

# NOVA FAMÍLIA DE CONVERSORES CA-CC A DIODOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA: GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES Y-DIFERENCIAIS DE 12 E DE 18 PULSOS

Falcondes J. M. Seixas

Ivo Barbi

UNESP - Universidade Estadual Paulista  
DEE – Departamento de Engenharia Elétrica  
<http://www.dee.feis.unesp.br>  
[falcon@dee.feis.unesp.br](mailto:falcon@dee.feis.unesp.br)

UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina  
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência  
<http://www.inep.ufsc.br>  
[ivo@inep.ufsc.br](mailto:ivo@inep.ufsc.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 dois protótipos (12 e 18 pulsos) confirmam a operação. Verifica-se também que o elevado fator de potência é característica natural dos conversores de múltiplos pulsos, sem necessidade de dispositivos pré-reguladores de fator de potência, ativos ou passivos.

**Abstract** - This work proposes a methodology to generalize the connections for 12 and 18-pulse autotransformers. Only one mathematical expression, obtained through simple trigonometrical operations, represents all the connections. Besides obtaining the connections, the proposed methodology allows to choose any relationship between the input and the output voltages. Thus, the converters can operate as step-up or step-down. To simplify the design of the windings, some graphics are generated to calculate the turns-ratio and the polarity of each secondary winding, with respect to the primary ones. A design example, followed by digital simulations, illustrates the presented steps. Experimental results of two prototypes (12 and 18 pulses) are presented. The results also show that the high power factor is a natural characteristic of the multiple-pulse converters, without any power factor pre-regulators, active or passive.

## I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, com a utilização dos conversores estáticos nas mais diversas aplicações, a injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico passou a ser um fator preocupante para as concessionárias de energia elétrica. Esta injeção de harmônicos se deve principalmente à natureza não linear das cargas conectadas ao sistema, como

os equipamentos eletrônicos industriais que utilizam retificadores a diodos ou a tiristores, monofásicos ou trifásicos.

O baixo fator de potência da instalação elétrica, é responsável por uma série de problemas causados no sistema elétrico, como por exemplo maior dissipação de calor nos condutores, erros introduzidos nos equipamentos de medição, problemas em outros equipamentos conectados à mesma rede devido à distorção da tensão do barramento, interferência eletromagnética, etc.

A fim de reduzir o nível de harmônicos na corrente de entrada, técnicas de correção ativa e passiva, tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos, têm sido largamente exploradas.

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 e 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 retificadores trifásicos com cargas indutivas, também denominados de conversores de 6 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 3 são eliminados naturalmente.

O conversor de 6 pulsos é obtido pela conexão direta do retificador à rede trifásica de alimentação ou, de forma isolada, geralmente através de transformador na conexão  $\Delta/Y$ . É possível também obter conversores de 6 pulsos a partir da conexão  $\Delta/Z$  ( $\Delta/Z$ iguezague) ou  $\Delta/P$  ( $\Delta/Polígono$ ).

O conversor de 12 pulsos, que apresenta apenas os harmônicos de corrente de ordens  $n.12 \pm 1$ , pode ser obtido a partir de 2 conjuntos de 6 pulsos, defasados entre si de  $30^\circ$ . Como a própria conexão  $\Delta/Y$  defasa o sistema de tensão em  $30^\circ$ , um conversor de 12 pulsos é facilmente obtido através da conexão  $\Delta/\Delta-Y$ , ou seja, o primário é conectado em  $\Delta$  e um dos secundários que alimenta uma das pontes é conectado e  $\Delta$  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 de transformadores como  $\Delta/Z-Z$  ou  $\Delta/P-P$  [3, 4]. Nestes dois casos, um dos secundários conectado em zig-zague (ou em polígono) é projetado para produzir um atraso da tensão de  $15^\circ$  em relação à rede. O outro secundário produz tensão adiantada de  $15^\circ$  em relação à rede. Desta forma, os secundários apresentam defasagem de  $30^\circ$  entre si.

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 3 pontes trifásicas de 6 pulsos, alimentadas por transformadores com conexões especiais, como os conversores de 12 pulsos. Neste caso, três sistemas de tensão trifásicos equilibrados, defasados de  $20^\circ$  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 de peso e de volume finais 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  $\Delta$ .

Por tratar-se de um autotransformador, é conhecido da literatura técnica que nem toda a potência entregue à carga é processada pelo núcleo do autotransformador [3-5]. E outras palavras pode-se dizer que 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 e do volume do conversor. 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 [6, 7].

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

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

A partir de uma expressão geral que dá origem a ábacos, pode-se determinar 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 tensão de entrada, ou vice-versa. Ambas as tensões podem assumir quaisquer valores práticos positivos. Tanto as tensões como os ângulos característicos ( $15^\circ$  ou  $20^\circ$ ) são ajustados pelas relações de espiras.

Apesar do número infinito de possibilidades para as conexões Y-diferenciais, neste trabalho é apresentada a metodologia para obtenção destas conexões e apenas algumas topologias são analisadas, inclusive algumas conexões particulares com menores números de enrolamentos nos secundários.

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 que alimenta cargas de 8 e 12kW nas conexões de 12 e de 18 pulsos, respectivamente, também é construído e ensaiado.

