

CONVERSOR CA-CC DE ESTÁGIO INTEGRADO CASCADEADO PARA APLICAÇÕES EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Paulo P. Praça¹, José W. M. de Araújo¹, Dalton A. Honório¹,
Demercil S. Oliveira¹ e Luiz Henrique S. C. Barreto¹

¹Universidade Federal do Ceará (UFCE), Fortaleza - CE, Brasil
e-mail: paulopp@dee.ufc.br, willamy@dee.ufc.br, dalton@dee.ufc.br,
demercil@dee.ufc.br, lbarreto@dee.ufc.br

Resumo – Este artigo propõe o estudo e desenvolvimento de um conversor CA-CC multinível de estágio integrado para aplicação em transformadores de estado sólido. A topologia proposta é baseada no conversor dual active bridge (DAB) associado com a célula de comutação de três estados (CC3E). O conversor possui uma estrutura que pode ser modularizada e aplicada em elevadas tensões podendo operar tanto como retificador quanto inversor. Buscando validar todo o estudo feito, foi montado um protótipo com dois módulos de 1 kW cada, com tensão CA de entrada de 110 V_{rms}, tensão no barramento primário e secundário de 400 V e frequência de chaveamento de 20 kHz. Os resultados experimentais mostram de forma clara e consistente a correta operação do conversor. A bidirecionalidade da estrutura é demonstrada com ensaios de inversão de fluxo. A topologia é capaz de operar com alto fator de potência e baixa DHT (Distorsão Harmônica Total).

Palavras-chave – Célula de comutação de três estados, Conversor CA-CC, Conversor Multinível, Dual Active Bridge, Transformador de estado sólido.

SINGLE-STAGE AC-DC CASCADED CONVERTER FOR APPLICATIONS IN SOLID STATE TRANSFORMERS

Abstract – This paper proposes the study and development of a single-stage multilevel AC-DC converter for application in Solid-State Transformers (SST). The proposed topology is based on the dual active bridge (DAB) converter associated with the three-state switching cell (3SSC). The converter's structure is able to be scaled-up, by basic modules, and then be applied at high voltages, as well as operate as rectifier or inverter. In order to validate the entire study, a prototype was assembled with two 1 kW modules, with 110 V AC input voltage, 400 V primary and secondary bus voltage, and 20 kHz switching frequency. The experimental results clearly and consistently show the correct operation of the converter. The bi-directionality was demonstrated by the experimental tests. The topology is capable of operating with high power factor and low THD, as well.

Artigo submetido em 07/06/2019. Primeira revisão em 16/07/2019. Aceito para publicação em 10/12/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0044>

Keywords – AC-DC Converter, Dual Active Bridge, Multi-Level Converter, Solid State Transformer, Three-State Switching Cell.

I. INTRODUÇÃO

O aumento do consumo de energia no mundo demanda um aumento proporcional na geração. Para se alcançar tal requerimento os usos de energias renováveis assim como sistemas distribuídos de energia e redes inteligentes têm crescido consideravelmente. Dentro desse cenário, o uso de sistemas de tensão contínua tem se tornado uma solução bastante interessante [1]. Dessa forma, o uso de sistemas que realizam a conversão CA-CC, se tornam muito importante em diversas aplicações.

Muitas dessas aplicações requisitam do conversor a capacidade de processar energia em ambos os sentidos de conversão, sendo assim chamados de conversores bidirecionais. Além disso, diversas normas internacionais estabelecem limites para o fator de potência e taxa de distorção harmônica dos equipamentos eletrônicos. Dessa forma, a utilização de circuitos retificadores capazes de realizar a correção do fator de potência assim como reduzir a taxa de distorção harmônica tem se tornado crucial, surgindo assim, uma grande quantidade de topologias [2].

Outro fator crucial para o desenvolvimento de uma nova topologia é a densidade de potência do conversor. Nos dias atuais, diversas aplicações, como tração elétrica e aeronaves, necessitam que o conversor possua um tamanho e peso reduzidos. Para que uma elevada densidade de potência seja alcançada é necessário que o conversor possua uma elevada eficiência operando em frequências altas. Em [3] pode ser vista uma análise da utilização de uma célula de múltiplos estados para o aumento da eficiência e em [4] é feita uma modulação otimizada com obtenção de comutação suave para a redução das perdas. Outra maneira de se obter melhores eficiências é através da utilização de componentes de alta qualidade como nanocristais para os magnéticos e chaves de alto desempenho como o carbeto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN).

Uma aplicação que tem ganhado bastante espaço no cenário atual é o transformador de estado sólido. Em [5] pode ser visto que o transformador de estado sólido, similarmente ao transformador convencional, é um circuito capaz de realizar o acoplamento magnético entre dois circuitos. Além disso, ele é capaz de realizar a adaptação dos níveis de tensão.

Por outro lado, o transformador de estado sólido utiliza conversores chaveados para obter uma tensão alternada de

frequência maior acarretando na redução do seu volume e peso. Além disso, a utilização de conversores eletrônicos em sua construção possibilita a regulação de tensão assim como a correção do fator de potência e filtragem ativa da rede sem necessidade de dispositivos externos [5].

Esses transformadores de estado sólido podem ser construídos utilizando um conversor CA-CC para obter um barramento contínuo seguido por um conversor que produz uma tensão alternada de frequência maior para o transformador. Além disso, dependendo da topologia empregada podem estar disponíveis barramentos de tensão contínua, tanto em alta quanto em baixa tensão, que podem ser utilizados para a conexão de fontes de energia renováveis [6].

Diante desses requisitos, diversas topologias estão sendo propostas [5], com um, dois ou três estágios de conversão. Além disso, vem crescendo o número protótipos construídos. Um grande mercado que primeiramente absorveu esses transformadores foi o de tração elétrica ferroviária devido à redução do peso e volume. Em [7] é realizada uma compilação com diversas topologias e transformadores construídos para aplicações em trens elétricos. Contudo, a aplicação em sistemas de distribuição vem crescendo gradativamente como pode ser visto em [8].

