

GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DELTA-DIFERENCIAIS PARA RETIFICADORES DE 12 E 18 PULSOS

Vinícius Assad Gonçalves e Falcondes José Mendes de Seixas

UNESP - Universidade Estadual Paulista

DEE - Departamento de Engenharia Elétrica - www.dee.feis.unesp.br

Av. Brasil, Caixa Posta 31, CEP 15385-000, Ilha Solteira - S.P - Brasil

vinagon@gmail.com falcon@dee.feis.unesp.br

Resumo - Este trabalho apresenta uma metodologia para generalizar as conexões trifásicas de 12 e de 18 pulsos de autotransformadores. Uma expressão matemática única, obtida através de operações simples entre triângulos, representa todas as conexões. Além disso, a metodologia proposta permite escolher qualquer relação entre os valores das tensões de entrada e de saída permitindo obter conversores elevadores ou abaixadores de tensão. Para facilitar o cálculo dos enrolamentos, são gerados ábacos que fornecem diretamente a relação de espiras e a polaridade de cada enrolamento secundário, em relação ao primário. Um exemplo de projeto, seguido de simulação, ilustra todos os passos apresentados e os resultados de um protótipo de 6kW (18 pulsos) confirmam a operação. Verifica-se também que o elevado fator de potência é característica natural dos conversores de múltiplos pulsos, que são compostos de retificadores não controlados, sem necessidade de dispositivos pré-reguladores de fator de potência, ativos ou passivos. Um conversor de 12 ou de 18 pulsos gerado poderá substituir com vantagens o retificador convencional de seis pulsos (*retrofit*), se uma correta escolha da relação entre as tensões de entrada e saída for escolhida.

Palavras-Chave - autotransformador, conexão diferencial, fator de potência, harmônico de corrente, retificador de 12 pulsos, retificador de 18 pulsos.

GENERALIZATION OF THE DELTA-DIFFERENTIAL AUTOTRANSFORMER FOR 12 AND 18-PULSE RECTIFIER

Abstract - This work proposes a methodology to generalize the Delta-connections for 12 and 18-pulse autotransformers. A single mathematical expression, obtained through simple trigonometric operations, represents all the connections. The proposed methodology allows choosing any ratio between the input and the output voltages. The converters can operate either as step-up or as step-down voltage. To simplify the design of the windings, graphics are generated to calculate the turn-ratio and the polarity of each secondary winding, with respect to the primary winding. A design example, followed by digital simulations, and

experimental results for a 6kW / 18-pulse prototype, illustrate the presented steps. The results also show that the high power factor is an inherent characteristic of multi-pulse converters, based on non-controlled rectifier, without any active or passive power factor pre-regulators needs. A correct selection of the voltage ratio can become the converter suitable for retrofit applications (replace a conventional six-pulse rectifier).

Keywords - 12-pulse rectifier, 18-pulse rectifier, autotransformer, current harmonic, differential connection, power factor correction.

I. INTRODUÇÃO

Além das várias técnicas passivas e ativas de correção de fator de potência, aplicadas aos conversores CA-CC trifásicos, muitas outras técnicas de redução de harmônicos da corrente da rede, que também elevam o fator de potência, têm se destacado na recente literatura. Estas técnicas aproveitam as características próprias de cada topologia em benefício da qualidade da corrente da rede. São técnicas estritamente passivas ou a composição de técnicas passivas e ativas com uso de conversores estáticos.

Como é conhecido da literatura técnica básica [1-3], o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação de conversores de seis pulsos, é formado pela componente fundamental de corrente e pelos componentes harmônicos de ordens $n.6\pm 1$ ($p/ n=1,2,3\dots$). Assim, todos os harmônicos pares de corrente e os múltiplos de três são eliminados naturalmente.

O conversor de 12 pulsos, que apresenta apenas os harmônicos de corrente de ordens $n.12\pm 1$, pode ser obtido a partir de dois conjuntos de seis pulsos, defasados entre si de 30° . Como a própria conexão Δ/Y defasa o sistema de tensão em 30° , um conversor de 12 pulsos é facilmente obtido através da conexão $\Delta/\Delta-Y$, ou seja, o primário é conectado em Δ e um dos secundários que alimenta uma das pontes é conectado em Δ e o outro secundário, que alimenta a outra ponte, conectado em Y . É necessário que as tensões de linha dos secundários tenham mesma amplitude.

Os conversores de 12 pulsos isolados também podem ser obtidos através de conexões especiais (zigzag e polígono) de transformadores como $\Delta/Z-Z$ ou $\Delta/P-P$ [3, 5, 9].

Os conversores de 18 pulsos apresentam correntes com apenas os componentes harmônicos de ordens $n.18\pm 1$. Estes conversores podem ser obtidos através de três pontes trifásicas de seis pulsos, alimentadas por transformadores com conexões especiais, como os conversores de 12 pulsos.

Artigo submetido em 9 de junho de 2006. Primeira revisão em 7 de agosto de 2006. Segunda revisão em 30 de outubro de 2006. Aceito sob recomendação do Editor Richard M. Stephan.

Neste caso, três sistemas de tensão trifásicos equilibrados, defasados de 20° entre si, alimentam as pontes.

Apesar da grande robustez destes conversores e pelo isolamento galvânico entre a carga e a rede de alimentação, suas aplicações ficam prejudicadas pelos elevados valores finais de peso e de volume do conversor, fato que aumenta o custo do conversor, visto que o transformador processa toda a potência da carga, na frequência da tensão da rede.

Com o objetivo de reduzir o peso e o volume dos elementos magnéticos, e tornar as aplicações dos conversores de múltiplos pulsos mais atrativas, surgem os conversores que apresentam vantagens similares às apresentadas. Estas topologias, na maioria dos casos, utilizam autotransformadores com conexões diferenciais.

A conexão diferencial dos enrolamentos de um autotransformador trifásico permite gerar subsistemas trifásicos, equilibrados e adequadamente defasados entre si, a partir de um sistema de alimentação trifásico conectado ao enrolamento primário do autotransformador em Y ou Δ.