## II. ANÁLISE DAS TENSÕES DOS ENROLAMENTOS

A figura 1 mostra o diagrama fasorial do sistema trifásico de tensões de alimentação ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ) e dos sistemas defasados, obtidos nos secundários. O ângulo  $\theta$  determina a operação em 12 pulsos ( $15^\circ$ ) ou 18 pulsos ( $20^\circ$ ). As tensões dos sistemas trifásicos dos secundários são definidas por  $V_{R1}$ ,  $V_{S1}$  e  $V_{T1}$  para o sistema em avanço de  $\theta^\circ$  em relação ao primário e definidas por  $V_{R2}$ ,  $V_{S2}$  e  $V_{T2}$  para o sistema em atraso de  $\theta^\circ$ , também em relação ao primário.

Além dos sistemas de tensão defasados, o conversor de 18 pulsos necessita de um sistema de tensão secundária em fase com o primário, definido pelas tensões  $V_{Rn}$ ,  $V_{Sn}$  e  $V_{Tn}$ .

A figura 2 mostra o esquema básico do núcleo trifásico do autotransformador e os enrolamentos do primário, conectados em Y, e dos secundários utilizados para obter as defasagens características de 12 ou de 18 pulsos. Os enrolamentos do primário são definidos por  $N_a$ ,  $N_b$  e  $N_c$ , montados cada um sobre uma perna do núcleo (A, B e C). Os secundários são formados por um conjunto de até 15 enrolamentos distribuídos sobre as três pernas do núcleo. Os enrolamentos  $N_{a1}$ ,  $N_{a2}$ ,  $N_{a3}$ ,  $N_{a4}$  e  $N_{a5}$  são montados sobre a perna A, os enrolamentos  $N_{b1}$ ,  $N_{b2}$ ,  $N_{b3}$ ,  $N_{b4}$  e  $N_{b5}$  são montados sobre a perna B e os enrolamentos  $N_{c1}$ ,  $N_{c2}$ ,  $N_{c3}$ ,  $N_{c4}$  e  $N_{c5}$ , sobre a perna C. Sobre cada enrolamento está associada uma tensão com o mesmo índice (p. e.  $N_{a1} \rightarrow V_{a1}$ ).

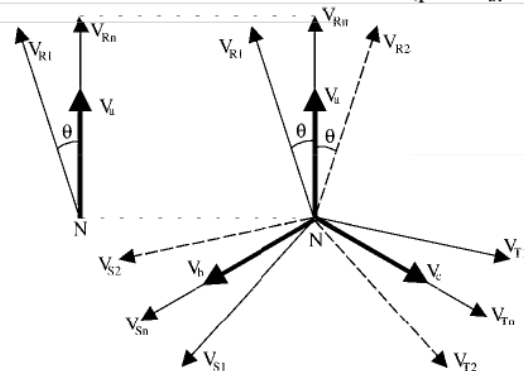


Figura 1. Diagrama fasorial dos sistemas de tensão.

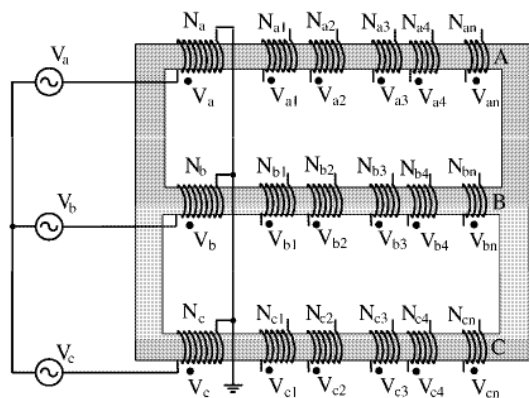


Figura 2. Núcleo e enrolamentos do autotransformador.

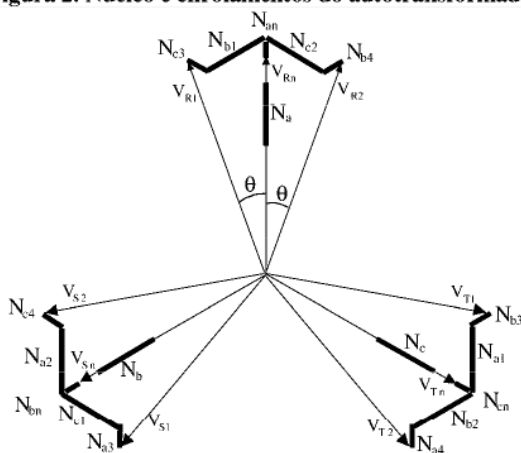


Figura 3. Enrolamentos do autotransformador.

Para obter os sistemas de tensão defasados (com ângulo  $\theta$ ), os enrolamentos secundários são devidamente conectados de modo que a tensão de saída resulte numa composição entre a tensão de entrada e as tensões sobre os enrolamentos secundários.

A figura 3 mostra a representação esquemática de todos os enrolamentos para a obtenção da conexão genérica que gera todas as topologias conectadas em Y de 12 e 18 pulsos. Para o conversor de 12 pulsos, os enrolamentos  $N_{an}$ ,  $N_{bn}$ , e  $N_{cn}$  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  $\theta$  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 $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} > 0$ .

A figura 4 mostra o diagrama fasorial simplificado para as tensões sobre os enrolamentos  $N_{b1}$  e  $N_{c3}$  positivas.

