

SISTEMA DISTRIBUÍDO DE GERAÇÃO ELÉTRICA COM UM GERADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO INTERLIGADO COM UMA REDE MONOFÁSICA

Cursino B. Jacobina, Euzeli C. dos Santos Jr., Maurício B. de R. Correa, Edison R. C. da Silva
 Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - LEIAM
 Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande
 Caixa Postal 10105; 58109-970 Campina Grande, PB; Brasil
 Fax: +55(83)3310-1015; Fone: +55(83)3310-1136
 e-mail: {jacobina, euzeli, mbeltrao, edison}@dee.ufcg.edu.br

Resumo – Este artigo propõe um sistema distribuído de geração de energia elétrica, composto de um gerador de indução e uma máquina primária, interligados com uma rede monofásica por meio de um conversor ca-ca de quatro braços para alimentação de cargas trifásicas. Fontes de energia eólica ou hidráulica podem ser usadas como acionador primário do gerador de indução. O artigo apresenta o princípio de funcionamento, o modelo e a estratégia de controle completa do sistema. A estratégia de controle proposta, incluindo o PWM, permite utilizar o conversor de quatro braços com a mesma tensão de barramento de conversor em ponte completa de cinco braços. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

Palavras-Chave – Sistema distribuído, gerador de indução, rede monofásica.

DISTRIBUTED ELECTRICAL GENERATION SYSTEM BASED ON A THREE-PHASE INDUCTION GENERATOR AND A SINGLE-PHASE GRID

Abstract – This paper proposes a distributed generation electrical system composed of an induction machine generator and a prime mover associated with a single-phase grid connected by using a reduced switch count four-leg ac-ac converter. Winding or hydraulic power supplies can be adopted to drive the induction generator. The paper presents functioning principles, system model and control strategy of the whole system. The control system strategy is conceived to obtain the same voltage rating as that in a five-leg converter. Experimental and simulated results are presented.

Keywords – Distributed system, induction generator, single-phase grid.

I. INTRODUÇÃO

Em algumas aplicações, a rede elétrica de alimentação é monofásica e as cargas trifásicas requerem tensão com amplitude e frequência constantes.

Artigo submetido em 31 de maio de 2005. Primeira revisão em 20 de agosto de 2005. Segunda revisão em 5 de outubro de 2005. Aceito por recomendação do Editor da Seção Especial Edson H. Watababe.

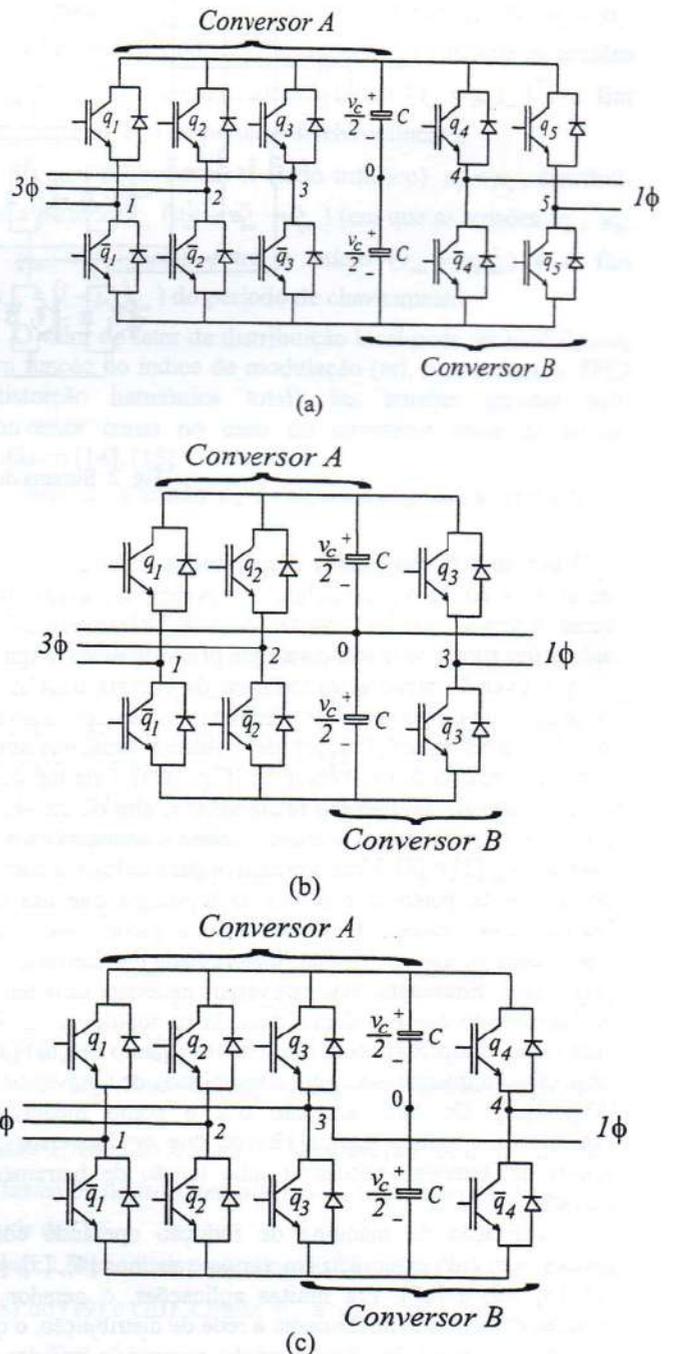


Fig. 1. Conversor monofásico-trifásico. (a) Conversor 5L, (b) Conversor 3L e (c) Conversor 4L.