Por tratar-se de um autotransformador, nem toda a potência entregue à carga é processada pelo núcleo do autotransformador [3-5], ou seja, uma grande parcela da energia é apenas “conduzida” pelos enrolamentos primário e secundário, sem a transformação eletromagnética, visto que não há isolamento galvânico entre os enrolamentos.

O uso do autotransformador, para certas conexões, pode reduzir a potência aparente do sistema magnético em até 80% com relação ao sistema convencional isolado. O grande benefício de imediato é a redução drástica do peso, do volume e, conseqüentemente, do custo do conversor. Porém, o fato de não existir isolamento galvânico, pode ser um fator limitante para algumas aplicações. Por outro lado, da mesma forma que nos sistemas com transformadores isolados, a conexão paralela das saídas dos retificadores faz-se através de indutores volumosos. Estes indutores podem ser reduzidos com a utilização de conversores CC-CC de alta frequência nas saídas dos retificadores, os quais regulam também a tensão sobre a carga [5-7].

A proposta principal deste trabalho é a elaboração de uma metodologia para a obtenção de todas as conexões diferenciais de 12 e 18 pulsos, para ligação delta do primário.

Através do diagrama fasorial que relaciona as tensões de entrada, de saída e sobre todos os enrolamentos, são obtidas expressões trigonométricas que serão generalizadas para toda a faixa de tensão de entrada ou de saída.

A partir de uma expressão geral que dá origem a ábacos, serão determinadas as relações de espiras e as polaridades de todos os enrolamentos do autotransformador. Além disso, a configuração proposta permite escolher o valor da tensão de saída em função da entrada, ou vice-versa. Ambas as tensões podem assumir quaisquer valores práticos positivos.

Um exemplo de projeto é apresentado para verificar a metodologia proposta. O conversor obtido é analisado por simulação para validar as equações apresentadas e visualizar as principais formas de onda de tensão e de corrente. Além disso, a THD da corrente de entrada é calculada. Um protótipo, de 18 pulsos, que alimenta uma carga de 6kW, também é construído e ensaiado e os principais resultados são apresentados.

II. ANÁLISE DAS TENSÕES DOS ENROLAMENTOS

A Figura 1 mostra o diagrama fasorial do sistema trifásico de tensões de alimentação (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}) e dos sistemas defasados obtidos nos secundários: (V_{R1} , V_{S1} e V_{T1}), adiantado de θ graus, (V_{R2} , V_{S2} e V_{T2}), atrasado de θ graus e (V_{RN} , V_{SN} e V_{TN}) em fase com a rede de alimentação. O ângulo θ determina a operação em 12 pulsos (15°) ou 18 pulsos (20°).

A Figura 2 mostra o esquema básico do núcleo trifásico do autotransformador e os enrolamentos do primário conectados em delta, e dos secundários utilizados para obter as defasagens características de 12 ou de 18 pulsos. Para obtenção de um sistema em fase com a rede de alimentação o conversor de 18 pulsos necessita de um par de enrolamentos auxiliares a mais.

Os enrolamentos do primário são definidos por N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} . Os enrolamentos N_{ab1} , N_{ab2} , N_{ab3} , N_{ab4} , N_{abn} e N_{abn1} são montados sobre a perna A, os enrolamentos N_{bc1} , N_{bc2} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{bcn} e N_{bcn1} são montados sobre a B e os enrolamentos N_{ca1} , N_{ca2} , N_{ca3} , N_{ca4} , N_{can} e N_{can1} , sobre a C.

A Figura 3 mostra a representação esquemática de todos os enrolamentos para a obtenção da conexão genérica que gera todas as topologias conectadas em delta de 12 e 18 pulsos.

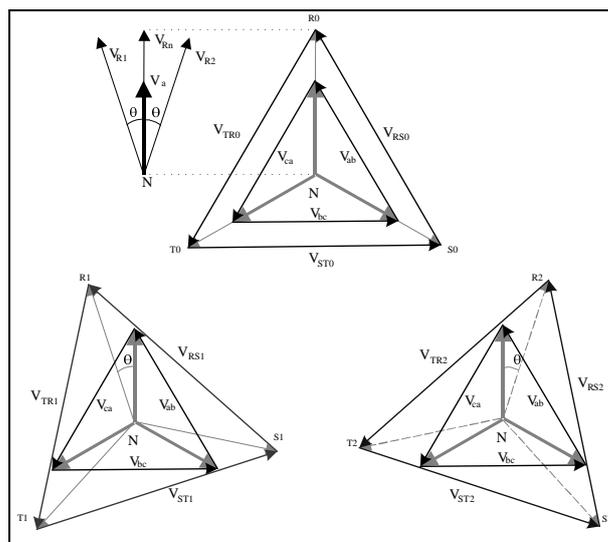


Fig. 1. Diagramas fasoriais dos sistemas de tensão defasados.

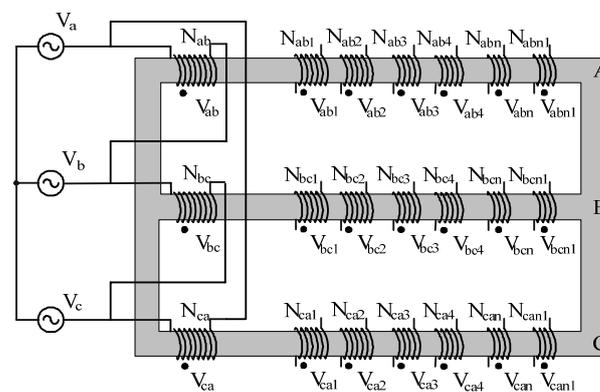


Fig. 2. Núcleo trifásico e enrolamentos do autotransformador.