A tensão auxiliar  $V_x$  é definida entre o neutro e o ponto comum dos dois enrolamentos secundários ( $N_{b1}$  e  $N_{c3}$ ). O ângulo  $\alpha$  define a direção da tensão  $V_x$ , medido a partir da tensão de referência  $V_a$ . As tensões sobre os enrolamentos secundários  $V_{b1}$  e  $V_{c3}$  têm o mesmo sentido das tensões  $V_b$  e  $V_c$ , respectivamente.

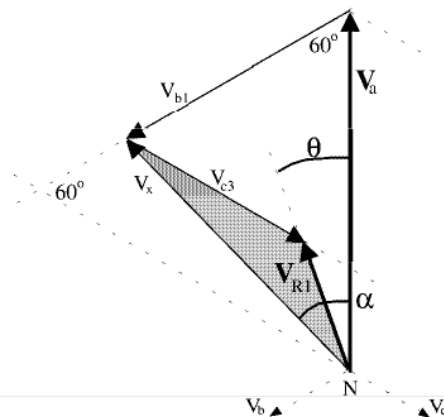


Figura 4. Diagrama fasorial para  $V_{b1} > 0$  e  $V_{c3} > 0$ .

Através dos triângulos destacados na figura 4, ( $V_x$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_a$ ) e ( $V_x$ ,  $V_{R1}$ ,  $V_{c3}$ ), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\sin(60^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{b1}}{\sin(\alpha)} \quad (1)$$

$$\frac{V_x}{\sin(120^\circ + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\sin(60^\circ - \alpha)} = \frac{V_{c3}}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (2)$$

Observa-se na figura 4 que para a condição proposta ( $V_{b1} > 0$  e  $V_{c3} > 0$ ), o ângulo  $\alpha$  varia no intervalo compreendido por  $\theta$  e  $60^\circ$ , com relação à referência. Assim, os limites são:

- para  $\alpha = 60^\circ$   $V_{b1} = V_{c3} = V_a$  e  $V_{R1} = 0$ ;
- para  $\alpha = \theta$   $V_{c3} = 0$ .

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

#### B. Equações para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} < 0$ .

Quando o enrolamento  $N_{c3}$  é invertido e, conseqüentemente a tensão  $V_{c3}$  fica negativa, o ângulo  $\alpha$  passa a variar entre  $\theta$  e  $0^\circ$ . A tensão de saída ( $V_{R1}$ ) pode ser menor, igual ou maior do que a tensão de entrada.

A figura 5 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na figura 5, ( $V_x$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_a$ ) e ( $V_x$ ,  $V_{R1}$ ,  $V_{c3}$ ), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\sin(60^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{b1}}{\sin(\alpha)} \quad (3)$$

$$\frac{V_x}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\sin(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{c3}}{\sin(\theta - \alpha)} \quad (4)$$

#### C. Equações para $V_{b1} < 0$ e $V_{c3} < 0$ .

Quando os enrolamentos  $N_{b1}$  e  $N_{c3}$  são invertidos (tensões  $V_{b1}$  e  $V_{c3}$  negativas), o ângulo  $\alpha$  passa a variar entre  $0$  e  $-60^\circ$ . A tensão de saída ( $V_{R1}$ ) é maior do que a tensão de entrada.

A figura 6 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na figura 6, ( $V_x$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_a$ ) e ( $V_x$ ,  $V_{R1}$ ,  $V_{c3}$ ), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(60^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{b1}}{\sin(-\alpha)} \quad (5)$$

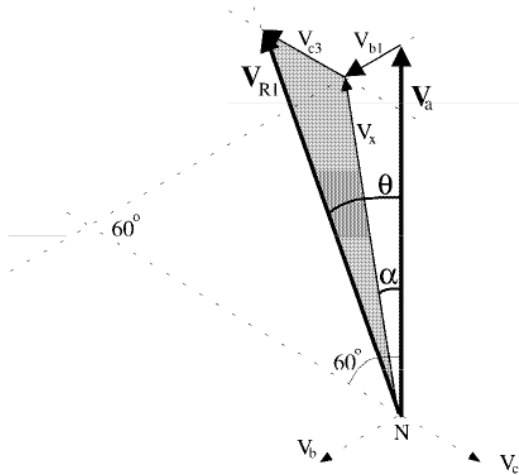


Figura 5. Diagrama fasorial para  $V_{b1} > 0$  e  $V_{c3} < 0$ .

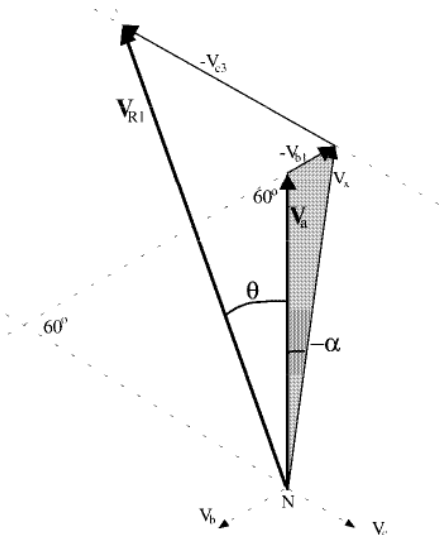


Figura 6. Diagrama fasorial para  $V_{b1} < 0$  e  $V_{c3} < 0$ .