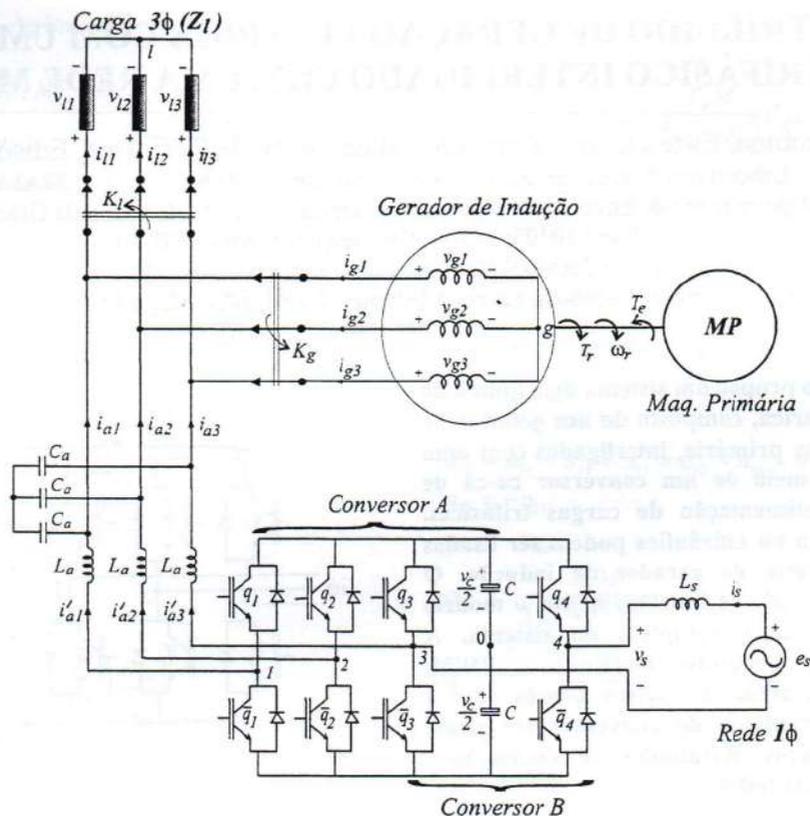


Fig. 2. Sistema distribuído de geração elétrica.

Também é comum haver disponibilidade local de fontes de energia eólica ou hidráulica que podem ser usadas para gerar energia elétrica. Neste cenário, característico de aplicações rurais, se insere o sistema proposto neste artigo.

A conversão monofásica-trifásica de energia usualmente emprega a topologia de ponte completa, o que implica no uso de 10 chaves (cinco braços) de potência semicondutoras, aqui denominada de Convertor 5L [Fig. 1(a)]. Esta topologia requer o uso de um número relativamente alto de chaves de potência, o que aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema [1], [2] e [3]. Uma alternativa para reduzir o número de chaves de potência é o uso da topologia que usa seis chaves (três braços) de potência e o ponto médio dos capacitores no elo cc [1], aqui denominada de Convertor 3L [Fig. 1(b)]. Entretanto, este convertor necessita uma tensão de barramento que é o dobro daquela da topologia 5L. Por essa razão, a topologia com oito chaves (quatro braços) [3] é uma solução interessante, aqui denominada de Convertor 4L [Fig. 1(c)]. De fato, ela não usa o ponto médio dos capacitores e utiliza menos chaves que o Convertor 5L, apesar de, também, necessitar uma tensão de barramento elevada.

A utilização da máquina de indução operando como gerador tem sido explorado em vários trabalhos [4], [5], [6], [7], [8], [9] e [10]. Em muitas aplicações, o gerador de indução é conectado diretamente à rede de distribuição, o que garante sua excitação. Em exemplo recente, o gerador de indução trifásico é utilizado em um sistema distribuído monofásico-trifásico associado com uma fonte cc e uma rede

monofásica [10]. Em outras aplicações, como sistemas aeroespaciais e no caso de pequenos sistemas de energia eólica ou hidráulica, o uso da rede de distribuição é impraticável. Assim, tais sistemas devem operar com um gerador de indução isolado. Gerador de indução de seis fases também tem sido utilizado para geração isolada sem filtro indutivo entre o convertor e a carga, como apresentado em [9].

A energia eólica é uma fonte de energia que pode ser explorada em várias regiões do país. A sua utilização na geração de energia elétrica, utilizando geradores de indução, é uma alternativa interessante [11], [12] e [13].

Apesar do perfil do usuário de eletrificação rural ter se modificado, bem como as cargas alimentadas, ele está incluído na categoria de baixa tensão e baixa potência [10]. Neste artigo é proposto um sistema distribuído de geração de energia elétrica de baixa tensão para alimentação de cargas trifásicas. Ele é composto de um gerador de indução trifásico, com máquina primária, interligado a uma rede monofásica por meio de um convertor ca-ca de quatro braços, conforme apresentado na Fig. 2. O artigo apresenta o princípio de funcionamento, o modelo e a estratégia de controle do sistema. A estratégia de controle proposta, incluindo o PWM, permite utilizar o convertor de quatro braços com a mesma tensão de barramento do Convertor 5L.

II. MODELO DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A máquina de indução é considerada simétrica e sem saturação, o modelo dinâmico da máquina é dado por

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (1)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2)$$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (3)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (4)$$

$$P(T_c - T_r) = J \frac{d\omega}{dt} + F\omega_r \quad (5)$$

$$T_c = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq}^g \lambda_{rd}^g - i_{sd}^g \lambda_{rq}^g) \quad (6)$$

onde o sobrescrito g indica um referencial genérico. $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $\lambda_s^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$ são os vetores dq de tensão estatórica, de corrente estatórica e de fluxo estatórico, respectivamente. Esta definição de vetores também é válida para as variáveis rotóricas se o subscrito s for trocado por r . ω_r e ω_g são as velocidades da máquina e do eixo dq , respectivamente. T_c e T_r são o conjugado eletromagnético e mecânico, respectivamente. l_s , l_r e l_m são as indutâncias próprias e mútuas da máquina. r_s e r_r são as resistências ôhmicas dos enrolamentos. F e P são a inércia, o coeficiente de atrito e o número de pares de pólos, respectivamente.