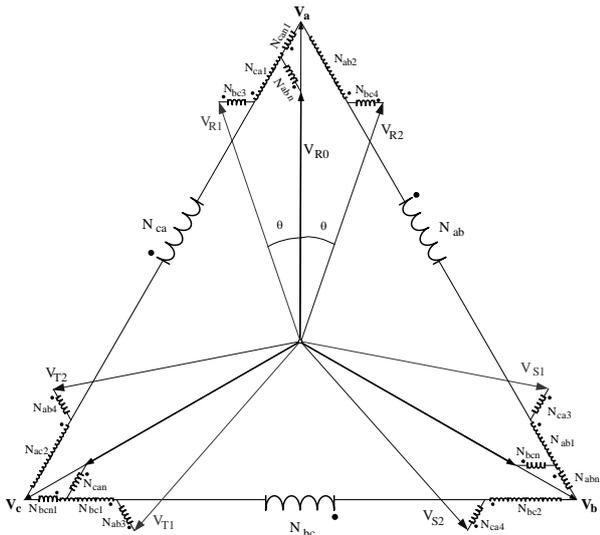


Fig. 3. Representação esquemática de todos os enrolamentos.

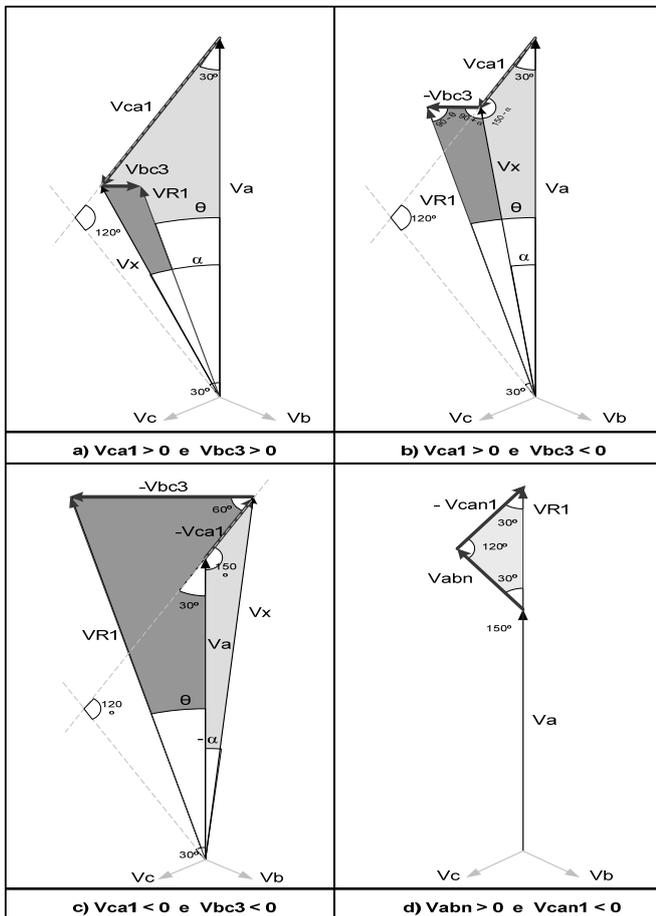


Fig. 4. Diagramas fasoriais e triângulos auxiliares.

Para o conversor de 12 pulsos, os enrolamentos de índices n e $n1$ (N_{abn} , N_{abn1} , N_{bcn} , N_{bcn1} , N_{can} , e N_{can1}) não são necessários.

Para facilitar a análise e simplificar as equações, são destacadas apenas as tensões V_a e V_{Rn} que estão em fase, a tensão V_{R1} , defasada pelo ângulo genérico θ em relação à referência e as tensões V_{b1} e V_{c3} , como mostrado na Figura 1. Tratando-se de sistemas trifásicos simétricos e equilibrados,

todas as demais tensões podem ser representadas com base nestas tensões escolhidas.

As tensões são consideradas positivas quando concordam com o sentido das respectivas referências (primário).

A. Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} > 0$.

A Figura 4 mostra os diagramas fasoriais simplificados para as tensões positivas sobre os enrolamentos N_{b1} e N_{c3} .

Da mesma forma que para conexões Y-diferencial [5-9], a tensão auxiliar V_x é definida entre o neutro e o ponto comum dos dois enrolamentos secundários (N_{ca1} e N_{bc3}). O ângulo α define a direção da tensão V_x , medido a partir da tensão de referência V_a . As tensões sobre os enrolamentos secundários V_{ca1} e V_{bc3} têm o mesmo sentido das tensões V_{ca} e V_{bc} , respectivamente.

Através dos triângulos destacados na Figura 4.a, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(30^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (1)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ - \alpha)} = \frac{V_{bc3}}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \quad (2)$$

Para a condição proposta ($V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} > 0$), na conexão delta- diferencial, como se observa na Figura 4.a, o ângulo α varia no intervalo compreendido por θ e 90° , com relação à referência. Assim, os limites são:

- Para $\alpha = 90^\circ$, $V_{ca1} = 2 \cdot V_{bc3} = V_a \cdot \cos(30^\circ)$ e $V_{R1} = 0$
- Para $\alpha = \theta$, $V_{bc3} = 0$.

A tensão de saída (V_{R1}) é sempre menor do que a tensão de entrada (V_a).

B. Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} < 0$.

Quando o enrolamento N_{bc3} é invertido e, conseqüentemente a tensão V_{bc3} fica negativa, o ângulo α passa a variar entre θ e 0° . A tensão de saída (V_{R1}) pode ser menor, igual ou maior do que a tensão de entrada.

A Figura 4.b mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Figura 4.b, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(30^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (3)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4)$$

C. Equações para $V_{ca1} < 0$ e $V_{bc3} < 0$.

Quando os enrolamentos N_{ca1} e N_{bc3} são invertidos (tensões V_{ca1} e V_{bc3} negativas), o ângulo α passa a variar entre 0 e -30° . A tensão de saída (V_{R1}) é maior do que a tensão de entrada.

