, \quad (15)$$

$$q_{t,pu} = \frac{8\text{sen}^2(\gamma/2) [V_2 a_{Tm} - 2V_3 \cos(\varphi)]}{\pi^2 \omega_s L_{tm}} \quad (16)$$

Visando generalizar o estudo, realiza-se a introdução da razão entre os valores eficazes das tensões v_{e12} e v'_{m12} , aplicadas pelas pontes primária e secundária, considerando-se também a relação de transformação a_{Tm} , definida por (17).

$$\delta = \frac{V_{e12,rms}}{V'_{m12,rms}} = \frac{2V_3}{V_2 a_{Tm}} \quad (17)$$

Através de (17) é possível simplificar as expressões (15) e (16), obtendo (18) e (19), ficando assim em função de δ .

$$P_{t,pu} = \frac{8\delta \text{sen}^2(\gamma/2) \text{sen}(\varphi)}{\pi^2} \quad (18)$$

$$q_{t,pu} = \frac{8\text{sen}^2(\gamma/2) [1 - \delta \cos(\varphi)]}{\pi^2} \quad (19)$$

A potência ativa, $P_{t,pu}$, e reativa, $Q_{t,pu}$, dentro de um período da rede elétrica T_g no transformador, em p.u., são dadas por (20) e (21).

$$P_{t,pu} = \frac{8\delta \text{sen}(\varphi)}{\pi^3} \left[\int_0^\pi \text{sen}^2(\gamma/2) d\theta \right] \quad (20)$$

$$Q_{t,pu} = \frac{8[1 - \delta \cos(\varphi)]}{\pi^3} \left[\int_0^\pi \text{sen}^2(\gamma/2) d\theta \right] \quad (21)$$

A potência ativa $P_{t,pu}$ é mostrado na Figura 4. O valor máximo de potência em p.u. ocorre para $M = 0,6$ e $\varphi = \pi/2$ rad.

Já a potência reativa $Q_{t,pu}$ é mostrado na Figura 5. O valor máximo de potência em p.u. ocorre para $M = 0,6$ e $\varphi = \pi$ rad. Para um índice M constante, percebe-se que com o aumento do ângulo φ ocorre um incremento na potência $Q_{t,pu}$, ocasionando assim uma elevação nas perdas elétricas do

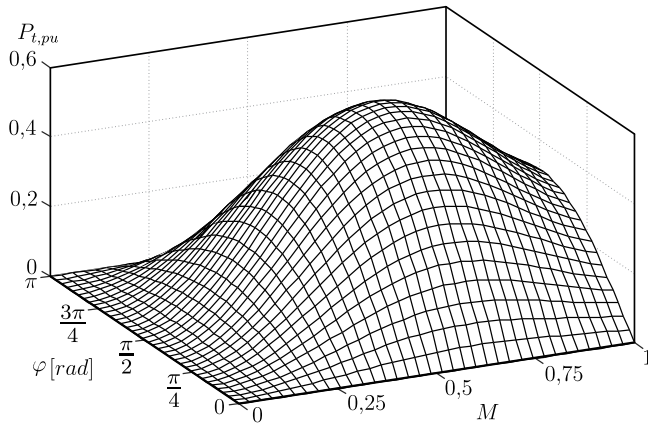


Fig. 4. Potência ativa no transformador T_m .

conversor. Portanto, é importante impor um limite de operação para o ângulo φ , normalmente adota-se $-\pi/4 \leq \varphi \leq \pi/4$.

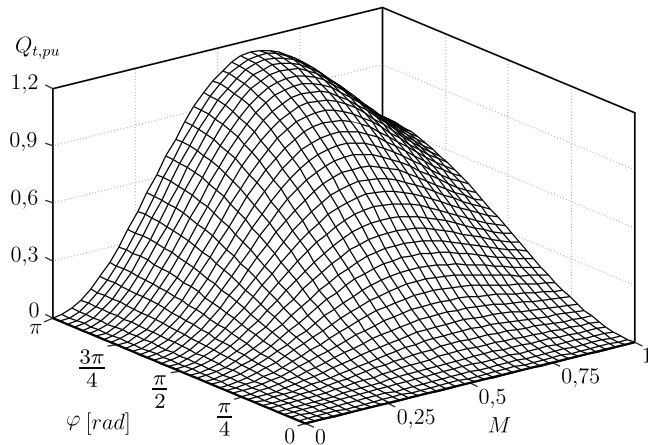


Fig. 5. Potência reativa no transformador T_m .

O fator de potência no transformador FP_{T_m} no modelo fundamental é dado por (22).

$$FP_{T_m} = \frac{P_{t,pu}}{\sqrt{(P_{t,pu})^2 + (Q_{t,pu})^2}} = \frac{\delta \sin(\varphi)}{\sqrt{\delta^2 - 2\delta \cos(\varphi) + 1}} \quad (22)$$

O Fator de Potência no Transformador FP_{T_m} é mostrado na Figura 6. Para pequenos ângulos de φ , percebe-se que o ideal é operar com $\delta = 1$ ou valores próximos a unidade.