III. ESTRATÉGIA PWM

O Conversor 4L (Fig. 2) gera tensões no lado da rede monofásica (v_s) e no lado trifásico (v_{a1} , v_{a2} e v_{a3}) dadas por

$$v_s = v_{40} - v_{30} = [(2q_4 - 1) - (2q_3 - 1)] \frac{E}{2} \quad (7)$$

$$v_{a1} = v_{10} - v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{10} \quad (8)$$

$$v_{a2} = v_{20} - v_{10} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{10} \quad (9)$$

$$v_{a3} = v_{30} - v_{10} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{10} \quad (10)$$

onde v_{10} , v_{20} , v_{30} e v_{40} são as tensões terminais do conversor referenciada ao ponto intermediário do barramento cc (tensões de pólo), v_{10} é a tensão do ponto l (neutro da carga) referenciada a este mesmo ponto intermediário, e q_j , $j = 1, 4$ indica o estado das chaves ($q_j = 1$ ligado e $q_j = 0$ desligado).

Assumindo as tensões de referência v_s^* , v_{a1}^* , v_{a2}^* e v_{a3}^* , é necessário reescrever as equações (7)-(10) de forma a poder definir tensões de pólo de referência adequadas para a estratégia PWM. Assim, as tensões de pólo de referência são dadas por

$$v_{40}^* = v_{sa}^* + v_{10}^* \quad (11)$$

$$v_{10}^* = v_{a1}^* + v_{10}^* \quad (12)$$

$$v_{20}^* = v_{a2}^* + v_{10}^* \quad (13)$$

$$v_{30}^* = v_{a3}^* + v_{10}^* \quad (14)$$

onde $v_{sa}^* = v_s^* + v_{a3}^*$. Nota-se que o conjunto de tensões de referência é composto por v_{sa}^* , v_{a1}^* , v_{a2}^* , v_{a3}^* e v_{10}^* .

Na estratégia PWM proposta neste artigo, a tensão v_{10}^* é calculada utilizando-se o conceito de fator de distribuição da roda livre [14], [15]. Neste caso, define-se o fator de distribuição local μ_c ($0 \leq \mu_c \leq 1$) como

$$\mu_c = t_{oic} / t_{oc} \quad (15)$$

para indicar a distribuição do período de roda livre t_{oc} entre o início ($t_{oic} = \mu t_{oc}$) e o fim ($t_{ofc} = (1 - \mu)t_{oc}$) do período de chaveamento T , ou seja,

i) para o Conversor B (lado monofásico) $\mu_c = \mu_s$, distribui-se o período t_{os} ($t_{os} = t_{ois} + t_{ofs}$) (em que as tensões v_{30} e v_{40} são iguais) entre o início ($t_{ois} = \mu_s t_{os}$) e o fim ($t_{ofs} = (1 - \mu_s)t_{os}$) do período de chaveamento.

ii) para o Conversor A (lado trifásico) $\mu_c = \mu_a$, distribui-se o período t_{oa} ($t_{oa} = t_{oia} + t_{ofa}$) (em que as tensões v_{10} , v_{20} e v_{30} são iguais) entre o início ($t_{oia} = \mu_a t_{oa}$) e o fim ($t_{ofa} = (1 - \mu_a)t_{oa}$) do período de chaveamento.

O valor do fator de distribuição local pode ser modificado, em função do índice de modulação (m), para reduzir a THD (distorção harmônica total) das tensões geradas pelo conversor como no caso do conversor fonte de tensão trifásico [14], [15].

Dado μ_c , a tensão v_{10}^* é calculada segundo a expressão:

$$v_{10}^* = E \left(\mu_c - \frac{1}{2} \right) - \mu_c v_{cmax}^* + (\mu_c - 1) v_{cmin}^* \quad (16)$$

onde $v_{cmax}^* = \max\{V_s\}$ e $v_{cmin}^* = \min\{V_s\}$, se $c = s$, ou $v_{cmax}^* = \max\{V_a\}$ e $v_{cmin}^* = \min\{V_a\}$, se $c = a$, com $V_s = \{v_{sa}^*, v_{a3}^*\}$ e $V_a = \{v_{a1}^*, v_{a2}^*, v_{a3}^*\}$. Apesar de v_{10}^* está de acordo com (16) para um dos lados do conversor, ele sofre restrições impostas pelo outro lado do conversor. Então, de (11)-(14) é possível definir os limites para v_{10}^* , para $c = s$ e $c = a$, respectivamente, dados por

$$v_{10max}^* = E/2 - \min U_a \quad (\text{se } c = s) \quad (17)$$

$$v_{10min}^* = -E/2 - \max U_a \quad (18)$$

$$v_{10max}^* = E/2 - v_{sa}^* \quad (\text{se } c = a) \quad (19)$$

$$v_{10min}^* = -E/2 - v_{sa}^* \quad (20)$$

onde $U_a = \{v_{a1}^*, v_{a2}^*\}$.

O algoritmo correspondente ao método proposto é dado:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição local μ_c (do lado trifásico ou do lado monofásico do conversor) e calcule v_{10}^* a partir de (16).

Passo 2. Determine os limites de v_{10}^* , v_{10max}^* e v_{10min}^* de (17) e (18) ou (19) e (20). Limite v_{10}^* a v_{10max}^* , se $v_{10}^* > v_{10max}^*$, e v_{10}^* a v_{10min}^* , se $v_{10}^* < v_{10min}^*$.