Diversas topologias estão sendo apresentadas como pode ser visto em [5]. Tanto com um, dois ou três estágios de conversão. Além disso, vem crescendo o número de transformadores construídos. Um grande mercado que primeiramente absorveu esses transformadores foi o de tração elétrica ferroviária devido à redução do peso e volume. Em [7] é realizada uma compilação com diversas topologias e transformadores construídos para aplicações em trens elétricos. Contudo, a aplicação em sistemas de distribuição vem crescendo gradativamente como pode ser visto em [8].

Uma grande limitação para os transformadores de estado sólido vem a ser a tensão de bloqueio máxima dos semicondutores. Mesmo com todo o avanço atual na tecnologia de semicondutores a tensão de bloqueio máxima é de 15 kV. Para contornar esse problema tem crescido a quantidade de topologias apresentadas que possuem uma estrutura modular e multinível. Esse tipo de estrutura divide os esforços dos semicondutores permitindo assim a aplicação em tensões mais elevadas. Além disso, as topologias multiníveis apresentam uma menor taxa de distorção harmônica para a tensão reduzindo assim o filtro necessário para a corrente [9].

As estruturas modulares também possibilitam a construção de conversores mais confiáveis permitindo a instalação de módulos redundantes que entram em funcionamento caso um módulo falhe. Em [10] é realizado um estudo que mostra a possibilidade de aumentar a vida útil dos módulos em um conversor modular.

Dessa forma, o desenvolvimento de conversores CA-CC para aplicação em transformadores de estado sólido representa uma grande contribuição.

Neste contexto, este artigo propõe o desenvolvimento de um conversor CA-CC multinível de único estágio para aplicação em transformadores de estado sólido com resultados experimentais e a aplicação de modulação vetorial à topologia.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

Diversas topologias de conversores CA-CC podem ser vistas na literatura, entretanto, a topologia proposta neste artigo tem por característica a bidirecionalidade e isolamento em alta frequência. O trabalho proposto por [11] apresenta diversos conversores de estágio único relacionado o rendimento à célula de correção de fator de potência utilizada nesta topologia, enquanto que em [12] é apresentada uma revisão de retificadores monofásicos bastante significativa, que foram importantes na concepção da estrutura apresentada. O conversor proposto, é mostrado na Figura 1 e teve sua estrutura baseada na célula básica mostrada em [13] e inicialmente explorada pelos autores em [14]. Em [13] é apresentada uma compilação de topologias e em [14] é apresentada uma estratégia de modulação assim como resultados de simulação. No presente artigo foi implementada a topologia e a mesma é validada através de resultados experimentais.

É utilizada a técnica de interleaving em conjunto com a célula de comutação de três estados. Além disso, utiliza um DAB (Dual Active Bridge) com modulação por phase-shift para o controle do fluxo de potência. Dentre as principais características, destacam-se a bidirecionalidade de fluxo de potência, estágio único de processamento de energia, correção do fator de potência, isolamento galvânica em alta frequência e regiões de comutação suave.

A topologia apresenta dois barramentos contínuos de tensão, um no lado primário e outro no secundário permitindo assim a conexão de cargas ou fontes de energia renováveis. A proposta do conversor permite a modularização com a conexão do primário em série prevendo assim a possibilidade de se trabalhar com altas tensões e o secundário em paralelo, para o processamento de elevadas correntes, conforme pode ser visto na Figura 2.

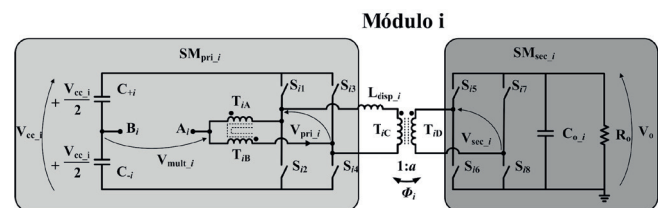


Fig. 1. Conversor proposto.

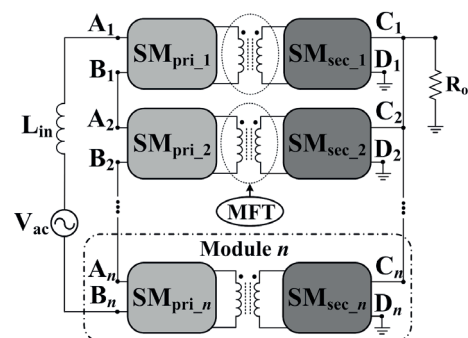


Fig. 2. Estrutura modular.

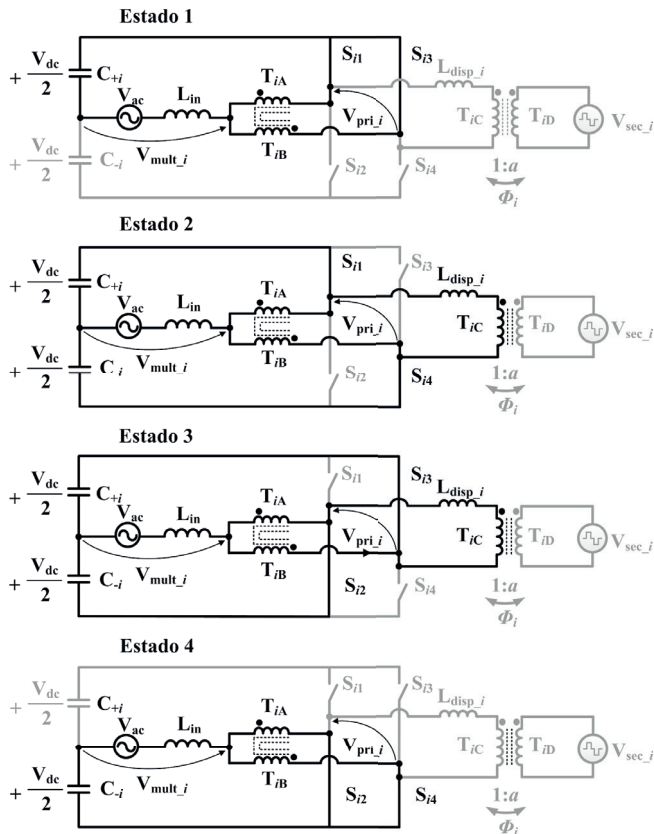


Fig. 3. Estados do lado primário.

TABELA I
Estados do Primário.