E. Estratégia de Controle

O controle empregado na topologia proposta visa a correção do Fator de Potência (FP) com o controle da corrente i_1 , balanceamento das correntes i_{m1} e i_{m2} , ou seja, a corrente de magnetização i_{mg} , e das tensões nos capacitores C_{21} e C_{22} (v_{2d}), além da regulação das tensões v_2 e v_3 [37], [38]. Dessa forma, nas Figuras 7 .a e 7 .b são apresentados os diagramas do controle adotado para o lado primário e secundário da topologia, respectivamente.

No controle do lado primário, Figura 7 .a, a corrente de referência i_1^* é obtida pelo produto da saída do controlador C_{v2} (referência V_2^*) com a saída da função do bloco sen , tendo como argumento o ângulo do bloco PLL [39], responsável pela sincronização do sistema de controle com a fase da tensão lida

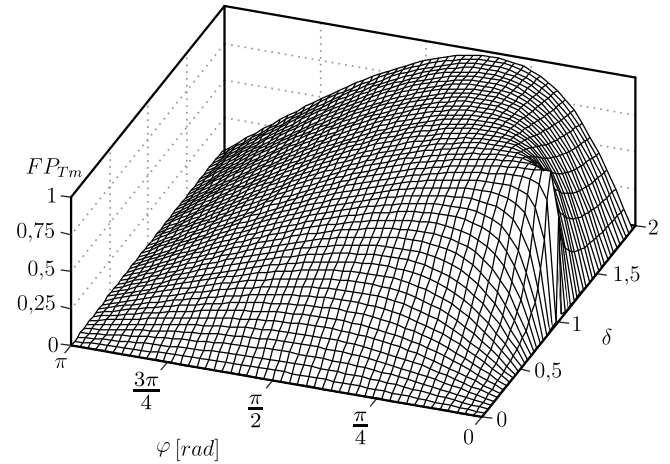


Fig. 6. Fator de potência no transformador T_m .

na rede elétrica (v'_g). O controle da diferença entre as tensões v_{21} e v_{22} é realizado pelo controlador C_{v2d} , no qual a saída u_{v2d} é adicionada ao sinal i_1^* , gerando assim a referência de corrente i_{1+}^* para a atuação do controlador C_{i1} através da saída u_{i1} . Percebe-se a inserção da malha de *feed-forward* da tensão v'_g sendo adicionada com u_{i1} , obtendo assim a moduladora m_m . Por último, o controlador C_{img} é responsável por manter a corrente de magnetização lida, i'_{mg} , em torno de zero. Para isso, o sinal de controle u_{img} é subtraído e somado com m_m gerando as moduladoras m_{m1} e m_{m2} , respectivamente.

No controle do lado secundário, Figura 7 .b, o bloco gerador de triangular (GT) é responsável por sintetizar a portadora $c_{e11}(t)$ com deslocamento de fase em relação a portadora $c_{m11}(t)$, com ângulo φ . O controle da tensão v_3 é realizado pelo controlador C_{v3} , através da saída de controle φ .

As principais especificações de projeto e parâmetros dos controladores implementados na topologia I2NDF1 são mostradas na Tabela III. Onde são definidas a frequência de cruzamento (f_{cr}) e a margem de fase (MF) do sistema em malha fechada. Todos os controladores são do tipo proporcional-integral (PI) e foram discretizados através do método *Tustin*. A equação à diferença dos controladores PI é descrita em (23).

$$u[k] = u[k-1] + \left(k_p + \frac{k_i T_a}{2}\right) e[k] + \dots \quad (23)$$

$$\dots \left(\frac{k_i T_a}{2} - k_p\right) e[k-1]$$

Onde T_a é o período de amostragem, ou seja, o inverso da frequência de amostragem, f_a . Para implementação prática no DSP foi adotado que $f_a = 2f_s = 42$ kHz. Sendo que k_p e k_i são os ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Especificações e Descrição do Protótipo

As especificações e os parâmetros assumidos para projeto do conversor I2NDF1 são apresentados nas Tabelas IV e V, respectivamente. Com base nesses dados, obteve-se os componentes do circuito de potência utilizados no protótipo experimental do conversor I2NDF1, conforme Tabela VI.

A Figura 8 mostra a fotografia do protótipo experimental

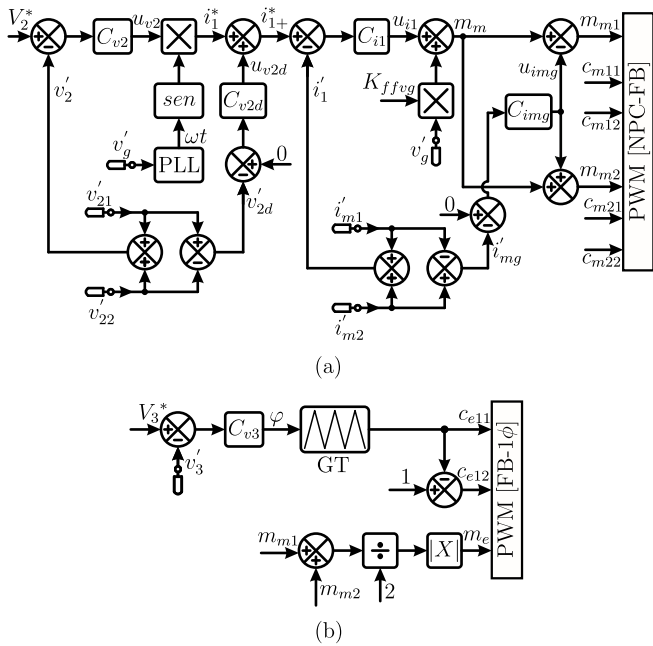


TABELA III
Especificações de Projeto e Parâmetros dos Controladores do Conversor I2NDF1