Passo 3. Determine v_{10}^* , v_{20}^* , v_{30}^* e v_{40}^* de (11)-(14) usando

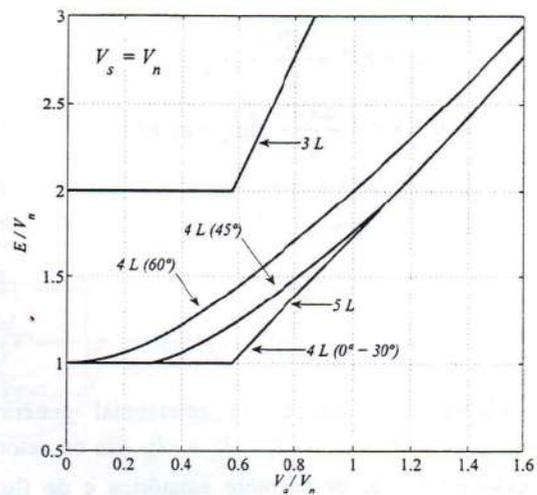
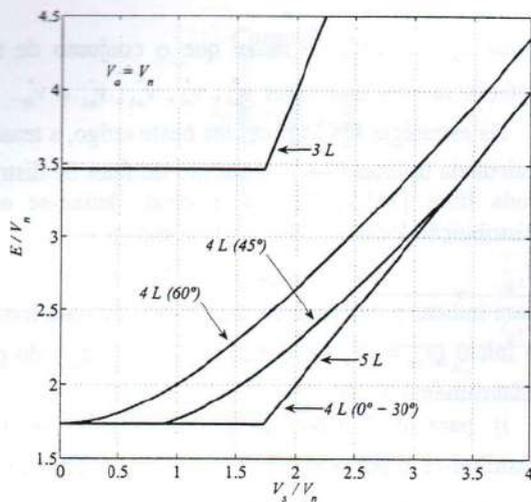


Fig. 3. Tensão de barramento para os Conversores 4L, 5L e 3L. (a) V_s variável e $V_a = V_n$, (b) V_a variável e $V_s = V_n$.

v_{j0}^* calculado anteriormente.

Passo 4. Determine as larguras de pulso τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 usando [14]

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^* \quad \text{para } j = 1, 2, 3 \text{ ou } 4. \quad (21)$$

Tabela 1. Máximas tensões gerada pelos Conversores 5L, 4L e 3L.

5L	$V_s \leq E, V_a \leq E/\sqrt{3}$
4L	$V_s + \sqrt{3}V_a \leq E$
3L	$V_s \leq E/2, V_a \leq (E/\sqrt{3})/2$

Os sinais de disparo são gerados a partir dos τ_j utilizando contadores programáveis. Alternativamente, os sinais de disparo podem ser gerados comparando os sinais de referência v_{10}^* , v_{20}^* , v_{30}^* e v_{40}^* com um sinal de onda triangular de alta frequência [14].

IV. LIMITES DE TENSÃO

Os limites do conversor podem ser determinados considerando-se que todas as tensões são senoidais. Na Tabela 1 são mostradas as condições limites associada a cada configuração. Nesta tabela, V_s denota a amplitude da tensão no lado monofásico do conversor, enquanto que V_a é a amplitude das tensões no lado trifásico.

Segundo a Tabela 1, o Conversor 5L apresenta o melhor aproveitamento da tensão do barramento. Para o Conversor 4L, quando a tensão é dividida naturalmente entre o lado monofásico e o lado trifásico do conversor ($v_{30} = 0$), este conversor requer a mesma tensão de barramento do Conversor 3L.

Entretanto, o Conversor 4L permite que a tensão possa ser dividida entre os Conversores A e B tal que $V_s \leq (1-k)E$ e $V_a \leq k(E/\sqrt{3})$, onde o parâmetro k é restrito a $0 \leq k \leq 1$. Assim, pode-se operar em três modos principais: i) modo 0,

($k = 1/2$): $V_s = E/2$ e $V_a = (E/\sqrt{3})/2$, que corresponde a $v_{30} = 0$; ii) modo B, ($0 \leq k \leq 1/2$): $V_s \geq E/2$ e $V_a \leq (E/\sqrt{3})/2$, que aumenta a capacidade de tensão do Conversor B; iii) modo A, ($1/2 < k < 1$): $V_s < E/2$ e $V_a > (E/\sqrt{3})/2$, que aumenta a capacidade de tensão do Conversor A.

Também, mais importante, será mostrado na próxima seção, que na aplicação proposta neste trabalho, pode-se utilizar uma estratégia do sincronismo para melhorar o aproveitamento da tensão de barramento do Conversor 4L.

V. TÉCNICA DE SINCRONIZAÇÃO

A. Princípio

O melhor aproveitamento da tensão do barramento com o Conversor 4L pode ser obtido com a sincronização das tensões de entrada e de saída do conversor. Essa sincronização pode ser usada quando a frequência da fonte monofásica é relativamente constante e a frequência da tensão de saída trifásica do conversor é constante e de mesmo valor, como é o caso do sistema proposto neste trabalho.

De (7)-(10), as inequações abaixo podem ser escritas para o Conversor 4L:

$$|v_i| \leq E \quad (22)$$

$$|v_{aj} - v_{ak}| \leq E \quad \text{para } j, k = 1, 2, 3 \text{ e } j \neq k \quad (23)$$

$$|v_s + v_{a3} - v_{aj}| \leq E \quad \text{para } j = 1, 2. \quad (24)$$

A tensão do barramento cc a ser usada no conversor é o máximo E que satisfaz todas as relações (22)-(24). Analisando (22)-(24), obtém-se o limite apresentado na Tabela 1. Para o Conversor 4L a relação (24) define a tensão do barramento cc necessária para gerar a tensão v_i do conversor no lado monofásico e a tensão v_{a123} (v_{a1} , v_{a2} , v_{a3}) no lado trifásico.

A técnica de sincronização proposta permite minimizar o lado esquerdo da inequação (24) por meio da sincronização

de v_s com v_{a3} . A sincronização ideal é obtida quando v_s e $-v_{a3}$ estão perfeitamente em fase e, nesta condição, o lado esquerdo da inequação (24) é mínimo. De fato, de (24) e considerando as tensões v_s e v_{a3} dado por $v_s(t) = V_s \cos(\omega t)$ e $v_{a3}(t) = V_a \cos(\omega t + \pi - \varepsilon)$, obtém-se a seguinte inequação:

$$V_s^2 + 3V_a^2 + 2\sqrt{3}V_a V_s \cos(150^\circ - \varepsilon) \leq E. \quad (25)$$

Para alguns valores de ε , o terceiro termo do lado esquerdo de (25) é negativo e isso leva a valores da tensão do barramento menores que a tensão calculada a partir de (22)-(23). Então, a sincronização das tensões de entrada e saída, para alguns valores de ε , permite melhorar o aproveitamento da tensão do barramento do Conversor 4L.

