

# PROPOSTA DE CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO DE MÚLTIPLOS PULSOS COM ESTÁGIO ELEVADOR DE TENSÃO CONTROLADO EM CORRENTE POR HISTERESE CONSTANTE

Rodolfo Castanho Fernandes<sup>1</sup>, Falcondes José Mendes de Seixas<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Univ. de São Paulo – USP, Departamento de Engenharia Elétrica, São Carlos - SP

<sup>2</sup> Univ. Estadual Paulista – UNESP, Departamento de Engenharia Elétrica, Ilha Solteira - SP  
e-mail: rodolfof@ieee.org

**Resumo** - O conversor detalhado neste trabalho é do tipo retificador de 18 pulsos com estágio de entrada baseado em autotransformador associado a estágios CC-CC elevadores de tensão com controle pela técnica de histerese constante, na qual a banda (ou largura) de histerese é mantida fixa. Trata-se de uma proposta de conversor relativamente compacto, com módulos CC-CC independentes, de potência específica da ordem de 300 W/kg e com controle completamente analógico e de baixo custo. A independência de operação entre os módulos elevadores de tensão, garantida por modificações nos circuitos destes estágios CC-CC, simplifica a estratégia de controle, permite sua associação em paralelo e favorece o balanceamento natural de potências processadas nos estágios, ou seja, a divisão igualitária da potência total entre cada módulo associado. Os autores propõem a utilização do novo conversor em substituição a estágios retificadores de baixa qualidade de energia, acionamentos elétricos e demais casos em que se necessita de um barramento CC regulado e robusto. Os resultados experimentais indicam fator de potência de 99% e distorções harmônicas das correntes de entrada de 6% para um protótipo de 6 kW alimentado em 220 V/ 60 Hz e com saída CC de 400 V.

**Palavras-Chave** – Autotransformadores, Controle por Histerese Constante, Conversor CA-CC, Retificadores, Qualidade de Energia.

## PROPOSAL OF THREE-PHASE AC-DC MULTIPULSE CONVERTER BASED ON BOOST STAGES WITH CURRENT CONTROL BY FIXED HYSTERESIS

**Abstract** – The power converter discussed in this work refers to an autotransformer-based 18-pulse rectifier associated to DC-DC boost stages controlled by a constant (or fixed) hysteresis strategy. This proposal describes a relatively compact converter with independent DC-DC stages, specific power of about 300 W/kg and completely analog and low cost control circuitry. The operational independence obtained among DC-DC stages simplifies the control technique and is achieved by the introduction of modifications in the

power circuits. Thus, it is possible to associate boost stages in parallel connection with natural load balance. The authors propose the use of this new converter in retrofit applications, electric machine drives or wherever a regulated and robust DC bus is required. The experimental results indicate 99% power factor and total harmonic distortion of the input currents of 6% for a 6 kW 400 V output prototype connected to a 220 V/60 Hz utility.

**Keywords** – Autotransformers, constant hysteresis control, AC-DC converters, rectifiers, power quality.

### I. INTRODUÇÃO

Este trabalho tem o objetivo de propor um novo conversor retificador de múltiplos pulsos, trifásico, que forneça um barramento CC regulado e estabilizado ao mesmo tempo em que apresente reduzida distorção harmônica nas correntes drenadas da rede elétrica em corrente alternada. Com isto, espera-se oferecer uma contribuição às excelentes pesquisas que vêm sendo desenvolvidas no mesmo sentido. A definição usual de conversores multipulsos é a de que estes são conversores que, alimentados por uma rede trifásica, fornecem mais de seis pulsos de ondulação de tensão retificada para cada ciclo da rede alternada, de acordo com [1]. Diferentes formas de equacionamento e aplicações encontram-se difundidos na literatura [1-3]. Embora usualmente a literatura traga conversores de 12 [4], 18 [5] e 24 [6] pulsos, há possibilidades de se obter conversores de maior número de pulsos como 28[7], 36[8] e até mesmo 40[9] pulsos. De qualquer forma, notam-se duas classes distintas de conversores multipulsos: aqueles baseados em conexões isoladas (polígono, zigue-zague e variações da conexão em Y-Delta) e aqueles constituídos por autotransformadores (ou transformadores diferenciais). As discussões seguintes referem-se a esta última classe.

As conexões diferenciais possuem a importante característica de que o núcleo magnético do autotransformador processa uma fração da potência total requerida pela carga elétrica conectada ao conversor, diferentemente, portanto, do que ocorre em transformadores usuais, onde toda a potência demandada pela carga é transferida do circuito primário para o secundário através do núcleo magnético. Isto equivale a dizer que, nos autotransformadores, é possível dimensionar o elemento magnético de forma a reduzir seu volume, já que grande parte da potência processada é entregue à carga diretamente

Artigo submetido em 28/01/2012. Primeira revisão em 01/05/2012. Aceito para publicação em 10/06/2012 por recomendação do editor Henrique A.C. Braga.

pelos condutores elétricos, isto é, seus enrolamentos. Esta propriedade é de interesse porque contribui positivamente para que a potência específica do conversor se eleve. Para que se tenha idéia da diferença de massas entre topologias isoladas e diferenciais, a Figura 1 traz o gráfico comparativo entre as topologias estrela (Y) e triângulo (Delta) diferenciais (não-isoladas) e zigue-zague (isolada) para diferentes potências nominais na carga. Todas as curvas referem-se a transformadores associados a retificadores de 18 pulsos e foram obtidas pelos autores com base no equacionamento usual proposto em [10] e [11]. Além disso, a massa total corresponde à soma das massas de cobre e núcleo. Em todos os casos, a tensão de linha da rede foi assumida 220 V<sub>rms</sub> e a tensão na carga 400 V.

As conexões baseadas em autotransformadores apresentam as menores massas totais e pode-se dizer que, para uma mesma potência de projeto, suas massas totais correspondem a menos de 40% do transformador isolado equivalente, de acordo com a Figura 1. Para aplicações embarcadas, onde as dimensões físicas são preocupações críticas, tais topologias podem ser bastante atrativas.

