

SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE DOIS MOTORES DE INDUÇÃO COM NÚMERO REDUZIDO DE COMPONENTES

Euzeli C. dos Santos Jr., Cursino B. Jacobina, Maurício B. de R. Correa, Edison R.C. da Silva
Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas
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: [euzeli,jacobina,mbeltrao,edison]@dee.ufcg.edu.br

Resumo – Os sistemas de acionamento de máquinas elétricas que buscam a minimização dos componentes utilizados, vêm se tornando cada vez mais importantes devido a fatores relacionados com o custo e o tamanho do sistema. Desta forma, este artigo propõe quatro novas topologias para o acionamento de duas máquinas de indução trifásica, a partir de uma fonte de tensão trifásica, com diminuição no número de chaves e com a eliminação ou redução no número de indutores de filtro. Com as configurações propostas é possível imprimir um fluxo de potência bidirecional entre a fonte e a carga, além do controle do fator de potência e controle de torque na máquina. O artigo apresenta a análise e a estratégia de controle do sistema incluindo controle de tensão *PWM*. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

Palavras-Chave – Acionamento de duas máquinas, número reduzido de componentes, acionamento sem indutor de filtro.

DRIVE SYSTEMS WITH TWO INDUCTION MOTORS AND REDUCED COMPONENT COUNT

Abstract – Reducing the amount of components in an induction motor drive system has become a relevant topic in the fields of industrial electronics and machine drives due to cost and system size. This paper proposes four new induction machine drives topologies with two induction motors, reduced number of switches and filter inductors. The proposed topologies allow a bidirectional power flow as well as power factor control. Details about machine torque and converter control including *PWM* voltage are presented along the paper. Experimental and simulation results illustrate the system feasibility.

Keywords – Motor drive, reduced component count, drive boost inductor.

NOMENCLATURA

v_{si}	Tensões de fase da máquina 1, $i = 1,2,3$
v_{mi}	Tensões de fase da máquina 2, $i = 1,2,3$
v_f	Tensão no indutor de filtro
i_{sk}	Correntes de fase da máquina 1, $k = 1,2,3$
i_{mk}	Correntes de fase da máquina 2, $k = 1,2,3$
i_{sd}, i_{sq}	Correntes dq da máquina 1
i_{md}, i_{mq}	Correntes dq da máquina 2
i_{so}	Corrente homopolar da máquina 1
i_{mo}	Corrente homopolar da máquina 2
e_{gi}	Tensão da fonte primária trifásica, $i = 1,2,3$
i_{gk}	Corrente da fonte primária trifásica, $k = 1,2,3$
E	Tensão do barramento CC
μ	Fator de distribuição da roda livre
τ	Larguras de pulso
T	Período de chaveamento

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de acionamento que utilizam número reduzido de componentes já são bem conhecidos da literatura de acionamento de máquinas elétricas. No entanto, a maioria dos esforços têm se concentrado na diminuição do número de chaves do conversor utilizado no acionamento [1], [2], [3] e [4]. Neste sentido, os sistemas que apresentam menor número de dispositivos semicondutores têm um impacto positivo na redução dos custos gerais, e com o desenvolvimento de estratégias de controle adequadas, os sistemas com componentes minimizados têm se tornado cada vez mais atrativos, frente às topologias padrões [5] e [6].

Os sistemas de acionamento com diminuição no número de indutores de filtro, têm um número reduzido de estudos apresentados na literatura, apesar de representam um importante tópico em acionamento de máquinas, principalmente em aplicações onde o tamanho do sistema é um fator crítico [7], [8] e [9].

Assim, este artigo apresenta quatro novas topologias que trata tanto o acionamento com número reduzido de chaves, quanto o acionamento com diminuição no número de indutores de filtro.

Artigo submetido em 4/2/2005. Revisão em 7/4/2005. Aceito sob recomendação do Editor José Antenor Pomílio.

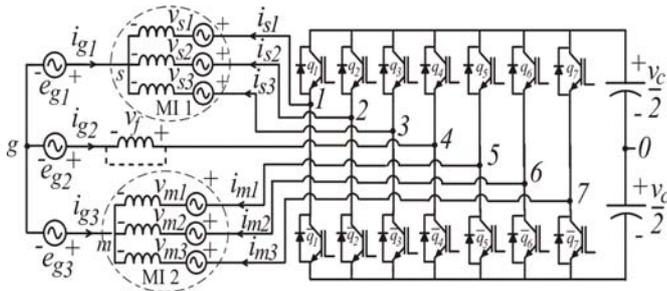


Fig. 1. Sistema de acionamento de dois motores trifásicos com conversor de sete braços. *Configuração 7B-1F*, com indutor de filtro e *Configuração 7B-0F*, sem indutor de filtro.