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{c3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (6)$$

#### D. Generalização das expressões obtidas

Sejam as expressões (1) a (6) descritas anteriormente. Isolando-se a tensão auxiliar  $V_x$  em todas as expressões, e utilizando-se algumas igualdades trigonométricas conhecidas, uma expressão única que descreve as tensões de saída e sobre os enrolamentos secundários, em função da tensão de referência (primário) e dos ângulos  $\alpha$  e  $\theta$ , é apresentada na expressão (7).

$$\begin{aligned} V_a \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} &= V_{b1} \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(\alpha)} = \\ &= V_{R1} \frac{\text{sen}(120^\circ + \theta)}{\text{sen}(60^\circ - \alpha)} = V_{c3} \frac{\text{sen}(120^\circ + \theta)}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \end{aligned} \quad (7)$$

Assim, os valores de  $V_{R1}$ ,  $V_{b1}$  e  $V_{c3}$  são obtidos pelas equações (8) a (10), respectivamente:

Observa-se através da equação (8) que para uma dada tensão de fase de alimentação  $V_a$ , escolhe-se um valor para a

tensão de fase dos sistemas trifásicos  $V_{R1}$  e calcula-se o valor do ângulo auxiliar  $\alpha$ .

$$V_{R1} = V_a \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(60^\circ - \alpha)}{\text{sen}(120^\circ + \theta)} \quad (8)$$

$$V_{b1} = V_a \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(60^\circ)} \quad (9)$$

$$V_{c3} = V_a \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} \frac{\text{sen}(\alpha - \theta)}{\text{sen}(120^\circ + \theta)} \quad (10)$$

Com os valores de  $\alpha$  e de  $V_a$ , calculam-se os valores de  $V_{b1}$  e de  $V_{c3}$ , através das expressões (9) e (10).

#### E. Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos

A análise apresentada para o cálculo das tensões sobre os enrolamentos secundários mostra a obtenção gráfica das tensões  $V_{R1}$ ,  $V_{b1}$  e  $V_{c3}$ , em função do ângulo  $\theta$  que define o conversor de 12 pulsos ( $\theta = 15^\circ$ ) e de 18 pulsos ( $\theta = 20^\circ$ ). Para o conversor de 18 pulsos, um terceiro sistema trifásico, em fase com o primário e com a rede, deve ser obtido. Este sistema deve ter módulo  $V_{Rn}$  de mesma amplitude dos dois sistemas defasados de  $+20^\circ$  ( $V_{R1}$ ) e de  $-20^\circ$  ( $V_{R2}$ ), como mostrado na figura 1.

Assim, o enrolamento  $N_{an}$  é montado sobre a mesma perna do núcleo que o enrolamento  $N_a$  e gera uma tensão  $V_{an}$ , em fase com  $V_a$ , que somada com a tensão  $V_a$ , resulta num módulo igual ao da tensão  $V_{R1}$  (ou  $V_{Rn}$ ) como mostrado na figura 1.

A equação (11) define o módulo da tensão sobre o enrolamento secundário  $N_{an}$ .

$$V_{an} = V_{R1} - V_a \quad (11)$$

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

### III. RELAÇÕES DE ESPIRAS ENTRE OS 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  $V_{an}$  e  $V_a$ , pode ser representada pela expressão (12).

$$K_a = \frac{N_{an}}{N_a} = \frac{V_{an}}{V_a} \quad (12)$$

A relação de espiras  $K_b$ , definida entre as tensões  $V_{b1}$  e  $V_a$ , pode ser representada pela expressão (13).

$$K_b = \frac{N_{b1}}{N_a} = \frac{V_{b1}}{V_a} \quad (13)$$

A relação de espiras  $K_c$ , definida entre as tensões  $V_{c3}$  e  $V_a$ , pode ser representada pela expressão (14).

$$K_c = \frac{N_{c3}}{N_a} = \frac{V_{c3}}{V_a} \quad (14)$$

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 ( $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$  ou  $V_{c3}$ ) resultar num número negativo, significa que este enrolamento tem polaridade oposta ao enrolamento primário montado sobre a mesma perna do núcleo. Como consequência, a relação de espiras mostra um número negativo.

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  $\alpha$  obtém-se a equação (15).

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \left( \frac{3V_a}{2V_{R1}(\sqrt{3} \cos(\theta) - \text{sen}(\theta)) - \sqrt{3}V_a} \right) - \frac{\pi}{3} \quad (15)$$

#### A. Ábacos para o conversor de 12 pulsos

Para o conversor de 12 pulsos, o ângulo  $\theta$  é definido como  $15^\circ$ . Assim, através das equações (9), (10), (13), (14) e (15) e com ajuda do programa MathCad, os ábacos para cálculo de  $K_b$  e  $K_c$  são obtidos e mostrados nas Figs. 7 e 8.

#### B. Ábacos para o conversor de 18 pulsos

Para o conversor de 18 pulsos, o ângulo  $\theta$  é definido como  $20^\circ$ . Assim, através das equações (9) a (15) e com ajuda do program MathCad, os ábacos para cálculo de  $K_a$ ,  $K_b$  e  $K_c$  são obtidos e mostrados nas Figs. 9 a 11.

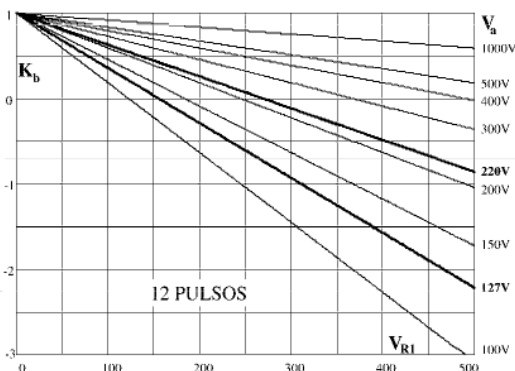


Figura 7. Ábaco para cálculo de  $K_b$  do conversor de 12 pulsos.