Controladores	f_{cr}	MF	k_p	k_i
Corrente i_1 (C_{i1})	4,2 kHz	60°	-0,34	-5222,99
PLL ($C_{\omega r}$)	12 Hz	55°	61,76	3260,72
Tensão v_2 (C_{v2})	15 Hz	50°	0,12	6,97
Tensão v_{2d} (C_{v2d})	3 Hz	65°	0,03	0,24
Corrente i_{mg} (C_{img})	210 Hz	60°	-0,68	-522,29
Tensão v_3 (C_{v3})	18 Hz	55°	0,14	14,55

TABELA IV
Especificações de Projeto do Conversor I2NDF1

Tensão na rede elétrica $V_{g,rms}$	127 V
Frequência na rede elétrica f_g	60 Hz
Tensão no barramento C_{21} e C_{22} V_2	400 V
Tensão no lado CC V_3	215 V
Potência no lado CC P_3	800 W

TABELA V
Parâmetros Assumidos para Projeto do Conversor I2NDF1

Ângulo phase shift ϕ	$\pi/6$ rad
Frequência de chaveamento f_s	21 KHz
Ondulação máxima de corrente no lado CA $\Delta_{iL1,max}$	10%
Ondulação de tensão no barramento de C_{21} e C_{22} Δ_{v2}	5%
Ondulação de tensão no lado CC Δ_{v3}	2%
Razão entre as tensões $V_{e12,rms}$ e $V'_{m12,rms}$ δ	1

do conversor I2NDF1. As aquisições dos sinais de corrente e de tensão do circuito de potência foram obtidas através dos sensores *HO 25-NP/SP33* e *LV 20-P*, respectivamente, e ambos da fabricante LEM. Os esquemas de modulação e

TABELA VI
Componentes de Circuito Utilizados no Protótipo Experimental do Conversor I2NDF1

Capacitor eletrolítico C_{21}	3 x 470 μ F/450V em paralelo		
Capacitor eletrolítico C_{22}	3 x 470 μ F/450V em paralelo		
Capacitor eletrolítico C_3	3 x 470 μ F/450V em paralelo		
Indutor no lado CA	$L_1=1,1$ mH, Núcleo Toroidal Magmattec MMT034T7725 (pó de ferro), $N_{L1}=160$ espiras		
Auto transformador AT_m	Núcleo Toroidal	Magmattec	
	MMT140T5020	(ferrite),	N_{wm1} ,
			$N_{wm2}=72$ espiras
Transformador T_m	Núcleo Toroidal	Magmattec	
	MMT140T5020	(ferrite),	$N_p=49$
			espiras, $N_s=54$ espiras
Indutor de transferência de potência	$L_{tm}=81$ μ H, Núcleo Toroidal Magmattec MMT002T7713 (pó de ferro), $N_{Lm}=89$ espiras		
Chaves nos lados primário e secundário	12 x IRGP50B60PD		
Diodos no lado primário	4 x SCS230AE2		
Circuitos de Drivers	3 x SKHI61R		

controle do conversor I2NDF1 foram implementados no DSP TMS320F28379D (Texas Instruments).

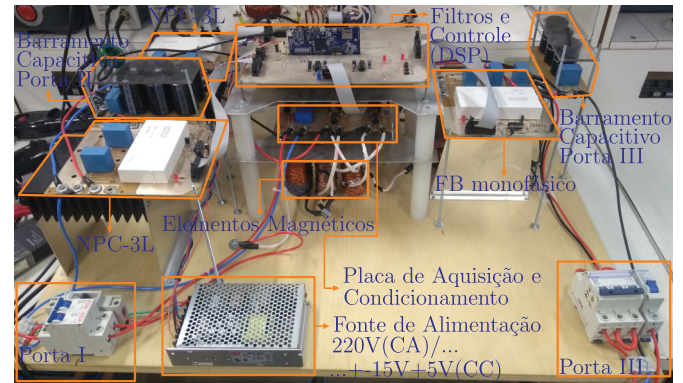


Fig. 8. Fotografia do protótipo experimental.

B. Resultados em Regime Permanente e Dinâmico

Os resultados experimentais do conversor são apresentados para os dois modos de operação do conversor I2NDF1: Modo de Operação Retificador (MOR) e Modo de Operação Inversor (MOI). Os testes em regime permanente em condição nominal de carga são mostrados nas Figuras 9 .a e 9 .b, evidenciando v_g e i_1 em fase (MOR) e em defasagem de 180 (MOI). O fator de potência na rede elétrica FP_g e o THD_{i1} no MOR foram 0,9902 e 4,67%, respectivamente, enquanto que no MOI foram 0,9901 e 4,93%, respectivamente.