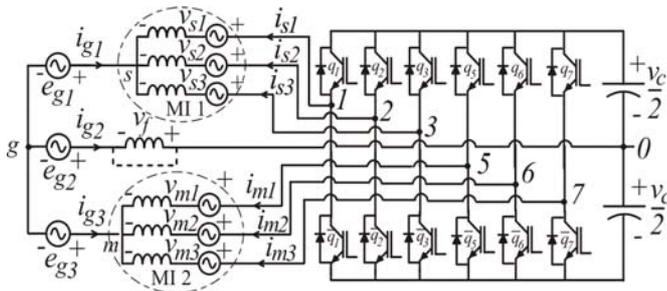


Fig. 2. Sistema de acionamento de dois motores trifásicos com conversor de seis braços. *Configuração 6B-1F*, com um indutor de filtro e *Configuração 6B-0F*, sem indutor de filtro.

Para cada topologia propostas são apresentadas a análise e o controle do sistema de acionamento. O sistema de controle inclui o controle da tensão dos capacitores (barramento de tensão CC), o controle do fator de potência, o controle das correntes de fase da máquina e o controle de tensão *PWM*. Duas configurações (Fig. 1) compreendem um conversor de sete braços acionando duas máquinas trifásicas a partir de uma fonte de tensão primária trifásica com ou sem indutor de filtro. As duas outras configurações (Fig. 2) compreendem um conversor simplificado com seis braços acionando duas máquinas trifásicas, a partir de uma fonte primária trifásica com ou sem indutor de filtro. Cada figura inclui dois casos, com indutor de filtro ou sem indutor de filtro (indutor de filtro substituído por um curto-circuito): Fig. 1: *Configuração 7B-1F* (um indutor de filtro) e *7B-0F* (sem indutor de filtro) e Fig. 2: *Configuração 6B-1F* (um indutor de filtro) e *6B-0F* (sem indutor de filtro).

II. MODELO DINÂMICO DA MÁQUINA

As máquinas utilizadas neste trabalho são máquinas de indução trifásica padrão (máquina 1 e 2). O modelo *odq* que descreve o comportamento dinâmico da máquina 1 (modelo idêntico é utilizado para a máquina 2) no referencial estatórico pode ser encontrado em [10] e é dado por:

$$v_{sdq} = r_s i_{sdq} + \frac{d}{dt} \phi_{sdq} \quad (1)$$

$$v_{rdq} = r_r i_{rdq} + \frac{d}{dt} \phi_{rdq} - j\omega_r \phi_{rdq} \quad (2)$$

$$\phi_{sdq} = l_s i_{sdq} + l_{sr} i_{rdq} \quad (3)$$

$$\phi_{rdq} = l_{sr} i_{sdq} + l_r i_{rdq} \quad (4)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (5)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (6)$$

$$T_e = Pl_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (7)$$

Onde $v_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e $\phi_{sdq} = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ são os vetores *dq* de tensão, corrente e fluxo, respectivamente; v_{so} e i_{so} são as tensões e correntes homopolares do estator, respectivamente (o equivalente para as variáveis do rotor é obtido substituindo o subscrito *s* por *r*); T_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor; l_s , l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias próprias e as indutâncias de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de pares de pólos da máquina.

O modelo da máquina 2 é semelhante, sendo obtido substituindo-se o subscrito *s* por *m*.

Este modelo *odq* é derivado do modelo trifásico por meio de uma transformação de base dada por [10]:

$$w_{123} = Aw_{dgo} \quad (8)$$

Com $w_{123} = [w_1 \ w_2 \ w_3]^T$, $w_{dgo} = [w_d \ w_q \ w_o]^T$ e

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Os vetores w_{123} e w_{dgo} podem ser correntes, tensões ou fluxos, e $A^{-1} = A^T$.