Usando as condições dadas em (22)-(24), pode-se calcular a tensão do barramento E como função de V_s , V_a e ε para a Configuração 4L como apresentado na Fig. 3: $E = f_{V_s}(V_s)$ dados $V_a = V_n$ e $\varepsilon = 0^\circ - 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ [Fig. 3(a)] e $E = f_{V_a}(V_a)$ dados $V_s = V_n$ e $\varepsilon = 0^\circ - 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ [Fig. 3(b)]. A variável V_n representa o valor nominal das tensões. Como a amplitude das tensões de fase utilizadas no Brasil são 220V e 110V, avaliou-se, utilizando as características da Fig. 3, a operação dos Conversores 4L, 5L, e 3L para diversas combinações destes valores, ou seja, 110V:110V, 110V:220V, 220V:110V e 220V:220V. Observa-se que, em todos os casos, a tensão de barramento cc requerida pelo Conversor 4L é sempre menor que a do Conversor 3L. Também, em todos os casos, há uma faixa ampla de ε na qual a tensão de barramento requerida pelo Conversor 4L é igual àquela requerida pelo Conversor 5L. Assim, é importante destacar que o Conversor 4L pode gerar as mesmas tensões do Conversor 5L com a mesma tensão de barramento em uma faixa ampla de ε .

Na Fig. 4 é apresentada a tensão normalizada do barramento cc em função de ε para os Conversores 4L, 5L, e 3L, no caso particular em que $V_s = V_n$ e $V_a = V_n$.

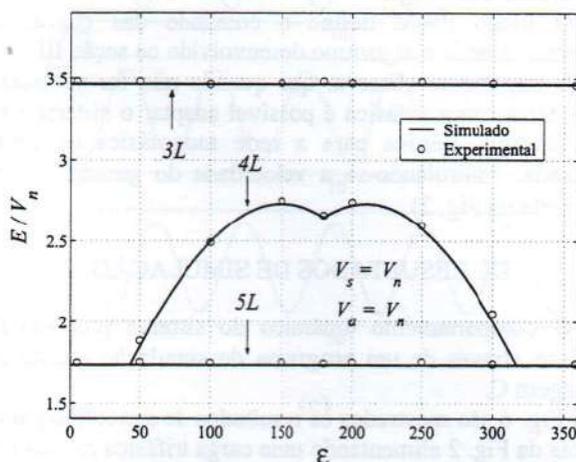


Fig. 4. Resultados simulados (linha contínua '-') e resultados experimentais (pontos 'o') para a tensão de barramento cc dos Conversores 4L, 5L, e 3L, para $V_s = V_n$ e $V_a = V_n$.

Nesta figura são também apresentados valores da tensão de barramento obtidos experimentalmente (indicados pelo símbolo 'o'). Observa-se que existe uma boa concordância entre os valores experimentais e teóricos.

B. Limites de sincronização

Analisando o circuito do conversor, pode-se mostrar que a potência que flui de $e_s(t) = E_s \cos(\omega t)$ para $v_s(t) = V_s \cos(\omega t - \theta_s)$ é dada por

$$P = \frac{E_{rms} V_{rms}}{X_s} \sin \theta_s \quad (26)$$

onde X_s é a reatância do filtro de entrada. Como exemplo, usando os valores nominais usuais da configuração de meia ponte (três braços) [1], dado por $V_{rms} = E_{rms} = 1 pu$, $X_s = 0.2 pu$ e $P = \pm 1 pu$, θ_s é limitado à faixa

$$-\theta_{s,max} \leq \theta_s \leq \theta_{s,max} \quad (27)$$

onde $\theta_{s,max} = 11,5^\circ$.

Considere-se ainda que $\omega_l = \omega_{IN} + \Delta\omega_l$, onde ω_l é a frequência nominal da carga e $\Delta\omega_l$ é a tolerância admitida à sua variação. Assim, quando θ_s varia devido a mudança de potência, as tensões v_{a123} podem ser sincronizadas com v_s usando a tolerância da frequência da carga $\Delta\omega_l$ e a defasagem ε .

É importante, ainda, considerar o caso em que apenas parte da tensão de saída do conversor pode ser sincronizada com a tensão de entrada. Por exemplo, isto ocorre quando existem componentes de tensão harmônica de baixa frequência em ambos os lados do conversor. Neste caso, as seguintes relações podem ser escritas para v_s , e_s , v_{ai} e v_{li} (tensões de carga) com $i = 1$ até 3

$$v_s = v_{sf} + v_{sh} \quad (28)$$

$$e_s = e_{sf} + e_{sh} \quad (29)$$

$$v_{ai} = v_{afi} + v_{ahi} \quad (30)$$

$$v_{li} = v_{lfi} + v_{lhi} \quad (31)$$

onde v_{sf} , e_{sf} , v_{afi} , e v_{lfi} e v_{sh} , e_{sh} , v_{ahi} , e v_{lhi} são, respectivamente, as componentes fundamental e harmônicas das tensões v_s , e_s , v_{ai} , e v_{li} . Neste caso, apenas as componentes de tensão fundamental podem ser sincronizadas; desta forma é necessário recalculando o valor da tensão do barramento cc nesta condição. Recalculando o valor da tensão do barramento cc das Configurações 4L (com $\varepsilon = 15^\circ$) e 5L com 15% de tensão harmônica, verificou-se que a relação entre a tensão do barramento cc destas configurações permaneceu praticamente a mesma.