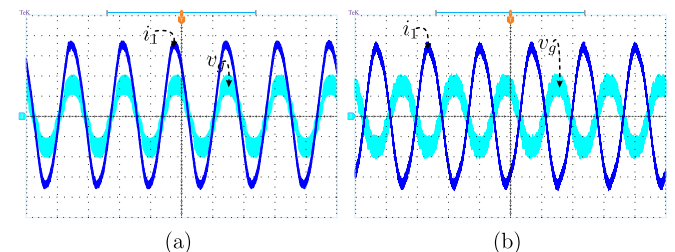


Fig. 9. Resultados experimentais em regime permanente (i_1 : 2,5 A/div; v_g : 100 V/div; t : 10 ms/div): (a) MOR; (b) MOI.

A Figura 10 .a mostra as tensões v_g , v_{m12} , v_{e12} e a corrente

i_{Lm} em regime permanente. Através de uma ampliação na Figura 10 .a, mostrado na Figura 10 .b, é possível ver detalhes do PS positivo entre as tensões v_{m12} e v_{e12} , além do formato da corrente i_{Lm} na faixa de operação em que v_g está em torno do valor do pico.

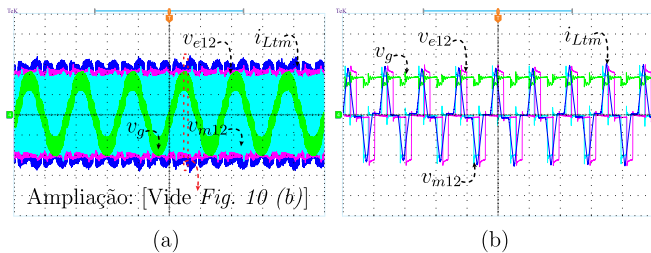


Fig. 10. Resultados experimentais em regime permanente no MOR (i_{Lm} : 5 A/div; v_{m12} , v_{e12} , v_g : 100 V/div): (a) v_g , v_{m12} , v_{e12} e i_{Lm} (t : 10 ms/div); (b) Ampliação em v_g , v_{m12} , v_{e12} e i_{Lm} (t : 40 μs/div).

Os resultados experimentais em regime dinâmico no MOR consistiram na aplicação de um degrau de carga positivo de 40% a 100%, Figura 11 .a, e outro degrau de carga negativo de 100% a 40%, Figura 11 .b. Ambos os testes demonstraram que a resposta do sistema é rápida, para as tensões (v_{21} , v_{22} , v_3) e a corrente i_1 . Mas a resposta no degrau negativo apresentou um comportamento oscilatório na corrente i_1 em torno de $i_1 = 0$, visto também nas tensões v_{21} , v_{22} e v_3 .

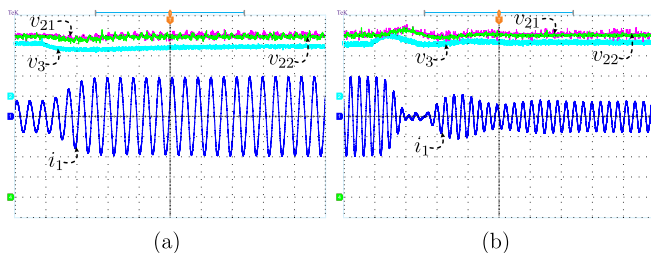


Fig. 11. Resultados experimentais em regime dinâmico no MOR (i_1 : 5 A/div; v_{21} , v_{22} : 25 V/div; v_3 : 100 V/div): (a) Degrâu de carga de 40% a 100% (t : 40 ms/div); (b) Degrâu de carga de 100% a 40% (t : 60 ms/div).

A Figura 12 .a apresenta as tensões v_g , v_{m12} , v_{e12} e a corrente i_{Lm} em regime permanente. Com uma ampliação na Figura 12 .a, mostrado na Figura 12 .b, percebe-se o comportamento do PS negativo entre as tensões v_{m12} e v_{e12} , mudando assim o sentido da corrente i_{Lm} .

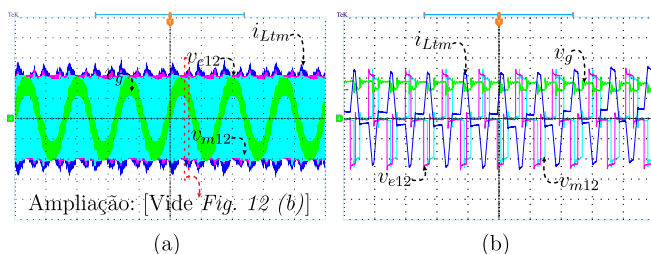


Fig. 12. Resultados experimentais em regime permanente no MOI (i_{Lm} : 5 A/div; v_{m12} , v_{e12} , v_g : 100 V/div): (a) v_g , v_{m12} , v_{e12} e i_{Lm} (t : 10 ms/div); (b) Ampliação em v_g , v_{m12} , v_{e12} e i_{Lm} (t : 40 μs/div).