III. CONFIGURAÇÕES COM INDUTOR DE FILTRO (CONFIGURAÇÕES 7B-1F E 6B-1F)

A. Topologia de sete braços com indutor de filtro (Configuração 7B-1F)

A *Configuração 7B-1F*, com utilização de um indutor de filtro, é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7, \bar{q}_7$, por um banco de capacitores, que constitui o barramento de tensão CC, e um indutor de filtro, além de dois motores trifásicos. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i=1$ até 7): $q_i=0$ ou $\bar{q}_i=0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i=1$ ou $\bar{q}_i=1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) , (q_4, \bar{q}_4) , (q_5, \bar{q}_5) , (q_6, \bar{q}_6) e (q_7, \bar{q}_7) são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (10)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g1} + v_{g0} \quad (11)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g1} + v_{g0} \quad (12)$$

$$v_{40} = v_f + e_{g2} + v_{g0} \quad (13)$$

$$v_{50} = v_{m1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (14)$$

$$v_{60} = v_{m2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (15)$$

$$v_{70} = v_{m3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (16)$$

onde

$$v_f = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} \quad (17)$$

é a tensão sobre o indutor de filtro (r_f e l_f são a resistência e a indutância do filtro, respectivamente), v_{si} e v_{mi} ($i = 1$ até 3) são as tensões de fase da máquina, e_{gj} ($j = 1$ até 3) são as tensões da fonte trifásica e v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte primária de tensão e o ponto central do barramento 0.

Desde que $v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$, $v_{m1} + v_{m2} + v_{m3} = 0$ e assumindo que $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$, então de (10)-(16), obtém-se:

$$v_{g0} = \frac{1}{6} \sum_{j=1}^3 v_{j0} + \frac{1}{6} \sum_{i=5}^7 v_{i0} - \frac{1}{3} (e_{g1} + e_{g3}) + \frac{1}{6} e_{g2}. \quad (18)$$

Substituindo (18) nas equações (10)-(16) e a partir da transformação de variáveis (123 para odq) obtida em (8), pode-se escrever as tensões odq para a máquina 1 e 2, e a tensão no filtro f da seguinte maneira:

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2} v_{20} - \frac{1}{2} v_{30} \right) \quad (19)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (20)$$

$$\sqrt{3} v_{so} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 v_{i0} - \frac{1}{2} \sum_{j=5}^7 v_{j0} + e_{gos} \quad (21)$$

$$v_f = \frac{1}{6} \left(7v_{40} - \sum_{j=1}^7 v_{j0} \right) + e_{gf} \quad (22)$$

$$v_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{50} - \frac{1}{2} v_{60} - \frac{1}{2} v_{70} \right) \quad (23)$$

$$v_{mq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{60} - v_{70}) \quad (24)$$

$$\sqrt{3} v_{mo} = \frac{1}{2} \sum_{i=5}^7 v_{i0} - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 v_{j0} + e_{gom}. \quad (25)$$

Onde $e_{gos} = -2e_{g1} - 1/2e_{g2} + e_{g3}$,

$e_{gf} = 1/3e_{g1} - 7/6e_{g2} + 1/3e_{g3}$ e

$e_{gom} = e_{g1} - 1/2e_{g2} - 2e_{g3}$.

Assumindo que i_{si} e i_{mi} ($i = 1$ até 3) são as correntes de fase das máquinas, i_{sdqi} e i_{mdqi} ($i = 1$ até 3) são as partes das correntes apenas associadas com as correntes dq (dado por (8) com $i_{so} = 0$ e $i_{mo} = 0$, respectivamente) e i_{so} e i_{mo}

são as correntes referentes à componente o (homopolar) das máquinas 1 e 2 (associadas com a corrente da fonte de tensão i_{g1} e i_{g3} , respectivamente), pode-se assim definir as seguintes relações:

$$i_{s1} = i_{sdq1} + i_{so} \quad (26)$$

$$i_{s2} = i_{sdq2} + i_{so} \quad (27)$$

$$i_{s3} = i_{sdq3} + i_{so} \quad (28)$$

$$i_{m1} = i_{mdq1} + i_{mo} \quad (29)$$

$$i_{m2} = i_{mdq2} + i_{mo} \quad (30)$$

$$i_{m3} = i_{mdq3} + i_{mo}. \quad (31)$$

Onde tem-se que

$$i_{sdq1} = \sqrt{2/3} i_{sd}, i_{sdq2} = -\sqrt{1/6} i_{sd} + \sqrt{1/2} i_{sq},$$

$$i_{sdq3} = -\sqrt{1/6} i_{sd} - \sqrt{1/2} i_{sq} \text{ e}$$

$$i_{mdq1} = \sqrt{2/3} i_{md}, i_{mdq2} = -\sqrt{1/6} i_{md} + \sqrt{1/2} i_{mq},$$

$$i_{mdq3} = -\sqrt{1/6} i_{md} - \sqrt{1/2} i_{mq}.$$

Desde que $i_{so} = \sqrt{1/3} \left(\sum_{i=1}^3 i_{si} \right)$, $i_{mo} = \sqrt{1/3} \left(\sum_{i=1}^3 i_{mi} \right)$,