A Figura 4.c mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Figura 4.c, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(150^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(30^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{ca1}}{\text{sen}(-\alpha)} \quad (5)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (6)$$

D. Generalização das expressões obtidas.

Das expressões (1) a (6) descritas anteriormente pode-se isolar a tensão auxiliar V_x em todas as expressões, e utilizando-se das mesmas igualdades trigonométricas conhecidas, obtém-se uma expressão única que descreve as tensões de saída e sobre os enrolamentos secundários, em função da tensão de referência (primário) e dos ângulos α e θ , é apresentada na expressão (7).

$$\begin{aligned} V_a \frac{\text{sen}(30^\circ)}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} &= V_{ca1} \frac{\text{sen}(30^\circ)}{\text{sen}(\alpha)} = \\ &= V_{R1} \frac{\text{sen}(90^\circ + \theta)}{\text{sen}(90^\circ - \alpha)} = V_{bc3} \frac{\text{sen}(90^\circ + \theta)}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \end{aligned} \quad (7)$$

Assim, os valores de V_{R1} , V_{ca1} e V_{bc3} são obtidos pelas equações (8) a (10), respectivamente:

Observa-se através da equação (8) que para uma dada tensão de fase de alimentação V_a , escolhendo-se um valor para a tensão de fase dos sistemas trifásicos V_{R1} , pode-se calcular o valor do ângulo auxiliar α , sendo θ conhecido.

$$V_{R1} = V_a \frac{\text{sen}(30^\circ)}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(90^\circ - \alpha)}{\text{sen}(90^\circ + \theta)} \quad (8)$$

$$V_{ca1} = V_a \frac{\text{sen}(30^\circ)}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(30^\circ)} \quad (9)$$

$$V_{bc3} = V_a \frac{\text{sen}(30^\circ)}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(\alpha - \theta)}{\text{sen}(90^\circ + \theta)} \quad (10)$$

Com os valores de α e de V_a , calculam-se os valores de V_{ca1} e de V_{bc3} , através de (09) e (10).

E. Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos.

O conversor de 18 pulsos com conexão delta-diferencial, necessita de dois enrolamentos secundários, para gerar um terceiro sistema trifásico, em fase com o primário e com a rede.

Assim, os enrolamentos N_{abn} e N_{abn1} são montados sobre a mesma perna do núcleo que o enrolamento N_{ab} e gera tensões V_{an} e V_{an1} em fase com V_a . Desta forma a soma das tensões (V_{ab} , V_{abn} e V_{an1}) resulta na tensão V_{Rn} , que possui a mesma magnitude das tensões V_{R1} e V_{R2} e está em fase com a referência, como mostra a Figura 4.d.

A equação (11) define o módulo da tensão sobre os enrolamentos secundários N_{an} e N_{an1} .

$$V_{abn} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ)} \quad (11)$$

É importante lembrar que para o conversor de 12 pulsos não há necessidade destes enrolamentos, pois apenas os sistemas defasados de $+15^\circ$ e -15° são gerados.

III. RELAÇÃO DE ESPIRA ENTRE ENROLAMENTOS

As relações de espiras entre os enrolamentos do autotransformador são obtidas pelas relações entre as tensões aplicadas sobre os enrolamentos secundários e as tensões aplicadas sobre os enrolamentos primários.

A relação de espiras K_a , definida entre as tensões V_{abn} , V_{abn1} e V_{ab} , pode ser representada pela expressão (12).

$$K_a = \frac{N_{abn}}{N_{ab}} = \frac{V_{abn}}{V_{ab}} \quad (12)$$

A relação de espiras K_b , definida entre as tensões V_{ca1} e V_{ab} , pode ser representada pela expressão (13).

$$K_b = \frac{N_{ca1}}{N_{ca}} = \frac{V_{ca1}}{V_{ca}} \quad (13)$$

A relação de espiras K_c , definida entre as tensões V_{bc3} e V_{ab} , pode ser representada pela expressão (14).

$$K_c = \frac{N_{bc3}}{N_{bc}} = \frac{V_{bc3}}{V_{bc}} \quad (14)$$

As polaridades dos enrolamentos dos secundários são adotadas positivas quando coincidem com as polaridades dos respectivos enrolamentos do primário. Assim, se uma das tensões dos secundários (V_{abn} , V_{abn1} , V_{ca1} ou V_{bc3}) resultarem num número negativo, significa que este enrolamento tem polaridade oposta ao enrolamento primário montado sobre a mesma perna do núcleo. Como conseqüência, destas possíveis tensões negativas, a relação de espiras mostra um número negativo, tratando-se apenas de uma indicação para fabricação e não de uma realidade física.

Como metodologia de projeto, são gerados ábacos que relacionam a tensão de saída com as relações de espiras dos enrolamentos, tendo como parâmetro a tensão de entrada.

Seja a equação (8) apresentada. Isolando-se o ângulo α obtém-se a equação (15).

$$\alpha = -\text{atag} \left[\frac{\sqrt{3} \cdot (V_{R1} \cdot \cos(\theta) - V_a)}{3 \cdot (V_{R1} \cdot \cos(\theta))} \right] \quad (15)$$

A. Ábacos para o conversor de 12 pulsos.

Para o conversor de 12 pulsos, o ângulo θ é definido como 15° . Assim, através das equações (9), (10), (13), (14) e (15) e com ajuda de um programa matemático, os ábacos para cálculo de K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figuras 5 e 6.

B. Ábacos para o conversor de 18 pulsos.

Para o conversor de 18 pulsos, o ângulo θ é definido como 20° . Assim, através das equações (9) a (15) e com ajuda de um programa matemático, os ábacos para cálculo de K_a , K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figuras 7, 8 e 9.

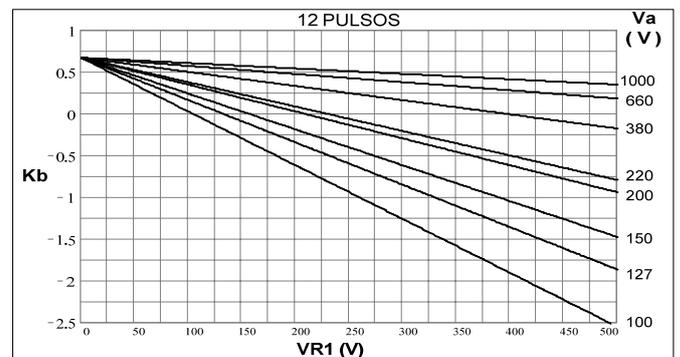


Fig. 5. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 12 pulsos.