A introdução de estágios CC-CC conectados a retificadores, mesmo que estes sejam comutados pela linha, permite adequar a tensão da rede elétrica às necessidades da carga no barramento CC, atendendo níveis de tensão, oscilação máxima admissível (ondulações ou *ripples* de corrente e/ou tensão) e características dinâmicas como resposta a degraus de carga. Os estágios CC-CC ampliam, portanto, as possíveis utilizações do conversor CA-CC como um todo. Em especial, sugere-se que a atual proposta possa ser empregada nas seguintes áreas:

- Geradores de Ímã Permanente – estes geradores operam com tensões e frequências variáveis de acordo com a carga elétrica conectada, de maneira que é preciso primeiramente condicionar a energia elétrica gerada para que depois esta possa alimentar cargas convencionais. Isto pode ser feito conectando o barramento CC gerado pelo retificador de múltiplos pulsos proposto a um estágio inversor, o qual proverá tensão e frequência fixas [12];
- Aeronaves – há um grande número de pesquisas recentes relacionadas a aplicações do tipo *MEA (More Electric Aircraft)*, ou seja, aeronaves que tem seus atuadores hidráulicos substituídos por atuadores elétricos [13], [14]. Nestes casos, as tensões contínuas usuais são 270 V e 360 V. Conversores CC-CC são usados para reduzir a tensão de tal barramento a níveis padronizados, como 28 V para as cargas eletrônicas embarcadas [15];
- Acionamento de Máquinas Elétricas – o barramento CC regulado pode ser usado para alimentar um estágio inversor para controle de velocidade de motores de indução, por exemplo [16];
- Substituição de retificadores já existentes – a proposta pode ser usada para substituição de estágios retificadores já aplicados em determinada instalação elétrica, como proposto em [17] para conversores híbridos.

É imprescindível que nestas aplicações sejam usados conversores de elevado fator de potência, pois a fonte de energia elétrica embarcada, como geradores elétricos a diesel ou gasolina, pode ser única e crítica.

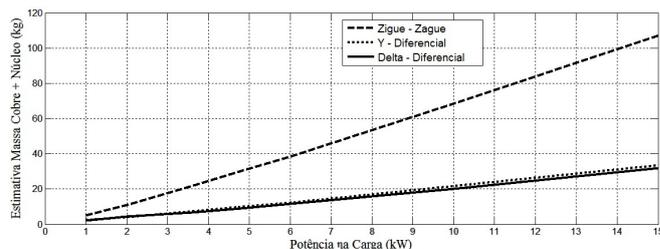


Fig.1. Comparativo de massas estimadas para transformadores isolados e não isolados.

Construtivamente, esta nova proposta traz ainda a vantagem de não precisar de reatores ou indutores de interfase [1], bastante comuns em conversores de múltiplos pulsos, sobretudo isolados.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na seção II são discutidos os aspectos relevantes ao autotransformador de entrada, o princípio de operação dos estágios CC-CC e a técnica de Controle por Histerese Constante. A seção III traz resultados experimentais, análises e discussões. Posteriormente são feitas as conclusões e considerações finais.

## II. CONVERSOR CA-CC DE 18 PULSOS PROPOSTO

A Figura 2 representa a nova proposta de conversor 18 pulsos com estágios CC-CC associados em paralelo. Nesta representação,  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  representam as tensões de fase da rede trifásica. As tensões  $V_{Rn}$ ,  $V_{Sn}$  e  $V_{Tn}$  correspondem ao sistema trifásico secundário em fase com a rede elétrica. As tensões  $V_{R1}$ ,  $V_{S1}$ ,  $V_{T1}$  formam o sistema trifásico adiantado de  $+20^\circ$  em relação à rede elétrica. Finalmente, as tensões  $V_{R2}$ ,  $V_{S2}$  e  $V_{T2}$  compõem o sistema trifásico defasado de  $-20^\circ$  da rede elétrica. Cada um dos sistemas trifásicos secundários é conectado a uma ponte retificadora de seis pulsos, de forma que as tensões retificadas de seis pulsos também terão defasamentos de  $0^\circ$ ,  $+20^\circ$  e  $-20^\circ$  em relação à rede elétrica.

### A. Autotransformador Delta-Diferencial

A escolha da conexão Delta-diferencial deve-se ao fato de que esta apresenta menor massa total dentre as três conexões analisadas na Figura 1. Em uma notação geométrica, a fim de facilitar a compreensão da conexão Delta-diferencial, tem-se a Figura 3, com todos os enrolamentos, suas interligações e respectivas polaridades.

A metodologia que se utiliza para os cálculos é baseada na generalização das conexões de autotransformadores para aplicação em conversores multipulsos [18]. Este método desenvolve equações que podem representar tanto as conexões em Delta quanto em Y, abaixadoras ou elevadoras de tensão, para retificadores de 12 ou de 18 pulsos.

Embora o desenvolvimento das equações, obtidas a partir de diagramas fasoriais, não seja aqui demonstrado, as equações generalizadas são apresentadas e usadas amplamente no estudo da proposta. Nota-se o caráter trigonométrico das formulações seguintes.

O parâmetro  $\alpha$ , proveniente da análise fasorial e graficamente descrito em [18], pode ser calculado como indicado em (1). É interessante notar que esta equação

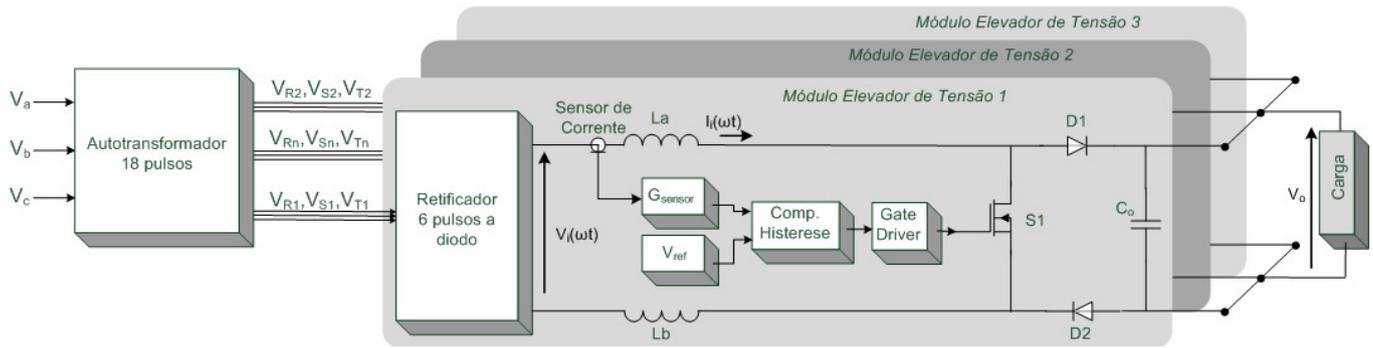


Fig. 2. Esquema geral do conversor proposto.