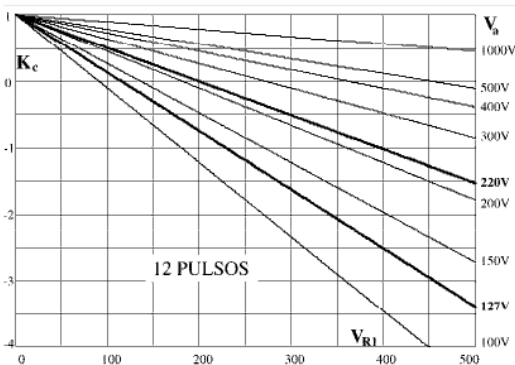


Figura 8. Ábaco para cálculo de  $K_c$  do conversor de 12 pulsos.

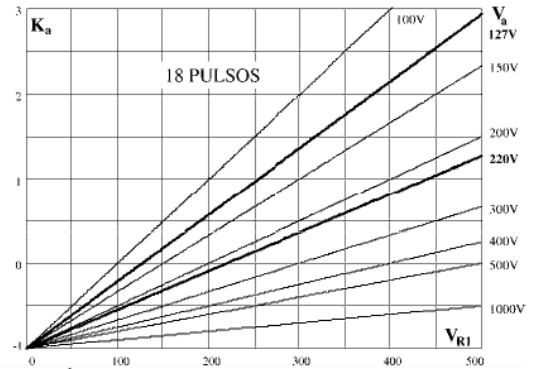


Figura 9. Ábaco para cálculo de  $K_a$  do conversor de 18 pulsos.

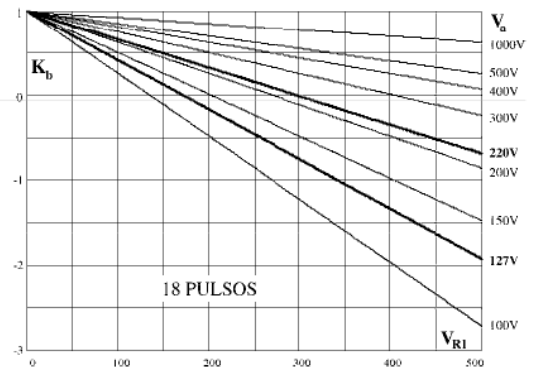


Figura 10. Ábaco para cálculo de  $K_b$  do conversor de 18 pulsos.

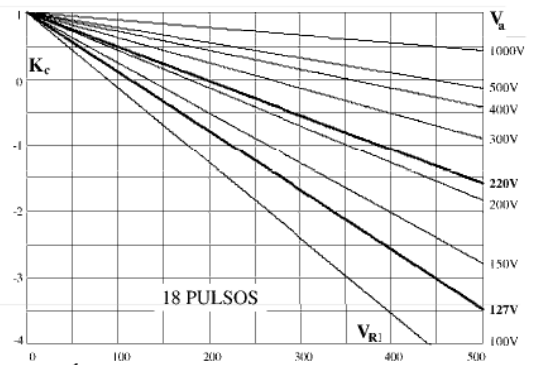


Figura 11. Ábaco para cálculo de  $K_c$  do conversor de 18 pulsos.

## IV. CONEXÕES PARTICULARES

Conforme apresentado anteriormente, as expressões (7) e (15) definem toda a família de conversores com conexão Y-diferencial de 12 e de 18 pulsos. Os ábacos apresentados definem as relações de espiras e as polaridades de todos os enrolamentos, para quaisquer valor de tensões de entrada e de saída.

As quatro conexões particulares (duas de 12 pulsos e duas de 18 pulsos), derivadas das conexões apresentadas, são obtidas quando um dos enrolamentos ( $N_{b1}$  ou  $N_{c3}$ ) é eliminado. Neste caso, existe uma relação fixa, para cada conversor obtido, entre as tensões de entrada e de saída.

A figura 12 mostra o diagrama simplificado para estes dois tipos de conexões simplificadas. Uma das conexões (fechada) opera como abaixador de tensão e a outra (aberta), como elevador de tensão.

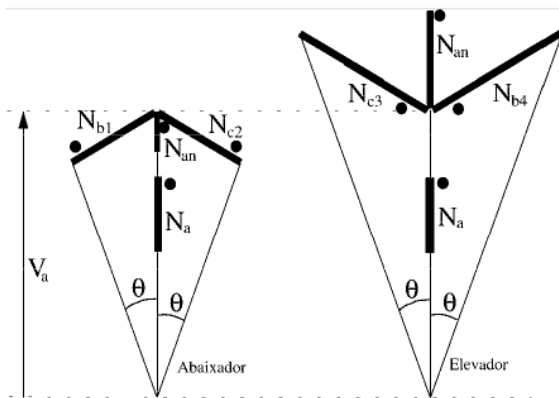


Figura 12. Conexões particulares.