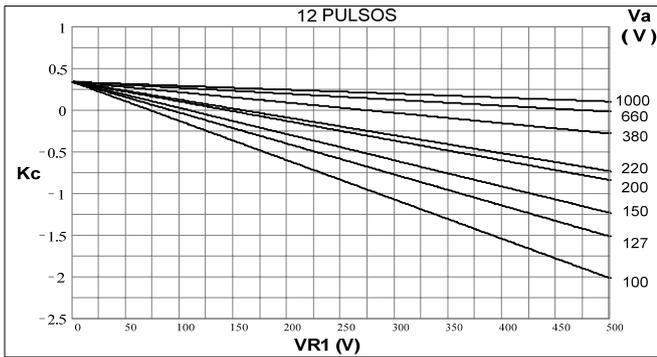


Fig. 6. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 12 pulsos.

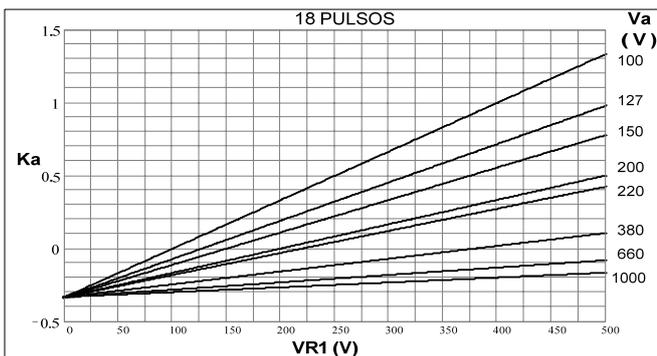


Fig. 7. Ábaco para cálculo de K_a do conversor de 18 pulsos.

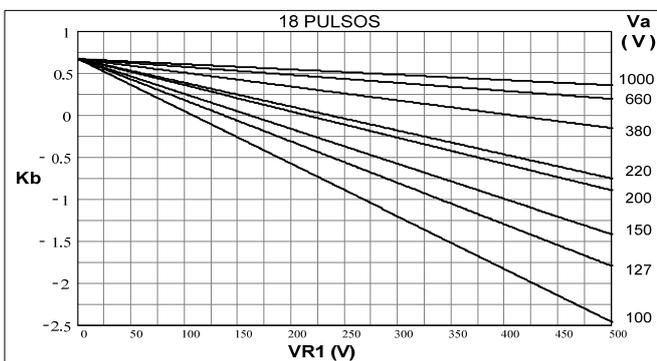


Fig. 8. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 18 pulsos.

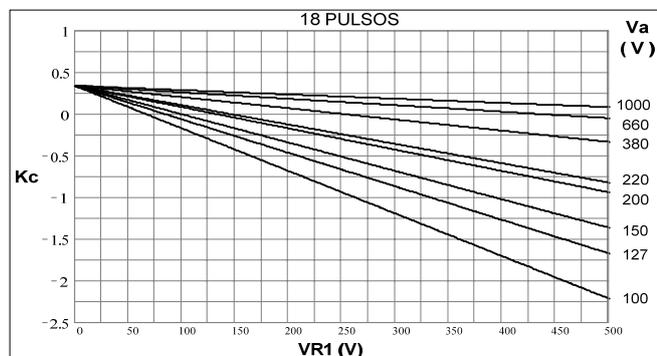


Fig. 9. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 18 pulsos.

IV. EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

Para verificar a metodologia proposta para a definição dos conversores, um exemplo de projeto é apresentado para obtenção de um conversor o qual é submetido à análise através de simulação.

A. Dados para projeto

Tensão de entrada: 127V/fase ($V_a = 127\text{ V}$)
 220V/linha ($V_{ab} = 220\text{ V}$)
 Tensão de saída: 400V/fase ($V_{R1} = 400\text{ V}$)
 693V/fase ($V_{RS1} = 693\text{ V}$)
 18 Pulsos ($\theta = 20^\circ$)

Com estes dados, entra-se nos ábacos apresentados nas figuras. 7, 8 e 9 e obtêm-se os valores das relações de espiras K_a , K_b e K_c (ou através das equações).

$$K_a = 0,717$$

$$K_b = -1,306 \text{ (invertido)}$$

$$K_c = -1,275 \text{ (invertido)}$$

Assim, as tensões sobre todos os enrolamentos podem ser obtidas:

Enrolamentos primários (N_{ab} , N_{bc} e N_{ca})

$$V_{ab} = 220\text{V}$$

Enrolamentos secundários (N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2})

$$V_{ca1} = K_b \cdot V_a = -287\text{V}$$

Enrolamentos secundários (N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} e N_{ca4})

$$V_{bc3} = K_c \cdot V_a = -280,5\text{V}$$

Enrolamentos secundários (N_{abn} , N_{bcn} , N_{can} , N_{abn1} , N_{bcn1} e N_{can1})

$$V_{abn} = K_a \cdot V_a = 158\text{V}$$

B. Simulação.

A Figura 10 mostra a representação esquemática do conversor simulado. O autotransformador é representado através de indutores acoplados. A relação entre as indutâncias é obtida pelo quadrado das relações de espiras calculadas. Assim,

$$L_{abn} = (K_a)^2 \cdot L_a$$

$$L_{ca1} = (K_b)^2 \cdot L_a$$

$$L_{bc3} = (K_c)^2 \cdot L_a$$

A Figura 11 mostra as formas de onda das tensões de entrada e dos sistemas defasados, para uma das fases.

Observa-se que os valores das tensões obtidas por simulação são exatamente iguais àqueles calculados (entrada = 220V_{RMS} e saída = 400V_{RMS}). Além disso, a defasagem de 20° entre os sistemas trifásicos de saída também é verificada.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada são mostradas na Figura 12. Observa-se que a corrente está em fase com a tensão.