Vetor	Estado	S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}	S_{i4}	V_{multi_i}	V_{pri_i}
V_1	1	1	0	1	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0
V_2	2	1	0	0	1	0	$+V_{dc}$
V_3	3	0	1	1	0	0	$-V_{dc}$
V_4	4	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0

III. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Neste item são apresentados os circuitos equivalentes referentes as etapas de operação de um módulo para o lado primário e secundário. A Figura 3 mostra as configurações possíveis do conversor para o lado primário. A descrição das etapas de operação já foi apresentada em [15].

A Tabela I apresenta os estados do lado primário com o valor da tensão multinível (V_{multi_i}) e da tensão do primário do transformador (V_{pri_i}).

Na Figura 4 podem ser vistos os estados possíveis do lado secundário.

A Tabela II apresenta os estados das chaves do lado secundário com os respectivos valores de tensão do secundário do transformador (V_{sec_i}). Onde "α" é a relação de transformação do transformador.

Utilizando uma técnica de modulação adequada é possível obter uma sequência desses estados capaz de estabelecer uma tensão de três níveis tanto no transformador quanto na tensão multinível assim como realizar o controle do fluxo de potência.

TABELA II
Estados do Secundário.

Estado	S_{i5}	S_{i6}	S_{i7}	S_{i8}	V_{sec_i}
1	1	0	1	0	0
2	1	0	0	1	$\alpha \cdot V_{pri_i}$
3	0	1	1	0	$\alpha \cdot V_{pri_i}$
4	0	1	0	1	0

IV. ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO E CONTROLE

Uma das estratégias de modulação que podem ser utilizadas nesse conversor pode ser baseada na técnica Sinusoidal Pulse-Width Modulation (SPWM). Esta técnica utiliza duas portadoras defasadas em 180° , uma para cada braço da ponte, comparadas com uma moduladora senoidal. Além disso, o controle do fluxo de potência no transformador pode ser realizado através da técnica de *phase-shift*. Nessa técnica a direção e intensidade de potência são controladas através do valor do ângulo de defasagem entre as portadoras da ponte do primário e secundário (θ).

No caso da utilização de mais de um módulo em cascata deve se produzir uma defasagem entre as portadoras do módulo para que seja possível aumentar o número de níveis da tensão multinível. Essa defasagem entre os módulos é calculada através da Equação (1).

$$\theta = \frac{180^\circ}{n} \quad (1)$$

Na qual 'n' representa o número de módulos cascadeados.

Na Figura 5 pode ser vista a tensão multinível (V_{multi}) do conversor considerando um e dois módulos.

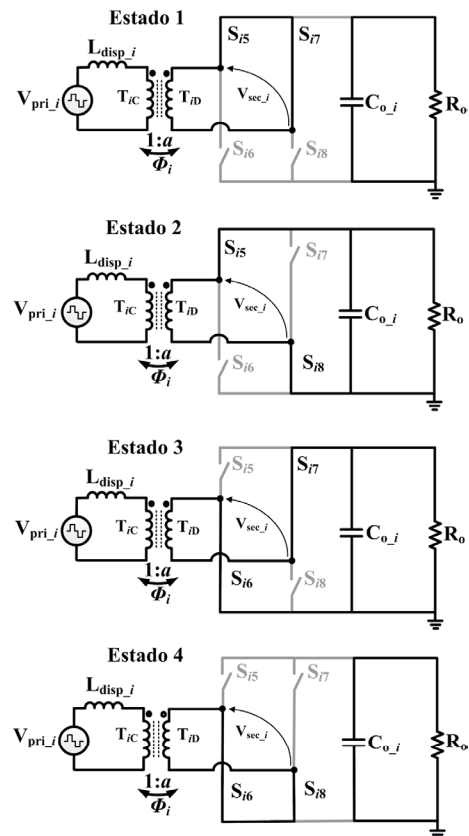


Fig. 4. Estados do lado secundário.

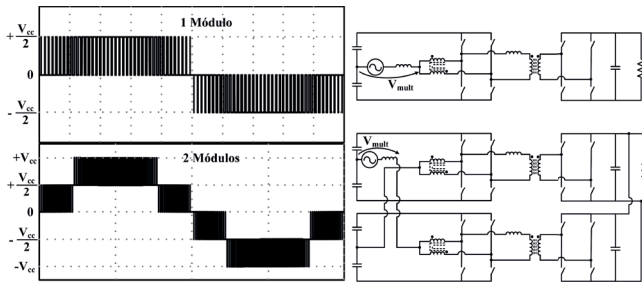


Fig. 5. Tensão multinível do conversor.

Para um módulo a tensão no transformados possui três níveis ($+0,5.V_{cc}$, 0 , $-0,5.V_{cc}$). Para dois módulos a tensão possui 5 níveis ($+V_{cc}$, $+0,5.V_{cc}$, 0 , $-0,5.V_{cc}$, $-V_{cc}$). A quantidade de níveis (N_v) em função do número de módulos pode ser obtida pela Equação (2).

$$N_v = 2.n + 1. \quad (2)$$

Esses níveis de tensão, com exceção do zero, podem ser definidos de uma maneira genérica através da Equação (3).

$$V_{nivel} = \text{Setor} \cdot \frac{V_{CC}}{2}. \quad (3)$$

A variável 'Setor' pode ser definida através da Equação (4).

$$\text{Setor} = \text{ceil}(M \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|) \cdot \text{sign}(\text{sen}(\omega_r t)). \quad (4)$$

Na qual 'M' é o índice de modulação expresso pela Equação (5), ceil é uma função que arredonda o valor para o próximo inteiro, sign é uma função que retorna o sinal do número e ω_r a frequência da rede em radianos.

$$M = \frac{2.V_p}{V_{CC}}. \quad (5)$$

No cálculo do índice de modulação V_p é o pico da tensão de entrada e V_{cc} a tensão do barramento primário. O aumento do número de níveis do conversor reduz o tamanho da indutância necessária na entrada.

