

# RETIFICADOR TRIFÁSICO ISOLADO UTILIZANDO UM AUTOTRANSFORMADOR E DOIS RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ESTÁGIO ÚNICO

Janderson Duarte<sup>1</sup>, Alceu André Badin<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC, Joinville – SC, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba – PR, Brasil

e-mail: janderson.duarte@ifsc.edu.br, badin@utfpr.edu.br

**Resumo** – Este artigo apresenta um retificador trifásico isolado com correção do fator de potência utilizando um auto-transformador Scott e utilizando dois retificadores monofásicos isolados com correção do fator de potência de estágio único baseado no conversor Full-Bridge Flyback. O auto-transformador Scott faz uma redução de fases permitindo que se utilize dois retificadores de estágio único. O conversor proposto pode operar como elevador ou abaixador de tensão. Este artigo apresenta a análise teórica do conversor operando em modo de condução contínua, bem como os resultados experimentais baseado em um protótipo de 4 kW.

**Palavras-chave** – Autotransformador Scott, Correção do Fator de Potência, Flyback-Full Bridge, Retificador Trifásico.

## ISOLATED THREE-PHASE POWER-FACTOR CORRECTION RECTIFIER USING AN AUTOTRANSFORMER AND TWO SINGLE-PHASE SINGLE-STAGE RECTIFIERS

**Abstract** – This paper presents an isolated three-phase power-factor correction rectifier using a Scott autotransformer and using two single-phase single-stage isolated current rectifiers with power factor correction, based on a Full-Bridge Flyback converter. The Scott autotransformer provides a phase reduction allowing the use of two single-phase rectifiers. The proposed converter can operate as a step-down or a step-up voltage. This paper presents the theoretical analysis of the converter for continuous conduction mode as well as experimental results based on a 4 kW prototype.

**Keywords** – Flyback-Full Bridge, Power Factor Correction, Scott Autotransformer, Three-Phase Rectifier.

## I. INTRODUÇÃO

Existem diversas aplicações que utilizam conversores chaveados que necessitam em sua entrada um barramento de tensão contínua (CC) e que seja isolado da rede elétrica. A conversão de tensão alternada (CA) para contínua pode ser feita através de retificadores a diodos com um filtro capacitivo. Estes retificadores drenam da rede uma corrente não senoidal e injetam uma grande quantidade de harmônicas de corrente na rede, causando queda de tensão, interferência eletromagnéticas e consumindo uma corrente maior do que o necessário devido ao baixo fator de potência. Atualmente, existem normas que limitam o valor das harmônicas de corrente em equipamentos eletrônicos afim de melhorar a qualidade de energia [1], [2]. Com isso, aumentou o interesse por retificadores com Correção do Fator de Potência (CFP). Uma correção passiva do fator de potência pode ser feita adicionando indutores na entrada dos retificadores, mas este indutor é grande e caro devido ao fato de operar em baixa frequência [3]. Por outro lado, os retificadores chaveados realizam a correção do fator de potência com indutor e transformador operando em alta frequência, reduzindo assim seus tamanhos e seus custos.

Existem diversos tipos de retificadores isolados com correção do fator de potência na literatura. Os retificadores monofásicos são explorados em [4]–[17], e retificadores trifásicos para potências mais elevadas são estudados em [18]–[25]. As topologias monofásicas são interessantes para potências geralmente de até 10 kW, onde acima deste ponto, devido a grande perda e esforços nos componentes, o mesmo deixa de ser vantajoso e então utiliza-se retificadores trifásicos. Alguns retificadores de potências elevadas utilizam a técnica de associar 3 retificadores monofásicos para formar um trifásico [23], [25]–[28]. Com essa técnica é possível obter um retificador trifásico modular, que pode aproveitar uma topologia monofásicos já existente para formar um trifásico. Desta forma, o retificador se torna robusto, pois cada um funciona de forma independente do outro, e eles podem ser conectados em série ou paralelo. Porém, existe uma faixa de potência que tornaria interessante o uso de dois retificadores monofásicos interligados ao invés de 3 como nos retificadores trifásicos.

Outra técnica utilizando módulos monofásicos é apresentada em [29]–[31]. Estas topologias utilizam somente dois retificadores em paralelo interligados através de um transformador Scott. Estas topologias são isoladas, possuem elevado fator de potência e utilizam somente 2

---

Artigo submetido em 01/03/2017. Primeira revisão em 23/04/2017. Aceito para publicação em 31/05/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

retificadores, porém possuem a vantagem de utilizar um transformador que opera em baixa frequência e por este motivo o torna grande e caro. Em [32], [33] são apresentadas topologias que utilizam dois retificadores conectados em paralelo e são conectados através de um autotransformador na entrada. Estas topologias possuem elevado fator de potência, utilizam somente dois retificadores e o autotransformador da entrada processa somente 14% da potência de saída, porém, possuem a desvantagem de serem não isoladas.

Muitas aplicações requerem o isolamento galvânico entre a entrada e a saída, para garantir a segurança e a separação de circuitos, como por exemplo fontes ininterruptas de energia (UPS). Nesses casos, podem ser utilizados transformadores em baixa frequência ou estágio intermediário utilizando conversores CC-CC isolados. Outra possibilidade é utilizar os retificadores isolados em alta frequência de estágio único.

Neste artigo é proposto uma topologia de retificador com elevado fator de potência, que utiliza 2 retificadores em paralelo, que seja isolado com transformador operando em alta frequência conforme Figura 1. Esta topologia utiliza um autotransformador Scott na entrada para fazer a redução de fases e utiliza dois retificadores CFP isolados de estágio único conectados em paralelo. Os retificadores escolhidos para este trabalho são apresentados em [12], [34]. Esta topologia atende a necessidade de retificadores isolados para uma faixa de potência que é mais vantajoso utilizar somente 2 retificadores ao invés de 3, como são comumente utilizados em retificadores trifásicos. As características desta topologia são:

- Isolado em alta frequência;
- Utiliza dois retificadores;
- É modular;
- Autotransformador Scott processa somente 14% da potência de saída;
- Possui elevado fator de potência;
- Pode operar como elevador ou abaixador;
- Retificadores podem ser conectados em paralelo ou em série;

Com esta topologia, um fabricante que utiliza um retificador de 10 kW consegue chegar a 20 kW com reduzido custo de desenvolvimento, aproveitando o *know-how* do retificador monofásico tanto na produção quando em campo, e pode utilizar a mesma placa de montagem do conversor monofásico para montar um bi-fásico. Uma outra vantagem desta topologia é que ela pode possuir várias saídas isoladas, simplesmente aumentando o número de secundários do transformador, o que pode ser muito útil em conversores multiníveis [35]–[43]. Como o conversor pode operar como elevador ou abaixador ele pode fornecer diversos níveis de tensão de saída, que pode ser interessante para ser utilizado com estágio de entrada em UPS [44]–[46].