$i_{g1} = - \left(\sum_{i=1}^3 i_{si} \right)$ e $i_{g3} = - \left(\sum_{i=1}^3 i_{mi} \right)$, as correntes i_{so} e i_{mo}

são dadas, respectivamente por:

$$i_{so} = -\frac{i_{g1}}{\sqrt{3}} \text{ e } i_{mo} = -\frac{i_{g3}}{\sqrt{3}}. \quad (32)$$

Observa-se a partir das equações (19)-(25) que as variáveis d e q são desacopladas uma da outra, enquanto que as variáveis o e f são dependentes da tensão da fonte. Para tornar evidente esta dependência, novas variáveis de tensão foram introduzidas (f' e o') apenas dependente das tensões de pólo, ou seja:

$$\sqrt{3} v'_{so} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 v_{i0} - \frac{1}{2} \sum_{j=5}^7 v_{j0} \quad (33)$$

$$v'_f = \frac{1}{6} \left(7v_{40} - \sum_{j=1}^7 v_{j0} \right) \quad (34)$$

$$\sqrt{3} v'_{mo} = \frac{1}{2} \sum_{i=5}^7 v_{i0} - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 v_{j0}. \quad (35)$$

A partir de (5), (22) e (32) e das equações (33)-(35), pode-se escrever o novo modelo das variáveis f e o :

$$\sqrt{3} v'_{so} = -r_s i_{g1} - l_s \frac{d}{dt} i_{g1} - e_{gos} \quad (36)$$

$$v'_f = -r_f i_{g2} - l_f \frac{d}{dt} i_{g2} - e_{gf} \quad (37)$$

$$\sqrt{3} v'_{mo} = -r_s i_{g3} - l_s \frac{d}{dt} i_{g3} - e_{gom}. \quad (38)$$

Quando os parâmetros do indutor de filtro são selecionados de tal forma que $r_f = r_s$ e $l_f = l_s$ a potência em regime permanente recebida pelo filtro trifásico é

contínua, assumindo que as correntes da fonte são controladas e balanceadas.

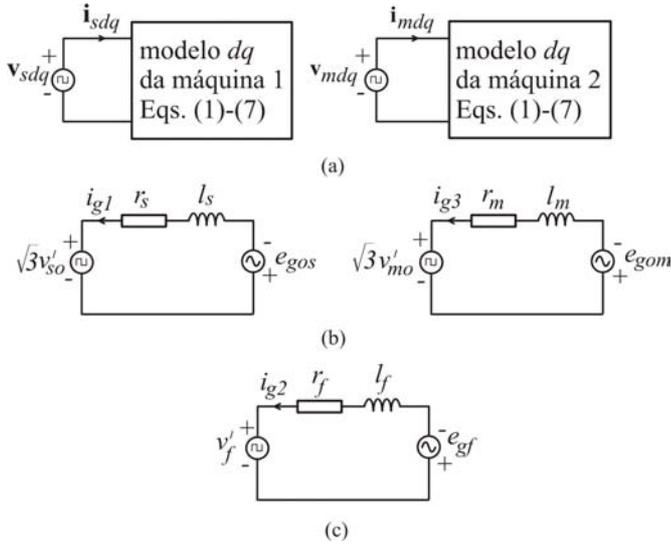


Fig. 3. Circuitos equivalentes: (a) modelo dq, (b) modelo das variáveis homopolares (*so* e *mo*) e (c) modelo da variável *f*.

Considerando (1)-(4) e (36)-(38) os circuitos equivalentes para as variáveis *dq*, *o* e *f* podem ser definidos como ilustrado na Fig. 3. Apenas as variáveis *o* e *f* dependem da tensão da fonte trifásica e_{g1} e e_{g3} , enquanto que o modelo *dq* é desacoplado dos modelos *o* e *f*.

B. Topologia de seis braços com indutor de filtro (Configuração 6B-1F)

A Configuração 6B-1F, com utilização de um indutor de filtro, é composta pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7$ e \bar{q}_7 por um banco de capacitores com conexão ao ponto central do barramento capacitivo.

Tanto as equações quanto os circuitos equivalentes mostrados na Figs. 3(a) a (c) apresentadas para a Configuração 7B-1F continuam válidas para a Configuração 6B-1F substituindo-se $v_{40} = 0$ e $v_{g0} = -v_f - e_{g2}$.