Com relação aos resultados experimentais em regime dinâmico no MOI mostrados nas Figuras 13 .a e 13 .b, percebe-se que as respostas também foram rápidas e com

baixo sobressinal nas tensões v_{21} , v_{22} e v_3 e na corrente i_1 .

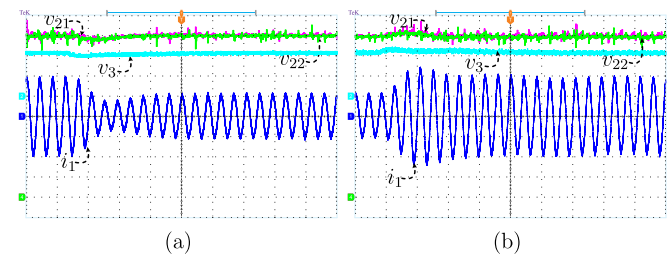


Fig. 13. Resultados experimentais em regime dinâmico no MOI (i_1 : 5 A/div; v_{21} , v_{22} : 25 V/div; v_3 : 100 V/div; t : 40 ms/div): (a) Degrâu de carga de 100% a 50%; (b) Degrâu de carga de 50% a 100%.

A validação da bidirecionalidade do conversor I2NDF1 foi realizada através de testes utilizando a rede elétrica na alimentação do lado CA e uma fonte CC regulável no lado CC. Salientando que todos os ensaios foram em malha fechada. Os resultados para o degrau bidirecional do MOI para o MOR e do MOR para o MOI são mostrados nas Figuras 14 .a e 14 .b, respectivamente. Observa-se que com a inversão do fluxo de potência, rapidamente as malhas de controle atuam para estabilizar as tensões v_{21} , v_{22} e v_3 e na corrente i_1 , além de ser possível visualizar um baixo sobressinal nas suas respostas.

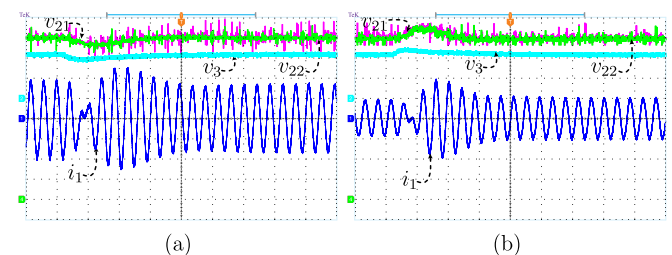


Fig. 14. Resultados experimentais de bidirecionalidade (v_{21} , v_{22} : 25 V/div; v_3 : 100 V/div; t : 40 ms/div): (a) MOI para MOR (i_1 : 2,5 A/div); (b) MOR para MOI (i_1 : 5 A/div).

Os resultados de desempenho de simulação e experimental do conversor I2NDF1 para o fator de potência na rede elétrica, FP_g , a *Total Harmonic Distortion* da corrente i_1 (THD_{i1}), considerando para o cálculo até o 100 harmônico, e o rendimento são mostrados nas Figuras 15, 16 e 17.

A Figura 15 mostra as curvas de simulação e experimental do FP_g para o MOR ($FP_{g,MORsim}$ e $FP_{g,MORexp}$) e MOI ($FP_{g,MOIsim}$ e $FP_{g,MOIexp}$). Em toda faixa de potência analisada, o $FP_g > 0,98$ para todas as situações. Na condição nominal de carga, os resultados experimentais mostram que o $FP_g > 0,99$ para o MOR ($FP_{g,MORexp}$) e MOI ($FP_{g,MORexp}$).

O THD_{i1} mostrado na Figura 16 está abaixo de 10% a partir da potência de 200 W para o MOR ($THD_{i1,MORsim}$ e $THD_{i1,MORexp}$) e MOI ($THD_{i1,MOIsim}$). Conforme a potência fica próxima de 800 W, as curvas decrescem para valores de $THD_{i1} \leq 5\%$.

Em relação ao rendimento, Figura 17, os valores máximos de rendimento para o MOR (η_{MORsim} e η_{MORexp}) e MOI (η_{MOIsim} e η_{MOIexp}) estão em torno da potência de 300 W, sendo que conforme a potência tende ao valor nominal de carga (800 W), todas as curvas de rendimento decrescem.

A distribuição de perdas elétricas no conversor I2NDF1 é ilustrada na Figura 18. Através dessa identificação é

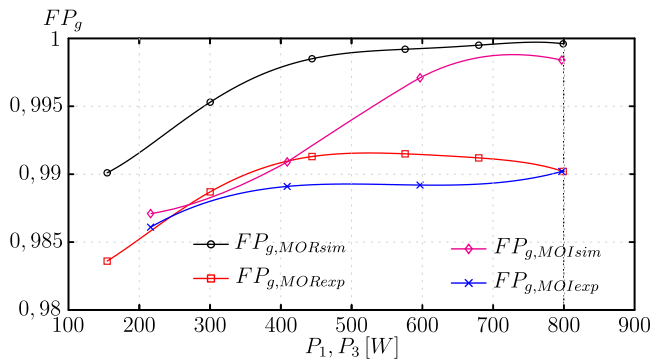


Fig. 15. Resultados de simulação e experimental para o FP_g .