## II. TOPOLOGIA PROPOSTA E PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

O conversor foi projetado para operar no Modo de Condução Contínua (MCC) e utiliza um autotransformador do tipo Scott.

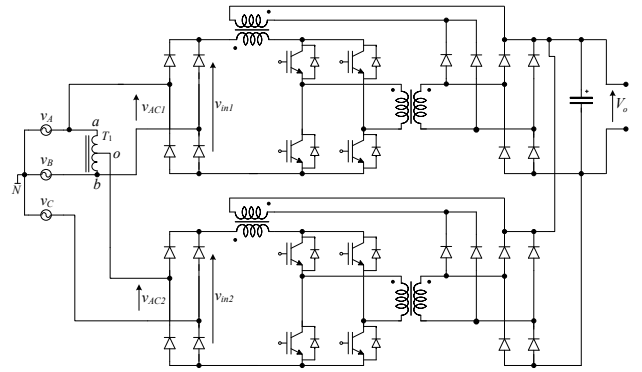


Fig. 1. Conversor proposto.

### A. Autotransformador Scott

A Figura 2 mostra o esquema do auto-transformador Scott. As tensões trifásicas de entrada apresentadas em [29], são:

$$\begin{aligned} v_A(t) &= V_P \sin(\omega t) \\ v_B(t) &= V_P \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_C(t) &= V_P \sin(\omega t + 120^\circ). \end{aligned} \quad (1)$$

As tensões de entrada dos conversores são:

$$v_{AC1}(t) = v_A(t) - v_B(t) \quad (2)$$

$$v_{AC2}(t) = v_C(t) - \frac{v_{AB}(t)}{2} - v_B(t). \quad (3)$$

Substituindo (1) em (2) e (3), tem-se:

$$v_{AC1}(t) = \sqrt{3}V_P \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (4)$$

$$v_{AC2}(t) = \frac{3V_P}{2} \sin(\omega t + 120^\circ). \quad (5)$$

As equações (4) e (5) mostram que o autotransformador Scott fornece em sua saída um sistema bifásico com ângulo de fase de  $90^\circ$  entre eles e uma diferença entre as tensões de saída. Esta diferença nas tensões de entrada dos retificadores não afeta o funcionamento do retificador e o equilíbrio de potências entre eles é conseguido compensando suas correntes que são inversamente proporcionais as tensões.

A tensão RMS ( $V_{ao}$ ) do autotransformador é:

$$V_{ao} = \frac{V_{AB}}{2} = \frac{\sqrt{3}V_P}{2\sqrt{2}}. \quad (6)$$

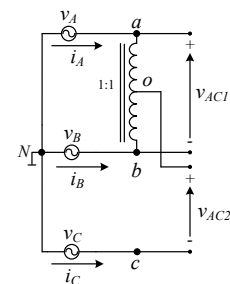


Fig. 2. Autotransformador Scott.

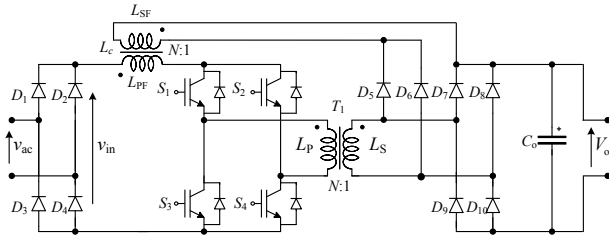


Fig. 3. Conversor monofásico. Fonte: [12].

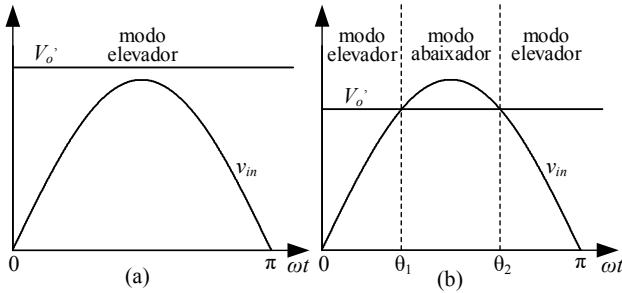


Fig. 4. Modos de operação do conversor. (a) Elevador. (b) Abaixador. Fonte: Adaptado de [12].

A corrente RMS ( $I_{ao}$ ) do autotransformador é:

$$I_{ao} = \frac{I_C}{2} = \frac{I_P}{2\sqrt{2}}. \quad (7)$$

A potência do autotransformador Scott é:

$$P_{ao} = \frac{\sqrt{3}V_P I_P}{8}. \quad (8)$$

A potência de saída do retificador é:

$$P_o = \frac{3 \cdot V_P I_P}{2}. \quad (9)$$

A relação entre  $P_{ao}$  e  $P_o$  é:

$$\frac{P_{ao}}{P_o} = \frac{\sqrt{3}}{12} = 0,144. \quad (10)$$

A equação (10) mostra que a potência do autotransformador é somente 14% da potência de saída do conversor.

### B. Conversor Monofásico

A Figura 3 mostra o circuito simplificado do conversor monofásico utilizado neste protótipo [12], [34]. O conversor é composto pelos diodos retificadores da rede ( $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$ ), um indutor acoplado Flyback ( $L_c$ ), quatro chaves principais ( $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$ ), um transformador Full-Bridge ( $T_1$ ), dois diodos Flyback ( $D_5$  e  $D_6$ ), quatro diodos Full-Bridge ( $D_7, D_8, D_9$  e  $D_{10}$ ) e um capacitor de filtro de saída ( $C_o$ ).

A relação de transformação de ambos os componentes magnéticos é igual ( $N : 1$ ), como ilustrado na Figura 1. Conseqüentemente, a tensão de saída referida para o primário do transformador é dada por:

$$V'_o = NV_o. \quad (11)$$

A conversor possui dois diferentes modos de operação,

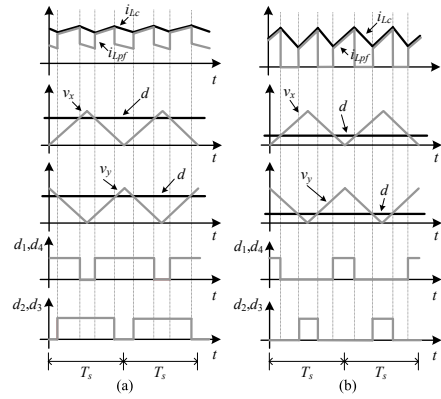


Fig. 5. Modulação PWM. (a) Modo Elevador. (b) Modo Abaixador. Fonte: [12].

dependendo dos níveis de tensão de entrada e de saída, como mostrado na Figura 4.