Outra estratégia de modulação que pode ser implementada neste conversor, é a modulação vetorial. Na implementação prática deste trabalho, optou-se pela modulação vetorial, devido a maior flexibilidade da escolha dos vetores para comandar corretamente as chaves de potência. Para o desenvolvimento deste modulador vetorial é necessário o conhecimento de todos os estados do conversor, a sequência em que esses estados ocorrem e o tempo que se deve permanecer em cada estado. Cada estado do conversor é chamado de um vetor. Para implementação desta técnica, utiliza-se alguns parâmetros (N_v , V_{nivel} , M e Setor) comuns à modulação SPWM.

Tomando como base a tensão multinível do conversor e a tensão do primário do transformador, podemos constatar que a tensão multinível possui uma componente de baixa frequência que possui uma parcela variando entre zero e $V_{cc}/2$ e outra entre zero e $-V_{cc}/2$. Um módulo do conversor pode operar em dois setores distintos, um positivo e um negativo. Na Figura 6 pode ser visto o detalhamento da tensão multinível e da tensão do transformador para cada um desses setores.

Através da Figura 6 pode ser determinada a sequência dos

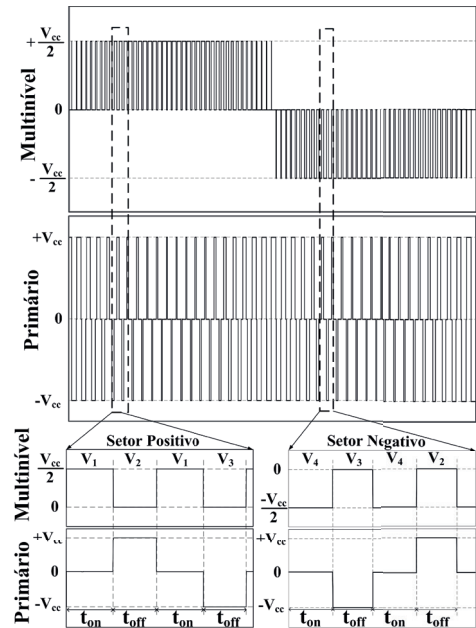


Fig. 6. Setores do Conversor para um módulo.

vetores em cada setor. No setor positivo ocorre a sequência V1-V2-V1-V3 e no setor negativo a sequência V4-V3-V4-V2. Com essas sequências é possível obter uma tensão de três níveis no transformador e uma tensão de três níveis na multinível com apenas uma comutação por transição.

Para finalizar a construção do modulador vetorial é necessária a determinação do valor do tempo de cada vetor. Tomando como base a Equação (6), tem-se que:

$$t_{on}(t) + t_{off}(t) = \frac{T_s}{2.n}. \quad (6)$$

Na qual t_{on} é o tempo em nível alto da tensão multinível, t_{off} o tempo em nível baixo e T_s o período de chaveamento. As Equações (7) e (8) mostram em detalhes as expressões relativas a t_{on} e t_{off} .

$$t_{on} = \frac{T_s}{2.n} \cdot (1 - |\text{Setor}| + M \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|). \quad (7)$$

$$t_{off} = \frac{T_s}{2.n} \cdot (|\text{Setor}| - M \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|). \quad (8)$$

A construção do modulador vetorial pode ainda ser generalizada para um número maior de módulos através da determinação dos vetores incluindo os estados de todos os módulos simultaneamente, conforme visto em [14].

Outra possibilidade seria a utilização dos mesmos vetores em todos os módulos, porém com um atraso na aplicação desses vetores dado pela Equação (9).

$$\theta_t = \frac{T_s}{2.n}. \quad (9)$$

Observe que o atraso na aplicação dos vetores é análogo à defasagem das portadoras vista na Equação (1).

A estratégia de controle aplicada à topologia pode ser vista na Figura 7.

No lado primário, através do ciclo de trabalho, é realizado o controle da corrente de entrada e a tensão no barramento é controlada pela magnitude desta corrente. No caso de

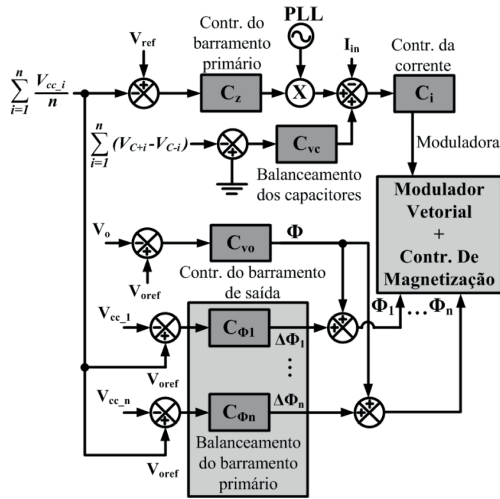


Fig. 7. Estratégia de controle geral.

vários módulos o controle é realizado em cima da média das tensões dos barramentos de todos os módulos. No controle de corrente é realizada a correção do fator de potência, mantendo o formato da corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão CA.

Além disso, é utilizado um PLL para o rastreamento da fase da tensão de entrada. A estrutura do PLL adotada pode ser vista na Figura 8.

Como pode ser visto, o PLL é baseado na teoria dq [16]. O sinal de tensão é lido e defasado em 90° criando assim um pseudo-sistema bifásico V_α e V_β , semelhante às coordenadas de Clark de um sistema trifásico. Esse sistema é transformado para as coordenadas dq, obtendo assim a componente de quadratura V_q e a componente direta V_d . Para a determinação da fase da rede θ_r é aplicado um controlador PI para zerar a componente em quadratura.

Além disso, a estrutura do controle possui ainda uma malha capaz de realizar o balanceamento da tensão dos capacitores. Essa malha atua adicionando sua saída ao sinal de controle da malha de tensão multiplicada pela senóide proveniente do PLL.

O controlador ainda possui uma malha para o controle da tensão de saída que atua sobre o ângulo de defasagem θ entre o primário e o secundário. Contudo, uma vez que se utilizam vários módulos, pode ocorrer um desbalanceamento de potência entre os módulos fazendo com que os barramentos de entrada fiquem diferentes. Para contornar esse problema é realizado um controle de balanceamento dos barramentos de entrada. Essa malha de balanceamento atua através da adição de pequenos valores de $\Delta\phi_i$ individualmente, em cada módulo, ao ângulo ϕ principal. Por fim, visando evitar problemas com nível CC na corrente do transformador conforme mostrado em [17], foi inserida uma malha de controle de magnetização.