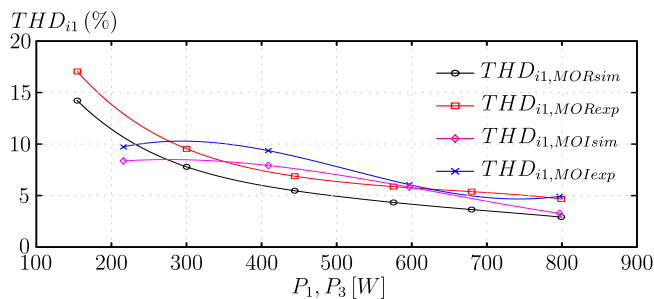


Fig. 16. Resultados de simulação e experimental para o THD_{i1} .

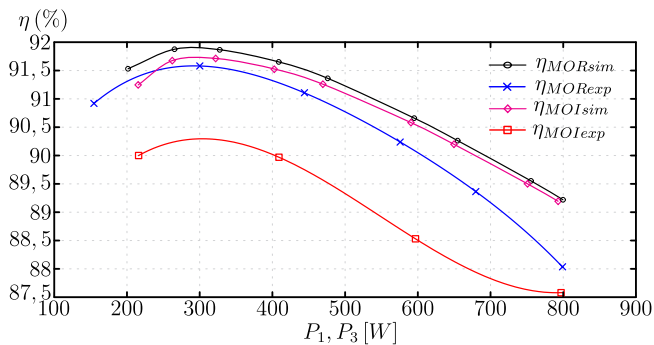


Fig. 17. Resultados de simulação e experimental para o rendimento η (%).

possível perceber que as perdas nos magnéticos (P_{Mag}) são de 47% no MOR e 46% no MOI. As perdas nas chaves de potência (S_{mxy} , S_{e1x} e S_{e2x}) são em torno de 46% (MOR) e 48% (MOI), somando as por condução ($P_{cond,S}$) com as por comutação ($P_{sw,S}$). Claramente as perdas $P_{cond,S}$ prevalecem sobre $P_{sw,S}$ para ambos os modos de operação. Como os diodos de grampeamento (D_{1xm} e D_{2xm}) são do tipo carboneto de silício (SiC, *silicon carbide*), as perdas por comutação são irrelevantes [40], restando somente as por condução ($P_{cond,D}$), sendo 7% para o MOR e 6% no MOI.

IV. CONCLUSÕES

Um conversor CA-CC 5 níveis bidirecional com isolamento em alta frequência é apresentado, incluindo uma abordagem da operação, modulação e a estratégia de controle. As características de redução no estresse de corrente (aspecto proveniente da CCTE) e de tensão (particularidade oriunda do NPC) nos interruptores no lado primário do conversor I2NDF1 são observadas.

Os resultados de simulação e experimentais em condições

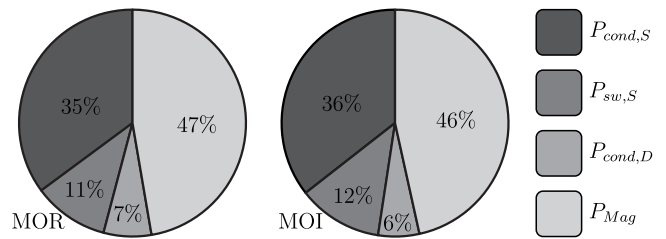


Fig. 18. Identificação de perdas elétricas em condições de carga nominal para o MOR e MOI.

nominais de carga no conversor I2NDF1 apresentaram um alto fator de potência na rede elétrica ($FP_g > 0,99$) e $THD_{i1} < 5\%$, tanto no MOR quanto no MOI. Em relação ao rendimento no MOR e MOI, a diferença entre o valor simulado e o experimental não ultrapassou 2%.

Portanto, o conversor I2NDF1 é uma estrutura atrativa para aplicação em TES com necessidade de interligação entre redes elétricas CA e CC.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e a Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) pelo apoio ao projeto.

REFERÊNCIAS

- [1] J. L. Brooks, *Solid State Transformer Concept Development.*, CIVIL ENGINEERING LAB (NAVY) PORT HUENEME CA, 1980.
- [2] W. McMurray, "Power converter circuits having a high frequency link", US Patent 3,517,300, Jun. 23 1970, URL: <http://www.google.com/patents/US3517300>.
- [3] W. McMurray, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link", *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, no. 4, pp. 451–457, July 1971.
- [4] J. E. Huber, J. W. Kolar, "Solid-State Transformers: On the Origins and Evolution of Key Concepts", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 19–28, Sept 2016.
- [5] M. T. A. Khan, A. A. Milani, A. Chakraborty, I. Husain, "Dynamic Modeling and Feasibility Analysis of a Solid-State Transformer-Based Power Distribution System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 551–562, Jan 2018.
- [6] B. Zhao, Q. Song, J. Li, Y. Wang, W. Liu, "Modular Multilevel High-Frequency-Link DC Transformer Based on Dual Active Phase-Shift Principle for Medium-Voltage DC Power Distribution Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1779–1791, March 2017.
- [7] X. She, A. Q. Huang, R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems", *IEEE Journal of*

Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, Sept 2013.