O conversor opera no modo elevador quando a tensão de entrada retificada é menor que a tensão de saída referida para o primário do transformador ( $V'_o$ ). O conversor opera no modo abaixador quando a tensão de entrada é maior que  $V'_o$ .

A Figura 5 mostra o esquema de modulação das chaves, onde são geradas duas portadoras do tipo triangular e defasadas  $180^\circ$  entre si e comparadas com a tensão de comparação, e uma saída comanda as chaves  $S_1$  e  $S_4$  e outra saída comanda as chaves  $S_2$  e  $S_3$ .

Considerando que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da referência, a tensão de entrada pode ser assumida como constante para um ciclo de chaveamento. Em conseqüência, neste intervalo de tempo, o conversor proposto pode ser analisado como um conversor CC-CC.

### C. Operação no Modo Elevador

Neste modo de operação, as chaves principais operam com razão cíclica  $0,5 < D \leq 1,0$ , onde  $D$  é definido como:

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (12)$$

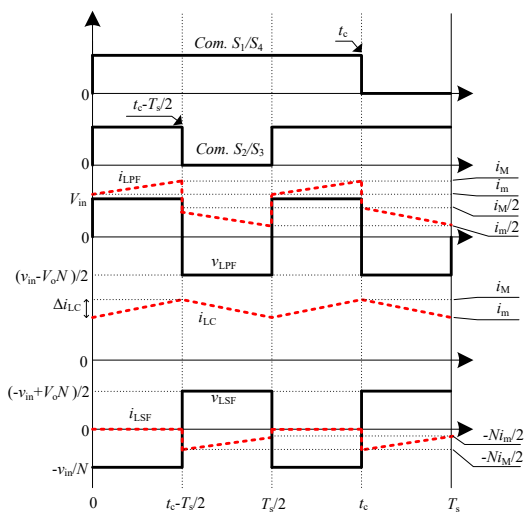


Fig. 6. Formas de onda no modo elevador. Fonte: [12].

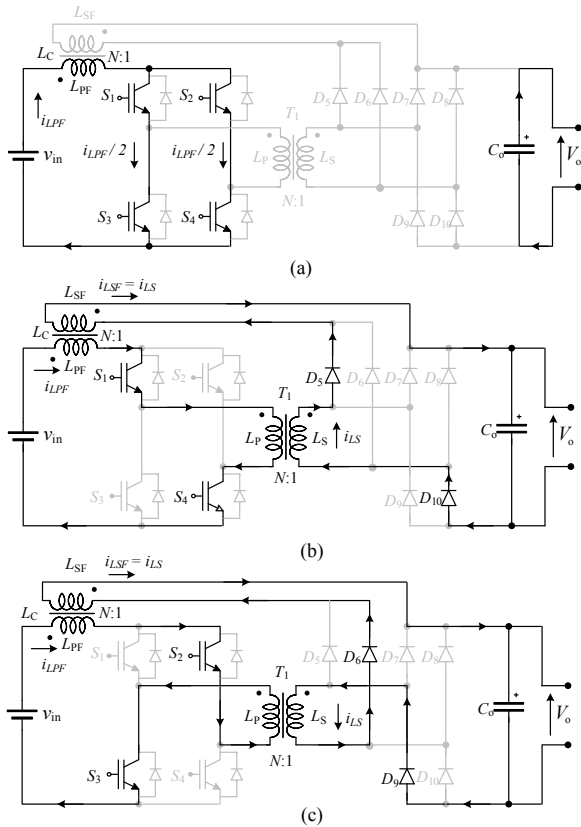


Fig. 7. Etapas de operação no modo elevador. (a) Primeira e Terceira Etapas. (b) Segunda Etapa. (c) Quarta Etapa. Fonte: [12].

onde  $t_c$  é o tempo de condução das chaves principais e  $T_s$  é o período de chaveamento. As principais formas de onda para o modo Elevador são apresentadas na Figura 6.

As etapas de operação são apresentadas como segue.

**Primeira etapa:** ( $0 \leq t \leq t_c - T_s/2$ ): Durante esta etapa todas as chaves estão conduzindo e a tensão de entrada é aplicada no primário do indutor, como pode ser observado na Figura 7.a. A corrente  $i_{L_{PF}}$  cresce linearmente e  $L_C$  armazena energia. Não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga, e somente o capacitor de saída fornece energia para a carga.

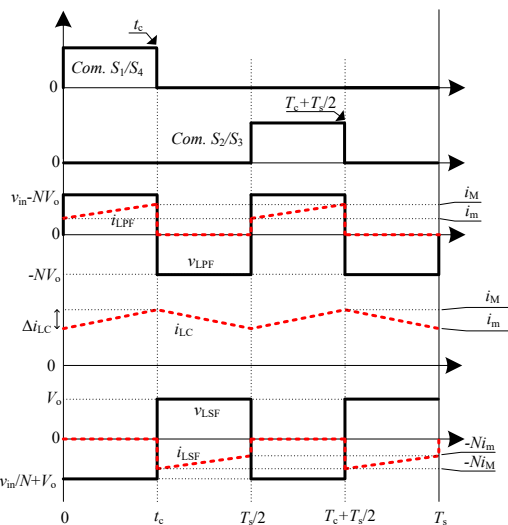


Fig. 8. Formas de onda no modo abaixador. Fonte: [12].