A Figura 13 compara os componentes harmônicos obtidos por simulação, com os limites de distorção harmônica fixado pela norma IEC 61000-3-4/Estágio 1. As maiores distorções ocorrem nos componentes de ordens $n.18 \pm 1$ ($p/ n = 1, 2, 3, \dots$). A THD calculada é de 8,72% e o fator de potência é de 0,995. Observa-se que o conversor apresenta reduzida distorção harmônica.

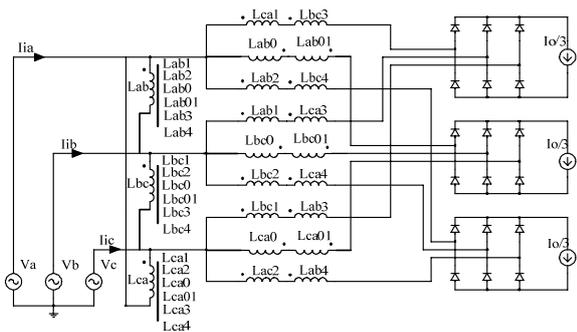


Fig. 10. Esquema elétrico do conversor simulado.

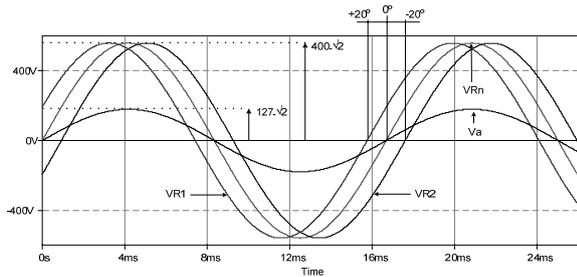


Fig. 11. Tensão da rede e dos sistemas trifásicos obtidos.

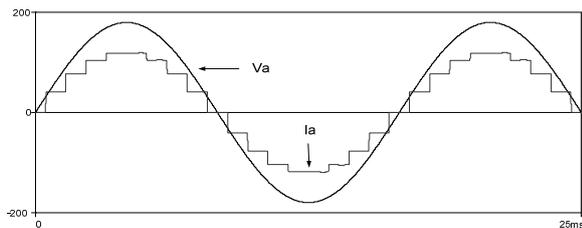


Fig. 12. Tensão e corrente de entrada para uma fase.

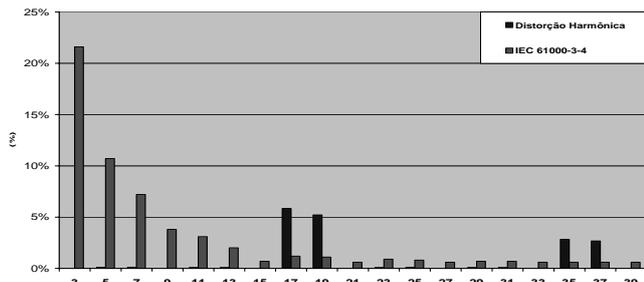


Fig. 13. Componentes harmônicos da corrente em uma fase.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar a operação real das conexões propostas, um conversor foi testado em laboratório e os resultados apresentados. Para isso, foi escolhida a conexão de 18 pulsos com autotransformador elevador de tensão (conexão delta-diferencial aberta).

A Figura 14 mostra um esquema simplificado do autotransformador com conexão delta-diferencial para operação dos retificadores em 18 pulsos.

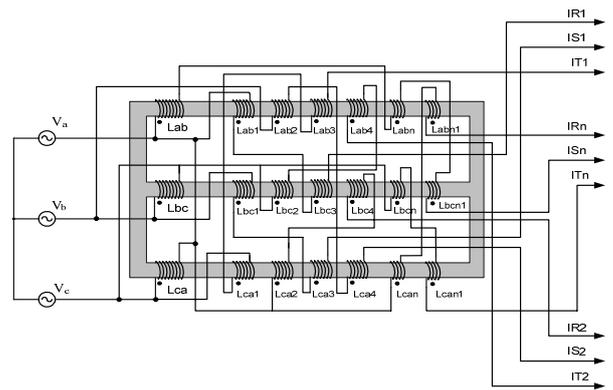


Fig. 14. Conexão delta-diferencial de 18 pulsos.

A partir de uma rede trifásica de 127V de fase, os conversores são dimensionados para fornecer 2kW em cada uma das pontes retificadoras de saída, que alimentam cargas R+L idênticas. Assim, o conversor de 18 pulsos processa 6kW.

A Figura 15 mostra a foto do autotransformador construído. Pode-se observar o núcleo do autotransformador com os enrolamentos e o dissipador de calor com as pontes retificadoras montadas sobre ele. Na parte superior, fixado em uma placa de acrílico estão as entradas do sistema trifásico, as saídas dos três retificadores e, ao centro, os três sistemas trifásicos gerados.

A Figura 16 mostra as formas de onda das tensões em uma das fases de cada sistema de tensão gerado e da tensão de referência. Uma saída está em fase com a referência (curva central) e as outras duas com defasagens de $+20^\circ$ e de -20° .

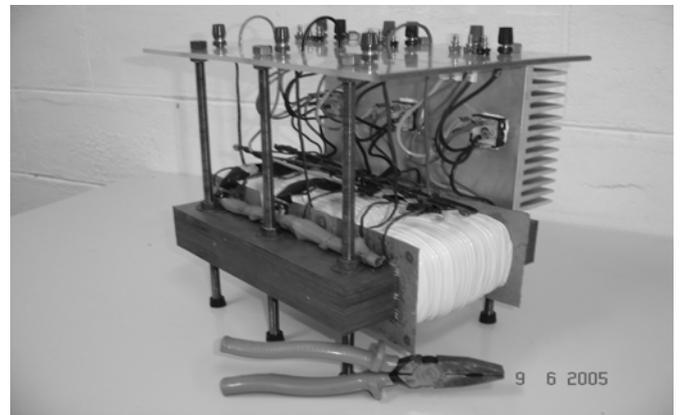


Fig. 15. Foto do protótipo de 6kW implementado.