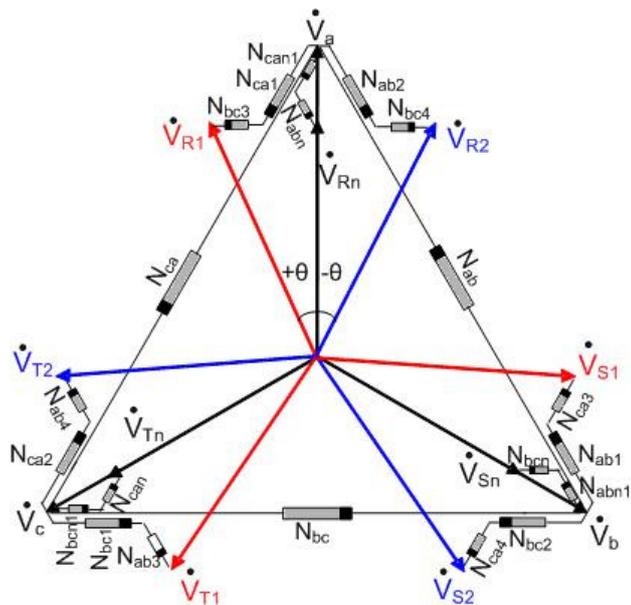


Fig. 3. Representação geométrica da conexão Delta-diferencial.

é função da tensão de fase de uma das saídas do autotransformador ( $V_{R1}$ ), que é uma informação que depende do projeto (de acordo com as especificações de entrada do estágio CC-CC), e também da tensão de fase da rede elétrica ( $V_a$ ) e dos parâmetros  $\alpha$ ,  $\Psi$  e  $\theta$ . O parâmetro  $\Psi$ , medido em graus, indica se a conexão a ser projetada é em Delta (para a qual  $\Psi = 0^\circ$ ) ou em Y (fazendo-se  $\Psi = 30^\circ$ ). O ângulo  $\theta$  indica se o conversor é de 12 pulsos ( $\theta = 15^\circ$ ) ou de 18 pulsos ( $\theta = 20^\circ$ ). Portanto, o valor de  $\alpha$  pode ser determinado indicando-se a tensão desejada na entrada do estágio elevador CC-CC e também a tensão da rede elétrica disponível.

$$\alpha = -\Psi - \arctg \left[ \frac{\sqrt{3} \cdot (V_{R1} \cdot \cos(\Psi + \theta) - V_a \cdot \cos(\Psi)) - \sqrt{3} \cdot V_a \cdot \sin(\Psi)}{(V_{R1} \cdot \cos(\Psi + \theta))} \right] \quad (1)$$

A tensão  $V_{R1}$  pode ser explicitada e escrita como em (2).

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \alpha)}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (2)$$

Tendo calculado o ângulo  $\alpha$ , pode-se determinar a tensão sobre os enrolamentos com índices “1” e “2”, ou seja,  $N_{ab1}$ ,  $N_{ab2}$ ,  $N_{bc1}$ ,  $N_{bc2}$ ,  $N_{ca1}$  e  $N_{ca2}$ , conforme (3).

$$V_{ab1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \quad (3)$$

A tensão sobre os enrolamentos com índices “3” e “4” pode ser calculada como mostra (4). Assim, tem-se a tensão sobre os enrolamentos  $N_{ab3}$ ,  $N_{ab4}$ ,  $N_{bc3}$ ,  $N_{bc4}$ ,  $N_{ca3}$ ,  $N_{ca4}$ .

$$V_{ab3} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha - \theta)}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (4)$$

Analisando novamente a Figura 3, nota-se que é preciso ainda conhecer as tensões sobre os enrolamentos de índices “n” e “n1”, as quais podem ser determinadas por (5) e (6), respectivamente. A solução destas equações permite o conhecimento das tensões sobre os enrolamentos  $N_{abn}$ ,  $N_{bcn}$ ,  $N_{can}$  e também  $N_{abn1}$ ,  $N_{bcn1}$  e  $N_{can1}$ .

$$V_{abn} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \quad (5)$$

$$V_{abn1} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \cdot \cos(3 \cdot \Psi) \quad (6)$$

Por fim, a tensão sobre os enrolamentos  $N_{ab}$ ,  $N_{bc}$  e  $N_{ca}$  é conhecida, pois corresponde exatamente à tensão de linha da rede elétrica. O número de espiras de  $N_{ab}$ , por exemplo, pode ser determinado conhecendo-se a potência do autotransformador, as características do núcleo magnético e a frequência de operação [11]. Tendo o número de espiras de  $N_{ab}$  e conhecendo-se as tensões em todos os outros enrolamentos (pois todas podem ser prontamente calculadas pelas equações apresentadas) obtêm-se as relações de espiras necessárias ao projeto.

Para conexão Delta-Diferencial de 18 pulsos:

$$\psi = 0^\circ \text{ e } \theta = 20^\circ \quad (7)$$

Para que a tensão média de seis pulsos ( $V_i$ ) seja de 250 V, a tensão de fase  $V_{R1}$  deve ser:

$$V_i = 2,34 \cdot V_{R1} \rightarrow V_{R1} = 107V \quad (8)$$

Portanto, a partir de (1), o ângulo  $\alpha$  corresponde a:

$$\alpha = 8,698^\circ \quad (9)$$

De acordo com (3), a tensão sobre os enrolamentos  $N_{ab1}$ ,  $N_{ab2}$ ,  $N_{bc1}$ ,  $N_{bc2}$ ,  $N_{ca1}$  e  $N_{ca2}$  é:

$$V_{ab1} = 30,72V \quad (10)$$

De (4), a tensão sobre os enrolamentos  $N_{ab3}$ ,  $N_{ab4}$ ,  $N_{bc3}$ ,  $N_{bc4}$ ,  $N_{ca3}$ ,  $N_{ca4}$  resulta em:

$$V_{ab3} = -21,17V \quad (11)$$

Através de (5) e (6), tem-se as tensões sobre os enrolamentos  $N_{abn}$ ,  $N_{bcn}$ ,  $N_{can}$  e  $N_{abn1}$ ,  $N_{bcn1}$  e  $N_{can1}$ .

$$V_{abn} = V_{abn1} = -11,64V \quad (12)$$

A tensão sobre os enrolamentos  $N_{ab}$ ,  $N_{bc}$ ,  $N_{ca}$  corresponde à tensão de linha da rede local:

$$V_{ab} = 220V \quad (13)$$

Os resultados com sinal negativo indicam que todos os enrolamentos com índices “3”, “4”, “n” e “n1” possuem, na verdade, polaridade contrária àquela mostrada na Figura 3.