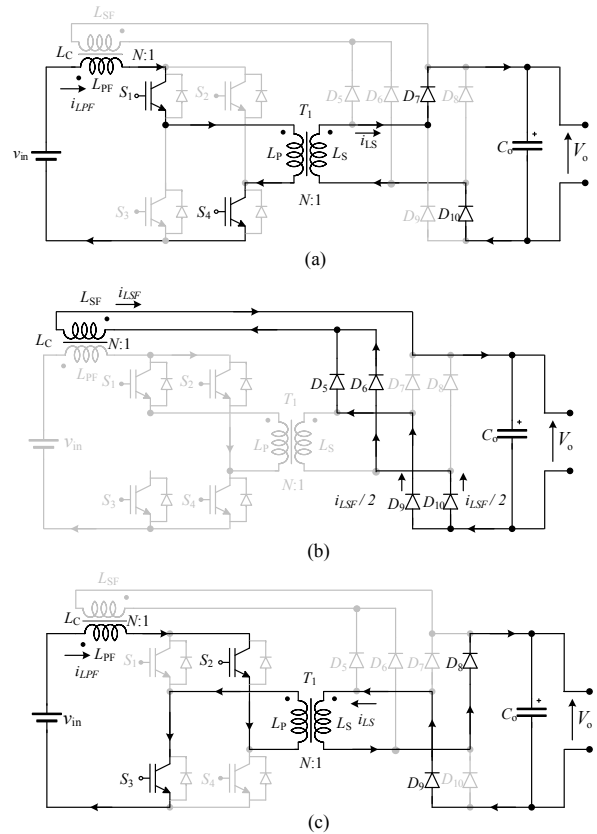


Fig. 9. Etapas de operação no modo abaixador. (a) Primeira Etapa. (b) Segunda e Quarta Etapas. (c) Terceira Etapa. Fonte: [12].

**Segunda etapa:** ( $t_c - T_s/2 \leq t \leq T_s/2$ ): Nesta etapa, apresentada na Figura 7.b, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueadas e as chaves  $S_1$  e  $S_4$  ainda estão conduzindo. A tensão no primário do indutor é  $(V_{in} - NV_o)/2$  e a corrente no primário do indutor decresce linearmente. Nesta etapa, a corrente que circula no primário do indutor e no primário do transformador é a mesma. Similarmente, a corrente em ambos os enrolamentos secundários é a mesma. Durante esta etapa, há transferência de energia da fonte de entrada para a saída através de  $D_5$  e  $D_{10}$ .

**Terceira etapa:** ( $T_s/2 \leq t \leq t_c$ ): Todas as chaves estão conduzindo novamente e, portanto, esta etapa é idêntica a primeira etapa.

**Quarta etapa:** ( $t_c \leq t \leq T_s$ ): Nesta etapa, apresentada na Figura 7.c, as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão bloqueadas e as chaves  $S_2$  e  $S_3$  ainda estão conduzindo. A tensão no primário do indutor é  $(V_{in} - NV_o)/2$  e a corrente no primário do indutor decresce linearmente. Durante esta etapa, há transferência de energia da fonte de entrada para a saída através de  $D_6$  e  $D_9$ .

#### D. Operação no Modo Abaixador

Neste modo, as chaves principais operam com uma razão cíclica  $0 \leq D \leq 0,5$ . As etapas de operação para este modo são analisadas como segue. As principais formas de onda para o modo abaixador são apresentadas na Figura 8.

**Primeira etapa:** ( $0 \leq t \leq t_c$ ): Durante esta etapa, apresentada na Figura 9.a, as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão conduzindo e  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueadas. A tensão no primário do indutor é  $(V_{in} - NV_o)$  e a corrente  $i_{L_{PF}}$  cresce linearmente. Há transferência de energia da fonte de entrada para a saída

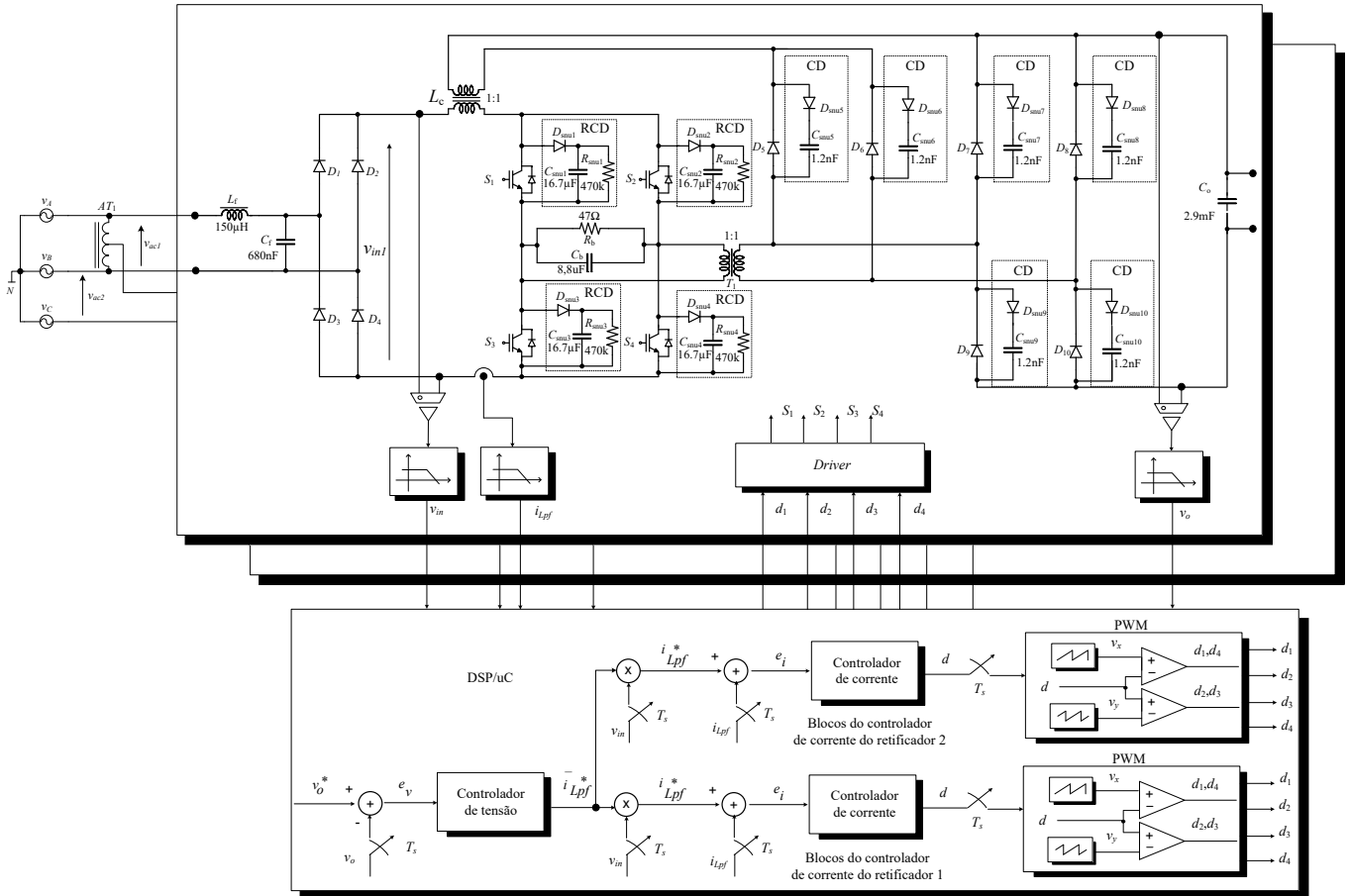


Fig. 10. Esquema do protótipo.

através do transformador,  $D_7$  e  $D_{10}$ .