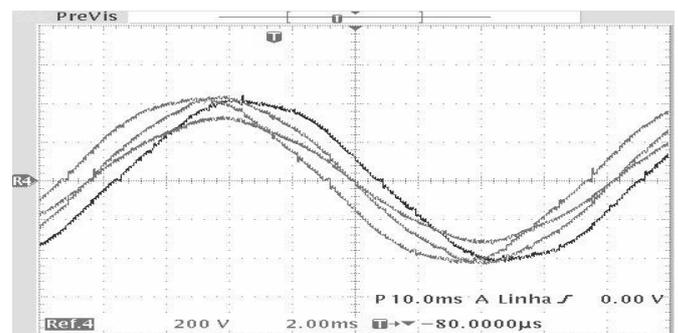


Fig. 16. Sistemas de tensão obtidos e tensão de referência. Escalas: 200V/div, 2ms/div.

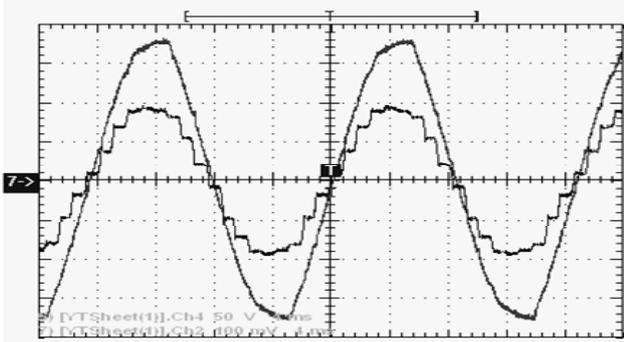


Fig. 17. Tensão e corrente de entrada para uma das fases.
Escala: 50V/div; 10A/div; 2ms/div.

A Figura 17 mostra as formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede, para o conversor de 18 pulsos.

Os valores medidos da THD de corrente e do fator de potência de entrada, para o conversor, são de 9,107% e de 0,99, respectivamente.

Observa-se, na Figura 17, um pequeno atraso da corrente em relação à tensão. Este atraso, que não aparece na simulação, ocorre devido à presença da indutância de dispersão do autotransformador. Comparando as Figuras 12 e 17 observa-se que nos resultados de simulação a corrente de entrada é igual a zero no início de cada ciclo de 60 Hz o que não ocorre nos resultados experimentais. Tal fato pode ter ocorrido devido a uma pequena diferença entre as indutâncias de acoplamento e às dispersões do autotransformador, que causaram um pequeno desequilíbrio na corrente.

As tensões retificadas, nas saídas das pontes retificadoras, estão mostradas na Figura 18.

A Figura 19 mostra as correntes da rede de alimentação trifásica. A forma de onda da tensão da tensão de entrada possui uma distorção considerável. Esta distorção é proveniente do barramento de alimentação (o protótipo foi alimentado diretamente da rede) e não sofreu aumento significativo após a ligação do conversor.

O teste de rendimento foi realizado com tensão nominal ($V_{ab}=220$ V) e variando-se a carga desde um valor baixo (530 W) até o valor nominal. O resultado obtido está ilustrado na Figura 20. Nota-se que o rendimento aumenta com o aumento da potência. Este fato ocorre devido à existência de uma parcela de energia, que é constante, necessária para magnetizar o autotransformador. À medida que a potência cresce o percentual desta energia no montante de potência drenada da rede passa a ser pequeno, fazendo então, com que o rendimento aumente, atingindo valores próximos de 98% a partir da metade da carga nominal. O gráfico de rendimento, apresentado na Figura 20, apresenta pontos de inflexão devido a uma redução nos níveis de tensão de alimentação do protótipo à medida que a potência requerida da rede cresce. Para minimizar este efeito, a tensão de entrada foi sendo ajustada manualmente, através do variômetro, ao logo das medições.

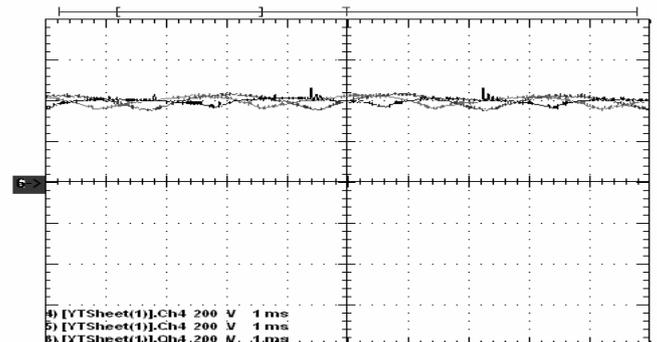


Fig. 18. Tensões das saídas retificadas para 18 pulsos.
Escala: 100V/div; 1ms/div.

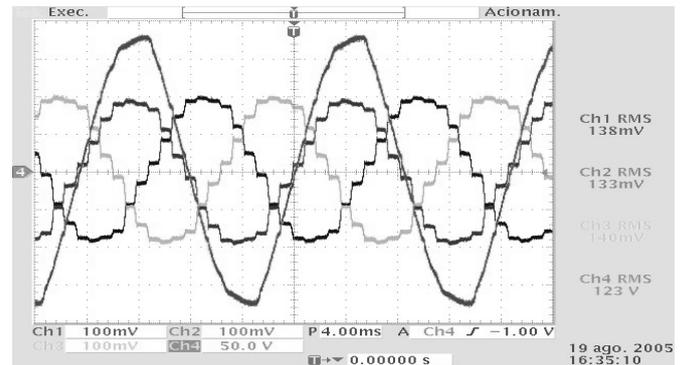


Fig. 19. Correntes na rede de alimentação e tensão em uma fase.
Escala: 10A/div; 4ms/div.