A partir deste ponto, o projeto físico do autotransformador passa a ser feito pelas formas e equacionamentos clássicos, ou seja, com as relações de tensão são obtidas as equivalentes relações de espiras. É preciso, entretanto, conhecer a potência processada magneticamente pelo autotransformador.

Um aplicativo de simulação de circuitos elétricos pode ser utilizado para determinar as correntes em cada enrolamento. Os resultados de corrente são apresentados na parte inferior da Tabela I.

**TABELA I**

**Características do Autotransformador**

Tensão de Linha Entrada	Trifásico, 220 V
Tensão de Linha Saída	Três Sistemas Trifásicos, 186 V
Potência Total na Carga ( $P_o$ )	6 kW
Potência Núcleo Mag. ( $S_{total}$ )	1,7 kVA
Taxa <sub>kVA</sub>	28,3 %
Frequência de Operação (f)	60 Hz
Tipo de Núcleo Magnético	E – I, M125-27 GO, esp. 0,27 mm
Densidade Máx. Fluxo Mag. ( $B_m$ )	1,1 T
Elevação de Temp. Admissível	25°C
Rendimento	> 97 %
Regulação de Tensão	< 5%
Enrolamentos	Especificações
$N_{ab}$ , $N_{bc}$ , $N_{ca}$	1,34 A, 20 AWG, 346 espiras
$N_{ab1}$ , $N_{ab2}$ , $N_{bc1}$ , $N_{bc2}$ , $N_{ca1}$ , $N_{ca2}$	6,50 A, 13 AWG, 48 espiras
$N_{ab3}$ , $N_{ab4}$ , $N_{bc3}$ , $N_{bc4}$ , $N_{ca3}$ , $N_{ca4}$	6,50 A, 13 AWG, 33 espiras
$N_{abn}$ , $N_{bcn}$ , $N_{can}$ e $N_{abn1}$ , $N_{bcn1}$ , $N_{can1}$	6,50 A, 13 AWG, 18 espiras

A potência a ser processada no núcleo magnético ( $S_{total}$ ) é dada pela média simples da soma de potência nos enrolamentos chamados de primários ( $N_{ab}$ ,  $N_{bc}$ ,  $N_{ca}$ ) e nos enrolamentos secundários, que são todos os restantes, conforme (14), previsto em [1].

$$S_{total} = \frac{3 \cdot V_{ab} \cdot I_{ab} + 6 \cdot V_{ab1} \cdot I_{R1} + 6 \cdot V_{ab3} \cdot I_{R1} + 6 \cdot V_{abn} \cdot I_{R1}}{2} = 1,7kVA \quad (14)$$

De acordo com a Tabela I,  $I_{ab}$  é a corrente eficaz de linha que percorre os enrolamentos primários e é igual a 1,34 A. A

corrente eficaz nos enrolamentos secundários é de 6,50 A. Todos estes valores referem-se ao autotransformador operando em condições nominais.

A potência aparente do núcleo magnético é de apenas 1,7 kVA. Este valor é uma pequena fração da potência requerida pela carga ( $P_o$ ). Comparando os dois valores, tem-se a chamada Taxa<sub>kVA</sub>, em (15). Apenas 28,3% da potência requerida pela carga conectada ao barramento CC é transferida a ela por meios magnéticos. A maior parte é transferida diretamente através dos enrolamentos.

$$Taxa_{kVA} = \frac{S_{total}}{P_o} = 28,3\% \quad (15)$$

Em resumo, o cálculo do núcleo magnético do autotransformador é feito considerando-se uma potência de apenas 1,7 kVA, embora esteja alimentando carga de 6 kW.

Ainda com respeito à Tabela I, os dados de rendimento e regulação de tensão foram obtidos experimentalmente, com o autotransformador implementado, mas também foram considerados como objetivos na etapa de projeto. Assim também o foi a elevação máxima de temperatura.

**B. Estágio Elevador de Tensão com Controle por Histerese Constante**

Os três estágios elevadores de tensão operam independentes entre si, ou seja, não há qualquer necessidade de sincronismo entre os circuitos de controle. Isto ocorre devido à introdução de diodos adicionais (simbolizados por D2 na Figura 2) e a separação do indutor armazenador de energia em duas partes iguais ( $L_a = L_b$  e  $L_a + L_b = L_i$ ). Como os circuitos secundários do autotransformador não são isolados entre si, ao longo das etapas de operação dos estágios CC-CC ocorre recirculação de corrente entre os estágios elevadores. Sem as alterações introduzidas não é possível a operação independente dos estágios. Este tipo de modificação é descrita em detalhes em [19].

Garantida a independência operacional, o estágio elevador de tensão *Boost* é escolhido por apresentar característica de fonte de corrente em sua entrada, permitindo assim que uma estratégia de controle de corrente possa ser mais facilmente aplicada. Além disso, a característica de fonte de tensão em sua saída favorece o paralelismo.

A função da estratégia de controle é garantir que a corrente na entrada do estágio elevador seja a mais constante possível. A Figura 4 ilustra a técnica de controle por histerese constante. Este termo vem do fato de que a largura da banda de histerese ( $\Delta I_i$ ) é fixa.

Através desta representação do circuito de controle, observa-se que o conversor irá trabalhar sempre no Modo de Condução Contínua. Isto traz algumas vantagens como a independência do ganho de tensão em relação à carga [20].

No estágio elevador visto na Figura 4, um sensor de corrente do tipo Efeito Hall é usado para realizar a transdução da corrente através do indutor em um sinal de tensão proporcional a ela. Este sinal é comparado com um sinal de referência ( $V_{ref}$ ), que define o valor médio da corrente a ser estabelecida na entrada do estágio CC-CC. O parâmetro de histerese do comparador ( $\Delta V_h$ ) é ajustado por (16) de acordo com os elementos  $R_p$ ,  $R_F$  e a tensão  $V_{CC}$ , que o alimenta.