**Segunda etapa:** ( $t_c \leq t \leq T_S/2$ ): Nesta etapa, todas as chaves estão bloqueadas, como ser observado na Figura 9.b. O secundário do indutor assume a corrente, e fornece energia para a saída através de  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_9$  e  $D_{10}$ .

**Terceira etapa:** ( $T_S/2 \leq t \leq t_c + T_S/2$ ): Durante esta etapa, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo, e  $S_1$  e  $S_4$  ainda estão bloqueadas. Novamente, a tensão no primário do indutor é  $(V_{in} - NV_o)$  e a corrente  $i_{Lpf}$  cresce linearmente. Há transferência de energia da fonte de entrada para a saída através do transformador,  $D_8$  e  $D_9$ , como mostrado na Figura 9.c.

**Quarta etapa:** ( $t_c + T_S/2 \leq t \leq T_S$ ): A quarta etapa é idêntica a segunda etapa.

**TABELA I**  
Especificações de Projeto

$P_o = 4 \text{ kW}$	Potência de Saída
$V_o = 400 \text{ V}$	Tensão de Saída
$v_A = 311 \text{ sen}(\omega t)$	Tensão da Fase A
$v_B = 311 \text{ sen}(\omega t - 120^\circ)$	Tensão da Fase B
$v_C = 311 \text{ sen}(\omega t + 120^\circ)$	Tensão da Fase C
$f_r = 60 \text{ Hz}$	Frequência da Rede
$f_s = 100 \text{ kHz}$	Frequência de Comutação
$N = 1$	Relação de Transformação

### III. VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL

#### A. Descrição do Protótipo

Um protótipo foi montado para realização dos testes experimentais. A Figura 10 apresenta o esquemático do protótipo. Circuitos grameadores de tensão do tipo (RCD) foram adicionados nos MOSFETs e um diodo e um capacitor (CD) foram adicionados aos diodos de saída para evitar sobretensão gerada pelas indutâncias de dispersão dos magnéticos e indutâncias parasitas da placa. Os transformadores e os indutores acoplados foram utilizados do

**TABELA II**  
Descrição dos Componentes do Protótipo

$S_1, S_2, S_3, S_4$	Chaves: IPW65R019C7
$D_5 - D_{10}$	Diodos: SCS220KGC
$D_1 - D_4$	Ponte de Diodos: KBPC5010
$C_o$	Capacitor Eletrolítico: 6x470µF/450 V
$AT_1$	Autotransformador Scott 750VA/380V
$L_c$	Indutor Acoplado Planar (Payton)
–	$L = 100\mu\text{H}, L1000DC - 16 - 15, 16\text{volts}$
$T_1$	Transformador Planar (Payton)
–	$T1000AC - 10 - 10, 16\text{volts}$
$L_f$	Indutância da rede $\approx 100\mu\text{H}$
$C_f$	Capacitor de Cerâmica 680nF/450V

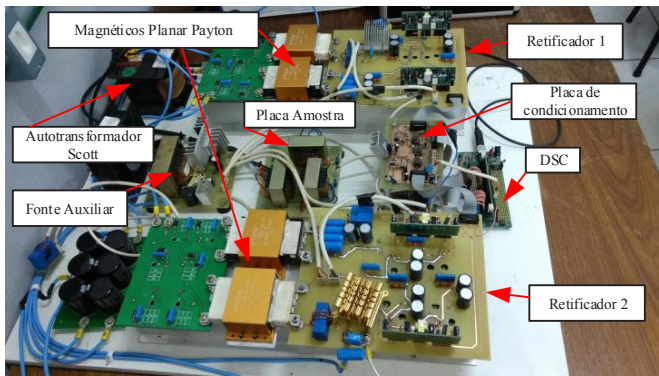


Fig. 11. Foto do protótipo.

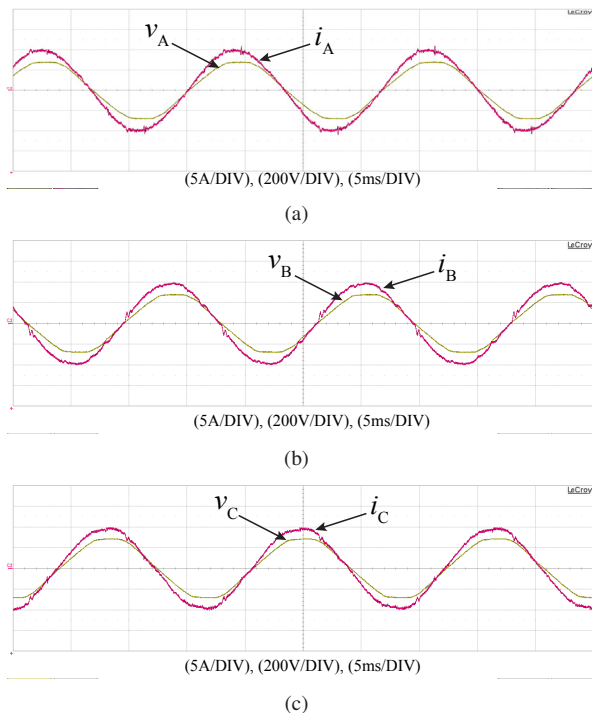
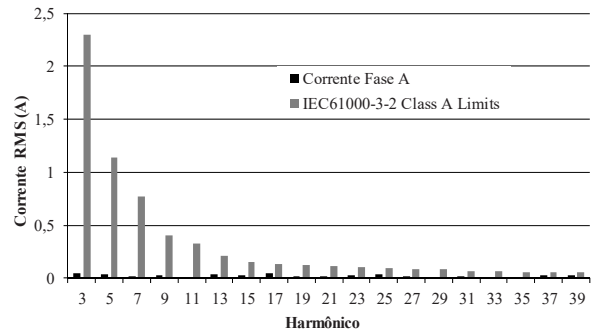


Fig. 12. Tensões e correntes de entrada.