IV. CONFIGURAÇÃO SEM INDUTOR DE FILTRO (CONFIGURAÇÕES 7B-0F E 6B-0F)

A. Topologia de sete braços sem indutor de filtro (Configuração 7B-0F)

Neste caso nenhum indutor de filtro é utilizado, como pode ser visto na Fig. 1 com a substituição do indutor por um curto-circuito. O estado de condução das chaves da Configuração 7B-0F é o mesmo definido anteriormente. As tensões de pólo são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1} + e_{g1} + v_{g0} \quad (39)$$

$$v_{20} = v_{s2} + e_{g1} + v_{g0} \quad (40)$$

$$v_{30} = v_{s3} + e_{g1} + v_{g0} \quad (41)$$

$$v_{40} = e_{g2} + v_{g0} \quad (42)$$

$$v_{50} = v_{m1} + e_{g3} + v_{g0} \quad (43)$$

$$v_{60} = v_{m2} + e_{g3} + v_{g0} \quad (44)$$

$$v_{70} = v_{m3} + e_{g3} + v_{g0} \quad (45)$$

Da equação (42), obtém-se:

$$v_{g0} = v_{40} - e_{g2} \quad (46)$$

Similarmente ao que foi feito para o caso anterior com filtro, relações para as tensões *odq* das máquinas são obtidas. As tensões *dq* das máquinas 1 e 2 continuam válidas, no entanto novas tensões para as variáveis *o* são obtidas, como é mostrado abaixo:

$$\sqrt{3}v_{so} = \sum_{i=1}^3 v_{i0} - 3v_{40} + e_{gos} \quad (47)$$

$$\sqrt{3}v_{mo} = \sum_{i=5}^7 v_{i0} - 3v_{40} + e_{gom} \quad (48)$$

onde $e_{gos} = 3e_{g21}$ e $e_{gom} = 3e_{g31}$.

As relações (26)-(32) continuam válidas. Desta forma, o modelo das variáveis *o*, se tornam:

$$\sqrt{3}v'_{so} = -r_s i_{g1} - l_{ls} \frac{d}{dt} i_{g1} - e_{gos} \quad (49)$$

$$\sqrt{3}v'_{mo} = -r_s i_{g3} - l_{ls} \frac{d}{dt} i_{g3} - e_{gom} \quad (50)$$

Neste caso, como não se utiliza o indutor de filtro, o sistema é ligeiramente desequilibrado devido a impedância nula da fase 2 da fonte de tensão. Como a fonte de tensão primária trifásica fornece potência constante (corrente da fonte controlada), potência CA idêntica à requerida pelo filtro desbalanceado é fornecida pelo barramento capacitivo de tensão. Note que esta potência CA é pequena devido à baixa impedância do filtro (inferior a 0.2 pu) [2].

Considerando (1)-(4) e (49)-(50), o circuito equivalente para as variáveis *dq* e *o* podem ser definidas como descrito na Fig. 3(a) e na Fig. 3(b), respectivamente. Também neste caso apenas as variáveis *o* são dependentes da tensão da fonte e o modelo *dq* é desacoplado do modelo *o*.

B. Topologia de seis braços sem indutor de filtro (Configuração 6B-0F)

Neste caso nenhum indutor de filtro é utilizado, como pode ser visto na Fig. 2 com a substituição do indutor por um curto-circuito. O estado de condução das chaves é o mesmo definido anteriormente.

As equações e os circuitos equivalentes mostrados na Fig. 3(a) e (b) para a Configuração 7B-0F continuam válidos para a Configuração 6B-0F com $v_{40} = 0$ e $v_{g0} = -e_{g2}$.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O controle de torque da máquina, que inclui controle de fluxo, pode ser obtido pelo controle das correntes *dq* (como no controle de campo orientado) ou pelo controle das tensões *dq* (como no controle volts/hertz). O controle do fator de potência é realizado pelo controle das correntes da fonte trifásica. Inicialmente, considere-se que tanto o controle de