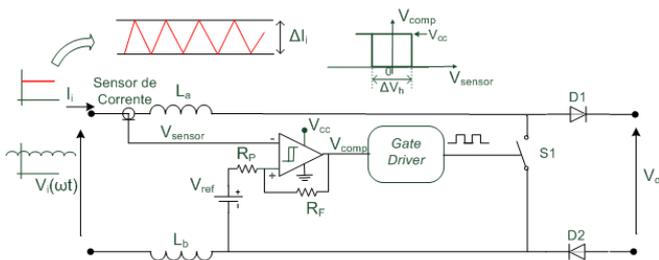


Fig. 4. Estratégia de controle por Histerese Constante.

Enquanto a corrente através do indutor for inferior ao valor máximo ajustado, a chave ativa permanece em condução. Ao se atingir o valor máximo, a chave é comandada para o bloqueio, de forma que a corrente no indutor decresça. Desta forma, se o comparador por histerese for preciso e seus tempos de comparação forem pequenos o suficiente, com o correto ajuste da largura da banda de histerese, é possível que a corrente na entrada do estágio elevador seja algo muito próximo de uma constante, a menos, é claro, de uma oscilação de alta frequência.

O circuito da Figura 4 indica ainda que a tensão que alimenta o estágio elevador, embora contínua, contém os seis pulsos característicos da retificação. Desta maneira a razão cíclica, dada por (17) para o estágio elevador de tensão, é alterada de acordo com o ângulo de comutação ( $\omega t$ ), visto que, também de acordo com este ângulo, o valor instantâneo da tensão contínua de alimentação se altera. Para  $\omega t = 90^\circ$ , a tensão retificada encontra-se em seu pico ( $V_{i\text{máx}}$ ), correspondente ao pico da tensão de fase que alimenta a ponte retificadora. Conforme (17), se  $V_i(\omega t)$  é máximo,  $D(\omega t)$  atinge o valor mínimo ( $D_{\text{min}}$ ). A Figura 5 ilustra esta questão.

Na Figura 6 é mostrada a representação gráfica de (17), equação esta que corresponde ao conversor elevador de tensão ideal, sem perdas. Na mesma figura, quando são incluídas as perdas na chave ativa, nos dois diodos e resistências séries dos indutores, observa-se que a curva é deslocada para cima, indicando que quanto maiores forem as perdas, maior deve ser a razão cíclica ( $D$ ) para um dado ângulo da tensão retificada, a fim de manter a tensão de saída no valor nominal. É desta análise gráfica que se determinam os valores de  $D_{\text{max}}$  e  $D_{\text{min}}$ .

Conhecendo o valor máximo da razão cíclica, determina-se a indutância necessária para o estágio elevador. Esta indutância mínima ( $L_i$ ) é calculada através de (18).

A Tabela II reúne os principais parâmetros utilizados para o projeto e simulação dos estágios CC-CC. A largura da banda de histerese pode ser escolhida tão estreita quanto desejado. Contudo, a frequência de operação da chave ativa eleva-se significativamente. Considerando ainda que haja variação na frequência de chaveamento, como resultado da variação natural de  $V_i(\omega t)$ , torna-se um grande desafio encontrar semicondutores adequados, pois poucos encontram-se na faixa de dezenas de kHz, potências processadas acima de 1 kW e tensões iguais ou superiores a 500 V. A solução, portanto, consiste em limitar a frequência máxima de operação a níveis plausíveis ainda na etapa de projeto, com base na tecnologia de semicondutores disponível.

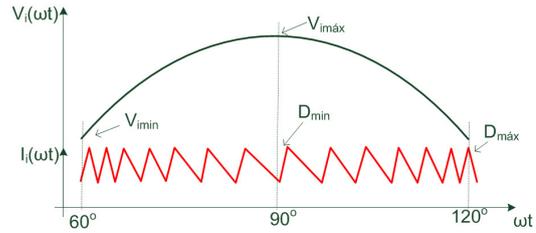


Fig. 5. Ilustração de  $I_i(\omega t)$  e  $V_i(\omega t)$  em função do ângulo da tensão retificada.

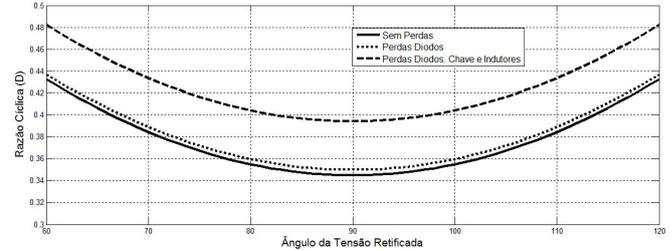


Fig. 6. Variação de  $D$  em função do ângulo da tensão retificada para conversor ideal, com perdas apenas nos diodos e com perdas nos diodos, chave e indutores.

TABELA II

Características dos Estágios CC-CC	
Potência de Saída	2 kW
Tensão Média de Saída ( $V_o$ )	400 V
Tensão Média de Entrada ( $V_i$ )	250 V
Corrente Média de Entrada ( $I_i$ )	8 A
Oscilação Corrente de Entrada ( $\Delta I_i$ )	10%, 800 mA
Frequência Máx. Chaveamento	80 kHz
$\Delta V_h$	0,5 V

$$\Delta V_h = \frac{R_p}{R_p + R_f} \cdot V_{CC} \quad (16)$$

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_i(\omega t)}{V_o} \quad (17)$$

$$L_i = D_{\text{max}} \cdot (1 - D_{\text{max}}) \cdot \frac{V_o}{f_{\text{max}} \cdot \Delta I_i} \quad (18)$$

$$C_f = \frac{3 \cdot P_o}{f_{\text{oscilação}} \cdot (V_{O\text{max}}^2 - V_{O\text{min}}^2)} \quad (19)$$

Cabe citar que o valor de indutância dado por (18) é o valor mínimo para armazenar a energia necessária para a elevação de tensão pretendida, de acordo também com a frequência desejada e a ondulação admissível de corrente na entrada do estágio elevador. Além disso, esta indutância corresponde ao valor total, que, de acordo com as modificações necessárias, será dividido em dois indutores. Quanto a eles, pode-se afirmar que:

- Se estiverem desacoplados magneticamente, isto é, cada um em um núcleo magnético diferente, não há preocupação com polaridades. Basta que um esteja logo na entrada do estágio elevador, no ramo superior e antes da chave semicondutora ativa e o outro esteja na parte inferior, depois da chave ativa e conectado ao ponto mais negativo da

ponte retificadora. Quando a chave estiver fechada, os dois indutores estarão em série, resultando em uma indutância equivalente igual a  $L_i$ . Quando a chave se abrir, a inversão instantânea de tensão no indutor inferior garantirá que um dos diodos inferiores da ponte entre em condução;

- Se estiverem magneticamente acoplados, portanto ambos no mesmo núcleo magnético, é preciso que neste núcleo os fluxos induzidos por cada indutor se reforcem, somando-se. É preciso que haja polaridade aditiva. Havendo um núcleo apenas, há maior facilidade de dispor os elementos na placa de circuito impresso final, eventualmente, poderá haver alguma redução de custo. Dificilmente há redução de massas e volumes, pois, embora haja apenas um núcleo magnético, este deverá ser projetado para operar com o dobro de fluxo magnético. Experimentalmente, foram observados consideráveis ruídos audíveis, sobretudo durante os primeiros instantes de energização do conversor com este tipo de indutor [21]. Entretanto, os resultados obtidos são semelhantes aos apresentados na Seção III, onde foram usados indutores desacoplados.

O capacitor de saída ( $C_f$ ) pode ser calculado como em (19), onde a frequência da oscilação ( $f_{oscilação}$ ) da tensão é de três vezes a frequência da tensão retificada e a variação máxima de amplitude é de  $\pm 1\%$ .  $V_{omax}$  e  $V_{omin}$  correspondem ao valor máximo e mínimo de  $V_o$ , respectivamente.

A tensão sobre a carga corresponde à tensão imposta pelos estágios CC-CC enquanto a potência demandada é compartilhada igualmente entre os três estágios. Esta divisão igualitária ocorre de forma natural, visto que a tensão de referência ( $V_{ref}$ ) dos circuitos de histerese é usada simultaneamente por todos os estágios elevadores de tensão. Mesmo com tensões retificadas defasadas no tempo, a estratégia de controle proposta procura atingir valor médio idêntico para as correntes de entrada dos três estágios CC-CC.

É muito importante que se entenda que é o controle da corrente de entrada, neste caso realizado pela técnica de histerese constante, quem permite que os estágios elevadores associados ao autotransformador especial formem um conversor CA-CC operando em modo de correção de fator de potência. Mais claramente, o autotransformador opera compondo a forma de onda de 18 pulsos na rede CA, mas, para isso, precisa que as correntes fluindo das pontes retificadoras (alimentadas pelos seus sistemas trifásicos corretamente defasados em relação à rede elétrica) sejam constantes. Isto, por fim, é garantido pela técnica empregada neste trabalho.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 7 mostra o autotransformador e três módulos com indutores magneticamente desacoplados e o detalhe de um destes módulos com respectivo circuito de controle. Todos os ensaios desta seção foram feitos com carga resistiva.

O ensaio de rendimento foi realizado com o autotransformador e as três pontes retificadoras, a fim de se caracterizar o estágio retificador. Assim, a curva de rendimento não inclui os estágios CC-CC. O gráfico da Figura 8 mostra o rendimento do conjunto para ampla faixa

de potências de carga. Com exceção de cargas inferiores a 400 W, o rendimento é sempre superior a 97%. O rendimento dos estágios CC-CC é de 90% a plena carga. Por fim, o rendimento global, obtido experimentalmente, com todos os itens associados (autotransformador, pontes retificadoras e três estágios CC-CC) operando em 80% da carga nominal é de 87%.

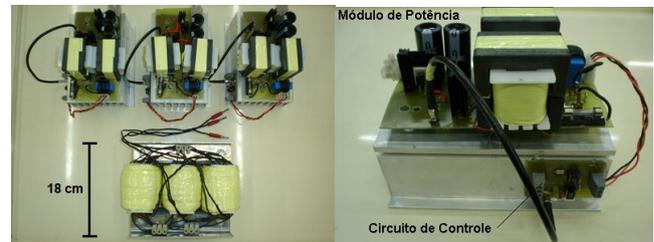


Fig. 7. Montagem experimental com autotransformador Delta-diferencial trifásico e módulos elevadores de tensão com indutores magneticamente desacoplados.

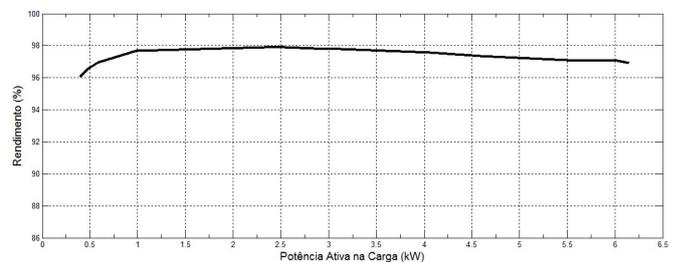


Fig. 8. Curva de rendimento para o conjunto autotransformador e pontes retificadoras (sem estágios CC-CC).

A confirmação de que a  $Taxa_{kVA}$  apresentada em (15) foi corretamente determinada vem do fato de que o autotransformador operando em seu ponto nominal não entra em saturação. A Figura 9.a mostra as formas de onda das três correntes de entrada dos estágios CC e o detalhe para uma delas é mostrado na Figura 9.b. O valor de  $\Delta I_i$  é de 800 mA, conforme imposição do circuito de controle e isto não se altera quando o valor médio das correntes varia. As três correntes têm o mesmo valor médio e a mesma frequência. Em tensão nominal e potência de 80% da nominal, a frequência máxima foi de 68 kHz, portanto abaixo do limite máximo de 80 kHz. Como o sinal de controle  $V_{ref}$  é o mesmo para os três módulos, a divisão de potências é garantida.

A componente de alta frequência introduzida pela técnica de controle na corrente de entrada dos estágios CC-CC é observada na ponte retificadora, nos enrolamentos do autotransformador e por fim, está presente na corrente drenada da rede elétrica. A Figura 10.a mostra a corrente em uma das fases que alimenta uma ponte retificadora. Esta é forma de onda típica, contudo, neste caso está presente a componente de alta frequência e também é evidente a largura da faixa de histerese. Na Figura 10.b é mostrada forma de onda da tensão de saída ( $V_o$ ), em patamar próximo de 400 V e com oscilações de acordo com o imposto pelo cálculo de (19).