**A. Conexão Y-diferencial fechada (abaixador)**

Esta conexão é obtida quando o enrolamento  $N_{c3}$  é eliminado ( $K_c = 0$ ). Neste caso, conforme observa-se na figura 4 ou na figura 5, tem-se:

$$V_{c3} = 0$$

$$\alpha = \theta$$

Os dois conversores obtidos a partir desta conexão (12 e 18 pulsos), foram apresentados recentemente na literatura técnica [6 e 7].

As relações de espiras e a tensão de saída podem ser determinadas a partir dos âbacos apresentados. Assim, com o valor da tensão de entrada  $V_a$  e o âbaco de  $K_c$ , obtém-se o valor da tensão de saída  $V_{R1}$  (para  $K_c = 0$ ). Assim, determina-se  $K_a$  e  $K_b$  com auxílio dos outros âbacos ou através das expressões apresentadas.

Como resultado, tem-se:

- 1) Conversor de 12 pulsos ( $\theta = 15^\circ$ )

$$V_{R1} = 0,8966 V_a$$

$$V_{b1} = 0,2679 V_a \quad K_b = 0,2679$$

- 2) Conversor de 18 pulsos ( $\theta = 20^\circ$ )

$$V_{R1} = 0,8794 V_a$$

$$V_{b1} = 0,3473 V_a \quad K_b = 0,3473$$

$$V_{an} = -0,1034 V_a \quad K_a = -0,3473$$

O sinal negativo de  $K_a$  (ou  $V_a$ ) indica que a polaridade deste enrolamento é invertida.

**B. Conexão Y-diferencial aberta (elevador)**

Esta conexão é obtida quando o enrolamento  $N_{b1}$  é eliminado ( $K_b = 0$ ). Neste caso, conforme observa-se na figura 5 ou na figura 6, tem-se:

$$V_{b1} = 0$$

$$\alpha = 0^\circ$$

Os dois conversores obtidos a partir desta conexão (12 pulsos [3] e 18 pulsos [6 e 7]), também são conhecidos.

Da mesma forma do que no caso anterior, com o valor da tensão de entrada e o âbaco de  $K_b$ , obtém-se o valor da tensão de saída (para  $K_b = 0$ ). Assim, determina-se  $K_a$  e  $K_c$  com auxílio dos outros âbacos ou através das expressões apresentadas.

Como resultado, tem-se:

- 1) Conversor de 12 pulsos ( $\theta = 15^\circ$ )

$$V_{R1} = 1,2247 V_a$$

$$V_{c3} = -0,3660 V_a \quad K_c = -0,3660$$

O sinal negativo de  $K_c$  (ou  $V_{c3}$ ) indica que a polaridade deste enrolamento é invertida.

- 2) Conversor de 18 pulsos ( $\theta = 20^\circ$ )

$$V_{R1} = 1,3473 V_a$$

$$V_{c3} = 0,5321 V_a \quad K_c = 0,5321$$

$$V_{an} = 0,3473 V_a \quad K_a = 0,3473$$

**V. 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:	220V/fase	( $V_a = 220$ )
Tensão de saída:	400V/fase	( $V_R = 400$ )
Numero de pulsos:	18	( $\theta = 20^\circ$ )

Com estes dados, entra-se nos âbacos apresentados nas Figs. 9, 10 e 11 e obtém-se os valores das relações de espiras  $K_a$ ,  $K_b$  e  $K_c$  (ou através das equações)

$$K_a = 0,82$$

$$K_b = -0,35 \text{ (invertido)}$$

$$K_c = -1,07 \text{ (invertido)}$$

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

- 1) Primários  $N_a$ ,  $N_b$  e  $N_c$  -  $V_a = 220V$
- 2) Secundários  $N_{a1}$ ,  $N_{a2}$ ,  $N_{b1}$ ,  $N_{b2}$ ,  $N_{c1}$  e  $N_{c2}$   
 $V_{b1} = K_b \cdot V_a = -77V$
- 3) Secundários  $N_{a3}$ ,  $N_{a4}$ ,  $N_{b3}$ ,  $N_{b4}$ ,  $N_{c3}$  e  $N_{c4}$   
 $V_{c3} = K_c \cdot V_a = -235V$
- 4) Secundários  $N_{an}$ ,  $N_{bn2}$  e  $N_{cn}$   
 $V_{an} = K_a \cdot V_a = 180V$

**B. Simulação**

A figura 13 mostra a representação esquemática do conversor simulado. O autotransformador é implementado através de indutores acoplados. A relação entre as indutâncias é obtida pelo quadrado das relações de espiras calculadas. Assim,

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

$$L_{b1} = (K_b)^2 \cdot L_a$$

$$L_{c3} = (K_c)^2 \cdot L_a$$

A figura 14 mostra as formas de onda da tensão de entrada e das tensões dos sistemas defasados, para uma das fases.

Observa-se nesta figura que os valores das tensões são exatamente iguais àqueles calculados (entrada = 220V e saída = 400V). Além disso, a defasagem de  $20^\circ$  entre os sistemas trifásicos de saída também pode ser verificada.

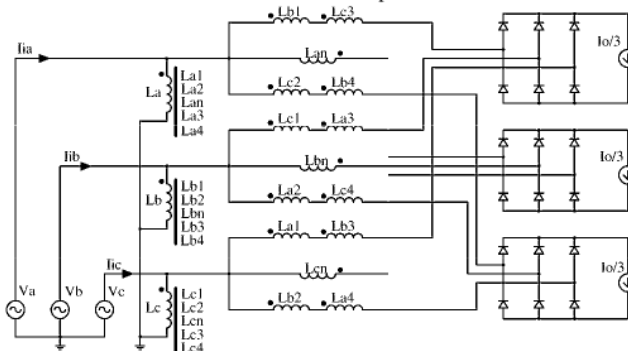


Figura 13. Esquema do conversor simulado.