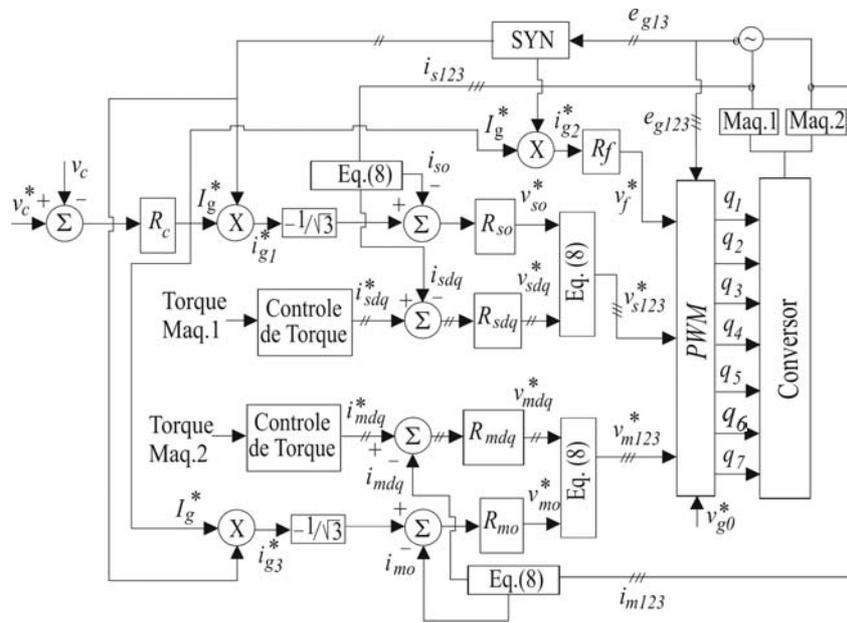


Fig. 4: Diagrama de blocos de controle

torque quanto o controle do fator de potência deva ser realizado controlando apenas as correntes. As correntes dq são controladas diretamente pelas tensões dq , enquanto que i_{g1} e i_{g3} são controladas por v_{so}^* e v_{mo}^* , respectivamente.

Para as Configurações 7B-1F e 6B-1F i_{g2} é controlada diretamente por v_f^* . No entanto, para as Configurações 7B-0F e 6B-0F a corrente i_{g2} é controlada indiretamente, uma vez que $i_{g2} = -i_{g1} - i_{g3}$.

A Fig. 4 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle geral. A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada para o valor de referência usando o controlador R_c . Este controlador define a amplitude I_g^* das correntes da fonte de tensão trifásica. Para obter fator de potência unitário, as correntes de referência instantânea i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} devem ser sincronizadas com as tensões da fonte trifásica e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} . Este sincronismo é obtido usando o bloco SYN.

Os blocos R_{sdq} , R_{so} , R_{mdq} , R_{mo} implementam o controle das correntes dq e o , das máquinas 1 e 2, respectivamente. O bloco R_f implementa o controle da corrente i_{g2} . Para as configurações que não utilizam indutor de filtro a Fig. 4 pode ser diretamente adaptada, eliminando o bloco R_f , uma vez que $i_{g2} = -i_{g1} - i_{g3}$.

Quando o controle de torque é obtido pelo controle das tensões dq , o diagrama da Fig. 4 pode ser adaptado. Neste caso, a saída do controlador de torque são as tensões v_{sd}^* e v_{sq}^* (os controladores R_{sdq} e R_{mdq} são eliminados).

VI. CONTROLE DE TENSÃO PWM (CONFIGURAÇÕES 7B-1F E 6B-1F)

Para a Configuração 7B-1F, se as tensões de fase desejadas nas máquinas 1 e 2, e a tensão desejada no indutor de filtro são especificadas por v_{si}^* , v_{mi}^* ($i=1$ até 3) e v_f^* , respectivamente, e dado as medições das tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , então de (10)-(16) as tensões de pólo de referência podem ser expressas como

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (54)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (55)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (56)$$

$$v_{40}^* = v_f^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (57)$$

$$v_{50}^* = v_{m1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (58)$$

$$v_{60}^* = v_{m2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (59)$$

$$v_{70}^* = v_{m3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (60)$$

Note que estas equações não podem ser resolvidas sem antes especificar o valor v_{g0}^* .

A tensão v_{g0}^* pode ser obtida em função do fator de distribuição de roda livre μ ($0 \leq \mu \leq 1$) como considerado para um conversor trifásico [11]:

$$v_{g0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{m}^* \quad (61)$$

onde $v_{sM}^* = \max\{V\}$, $v_{sm}^* = \min\{V\}$, com V dado por:

$V = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s2}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g1}, v_f^* + e_{g2}, v_{m1}^* + e_{g3}, v_{m2}^* + e_{g3}, v_{m3}^* + e_{g3}\}$ e E ($v_c = E$) é a tensão do barramento capacitivo.

Para a *Configuração 6B-1F* as tensões de fase desejadas nas máquinas 1 e 2, e a tensão desejada no indutor de filtro continuam sendo especificadas por v_{si}^* , v_{mi}^* ($i = 1$ até 3) e v_f^* , respectivamente, as equações (54)-(60) continuam as mesmas se $v_{40}^* = 0$. Entretanto, neste caso v_{g0}^* é conhecido e dado por $v_{g0}^* = -v_f^* - e_{g2}$.