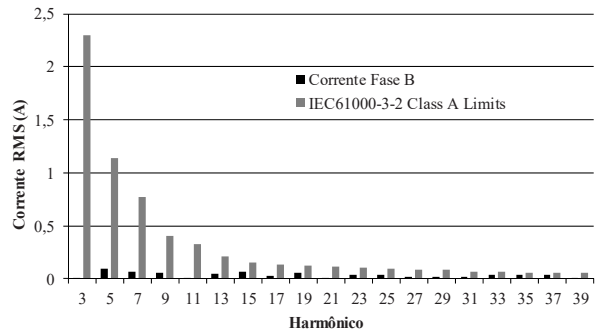
tipo planar da Payton<sup>®</sup>, que possuem indutâncias de dispersão desprezíveis. Um filtro passa-baixas (LC) foi adicionado na entrada dos retificadores para eliminar as harmônicas de corrente em alta frequência. Foi utilizado controle digital, implementado através de um DSC modelo TMS320F28335 da Texas Instruments<sup>®</sup>, realizado através de uma técnica de controle na qual utiliza duas malhas de controle em cascata, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Foi utilizada uma única malha de tensão e duas malhas de corrente, uma para cada retificador, como pode ser visto na Figura 10. Todos os controladores utilizados foram do tipo PI, os mesmos são idênticos aos apresentados em [34]. A Tabela I mostra as especificações de projeto e a Tabela II mostra os componentes utilizados no protótipo. A Figura 11 mostra uma foto do protótipo.

### B. Resultados Experimentais

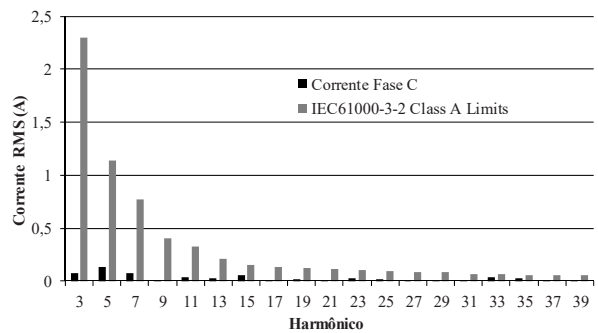
O protótipo foi testado com uma carga resistiva de 40,3Ω. A Figura 12 mostra as tensões e as correntes das fases A, B e C respectivamente. O fator de potência medido de todas as



(a)



(b)



(c)

Fig. 13. Harmônicos de corrente em comparativo com a norma IEC61000-3-2 classe A.

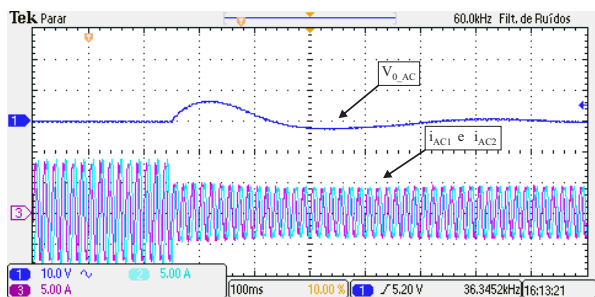
fases foi de 0,99, a THD de corrente da fase A foi de 2,2% e das fases B e C de 3,2%.

As componentes harmônicas de corrente das Fases A, B e C, em comparação com a norma IEC61000-3-2 class A, são mostradas na Figura 13. Através destas figuras pode ser observado que todas as harmônicas de corrente estão abaixo dos limites da norma.

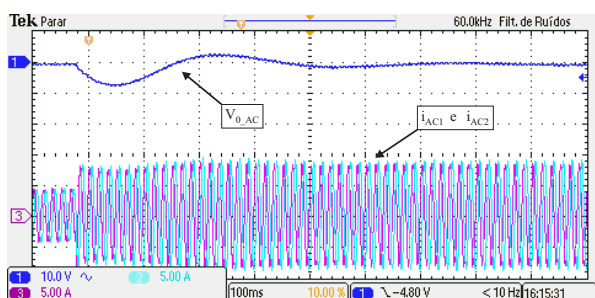
Foram realizados degraus de carga para verificar a dinâmica dos controladores. A Figura 14 mostra a tensão de saída e as correntes de entrada dos conversores no momento do degrau de aumento e de diminuição de carga respectivamente. A variação de carga foi de 30 Ω para 60 Ω e de 60 Ω para 30 Ω.

A corrente no primário do indutor acoplado do retificador 2 e a tensão no interruptor  $S_1$  pode ser observado na Figura 15.

A curva de rendimento do conversor em função de sua potência de saída pode ser vista na Figura 16. Pode ser observado que para uma potência de saída de 3,97 kW o rendimento medido foi de 92,5%. As perdas do

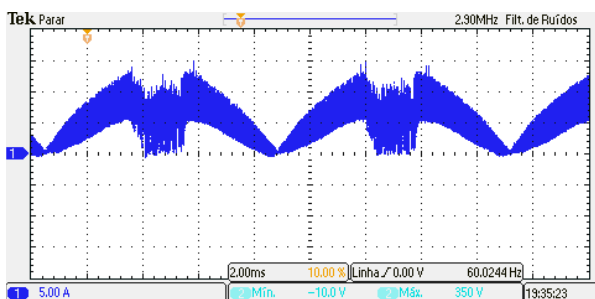


(a)

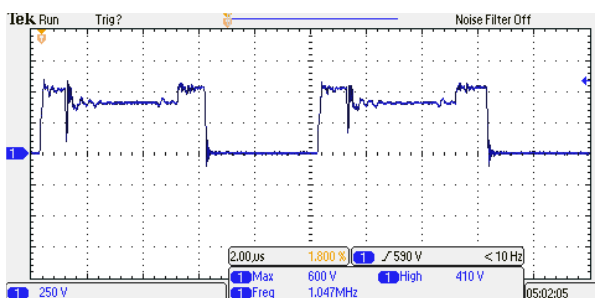


(b)

Fig. 14. Degraus de carga.



(a)



(b)

Fig. 15. (a) Corrente no indutor acoplado (b) Tensão no interruptor  $S_1$ .

autotransformador Scott foram de 70 W.