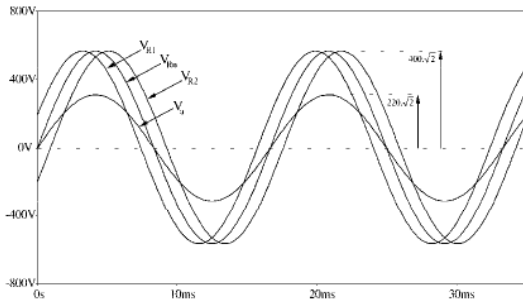


Figura 14. Tensão da rede e dos sistemas trifásicos obtidos.

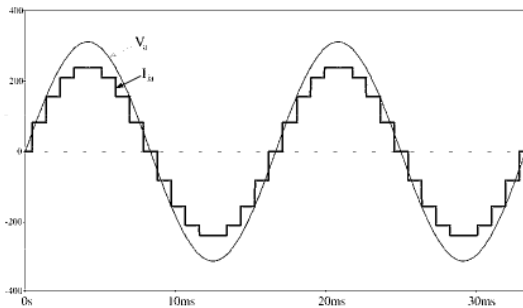


Figura 15. Tensão e corrente de entrada.

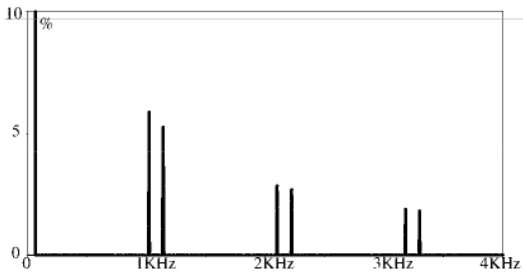


Figura 16. Espectro harmônico da corrente de entrada.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada são mostradas na figura 15. Observa-se que a corrente possui reduzida distorção harmônica e está em fase com a tensão.

O espectro harmônico da corrente de entrada, mostrado na figura 16, indica os componentes harmônicos de ordens  $n.18 \pm 1$  ( $p/n = 1, 2, 3, \dots$ ). A THD calculada é de 12% e o fator de potência é de 0,995. Observa-se que os componentes harmônicos de menores ordens são o 17<sup>º</sup> e o 19<sup>º</sup>, cujas amplitudes são inferiores a 6% do componente fundamental.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar a operação real das conexões propostas, dois conversores foram testados em laboratório e os resultados apresentados. Para isso, foram escolhidas as duas conexões particulares de 12 e de 18 pulsos abaixadoras de tensão (conexão Y-diferencial fechada).

A partir de uma rede trifásica de 220V de fase, os conversores são dimensionados para fornecer 4kW em cada uma das pontes retificadoras de saída, que alimentam cargas RL idênticas. Assim, o conversor de 18 pulsos processa 12kW enquanto que o conversor de 12 pulsos processa 8kW.

As Figs. 17 e 18 mostram as formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede, para os conversores de 12 e de 18 pulsos, respectivamente.

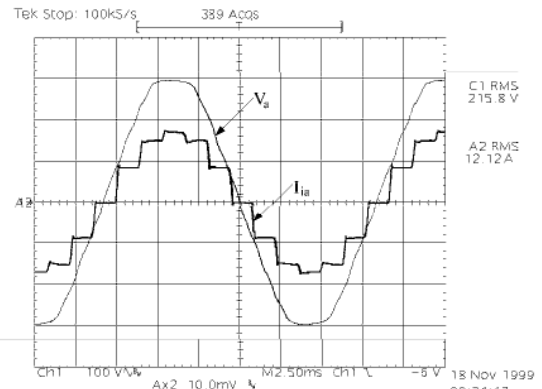


Figura 17. Tensão e corrente de entrada para 12 pulsos.

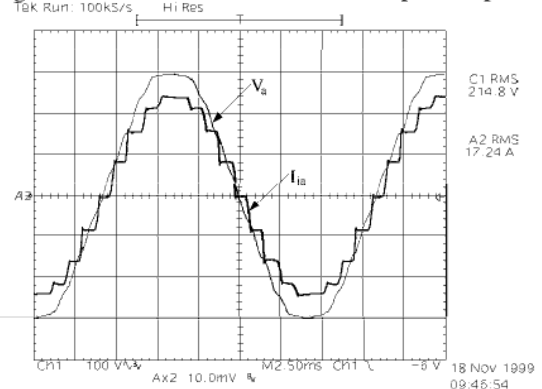


Figura 18. Tensão e corrente de entrada para 18 pulsos.

Os valores medidos da THD de corrente e do fator de potência de entrada, para o conversor de 12 pulsos, são de 13,1% e de 0,990, respectivamente. Para o conversor de 18 pulsos, os valores são de 7,8% e de 0,994, respectivamente.

Observa-se, para ambos os conversores, um pequeno atraso da corrente de linha em relação à tensão. Este atraso, que não aparece na simulação, é devido à presença da indutância de dispersão do autotransformador. Apesar deste deslocamento, esta dispersão contribui significativamente para a redução da THD da corrente de entrada.