A função de transferência de todos os controladores segue o modelo mostrado na Equação 10, onde ω_p e ω_z são as frequências dos polos e zeros respectivamente (rad/s).

$$C(s) = G_c \cdot \omega_p \frac{(s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (10)$$

Para a aplicação em microcontroladores ou DSPs deve-se ainda discretizar a Equação (10). Neste trabalho foi

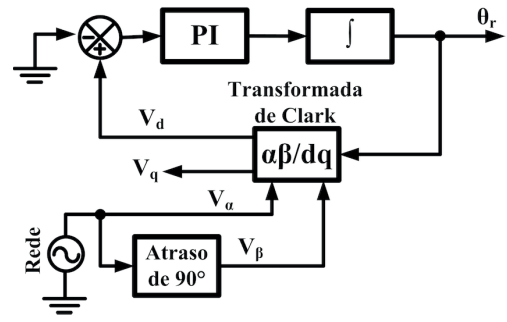


Fig. 8. Circuito de sincronismo PLL.

TABELA III
Ganhos dos Controladores.

Ganhos	Controlador				
	C_z	C_{vc}	C_i	C_{vo}	$C\theta_1 e C\theta_2$
a1	1,996	1,999	1,38	1,989	1,998
a2	-0,996	-0,999	-0,38	-0,989	-0,998
b0	$1,5 \times 10^{-3}$	$1,1137 \times 10^{-4}$	$6,757 \times 10^{-4}$	$1,717 \times 10^{-5}$	$4,734 \times 10^{-7}$
b1	$4,68 \times 10^{-7}$	$1,283 \times 10^{-8}$	$4,225 \times 10^{-5}$	$1,51 \times 10^{-8}$	$8,268 \times 10^{-11}$
b2	$-1,49 \times 10^{-3}$	$-1,1136 \times 10^{-4}$	$-6,334 \times 10^{-4}$	$-1,716 \times 10^{-5}$	$-4,733 \times 10^{-7}$
ω_z	18,85 rad/s	6,28 rad/s	3847,84 rad/s	52,77 rad/s	10,68 rad/s
ω_p	211,12 rad/s	51,52 rad/s	53407 rad/s	672,3 rad/s	94,24 rad/s
ω_c	62,83 rad/s	18,85 rad/s	144551 rad/s	188,5 rad/s	31,41 rad/s
MF	60°	60°	60°	60°	60°

utilizado o método de Discretização de Tustin com um período de amostragem igual ao período de chaveamento. A seguir é mostrada a equação de diferenças implementadas no processador de forma discreta e seus respectivos ganhos na Tabela III. Na qual ω_p e ω_z são as frequências dos polos e zeros do controlador, ω_c é a frequência de cruzamento e MF é a margem de fase.

$$U(z) = a_1 \cdot U(z-1) + a_2 \cdot U(z-2) + b_0 \cdot E(z) + b_1 \cdot E(z-1) + b_2 \cdot E(z-2) \quad (11)$$

Na qual $U(z)$ é o sinal de controle e $E(z)$ o sinal de erro.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste item são apresentados os resultados experimentais para a configuração de 2 (dois) módulos. Serão mostradas as formas de ondas do protótipo desenvolvidos contendo o comportamento do circuito em regime permanente e transitório, validando o correto funcionamento das malhas de controle. A Tabela IV mostra as especificações do conversor, que tem seu dimensionamento semelhante ao de um inversor com característica dobradora [18]. O banco de capacitores eletrolíticos do lado primário é feito por uma associação de $4 \times 680 \mu\text{F}/450\text{V}$ e $2 \times 470 \mu\text{F}/450\text{V}$, enquanto que o banco de capacitores do lado secundário é formado por $3 \times 470 \mu\text{F}/450\text{V}$

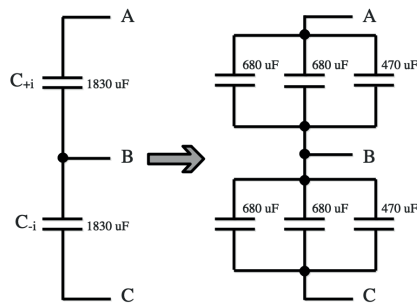


Fig. 9. Detalhe do banco de capacitores do primário.

TABELA IV
Especificações do Projeto/Conversor

Tensão de entrada (CA)	110 V
Frequência da rede	60 Hz
Potência de saída (por módulo)	1 kW
Tensão no barramento primário	400 V
Tensão no barramento secundário	400 V
Frequência de comutação	20 kHz
Indutância de entrada	785,1 μH
Indutância série	278,5 μH
Banco de capacitores lado primário	915 μF
Banco de capacitores lado secundário	1410 μF
Relação de transformação	1

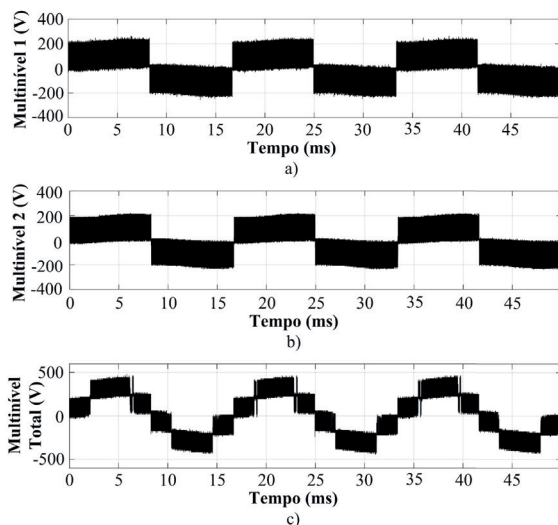


Fig. 10. Tensões multiníveis: (a) Módulo 1, (b) Módulo 2, (c) Total.

em paralelo, compondo assim os bancos em 915 μF e 1410 μF respectivamente, conforme apresentado na Figura 9

Na Figura 10 podem ser vistas as tensões multiníveis do conversor. Pode ser observado que cada módulo opera com três níveis enquanto o sistema completo possui cinco níveis. Como se trata de um sistema monofásico, existe uma componente de 120 Hz e para reduzir o volume do barramento, usualmente adota-se uma ondulação máxima de 10% a 20%, no caso do protótipo proposto adotou-se uma ondulação de 12%.