#### IV. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentado um retificador isolado com transformador operando em alta frequência e com correção do fator de potência que utiliza dois retificadores PFC monofásicos de estágio único e isolados concatenados em paralelo. Na entrada é utilizado um autotransformador Scott para fazer a redução de sistema trifásico para um sistema

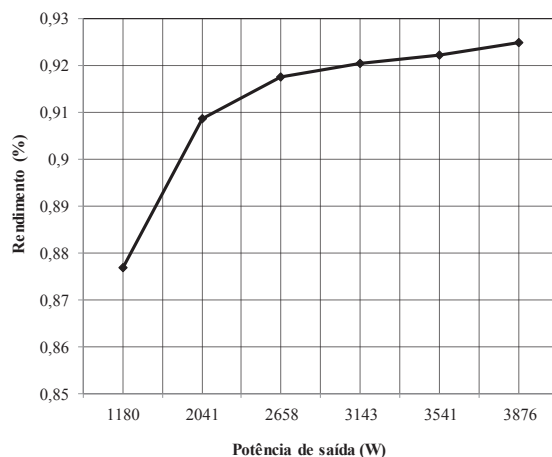


Fig. 16. Curva de rendimento.

bifásico. Este arranjo é interessante para ser utilizado em uma faixa de potência intermediária entre as potências de retificadores monofásicos e trifásicos comumente utilizados. Com o uso de um autotransformador Scott é possível reduzir um retificador, reduzindo significativamente o número de componentes, assim diminuindo os custos e aumentando a eficiência, uma vez que o autotransformador processa somente 14% da potência de saída.

O conversor apresentado possui a vantagem de ser isolado em alta frequência, reduzindo o volume, peso e custo dos magnéticos. Ele também é modular, permitindo o uso de retificadores monofásicos já existentes para formar um trifásico. O conversor também pode elevar ou abaixar a tensão de entrada, podendo ser utilizado para diversas aplicações em o barramento CC variável seja interessante, por exemplo para servir de barramento CC de fontes de tensão CA, de inversores de frequência e de amplificadores de áudio. Ele também possui a vantagem de poder fornecer diversas saídas isoladas, sendo interessante para ser estágio de entrada de inversores multiníveis. Outra vantagem desta estrutura é que a conexão dos retificadores pode ser feita em série, aumentando assim o nível de tensão de saída.

Os resultados experimentais foram satisfatórios, e mostraram um retificador com elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica. Todas as componentes harmônicas das correntes de entrada estavam abaixo do limite da norma IEC61000-3-2 Class A. O rendimento do conversor também se mostrou satisfatório, possuindo um rendimento de 92,5% para uma carga com potência de 3,97 kW. A perda no autotransformador Scott foi de 70 W, comprovando a viabilidade de utilizar um autotransformador na entrada para fazer a redução de fases e tornando possível a utilização de somente 2 conversores, podendo assim reduzir uma grande quantidade de componentes, reduzindo o custo e obtendo um rendimento dentro do esperado para um conversor sem comutação suave e com número elevado de semicondutores.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Payton<sup>®</sup>, pela doação dos magnéticos planares, a ROHM Semiconductor<sup>®</sup> pela doação dos diodos Silicon Carbide, Infineon<sup>®</sup> pela doação dos MOSFETs, a Capes e o CNPq pelo apoio financeiro.

## REFERÊNCIAS

- [1] IEC, *Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase)*, IEC 61000-3-2, International Standard, 1995.
- [2] IEEE, *Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems*, IEEE, 1992.
- [3] N. Takeuchi, K. Matsui, F. Ueda, H. Mori, “A novel PFC circuit using ladder type filter employing only passive devices”, in *IEEE APEC*, pp. 1005–1009, 2008.
- [4] L. Zhu, “A Novel Soft-Commutating Isolated Boost for Bidirectional High Power Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 422–429, March 2006.
- [5] R. yi Chen, T. juu Liang, J. fuh Chen, R. lee Lin, K. ching Tseng, “Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost DC-DC Converter With Zero-Current Switching for High-Voltage Applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1218–1226, July 2008.
- [6] A. Mousavi, P. Das, G. Moschopoulos, “A ZCS-PWM Full-Bridge Boost Converter for Fuel-Cell Applications”, in *IEEE APEC*, pp. 459–464, 2009.
- [7] L. Yao, H. Mao, J. Liu, I. Batarseh, “Zero-Voltage-Switching Buck-Flyback Isolated DC-DC Converter with Synchronous Rectification”, in *IEEE APEC*, pp. 545–550, 2006.
- [8] I. Barbi, R. Gules, “Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 975–984, July 2003.
- [9] R. Watson, F. C. Lee, “Soft-switched, full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit”, in *IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1948–1954, 1996.
- [10] W.-Y. Choi, J.-S. Yoo, “A Bridgeless Single-Stage Half-Bridge AC/DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3884–3895, 2011.
- [11] W.-Y. Choi, W.-S. Yu, J.-S. Lai, “A novel bridgeless single-stage half-bridge AC/DC converter”, in *IEEE APEC*, pp. 42–46, Dec. 2010.
- [12] J. Duarte, L. R. Lima, L. Oliveira, L. Michels, C. Rech, M. Mezaroba, “Single-Stage High Power Factor Step-Up/Step-Down Isolated Ac-Dc Converter”, *IET Power Electronics*, vol. 05, no. 08, pp. 1351–1358, Sep. 2012.
- [13] S. Tomioka, H. Terashi, T. Ninomiya, “Interleaved-Boost-Input Type Isolated Full Bridge PFC Converter”, in *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 1, pp. 146–151, 2005.
- [14] D. B. Alvarenga, M. B. Meier, R. Gules, A. Badin, E. F. R. Romanelli, A. A. Assef, “Development of a new single phase high power factor rectifier with ZVS commutation and high frequency isolation”, in *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 7–14, 2013.
- [15] D. A. Ruiz-Caballero, I. Barbi, “Um Conversor CC-CC Flyback-Push-Pull Melhorado Alimentado em Corrente”, *Eletrônica de Potência*, vol. 4, no. 1, pp. 10–16, Set. 1999.
- [16] F. E. Bisogno, A. R. Seidel, T. B. Marchesan, R. N. do Prado, “Reator Eletrônico Para Iluminação Fluorescente Boost Push-pull Com Alto Fator De Potência Empregando Um Único Interruptor”, *Eletrônica de Potência*, vol. 8, no. 1, pp. 66–73, Jun. 2003.
- [17] G. V. T. Bascopé, *Conversor Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente com Correção de Fator de Potência*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 1996.
- [18] X. Zhang, L. Zhou, D. Qiu, W. Xiao, B. Zhang, F. Xie, “Phase-Modular Three-Phase Isolated Bridgeless PFC Converter”, in *IECON*, pp. 1723–1728, 2015.
- [19] D. C. Martins, A. H. de Oliveira, I. Barbi, “Retificador Trifásico Isolado Com Correção Do Fator De Potência Empregando O Conversor Cc-cc Sepic Em Condução Contínua”, *Eletrônica de Potência*, vol. 6, no. 1, pp. 8–15, Dec. 2001.
- [20] D. C. Martins, M. M. Casaro, I. Barbi, “Retificador Trifásico Isolado Com Alto Fator De Potência Utilizando O Conversor Zeta No Modo De Condução Contínua”, *Eletrônica de Potência*, vol. 6, no. 1, pp. 33–40, dec. 2001.
- [21] F. J. M. de Seixas, I. Barbi, “Retificador Trifásico Isolado em Alta Frequência e com Baixa Distorção de Corrente na Rede”, *Eletrônica de Potência*, vol. 7, no. 1, pp. 22–29, Nov. 2002.
- [22] J. W. Kolar, U. Drogenik, F. C. Zach, “VIENNA Rectifier II - A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-phase P WM Rectifier System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 4, pp. 674–691, Aug. 1999.
- [23] J. W. Kolar, T. Friedli, “The essence of three-phase PFC rectifier systems”, in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–27, 2011.
- [24] T. Friedli, M. Hartmann, J. W. Kolar, “The essence of three-phase PFC rectifiers Systems - Part II”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 543–560, Feb. 2014.
- [25] J. W. Kolar, T. Friedli, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part I”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 01, pp. 176–198, January 2013.
- [26] B. Singh, A. Chandra, P. Rastgoufard, K. A. Haddad, “Single-phase switch mode boost rectifier: an improved design/control applied to three phase AC-DC converters to power up telecommunication system”, in *24th Annual International Telecommunications Energy Conference IEEE*, pp. 611–618, 2002.
- [27] G. Spiazzi, “Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 365–371, Jun. 1997.