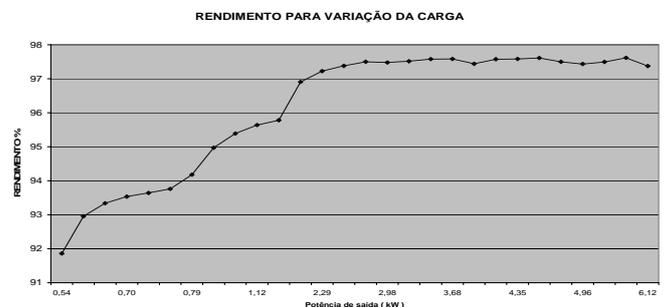


Fig. 20. Curva do rendimento em função da variação da carga.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho mostra uma metodologia simples para obtenção de todos os conversores de 12 e de 18 pulsos que utilizam autotransformador com conexão delta-diferencial. Através de uma análise matemática simples, a partir de triângulos que relacionam os fasores de tensão, uma expressão genérica é encontrada para descrever a operação do autotransformador para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída.

Para tornar o método mais prático, a expressão encontrada é representada na forma de ábacos que relacionam as tensões de entrada e de saída, com as relações de espiras dos enrolamentos. Conhecendo-se os módulos das tensões de entrada e de saída, o projetista obtém, através dos ábacos, as

relações de espiras e a polaridade de todos os enrolamentos secundários, em relação aos primários.

Um exemplo de projeto mostra os passos para a obtenção de um conversor novo, com tensão de saída escolhida. Com a finalidade de pré-validar o método foram feitas simulação e, para validar, um protótipo de 6kW é implementado, ensaiado e os principais resultados, gráficos e numéricos, são apresentados. Observa-se o baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada e um elevado fator de potência.

Os resultados mostraram a operação de múltiplos pulsos com elevado fator de potência, sem a necessidade de dispositivos pré-reguladores de fator de potência ou filtros. Além disso, apesar da baixa defasagem entre a tensão e a corrente de entrada, provocada pelas dispersões do autotransformador, a THD é reduzida devido à ação de filtro de corrente exercida por estas dispersões.

Entende-se que o método de correção natural de fator de potência é um grande passo para diversas aplicações de conversores, não controlados, CA-CC trifásica, sobretudo na área de fontes de alimentação para telecomunicações e acionamentos elétricos.

Tratando-se de autotransformadores, dependendo dos níveis de tensão escolhidos, o núcleo pode processar apenas 20% da potência da carga, garantindo assim uma redução de peso e volume do conversor, em relação a um conversor isolado.

Se uma correta escolha da relação entre as tensões de entrada e saída do conversor for escolhida, um novo conversor de 12 ou de 18 pulsos gerado pela metodologia apresentada poderá substituir com vantagens o retificador convencional de seis pulsos (ou de 12). É uma solução denominada de *retrofit* que melhora a capacidade de processamento de potência do conversor CA-CC, colocando-o a operar dentro dos limites estabelecidos pelas normas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP pelo financiamento do projeto de pesquisa (processo 04/03597-9).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. B. Dewan, G. R. Slemon, A. Straughen “*Power semiconductor drivers*”, New York, John Wiley and Sons, 1984.
- [2] I. Barbi “*Eletrônica de potência*”, Florianópolis, Edição do Autor, 5ª Edição, 2005.
- [3] D. A. Paice “*Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*”, N. Y. IEEE Press, 1996.
- [4] C. Niermann. “New Rectifier Circuits with Low Mains Pollution and Additional Low Cost Inverter for Energy Recovery”, *In Proceedings of EPE'89*, pp. 1131-1136, 1989.

- [5] F. J. M Seixas. “Conversor CA-CC de 12 kW com Elevado Fator de Potência Utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos”. *Tese (Doutorado) - Engenharia Elétrica*, 218 f. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [6] F. J. M Seixas; I. Barbi. “A New Three-Phase Low THD Power Supply with High-Frequency Isolation and 60V/200A Regulated DC Output”. *In Proceedings of IEEE PESC'01 - Power Electronics Specialists Conference*. Vancouver, 2001. p. 1629-1634.
- [7] F. J. M Seixas; I. Barbi. “A 12kW Three-Phase Low THD Rectifier with High-Frequency Isolation and Regulated DC Output”. *In IEEE Transaction on Power Electronics*. v. 19, n. 2, p. 371-377, 2004.
- [8] V. A. Gonçalves; F. J. M Seixas. “Generalization of the Y-Differential Autotransformer”. *In ELSEVIER - Electric Power System Research*. v. 72, n. 5, p.271-394, mar. 2006.
- [9] V. A. Gonçalves. “Redução de Harmônicos de Corrente em Retificadores de Múltiplos Pulsos - Generalização das Conexões Diferenciais”. *Dissertação (Mestrado) - Engenharia Elétrica*, 183f. Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira - SP, 2006.
- [10] F. J. M Seixas; V. A. Gonçalves. “Generalization of the delta-differential autotransformer for 12 and 18-pulse converters”. *In Proceedings of IEEE PESC'05 - Power Electronics Specialists Conference*. Recife-PE: 2005, p. 460 - 466.

DADOS BIOGRÁFICOS

Vinicius Assad Gonçalves, nascido em Duartina-SP em 1980, formou-se em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira em 2002. Em 2006 recebeu o título de Mestre em engenharia elétrica pela UNESP - Universidade Estadual Paulista, em Ilha Solteira – S.P. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia e Arquitetura na Universidade de Marília. Suas áreas de interesse compreendem correção de fator de potência, conversores de múltiplos pulsos e conexões especiais de transformadores.

Falcondes José Mendes de Seixas, nascido em Jales-SP em 1965, formou-se em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de Lins em 1987. Em 1993 e 2001 recebeu os títulos de Mestre e de Doutor em engenharia elétrica pela UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, em Florianópolis-SC. Desde 1988 é professor na UNESP-Universidade Estadual Paulista, em Ilha Solteira-SP e atualmente é professor assistente doutor no Departamento de Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse compreendem conversores estáticos operando em alta frequência, correção de fator de potência, conversores de múltiplos pulsos e conexões especiais de transformadores.