Na Figura 11.a estão as formas de onda das correntes drenadas da rede elétrica local,  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$ . Na Figura 11.b tem-se meio ciclo de tensão e corrente de uma fase, para que se tenha idéia do fator de deslocamento, que está próximo da unidade.

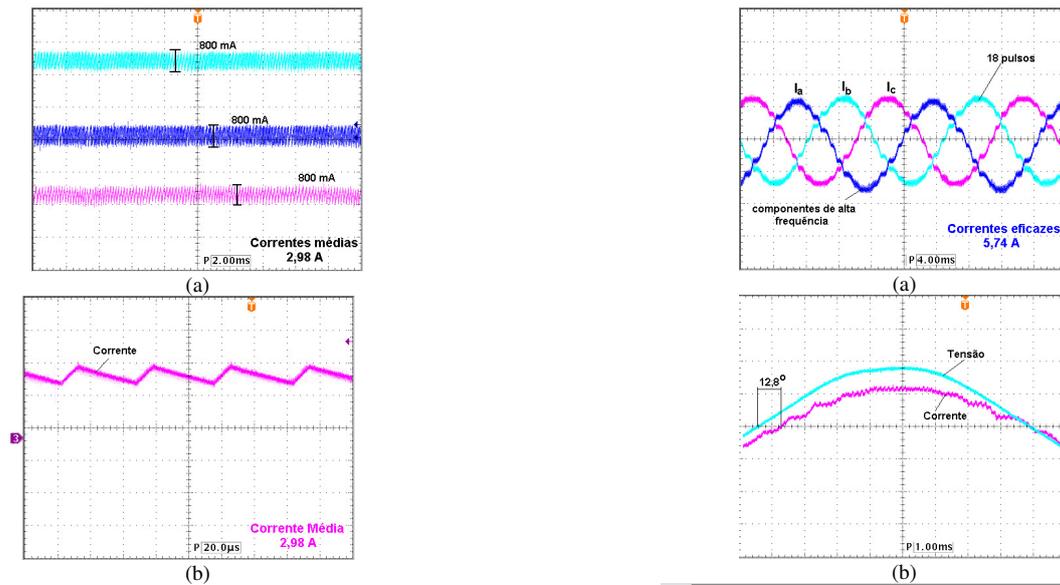


Fig. 9. Correntes na entrada de cada estágio CC-CC (a) e detalhe de uma delas (b).

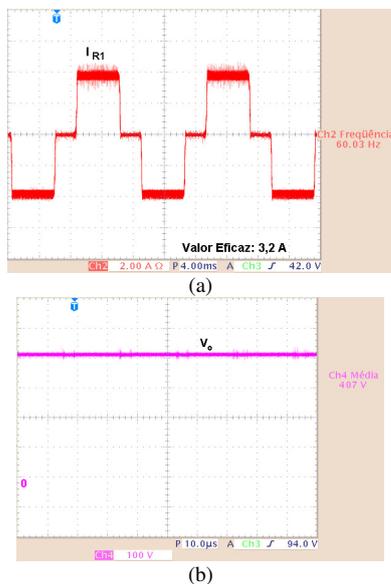


Fig. 10. Corrente típica em uma fase do retificador de seis pulsos, com componente de alta frequência (a) e tensão de saída com estágios CC-CC em paralelo (b).

É importante observar que o ângulo apresentado nesta figura não corresponde ao ângulo entre as componentes fundamentais de corrente e tensão. O ângulo entre componentes fundamentais é ainda inferior ao mostrado na Figura 11.b e, este sim, é necessário para o correto cálculo do fator de potência. Este fator, calculado com aplicativo de aquisição de dados, é de 99%.

Na Figura 11.c é mostrado o espectro harmônico de uma destas correntes. A distorção harmônica total de 6,07% é um resultado bastante importante, melhor do que o esperado para os conversores de 18 pulsos previamente discutidos na literatura [22], [23].

Finalmente, somadas as massas do autotransformador e dos três módulos CC-CC, chega-se ao total de 20 kg. Assim, com carga de 6 kW, a potência específica do conversor CA-CC é de 300 W/kg.

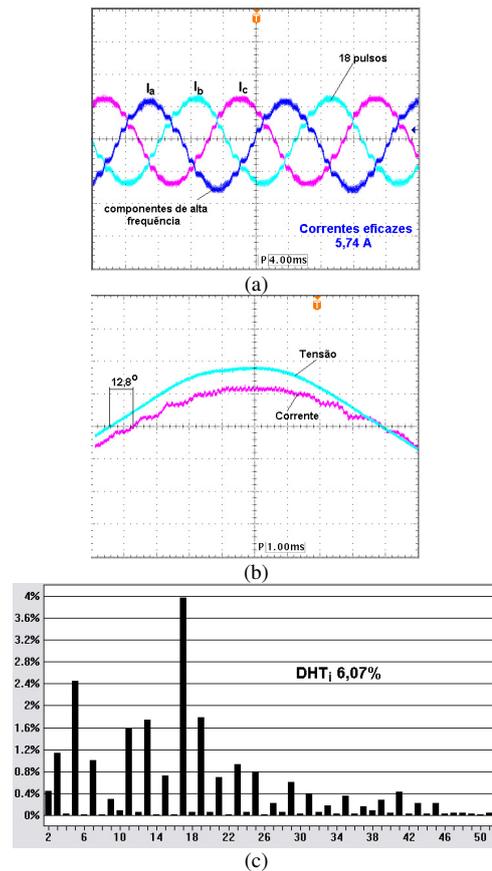


Fig. 11. Correntes de 18 pulsos na rede elétrica trifásica (a) detalhe de corrente e tensão de fase com baixo fator de deslocamento (b) e espectro harmônico de uma destas correntes (c).