- [8] S. Roy, A. De, S. Bhattacharya, “Current source inverter based cascaded solid state transformer for AC to DC power conversion”, in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 651–655, May 2014.
- [9] J. D. O. Pacheco, D. D. A. Honório, D. D. S. Oliveira, “An AC-DC Isolated MMC-Based Structure Suitable for MV SST Traction Applications”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 106395–106406, July 2019.
- [10] M. Kim, S. Sul, A. Yoo, “Modeling and Controller Design for a Series-Connected Output Universal Link Converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 4017–4027, Sept 2015.
- [11] X. She, X. Yu, F. Wang, A. Q. Huang, “Design and Demonstration of a 3.6-kV-120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3982–3996, Aug 2014.
- [12] D. R. Joca, L. H. Barreto, D. S. Oliveira Júnior, J.-C. Vannier, B. Dzonlaga, L. Quéval, “Estudo e validação experimental de um conversor multinível modular entrelaçado CA-CC monofásico para aplicações de transformadores de estado sólido”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 23, no. 4, pp. 495–504, Dezembro 2018.
- [13] G. G. Facchinello, L. L. Brighenti, S. L. Brockveld Junior, W. M. dos Santos, R. F. Coelho, D. C. Martins, “Conversor dual active bridge CA-CA com porta em meia ponte para transformadores de estado sólido”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 22, no. 2, pp. 156–166, Junho 2017.
- [14] Q. Song, B. Zhao, J. Li, W. Liu, “An Improved DC Solid State Transformer Based on Switched Capacitor and Multiple-Phase-Shift Shoot-Through Modulation for Integration of LVDC Energy Storage System and MVDC Distribution Grid”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6719–6729, Aug 2018.
- [15] B. Zhao, Q. Song, J. Li, X. Xu, W. Liu, “Comparative Analysis of Multilevel-High-Frequency-Link and Multilevel-DC-Link DC-DC Transformers Based on MMC and Dual-Active Bridge for MVDC Application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2035–2049, March 2018.
- [16] S. Paladhi, S. Ashok, “Solid state transformer application in wind based DG system”, in *2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)*, pp. 1–5, Feb 2015.
- [17] I. Syed, V. Khadkikar, “Replacing the Grid Interface Transformer in Wind Energy Conversion System With Solid-State Transformer”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 3, pp. 2152–2160, May 2017.
- [18] R. Gao, X. She, I. Husain, A. Q. Huang, “Solid-State-Transformer-Interfaced Permanent Magnet Wind Turbine Distributed Generation System With Power Management Functions”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3849–3861, July 2017.
- [19] B. R. de Almeida, J. W. M. de Araújo, P. P. Praça, D. de S. Oliveira, “A Single-Stage Three-Phase Bidirectional AC/DC Converter With High-Frequency Isolation and PFC”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8298–8307, Oct 2018.
- [20] H. Mennicken, *Stromrichtersystem mit Wechselfspannungszwischenkreis und seine Anwendung in der Traktionstechnik*, Tese de Doutorado, RWTH Aachen, Germany, 1978.
- [21] S. Ostlund, “Reduction of transformer rated power and line current harmonics in a primary switched converter system for traction applications”, in *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 112–119 vol.7, Sep. 1993.
- [22] P. C. Kjaer, S. Norrga, S. Ostlund, “A primary-switched line-side converter using zero-voltage switching”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1824–1831, Nov 2001.
- [23] S. Norrga, “A soft-switched bi-directional isolated AC/DC converter for AC-fed railway propulsion applications”, in *2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*, pp. 433–438, June 2002.
- [24] N. Hugo, P. Stefanutti, M. Pellerin, A. Akdag, “Power electronics traction transformer”, in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sep. 2007.
- [25] P. Drabek, Z. Peroutka, M. Pittermann, M. Cedi, “New Configuration of Traction Converter With Medium-Frequency Transformer Using Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5041–5048, Nov 2011.
- [26] M. Steiner, H. Reinold, “Medium frequency topology in railway applications”, in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sep. 2007.
- [27] J. Weigel, A. N. S. Ag, H. Hoffmann, “High voltage IGBTs in medium frequency traction power supply”, in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sep. 2009.
- [28] B. Engel, M. Victor, G. Bachmann, A. Falk, “Power Electronics Technologies for Railway Vehicles”, in *Proc. of the Power Conversion Conference*, pp. 1388–1393, 2007.
- [29] M. Glinka, R. Marquardt, “A New Single-Phase AC / AC-Multilevel Converter for Traction Vehicles Operating on AC Line Voltage”, in *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–6, 2003.
- [30] S. O. Demercil, P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, B. A. Silva, H. M. Oliveira, D. A. Honório, “A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converter”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 254–258, Oct 2013.