Na Figura 11 podem ser vistas a tensão e corrente de entrada. Pode ser observado que ambas estão perfeitamente em fase caracterizando o funcionamento adequado do PLL.

A corrente apresenta ondulações nas transições dos setores decorrentes de limitações físicas do modulador obtendo assim uma DHT para a corrente de 7,9 % com fator de potência de 0,982. Essa DHT deve melhorar com a substituição do driver utilizado (SEMIKRON®, model SKHI 61(R)) por um capaz de produzir pulsos com ciclo de trabalho estreitos.

A Figura 12 mostra o comportamento dinâmico do conversor operando com os dois módulos perante um degrau de carga de 50% para 100% no modo retificador. Percebe-se a variação da amplitude da corrente de entrada e a operação da malha de controle para a regulação da tensão de saída em aproximadamente 150 ms e não se observa altos picos na corrente de entrada, demonstrando o funcionamento adequado da malha de controle.

A Figura 13 mostra a atuação da malha de controle de balanceamento dos capacitores do lado primário perante um degrau de carga de (a) 100% para 50% e (b) 50% para 100%.

Tendo em vista o comportamento bidirecional do conversor,

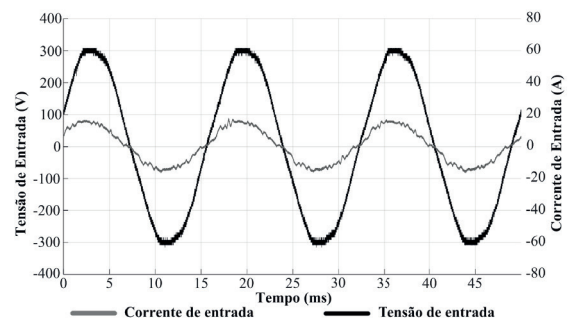


Fig. 11. Tensão e corrente de entrada com 2 módulos.

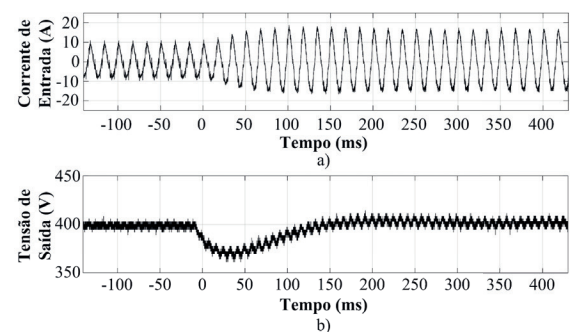


Fig. 12. Degrau de carga de 50% para 100% em modo retificador: (a) Corrente de entrada, (b) Tensão de saída.

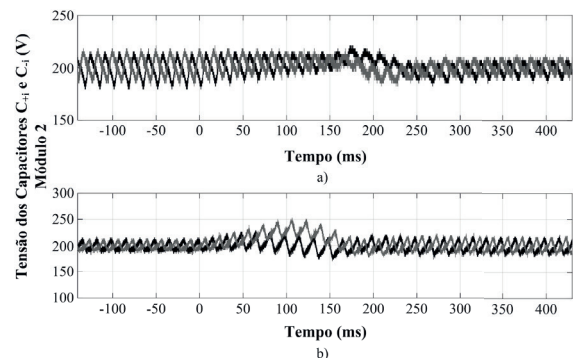


Fig. 13. Tensões no capacitores do lado primário: (a) 100% para 50% e (b) 50% para 100%.

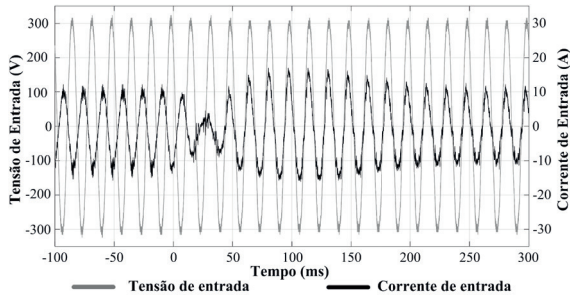


Fig. 14. Detalhe da inversão de fase com 2 módulos.

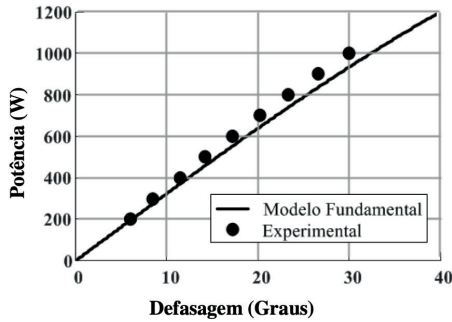


Fig. 15. Comportamento da Potência em relação ao ângulo de defasagem.

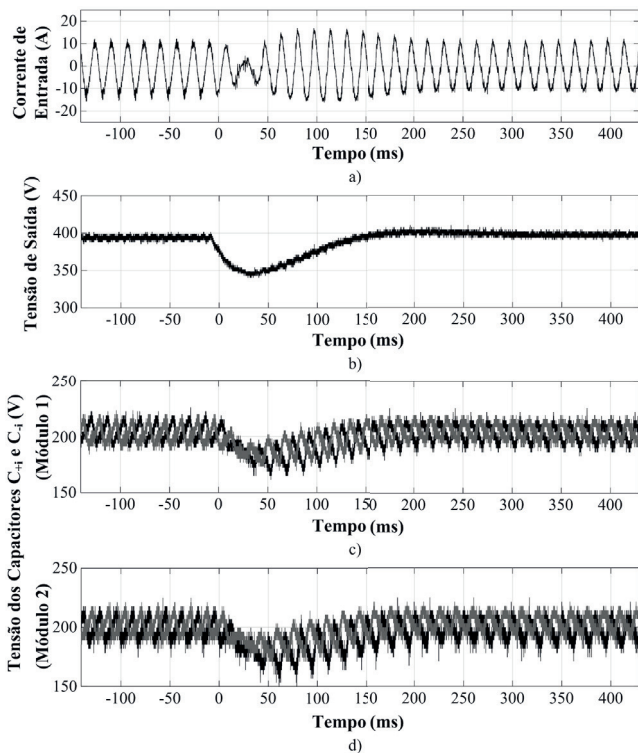


Fig. 16. Comportamento do conversor para um degrau bidirecional: (a) Corrente de Entrada, (b) Tensão de saída, (c) Tensão nos capacitores do módulo 1 e (d) Tensão nos capacitores do módulo 2.