VI. CORRENTE NO BRAÇO COMPARTILHADO

A corrente média (em um período de chaveamento T) na chave q_3 é dada aproximadamente por

$$\bar{i}_{q3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) (\bar{i}_s + \bar{i}_{a3}). \quad (32)$$

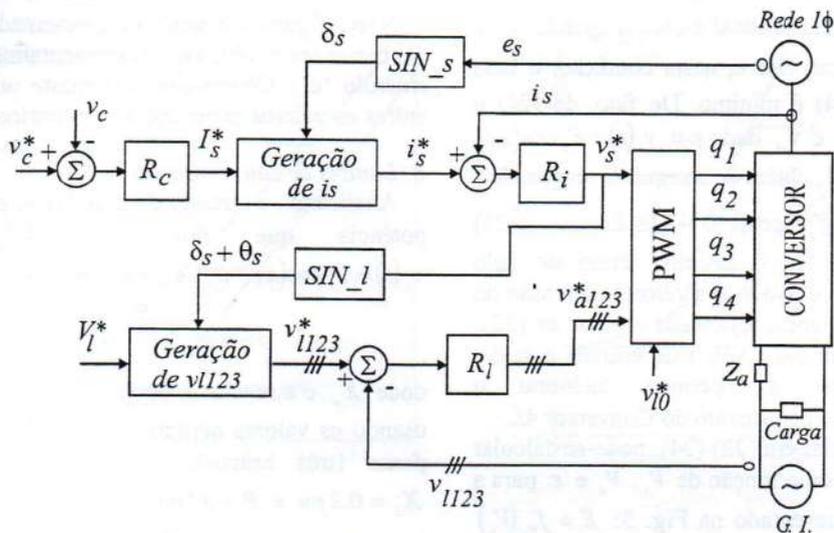


Fig. 5. Diagrama de blocos de controle.

Ou seja, a corrente máxima que circula através da chave q_3 no Conversor 4L é igual à soma das correntes da fonte i_s e da carga i_{a3} . A análise para a chave \bar{q}_3 é similar. As correntes i_s e i_{a3} estão relacionadas, ou seja, apresentam uma defasagem que é função do fator de potência da carga. Assim, pode-se mostrar que para valores de fator de potência usuais $i_s + i_{a3} < |i_s| + |i_{a3}|$.

VII. POTÊNCIA DAS CHAVES

Na operação do Conversor 4L com a técnica de sincronização, é necessário ter a mesma tensão de barramento do Conversor 5L. A corrente máxima das chaves q_1 , q_2 e q_4 são iguais para todas as configurações. Então, a potência das chaves q_1 , q_2 e q_4 do Conversor 4L são iguais as do Conversor 5L. A potência da chave q_3 do Conversor 4L é próxima da potência das chaves q_4 e q_5 do Conversor 5L já que $i_s + i_{a3} < |i_s| + |i_{a3}|$. Para as chaves complementares \bar{q}_1 , \bar{q}_2 , \bar{q}_3 e \bar{q}_4 , a análise é similar.

VIII. SISTEMA DE CONTROLE

O sistema proposto pode realizar as seguintes funções:

(a) controle do fator de potência e da forma de onda da corrente fornecida pela rede monofásica.

(b) controle da amplitude e frequência da tensão da carga.

(c) envio do excedente de energia elétrica gerada, não utilizada pela carga trifásica, para a rede monofásica.

O diagrama de blocos de controle do sistema é apresentado na Fig. 5. A tensão do elo cc, tensão do capacitor, é controlada no valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador fornece a amplitude da corrente de referência I_s^* . Para controlar o fator de potência,

a corrente instantânea i_s é sincronizada com a tensão e_s . Isto é obtido por meio dos blocos SIN_s e Geração de i_s^* . O controle da corrente i_s é implementado usando um controlador PI de dupla seqüência [16], indicado pelo bloco R_i . Este controlador de corrente define a tensão de referência v_s^* .

O controle das tensões v_{1123} é implementado usando um controlador PI síncrono, indicado pelo bloco R_l . Este controlador define as tensões de referência v_{1123}^* . As tensões v_{1123}^* são geradas sincronizadas com v_s^* por meio dos blocos SIN_l e Geração de v_{1123} . O bloco SIN_l é similar ao bloco SIN_s. O bloco Geração de v_{1123} é similar ao bloco Geração de i_s , mas pode incluir uma limitação da variação máxima da frequência da carga.

O bloco PWM define o comando das chaves do conversor usando o algoritmo desenvolvido na seção III.

É importante observar que quando não for necessário alimentar a carga trifásica é possível adaptar o sistema para gerar energia elétrica para a rede monofásica de forma otimizada, controlando-se a velocidade do gerador (chave K , aberta na Fig. 2).

IX. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O comportamento dinâmico do sistema proposto foi estudado através de um programa de simulação escrito em linguagem C.

Na Fig. 6 são mostrados os resultados de simulação para o sistema da Fig. 2 alimentando uma carga trifásica resistiva. O perfil do transitório estudado foi o seguinte: conjugado mecânico, $T_r = -10 Nm$ para $t \leq 5s$ e $T_r = -15 Nm$ para $t > 5s$; carga, $R_l = 10\Omega$ para $t \leq 10s$ e $R_l = 5\Omega$ para $t > 10s$. As curvas apresentadas nesta figura são: a) detalhes da tensão e corrente da fonte monofásica e da tensão no bar-