#### IV. CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta uma nova proposta de retificador trifásico com reduzida distorção harmônica total capaz de prover também um barramento em tensão contínua regulada e de reduzido *ripple*. Com o retificador apresentado pode-se adequar a tensão da rede elétrica trifásica a qualquer carga no barramento CC. Isto porque há a liberdade de projetar o autotransformador Delta-diferencial para qualquer tensão de saída em seus três sistemas trifásicos secundários, além de que, dentro de limites práticos e teóricos já estabelecidos, pode-se obter o ganho de tensão adequado através dos conversores CC-CC. A técnica de controle da corrente, introduzida pelos comparadores de histerese constante, apresenta simplicidade, número reduzido de componentes e baixo custo, quando comparada a técnicas digitais e outras técnicas de correção ativa de fator de potência. Sugere-se atenção à questão da frequência máxima de operação dos estágios CC-CC, pois esta está associada diretamente à largura da faixa de histerese. No presente caso, o controle com  $\Delta I_i$  demasiadamente estreito (inferior a 5% de  $I_i$ ) resulta em frequências superiores a 100 kHz, dificultando a escolha de semicondutores. Como mencionado de início, o que se espera é dar uma contribuição para as atuais pesquisas desta área e trazer uma nova possibilidade de solução para casos em que não há obrigatoriedade de isolamento entre rede elétrica e carga e também onde haja interesse em dimensões físicas reduzidas e considerável potência específica.

## REFERÊNCIAS

- [1] D.A. Paice, *Power electronic converter harmonic multipulse methods for clean power*, IEEE Press, Nova Iorque, 1996.
- [2] J. Hahn, P. Enjeti, I. Park, "A wide input range active multi-pulse rectifier for utility interface of power electronic converters" in *Proc. ICPE 2001*, pp. 512-517, 2001.
- [3] S. Bhim, N.S. Brij, C. Ambrish, A. Kamal, P. Ashish, P.K. Dwarka, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 641-660, 2004.
- [4] S. Choi "A three-phase unity-power-factor diode rectifier with active input current shaping", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1711-1714, 2005.
- [5] F.J.M Seixas, I. Barbi, "Retificador Trifásico Isolado em Alta Frequência e com Baixa Distorção de Corrente na Rede", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 7, no. 1, pp. 22-29, 2002.
- [6] S. Choi, B. Lee, and P. Enjeti, "New 24-pulse diode rectifier systems for utility interface of high-power AC motor drives", *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 33, pp. 531-541, 1997.
- [7] B. Singh, S. Gairola, "A 28-pulse AC-DC converter for line current harmonic reduction", *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 2, pp. 287-295, 2007.
- [8] F.J. Chivite-Zabalza, A.J. Forsyth, "A passive 36-pulse AC-DC converter with inherent load balancing using combined harmonic voltage and current injection", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no.3, pp.1027-1035, 2007.
- [9] B. Singh, S. Gairola, "A 40-pulse AC-DC converter fed vector-controlled induction motor drive", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, no.2 , pp. 403-411, 2008.
- [10] A. Martignoni, *Transformadores*, Editora Globo, 8 ed, São Paulo, 1991.
- [11] C.W.T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, Marcel Drekker Inc., 3 ed., Nova Iorque, 2006.
- [12] R.B. Godoy, G. Pires, M. Portela, R.C. Fernandes, F.J.M. Seixas, G. Melo, C.A. Canesin, "A HPF AC-AC converter for permanent magnet generator applications", in *Proc. SPEEDAM 2010*, pp. 1726-1731, 2010.
- [13] R. Li, N. Fröhleke, J. Böcker, "Design and Implementation of a Power Inverter for a High Power Piezoelectric Brake Actuator in Aircrafts", in *Proc. of COBEP*, pp. 925 - 929, 2007.
- [14] G. Gong, M.L. Heldwein, U. Drogenik, K. Mino, J.W. Kolar, "Comparative evaluation of three-phase high-power factor AC-DC converter concepts for application in future more electric aircraft", in *Proc. APEC'04*, pp. 1152-1159, 2004.
- [15] K.W.E. Cheng, "Comparative study of AC/DC converters for more electric aircrafts", in *Proc. IEE Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 299-304, 1998.
- [16] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N Lima, E.R.C. da Silva, "Sistema de Acionamento para Motores de Indução Monofásicos – Uma Avaliação", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 8, no. 2, pp. 79-88, 2003.
- [17] L.C.G. Freitas, E.A.A Coelho, M.G. Simões, C.A. Canesin, L.C. Freitas, "Um Novo Retificador Trifásico Híbrido Multipulsos com Elevado Fator de Potência", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 10, no. 2, pp. 17-24, 2005.
- [18] R.C. Fernandes, P.S. Oliveira, F.J.M. Seixas, "A family of autoconnected transformers for 12 and 18-pulse converters - Generalization for delta and wye topologies", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, pp. 2065-2078, 2011.
- [19] G. Spiazzi, F.C. Lee, "Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, pp. 365-370, 1997.
- [20] D.C. Martins, I. Barbi, "*Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*", Ed. dos autores, 3 ed., Florianópolis, 2008.
- [21] R.C. Fernandes, "*Retificador Trifásico de 18 Pulsos com Estágio CC Controlado por Histerese Constante*", Univ. Estadual Paulista – UNESP, Dissertação de Mestrado, 2010.
- [22] B. Singh, G. Bhuvaneswari, V. Garg, "A novel polygon-based 18-Pulse AC-DC converter for vector controlled induction motor drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, pp. 488-497, 2007.
- [23] B. Singh, V. Garg, G. Bhuvaneswari, "A novel T-connected autotransformer-based 18-pulse converter for harmonic mitigation in adjustable induction motor drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2500-2511, 2007.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Rodolfo Castanho Fernandes**, nascido em Álvares Machado – SP, Brasil, em 1986, é engenheiro eletricitista (2008) e mestre em engenharia elétrica (2010) pela Univ. Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira. Atualmente é doutorando na área de eletrônica de potência e veículos elétricos pela USP, Escola de Engenharia de São Carlos e trabalha como engenheiro eletrônico de desenvolvimento para Jacto Máquinas Agrícolas S/A, Pompéia, Brasil. Seus interesses de pesquisa incluem acionamentos de máquinas elétricas, retificadores multipulsos, processamento e condicionamento de energia elétrica. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Falcondes José Mendes de Seixas**, nascido em Jales – SP, Brasil, em 1965, é engenheiro eletricitista (1988) pela Escola de Engenharia de Lins, Lins, Brasil e mestre e doutor em engenharia elétrica pela Univ. Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 1993 e 2001, respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto do Depto. de Engenharia Elétrica da Univ. Estadual Paulista – UNESP, campus de Ilha Solteira, Brasil. Seus interesses de pesquisa incluem correção ativa de fator de potência, fontes chaveadas e aplicações de transformadores multipulsos.