As tensões retificadas, nas saídas das pontes retificadoras, para os conversores de 12 e de 18 pulsos, cujos valores médios são próximos de 450V (conforme a conexão escolhida), estão mostradas nas Figs. 19 e 20, respectivamente.

Para a conexão de 18 pulsos, observa-se que uma das tensões ( $V_{an}$ ) tem amplitude ligeiramente maior que as demais, devido às pequenas diferenças entre as impedâncias dos enrolamentos secundários.

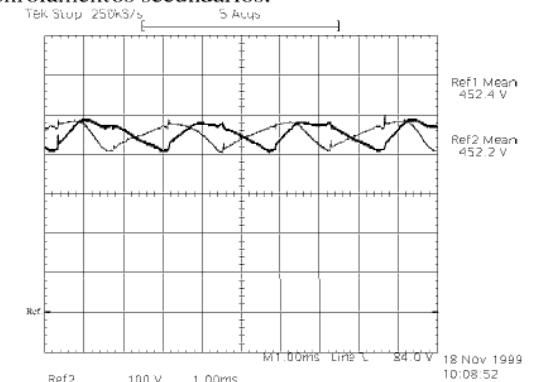


Figura 19. Tensões retificadas para o conversor de 12 pulsos.



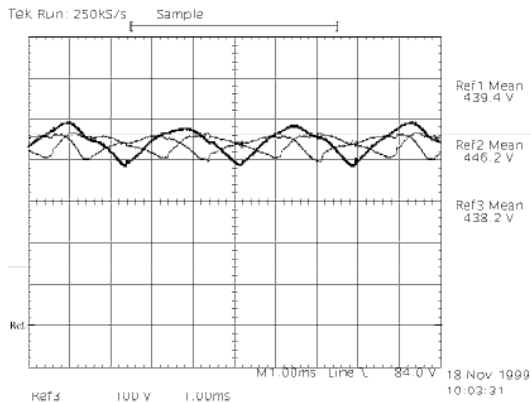


Figura 20. Tensões retificadas para o conversor de 18 pulsos.

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho mostra uma metodologia simples para obtenção de todos os conversores de 12 e de 18 pulsos que utilizam autotransformador com conexão Y-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.

As conexões do tipo Y-diferencial, conhecidas da literatura técnica atual, são casos particulares do estudo geral apresentado. Estes casos são também mostrados neste trabalho.

Um exemplo de projeto mostra os passos para a obtenção de um conversor novo, com tensão de saída escolhida. Para validar o método, o conversor é submetido a testes de simulação e os principais resultados, gráficos e numéricos, apresentados. Observa-se o baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada e, conseqüentemente, o elevado fator de potência.

A partir das conexões particulares abaixadores de tensão apresentadas, apresenta-se os resultados experimentais de dois protótipos: um de 12 pulsos, com potência de 8kW e o outro de 18 pulsos e 12kW. 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. Para o conversor de 18 pulsos, a THD da corrente reduz de 12% para 7,8%, apenas devido às indutâncias de dispersão.

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

## 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, *Editora da UFSC*, 1986.
- [3] D. A. Paice "Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power", N. Y. *IEEE Press*, 1996.
- [4] I. Barbi, et al. "Emprego de Transformadores e Autotransformadores para a Diminuição do Conteúdo Harmônico Gerado por Conversores Estáticos de Potência", Florianópolis, *Publicação Interna - INEP-UFSC*, 1998.
- [5] C. Niermann "New Rectifier Circuits with Low Mains Pollution and Additional Low Cost Inverter for Energy Recovery", *EPE'89*, pp. 1131-1136, 1989.
- [6] F. J. M. Seixas, I. Barbi, "A New 12kw Three-Phase 18-Pulse High Power Factor AC-DC Converter with Regulated Output Voltage for Rectifier Units", *IEEE INTELEC'99*, pp. 14-2, 1999
- [7] F. J. M. Seixas, I. Barbi, "A New 18-Pulse AC-DC Converter with Regulated DC Output and High Power Factor for Three-Phase Applications", *COBEP'99*, pp. 582-587, 1999.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Falcondes José Mendes de Seixas**, nasceu em Jales-SP em 1965. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de Lins – Lins-SP em 1987. Em 1993 recebeu o título de Mestre em engenharia elétrica pela UFSC-Universidade Federal de Santa Catarina, em Florianópolis-SC. Atualmente está em fase de conclusão do curso de doutorado no INEP-UFSC. Desde 1988 é professor na UNESP-Universidade Estadual Paulista, em Ilha Solteira-SP e atualmente é professor assistente no Departamento de Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse compreendem conversores estáticos operando em alta frequência, correção de fator de potência e conexões especiais de transformadores. É membro da SOBRAEP e IEEE.

**Ivo Barbi**, nasceu em Gaspar (SC) em 1949. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC em 1973. Em 1976 recebeu o título de Mestre pela mesma Universidade e, em 1979, recebeu o título de Doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França. Desde 1974 é professor na UFSC e atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica. É membro fundador da SOBRAEP tendo sido seu primeiro presidente. Desde 1992, é Editor Associado na área de Conversores de Potência da *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Suas áreas de atuação compreendem modelagem, análise, projeto e aplicações de conversores estáticos operando em alta frequência e correção de fator de potência de fontes de alimentação.