é mostrado na Figura 14 o comportamento do sistema perante uma inversão de fluxo de potência de -75% para 75%, ou seja, inversão do modo retificador para o modo inversor. A Figura 15 mostra o comportamento da potência em relação ao ângulo de defasagem quando comparamos o modelo fundamental [19] e o resultado experimental para uma faixa de potência

desde 200 W até 1 KW. Pode ser observado que a análise matemática desenvolvida tem grande similaridade com o real. A faixa de ângulo usada foi de 8° a 30° para um fluxo de potência do lado CA para o lado CC, que pode ser refletido da mesma forma para um fluxo reverso.

A Figura 16 mostra em detalhes o comportamento da corrente de entrada, tensão de saída CC do conversor e balanceamento das tensões nos capacitores no módulo 1 e 2 perante uma inversão de carga de -75% para 75%. O controle funcionou de forma perfeita, pois não se observa picos de tensão e/ou corrente nos módulos, o que garante a operação segura do conversor.

Foi alcançada uma eficiência de 86,2% em carga nominal. Essa eficiência está condizente com o valor teórico obtido em uma análise de perdas feita previamente utilizando como referência o IGBT convencional utilizado no protótipo (IRGP50B60PD). A Figura 17 mostra o gráfico da eficiência da topologia em função da potência.

A Figura 18a mostra os valores da corrente na chave S1, normalizada em relação ao valor de pico da corrente de entrada, nos instantes de ligamento. Pode-se observar que na maior parte do período da rede a chave é ligada com corrente negativa, o que caracteriza a comutação sob

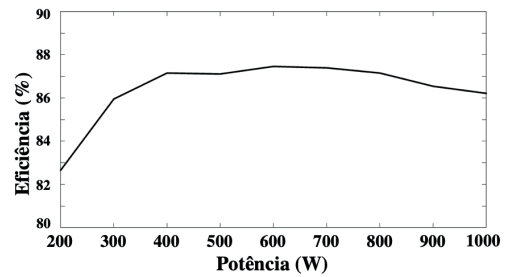


Fig. 17. Rendimento do protótipo.

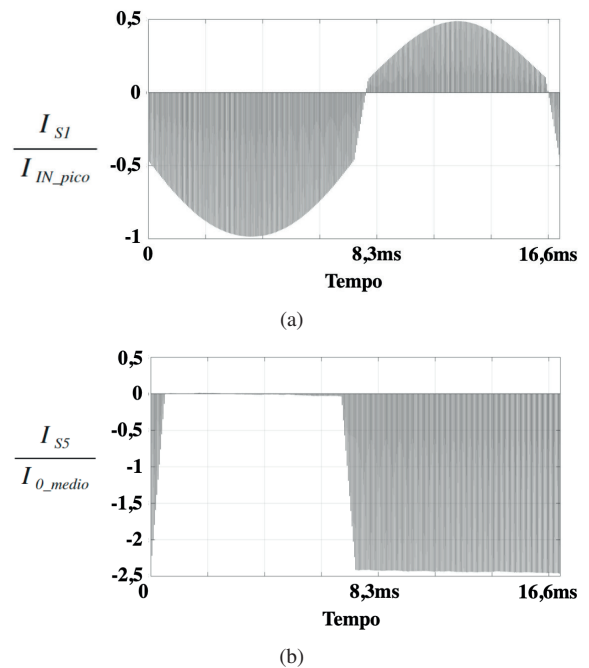


Fig. 18. Corrente Normalizada nas chaves S1(a) e S5(b) no instante de comutação em função do ângulo de fase da rede.

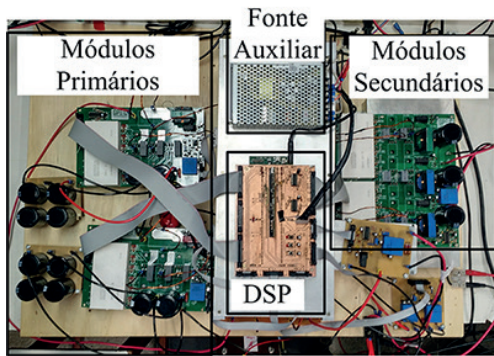


Fig. 19. Protótipo.

tensão nula (ZVS). Nos demais instantes ocorre um ligamento dissipativo, porém com corrente reduzida. A Figura 18b mostra os valores da corrente na chave S5, normalizada em relação ao valor médio da corrente de saída, nos instantes de ligamento. Observa-se que o ligamento desta chave ocorre sob tensão nula ou com corrente nula. A Figura 19 mostra a foto do protótipo desenvolvido no laboratório GPEC da Universidade Federal do Ceará – UFC.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um conversor multinível bidirecional de estágio único aplicado em transformador de estado sólido. Tal conversor apresentou baixa DHT (7,9%) e alto fator de potência (0,982). O valor da DHT ainda pode ser melhorado com a utilização de drivers com capacidade de produzir pulsos estreitos. Toda análise apresentada foi suportado com sucesso pelo estudo experimental de um protótipo na configuração de 2 módulos (1 kW por módulo). As malhas de controle implementadas garantiram o comportamento dinâmico do conversor, cujo resultados práticos demonstrou de forma satisfatória sua viabilidade em aplicações em transformadores de estado sólido.

A topologia proposta tem todas as funcionalidades básicas esperadas para um Transformador de Estado Sólido (TES), tais como, ser bidirecional, regulação da tensão de saída, correção do fator de potência da corrente de entrada, além de possuir característica modular, o que permite criar redundâncias melhorando assim a confiabilidade e utiliza poucos semicondutores por módulo (apenas 4 no lado primário e 4 no lado secundário). Entretanto, devido ao uso do ponto central do barramento, o número de módulos necessários é maior do que seria em uma solução convencional. Além disso, o equilíbrio de tensão nos capacitores é realizado pela inserção de um nível CC pelo lado da rede.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à equipe do GPEC-UFC, pela colaboração na execução deste trabalho. Este projeto foi financiado pelo CNPq (processo 424035/2016-2), pela CAPES e pelo projeto de P&D com a Cepisa Equatorial.