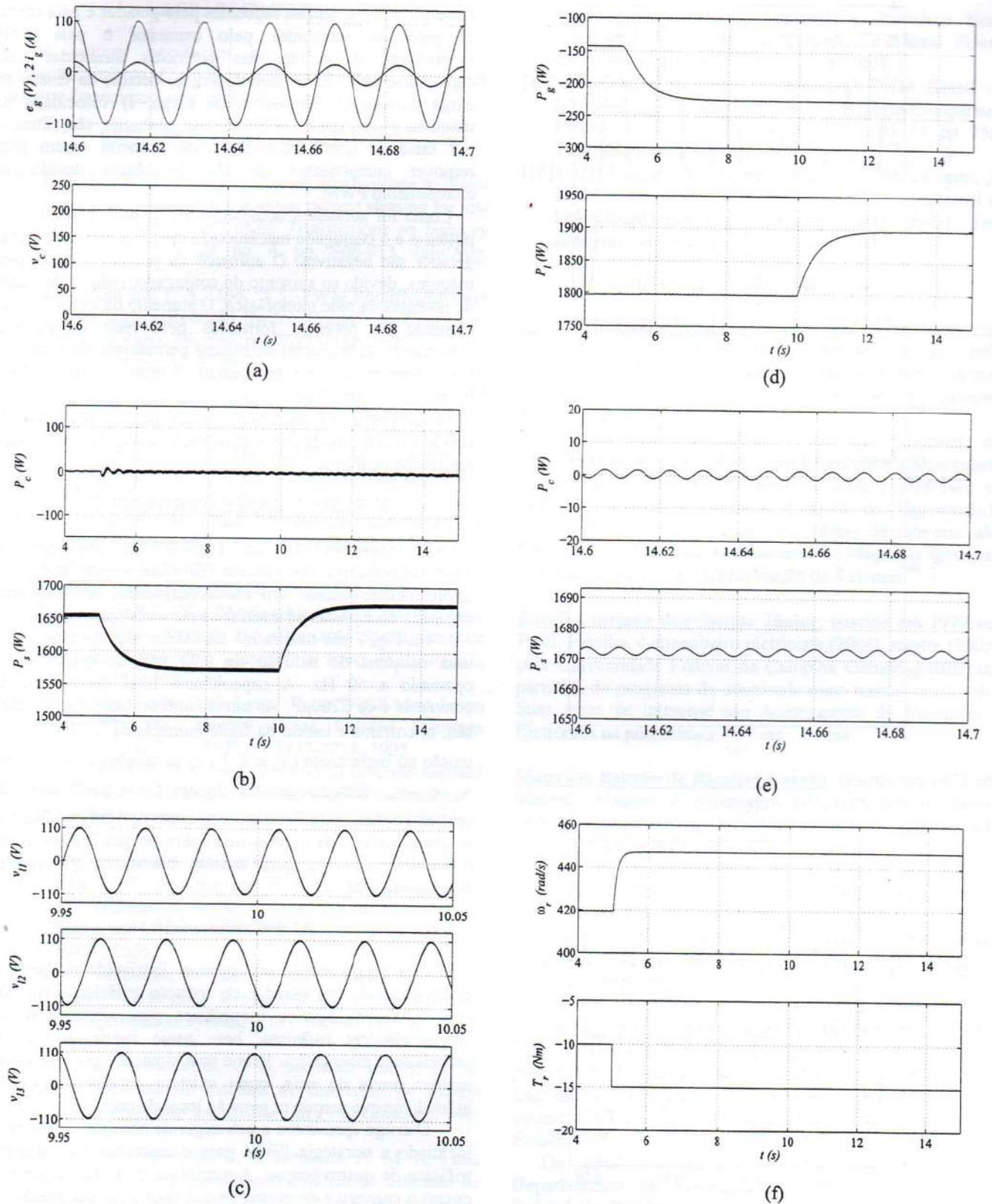


Fig. 6. Formas de onda de simulação. a) detalhes da tensão e corrente da fonte monofásica e da tensão no barramento cc, b) potências recebidas pelo gerador e pela carga, c) potências fornecidas pelo capacitor e pela fonte monofásica, d) detalhe das potências fornecidas pelo capacitor e pela fonte monofásica, e) detalhe da tensão na carga durante o transitório de carga, f) velocidade da máquina e do conjugado mecânico.

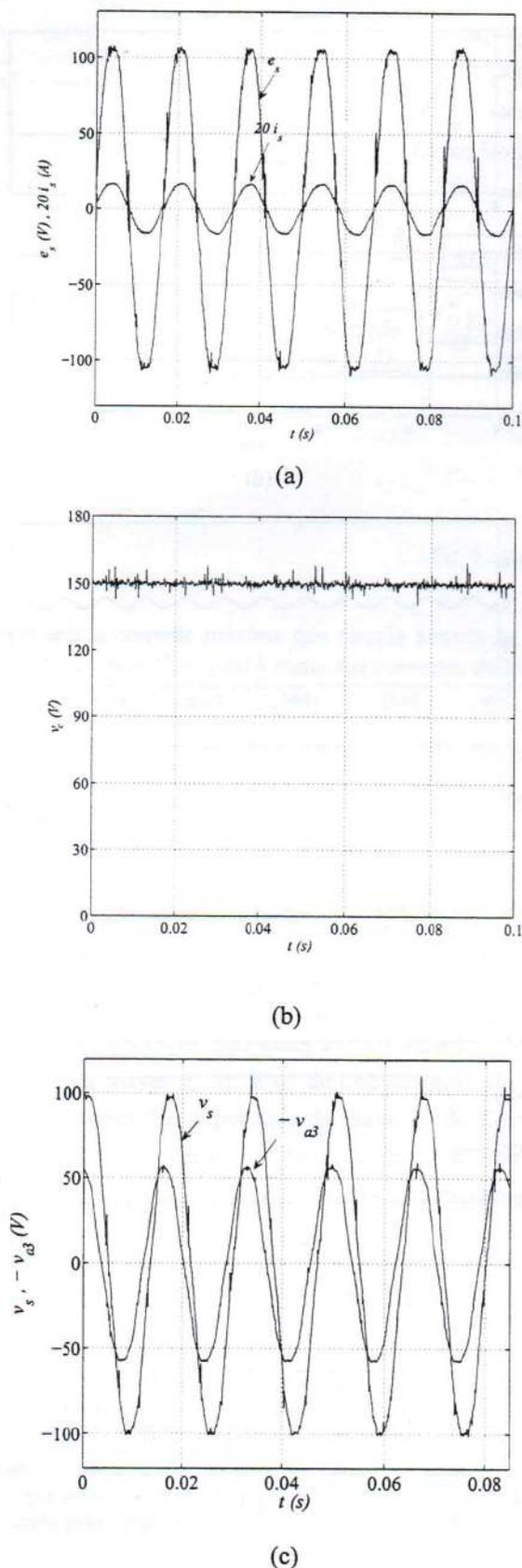


Fig. 7. Formas de onda experimentais. (a) Tensão e corrente da fonte monofásica, (b) tensão do barramento cc, (c) tensões do conversor.

ramento cc, b) potências recebidas pelo gerador e pela carga, c) potências fornecidas pelo capacitor e pela fonte monofásica, d) detalhe das potências fornecidas pelo capacitor e pela fonte monofásica, e) detalhe da tensão na carga durante o transitório de carga, f) velocidade da máquina e conjugado mecânico. As potências são filtradas por meio de filtros passa-baixa de primeira ordem para remover componentes de alta frequência devido ao chaveamento PWM.