- [28] S. Kim, P. N. Enjeti, "A modular single-phase power-factor-correction scheme with a harmonic filtering function", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 328–335, Apr. 2003.
- [29] A. A. Badin, I. Barbi, "Unity power factor isolated three-phase rectifier with two single-phase buck rectifiers based on the Scott transformer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2688–2696, Sept. 2011.
- [30] A. A. Badin, I. Barbi, "Three-phase series-buck rectifier with split DC-bus based on the Scott transformer", in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 516–522, 2008.
- [31] V. F. Pires, M. Guerreiro, J. F. Martins, J. F. Silva, "Unity power factor isolated three-phase buck-boost rectifier based on scott transformer", in *Computability and Power Electronics*, pp. 406–410, 2009.
- [32] J. Hahn, P. N. Enjeti, I. J. Pitel, "A new three-phase power-factor correction (PFC) scheme using two single-phase PFC modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 1, pp. 123–130, Jan/Feb 2002.
- [33] G. D. Pinheiro, A. A. Badin, R. Gules, E. R. F. Romaneli, "A three-phase power-factor correction scheme using an autotransformer and two single-phase Buck rectifiers", in *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 23–29, 2013.
- [34] J. Duarte, L. R. Lima, L. Oliveira, M. Mezaroba, L. Michels, C. Rech, "Modeling em Digital Control of a Single-Stage Step-Up/Down Isolated PFC Rectifier", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 09, no. 02, pp. 1017–1028, May 2013.
- [35] K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu, S. Jain, "Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: a Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 01, pp. 135–151, Jan. 2015.
- [36] S. K. Chattopadhyay, C. Chakraborty, "Performance of Three-Phase Asymmetric Cascade Bridge (16:4:1) Multilevel Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 5983–5992, Oct. 2015.
- [37] F. Wu, X. Li, F. Feng, H. B. Gooi, "Modified cascaded multilevel grid-connected inverter to enhance European efficiency and several extended topologies", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 6, pp. 1358–1365, Dec. 2015.
- [38] H. Iahng Jou, J. jie Huang, J. chang Wu, K. der Wu, "Novel Isolated Multilevel DC-DC Power Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 2690–2694, April 2016.
- [39] T. Khanh Tu Nguyen, N. van Nguyen, N. R. R, "Eliminated Common-Mode Voltage Pulsewidth Modulation to Reduce Output Current Ripple for Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5952–5966, Aug. 2016.
- [40] G. Carlos, C. Jacobina, E. Santos, "Investigation on Dynamic Voltage Restorers With Two DC-Links and Series Converters for Three-Phase Four-Wire Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1608–1620, March/april 2015.
- [41] L. Zhang, K. Sun, Y. F. Liu, Jinquan, "A Family of Five-Level Dual-Buck Full-bridge Inverters for Grid-tied Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7029–7042, Oct. 2015.
- [42] X. Liang, J. He, "Load Model for Medium Voltage Cascaded H-Bridge Multi-Level Inverter Drive Systems", *IEEE Power and Energy Technology System Journal*, vol. 3, no. 1, pp. 13–23, March 2016.
- [43] M. Aleenejad, H. Mahmoudi, R. Ahmadi, "A Fault-Tolerant Strategy Based On Fundamental Phase Shift Compensation for Three Phase Multilevel Converters with Quasi-Z-Source Networks with Discontinuous Input Current", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7480–7488, Nov. 2016.
- [44] H. Komurcugil, N. Altin, S. Ozdemir, I. Sefa, "An extended lyapunov-function-based control strategy for single-phase UPS inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3976–3983, July 2015.
- [45] C. Zhang, J. Guerrero, J. Vasquez, E. Coelho, "Control Architecture for Parallel-Connected Inverters in Uninterruptible Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5176–5188, July 2016.
- [46] M. Aamir, Saad, "Online Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) System with a Smaller Battery Bank for Low Power Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 233–247, Jan 2016.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Janderson Duarte**, nascido em 18/07/1981, é engenheiro eletrícista (2001), mestre (2009) pela Universidade Estadual de Santa Catarina, atualmente é doutorando na Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Desde 2010 é professor no Instituto Federal de Santa Catarina - Campus Joinville. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, controle de conversores estáticos e qualidade do processamento da energia elétrica.

**Alceu André Badin**, nasceu no ano de 1979 em Maravilha, Santa Catarina, Brasil. Concluiu a graduação, o mestrado e o doutorado em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil nos anos de 2002, 2004 e 2009 respectivamente. Desde 2010 é professor na Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Brasil. Suas áreas de interesse incluem topologias de conversores chaveados de energia, técnicas de correção do fator de potência e fontes de tensão.