REFERÊNCIAS

[1] E. Pritchard, D. C. Gregory, “The dc Revolution [Viewpoint]”, *IEEE Electrification Magazine*,

- vol. 4, no. 2, pp. 4–9, June 2016, doi: 10.1109/MELE.2016.2544018.
- [2] B. Singh, S. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, “Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 4, pp. 540–556, Nov 2011, doi:10.1109/TII.2011.2166798.
- [3] M. S. Ortmann, S. A. Mussa, M. L. Heldwein, “Concepts for high efficiency single-phase three-level PWM rectifiers”, in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3768–3775, Sep. 2009, doi:10.1109/ECCE.2009.5316310.
- [4] J. Everts, F. Krismer, J. Van den Keybus, J. Driesen, J. W. Kolar, “Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, Aug 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2292026.
- [5] 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, Sep. 2016, doi:10.1109/MIE.2016.2588878.
- [6] S. Falcones, X. Mao, R. Ayyanar, “Topology comparison for Solid State Transformer implementation”, in *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–8, July 2010, doi:10.1109/PES.2010.5590086.
- [7] J. Feng, W. Q. Chu, Z. Zhang, Z. Q. Zhu, “Power Electronic Transformer-Based Railway Traction Systems: Challenges and Opportunities”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1237–1253, Sep. 2017, doi:10.1109/JESTPE.2017.2685464.
- [8] X. She, A. Q. Huang, R. Burgos, “Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, Sep. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917.
- [9] D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Introduction to Power Electronic Converters*, IEEE, 2003, doi: 10.1109/9780470546284.ch1.
- [10] M. Liserre, M. Andresen, L. Costa, G. Buticchi, “Power Routing in Modular Smart Transformers: Active Thermal Control Through Uneven Loading of Cells”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp. 43–53, Sep. 2016, doi: 10.1109/MIE.2016.2588898.
- [11] B. Almeida, D. Oliveira Jr, “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, doi: http://dx.doi.org/10.18618/REP.2016.2.2627.
- [12] K. S. Kumar, C. H. Suresh, K. J. Anoop, K. Kanchana, “A review on power quality improvement using AC to DC converters”, *2017 IEEE International Conference on Power Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pp. 2968–2974, Sep. 2017, doi: 10.1109/ICPCSI.2017.8392270.

- [13] D. S. Oliveira, M. I. V. Batista, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praça, "A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems", in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1–7, Nov 2012, doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6453851.
- [14] D. d. A. Honório, D. S. Oliveira, L. H. S. C. Barreto, P. P. Praça, "A Space Vector PWM scheme for a Single-stage Ac-Dc Modular Cascaded Multilevel Converter", in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, Nov 2015, doi:10.1109/COBEP.2015.7420035.
- [15] L. H. S. C. Barreto, D. de A. Honório, D. de Souza Oliveira, P. P. Praça, "An Interleaved-Stage AC-DC Modular Cascaded Multilevel Converter as a Solution for MV Railway Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3008–3016, April 2018, doi:10.1109/TIE.2017.2756600.
- [16] S. Bhattacharya, D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system", in *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 2531–2540 vol.3, Oct 1995, doi:10.1109/IAS.1995.530625.
- [17] A. Nicolini, A. Ricciotti, F. Carnielutti, H. Pinheiro, "Modulação Descontínua Com Portadora Para Inversores Com Pernas Em Paralelo", *Eletrônica de Potência SOBRAEP*, vol. 21, no. 4, pp. 266 – 273, outubro 2016, doi: <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2016.4.2616>.
- [18] B. I, D. C. Martins, *Introdução ao estudo de conversores CC-CA*, 2a edição ed., Ed dos Autores, Florianópolis, SC, 2008.
- [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, doi:10.1109/TPEL.2017.2775522.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Peixoto Praca Possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Fortaleza (UNIFOR) em 2003, mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 2006 e 2011 respectivamente. Desde 2009 é professor da Universidade Federal do Ceará - UFC. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: conversores multiportas, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica, carregador de baterias e conversor CC/CC.

José Willamy Medeiros de Araújo nasceu em Fortaleza-CE, Brasil, em 1988. Foi graduado em Engenharia Elétrica em 2011 e mestre em 2018 pela Universidade Federal do Ceará. Atualmente é pesquisador no Grupo de Processamento de

Energia e Controle (GPEC) onde desenvolve sua pesquisa de doutorado. Seus interesses na pesquisa incluem conversores estáticos de potência, comutação suave e aplicações em energias renováveis.

Dalton de Araújo Honório recebeu o bacharelado, mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil em 2010, 2013 e 2018, respectivamente. Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal do Ceará, onde participa de pesquisas focadas em transformadores de estado sólido, sendo membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) desde 2011 e membro da IEEE Power Electronics Society (PELS) desde 2016. Atualmente, sua pesquisa se concentra em aplicações de eletrônica de potência, especificamente em conversor multinível em cascata e conversor multinível modular aplicado em transformadores de estado sólido.

Demercil de Souza Oliveira Jr Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1999), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (2001) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2004). Atualmente é Professor Associado da Universidade Federal do Ceará. Atualmente é bolsista produtividade 1D do CNPQ e senior member do IEEE. 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, carregador de baterias e conversor CC/CC.

Luiz Henrique S. C. Barreto, nascido em Naviraí, MS, é engenheiro eletricista (1997) pela universidade Federal de Mato Grosso, mestre (1999) e doutor em Engenharia Elétrica (2004) pela Universidade Federal de Uberlândia. É professor associado da Universidade Federal do Ceará, na qual é o Chefe do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE-UFC) e diretor adjunto de Pesquisa do Centro de Tecnologia da UFC. Atua na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em circuitos eletrônicos. Suas áreas de interesse de pesquisa são: técnicas ZVS e ZCS, estruturas de conversor CC/CC, controle de fator de potência e harmônicos, sistemas UPS e conversores multiníveis.