Como foi adotada a convenção motor para a máquina, a potência e o conjugado mecânico da máquina operando como gerador são negativos. O aumento da potência gerada pela máquina, devido ao aumento do conjugado, reduz a demanda de potência da rede monofásica. O aumento da carga leva ao aumento da potência fornecida pela rede monofásica. Finalmente, as potências de regime permanente do capacitor e da fonte monofásica apresentam o termo ca de segundo harmônico, normal nos sistemas monofásicos.

O comportamento do sistema é adequado, a regulação de tensão e o controle da corrente da rede monofásica tendo sido realizados com êxito.

X. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor 4L da Fig. 2 foi implementado experimentalmente. O sistema de teste experimental foi implementado usando um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placas de interface e sensores apropriados.

Na Fig. 7 são mostrados resultados experimentais com uma máquina de indução de 0.75 kW de quatro pólos operando a 60 Hz. A capacitância total do elo cc do conversor é de 2200 μ F. As curvas apresentadas nesta figura são: a) corrente e tensão da fonte monofásica (i_s e e_s), b) a tensão no barramento ($v_c = E$) e c) as tensões do conversor v_s e $-v_{a3}$ filtradas através de um filtro passa-baixa de primeira ordem, com frequência de corte de 500Hz. Observa-se que o controle de sincronismo opera adequadamente e que o conversor consegue gerar tensões maiores do que aquelas do Conversor 3L.

XI. CONCLUSÕES

Este artigo propôs um sistema distribuído de geração elétrica usando um gerador de indução trifásico associado com uma rede elétrica monofásica para alimentação de cargas elétricas trifásicas, bem como suprir déficits da própria rede monofásica. Esta é uma situação típica de várias regiões rurais do país, onde existem recursos eólicos e hidráulicos que permitem geração local de energia.

O artigo apresentou a estratégia de controle do sistema, incluindo a estratégia PWM para o conversor monofásico-trifásico de quatro braços. A estratégia de controle permite operar o conversor de quatro braços com a mesma tensão de barramento do conversor de cinco braços.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados mostraram que o desempenho do sistema é adequado.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro à realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. N. Enjeti, A. Rahman, "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 4, pp. 806-813, July/Aug. 1993.
- [2] G.-T. Kim and T. A. Lipo, "VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2327-2332, 1995.
- [3] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, "AC/AC converters with a reduced number of switch", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1755-1762, Sept. 2001.
- [4] M. B. Brennen and A. Abbondanti, "Static Exciters for Induction Generator", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-13, pp. 422-428, Sep./Oct. 1977.
- [5] F. Shibata and K. Taka, "A Self-Cascaded Induction Generator Combined with a Separately Controlled Inverter and Synchronous Condenser", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, pp. 797-807, July/Aug. 1992.
- [6] Y. Tang and L. Xu, "A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System", in *Proc. IEEE PESC.*, pp. 568-573, 1993.
- [7] S. R. Silva and R. O. C. Lyra, "Pulse Width Modulation Exciter for Flux Control of an Isolated Induction Generator", in *Proc. EPE*, pp. 3233-3238, 1995.
- [8] O. Ojo and I. E. Davidson, "PWM-VSI Inverter-Assisted Stand-Alone Dual Stator Winding Induction Generator", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, pp. 1604-1611, Nov./Dec. 2004.
- [9] C. B. Jacobina, I. S. Freitas, N. Rocha, M. B. de R. Correa, C. R. da Silva and E. R. C. da Silva, "Stand Alone Generation System Using Six-Phase Induction Machine and Component Minimized Converter", in *Proc COBEP.*, 2005.
- [10] R. Q. Machado, S. Buso, J. A. Pomilio and F. P. Marafao, "Three-phase to single-phase direct connection rural cogeneration systems", in *Proc. APEC*, pp. 1547-1553, 2005.
- [11] A. L. R. de Medeiros, C. B. Jacobina and A. M. N. Lima, "Controle de sistemas de conversão de energia eólica com geração assíncrona", in *Proc CBA.*, pp. 948-953, 1994.
- [12] A. L. R. de Medeiros, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and F. J. Simões, "Otimização Estática de Sistemas de Conversão de Energia Eólica", in *Proc CBA.*, pp. 1167-1172, 1996.
- [13] A. L. R. de Medeiros, "Otimização de Sistemas de Conversão de Energia Eólica de Grande Porte", PhD thesis, Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFPB, Campina Grande - PB, 1995.
- [14] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves and P. F. Seixas, "Digital Scalar Pulse Width Modulation: a Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, pp. 351-359, May 2001.
- [15] V. Blasko, "Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 756-764, May/June 1996.
- [16] C. B. Jacobina, M. B. de R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Current Control of Unbalanced Electrical Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, pp. 517-525, June 2001.

DADOS BIOGRÁFICOS

Cursino Brandão Jacobina, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France.

De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas Elétricas, Sistemas de Controle e Identificação de Sistemas.

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, nascido em 1979 em Picuí, Paraíba, é engenheiro eletricitista (2004), mestre (2005) pela Universidade Federal de Campina Grande, atualmente participa do programa de doutorado nesta mesma instituição. Suas áreas de interesse são Acionamento de Máquinas e Eletrônica de potência.

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, nascido em 1973 em Maceió, Alagoas, é engenheiro eletricitista (1996), mestre (1997) e doutor em Engenharia Elétrica (2002) pela Universidade Federal da Paraíba.

De 1997 até junho de 2004 foi professor do CEFET-AL/UNED-P.In.. Desde julho de 2004 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Automação e Energias Renováveis.

Edison Roberto Cabral da Silva, nascido em 1942 em Pelotas, Rio Grande do Sul, é engenheiro eletricitista (1965) pela Escola Politécnica de Pernambuco, mestre (1968) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Rio de Janeiro e doutor (1972) pela Université Paul Sabatier, Toulouse, France.

De 1967 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas Elétricas.