A determinação das tensões limites do conversor para as *Configurações 7B-1F* e *6B-1F* podem ser encontradas considerando que todas as tensões são puramente senoidais. Desde que $v_{sM}^* - v_{sm}^* \leq E$, a tensão do barramento capacitivo necessária para as *Configurações 7B-1F* e *6B-1F* deve satisfazer as restrições mostradas na Tabela I e na Tabela II, respectivamente.

TABELA I

Tensão do barramento: *Configuração 7B-1F*

Condições para a determinação da mínima tensão do barramento				
Tensão do barramento	Condição I	Condição II	Condição III	Condição IV
$E \geq V_c^1$	$V_c^1 \geq V_c^2$	$V_c^1 \geq V_c^3$	$V_c^1 \geq V_c^4$	$V_c^1 \geq V_c^5$
$E \geq V_c^2$	$V_c^2 > V_c^1$	$V_c^2 \geq V_c^3$	$V_c^2 \geq V_c^4$	$V_c^2 \geq V_c^5$
$E \geq V_c^3$	$V_c^3 > V_c^1$	$V_c^3 > V_c^2$	$V_c^3 \geq V_c^4$	$V_c^3 \geq V_c^5$
$E \geq V_c^4$	$V_c^4 > V_c^1$	$V_c^4 > V_c^2$	$V_c^4 > V_c^3$	$V_c^4 \geq V_c^5$
$E \geq V_c^5$	$V_c^5 > V_c^1$	$V_c^5 > V_c^2$	$V_c^5 > V_c^3$	$V_c^5 > V_c^4$

onde

$$V_c^1 = \sqrt{2}V_{sdq}, V_c^2 = \sqrt{2}V_{mdq},$$

$$V_c^3 = \sqrt{2/3}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f,$$

$$V_c^4 = \sqrt{2/3}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f \text{ e}$$

$$V_c^5 = \sqrt{2/3}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g$$

TABELA II

Tensão do barramento: *Configuração 6B-1F*

Condições para a determinação da mínima tensão do barramento		
Tensão do barramento	Condição I	Condição II
$E \geq V_c^1$	$V_c^1 \geq V_c^2$	$V_c^1 \geq V_c^3$
$E \geq V_c^2$	$V_c^2 > V_c^1$	$V_c^2 \geq V_c^3$
$E \geq V_c^3$	$V_c^3 > V_c^1$	$V_c^3 > V_c^2$

onde

$$V_c^1 = \sqrt{2/3}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g,$$

$$V_c^2 = 2\left(\sqrt{2/3}V_{sdq} + V_{so} + U_g + V_f\right) \text{ e}$$

$$V_c^3 = 2\left(\sqrt{2/3}V_{mdq} + V_{mo} + U_g + V_f\right)$$

de modo que V_{sdq} e V_{mdq} é a parte da tensão de fase apenas associado com a tensão dq das máquinas 1 e 2, respectivamente; V_{so} e V_{mo} são as tensões homopolares das máquinas 1 e 2. U_g é a tensão entre fases da fonte de tensão

trifásica, enquanto que V_f é a amplitude da tensão devido a circulação da corrente i_{g2} no indutor de filtro.

A partir das tensões v_{10}^* e v_{70}^* , dada em (54)-(60), pode-se determinar as larguras dos pulsos da seguinte forma:

$$\tau_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{E}\right)T \quad j = 1 \text{ até } 7. \quad (62)$$

VII. CONTROLE DE TENSÃO PWM (*CONFIGURAÇÕES 7B-0F* E *6B-0F*)

Para a *Configuração 7B-0F* as tensões de pólo de referência podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (63)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (64)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (65)$$

$$v_{40}^* = e_{g2} + v_{g0}^* \quad (66)$$

$$v_{50}^* = v_{m1}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (67)$$

$$v_{60}^* = v_{m2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (68)$$

$$v_{70}^* = v_{m3}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (69)$$

e v_{g0}^* é dado por (61), onde $v_{sM}^* = \max\{V\}$, $v_{sm}^* = \min\{V\}$,

com V dado por: $V = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s2}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g1}, e_{g2},$

$v_{m1}^* + e_{g3}, v_{m2}^* + e_{g3}, v_{m3}^* + e_{g3}\}$.

Para a *Configuração 6B-0F* as equações (63)-(69)

continuam as mesmas se $v_{40}^* = 0$ e v_{g0}^* é conhecido e dado

por $v_{g0}^* = -e_{g2}$.