- [31] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep. 1981.
- [32] G. Konstantinou, J. Pou, G. J. Capella, K. Song, S. Ceballos, V. G. Agelidis, "Interleaved Operation of Three-Level Neutral Point Clamped Converter Legs and Reduction of Circulating Currents Under SHE-PWM", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3323–3332, June 2016.
- [33] G. V. T. Bascope, I. Barbi, "Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells", in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, vol. 2, pp. 858–863 vol.2, June 2000.
- [34] B. R. de Almeida, D. Oliveira, "Conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 21, no. 2, pp. 117–125, Junho 2016.
- [35] R. N. M. de Oliveira, L. C. dos Santos Mazza, H. M. de Oliveira Filho, D. d. S. Oliveira, "A Three-Port Isolated Three-Phase Current-Fed DC-DC Converter Feasible to PV and Storage Energy System Connection on a DC Distribution Grid", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 4910–4919, Sep. 2019.
- [36] H. M. de Oliveira Filho, D. de Souza Oliveira, P. P. Praça, "Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC-DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 1863–1872, March 2016.
- [37] L. C. Mazza, D. Oliveira, F. Antunes, A. Dias, J. C. da Silva, A. Freitas, "Bidirectional converter with high frequency isolation feasible to solid state transformer applications", in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1–9, Sep. 2016.
- [38] C. A. d. Santos, L. C. d. S. Mazza, A. Fernando L. M., S. O. Demercil de, P. P. Pracça, "A Four-Port Single-stage AC-AC Converter for SST Applications", in *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 31–37, Nov 2018.
- [39] M. S. Ortmann, S. A. Mussa, M. L. Heldwein, "Three-Phase Multilevel PFC Rectifier Based on Multistate Switching Cells", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1843–1854, April 2015.
- [40] X. She, A. Q. Huang, Lucía, B. Ozpineci, "Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8193–8205, Oct 2017.

DADOS BIOGRÁFICOS

Luan Carlos dos Santos Mazza, nascido em Limoeiro do Norte, Ceará, Brasil, em 1990. Possui graduação em Tecnologia em Mecatrônica Industrial pelo Instituto Federal do Ceará (IFCE) Campus Limoeiro do Norte (2011) e

mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC) Campus do Pici, Fortaleza (2014).

Atualmente é professor efetivo do IFCE Campus Tabuleiro do Norte e doutorando em Engenharia Elétrica pela UFC. Participa do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). Como áreas de interesse destacam-se: Conversores estáticos; Transformadores de estado sólido; Comutação suave e aplicações da eletrônica de potência em energias renováveis.

José Janiere Silva de Souza, nascido em 1994 em Cedro, Ceará, Brasil. Possui graduação em Tecnologia em Mecatrônica Industrial pelo IFCE - Campus Cedro (2007) e mestrado em Engenharia Elétrica pela UFC Campus do Pici, Fortaleza. Atualmente é professor efetivo do IFCE Campus Cedro. Participa do GPEC. Como áreas de interesse destacam-se: Conversores estáticos e aplicações da eletrônica de potência em veículos elétricos.

Welton da Silva Lima, nasceu em Fortaleza, Brasil, em 1990, é graduado em Licenciatura em Física (2011) e Engenharia Mecatrônica (2016), respectivamente, pela UFC e pelo IFCE, ambos em Fortaleza, Brasil. Mestre em engenharia elétrica pela UFC (2014), onde atualmente é doutorando em engenharia elétrica da UFC e participa do GPEC. Seus interesses de pesquisa incluem educação em engenharia, estratégias de controle e conversores bidirecionais CA/CC para aplicação em carregadores de baterias de veículos elétricos.

Raimundo Nonato Moura de Oliveira, nascido em 1978 em Limoeiro do Norte, Ceará, Brasil. Possui graduação e mestrado em Engenharia Elétrica pela UFC, Sobral, Brasil, em 2015 e UFC, Fortaleza, Brasil, em 2018, respectivamente. Atualmente é professor efetivo do IFCE Campus Limoeiro do Norte. Participa do GPEC. Como áreas de interesse destacam-se: Conversores estáticos; Transformadores de estado sólido; Aplicações da eletrônica de potência em energias renováveis.

Demercil de Souza Oliveira Júnior, nascido em 1974 em Santos, Brasil. Possui graduação e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU) em 1999 e 2001, respectivamente, e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2004. Atualmente é Professor Associado II da UFC. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: comutação suave, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica e Transformadores de Estado Sólido.

Fernando Luiz Marcelo Antunes, nascido em 1956 em Fortaleza, Brasil. Bacharel em Engenharia Elétrica pela UFC, Bacharel em Administração de Empresas pela UECE, Mestre em Engenharia Elétrica pela USP e PhD pela Loughborough University of Technology Inglaterra(1991). Ele é Professor Titular do Departamento de Engenharia

Elétrica da UFC. Coordena o GPEC. Bolsista do CNPq, membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE. Foi Editor e presidente da Revista Eletrônica de Potência da SOBRAEP.

Cícero Alisson dos Santos, possui graduação em Automação Industrial pelo IFCE e Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFC. Atualmente é professor efetivo do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), Campus João Pessoa e doutorando em Engenharia Elétrica pela UFC. Suas áreas de interesse incluem conversores multiníveis, transformadores de estado sólido, geração distribuída e controle de conversores estáticos.