A tensão do barramento necessária para as *Configurações 7B-0F* e *6B-0F* obedece o mesmo tipo de tabela apresentada para a *Configuração 6B-1F*. No entanto para a *Configuração 7B-0F* tem-se:

$$V_c^1 = \sqrt{2}V_{sdq}, V_c^2 = \sqrt{2}V_{mdq} \text{ e}$$

$$V_c^3 = \sqrt{2/3}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g$$

e para a *Configuração 6B-0F*, tem-se:

$$V_c^1 = \sqrt{2/3}(V_{sdq} + V_{mdq}) + V_{so} + V_{mo} + U_g,$$

$$V_c^2 = 2\left(\sqrt{2/3}V_{sdq} + V_{so} + U_g\right) \text{ e}$$

$$V_c^3 = 2\left(\sqrt{2/3}V_{mdq} + V_{mo} + U_g\right).$$

As larguras de pulso são determinadas a partir das tensões de pólo ($v_{10}^* - v_{70}^*$) usando (62).

VIII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

Os sistemas apresentados nas Figs. 1 e 2 foram estudados por simulação e experimentalmente. Os resultados de simulação e experimentais apresentados neste trabalho são referentes à *Configuração 6B-1F*.

Os testes foram obtidos com frequência de chaveamento de 10 kHz e $C = 1000\mu F$. A plataforma de desenvolvimento experimental é baseada em um microcomputador (PC-Pentium) equipado com placas e sensores apropriados.

Os resultados foram obtidos usando controle de corrente da fonte (controle do fator de potência), controle de corrente nas máquinas, além do controle da tensão do barramento capacitivo, como mostrado na Fig. 4.

Mostra-se no resultado de simulação da Fig. 5, as correntes dq das máquinas 1 e 2, respectivamente. Nota-se que é possível a imposição de corrente de forma independente para ambas as máquinas. Este efeito é validado pelo resultado experimental mostrado na Fig. 9.

Observa-se nas Figs. 6 e 7 os resultados de simulação para as correntes de fase das máquinas 1 e 2 com frequências de 10Hz e 15Hz, respectivamente, percebe-se neste caso que as correntes de fase apresentam-se distorcidas devido a presença das correntes da fonte de tensão (i_{g1} e i_{g3}) nas fases das máquinas (ver equações (26)-(31)), no entanto esta distorção não afeta o torque da máquina, uma vez que as cor-

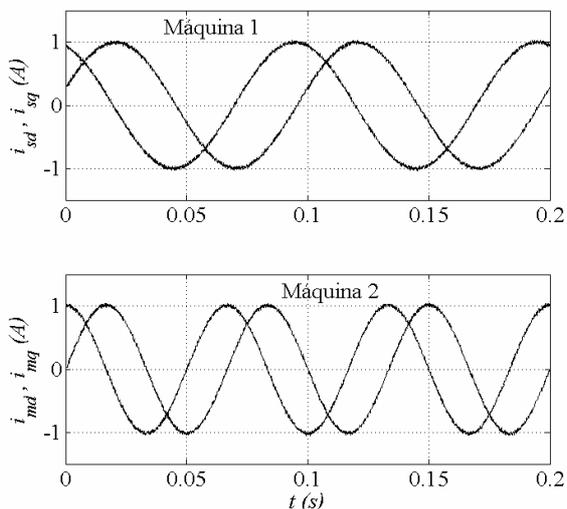


Fig. 5. Resultado de simulação: correntes dq das máquinas 1 e 2, com 10Hz e 15Hz, respectivamente.

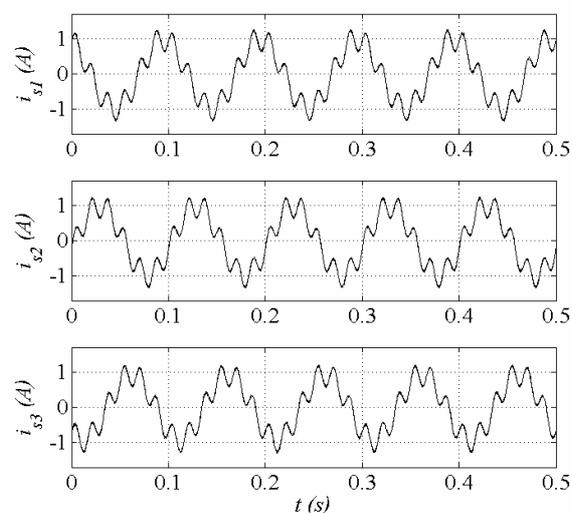


Fig. 6. Resultado de simulação: correntes das fases 123 da máquina 1, com 10Hz.

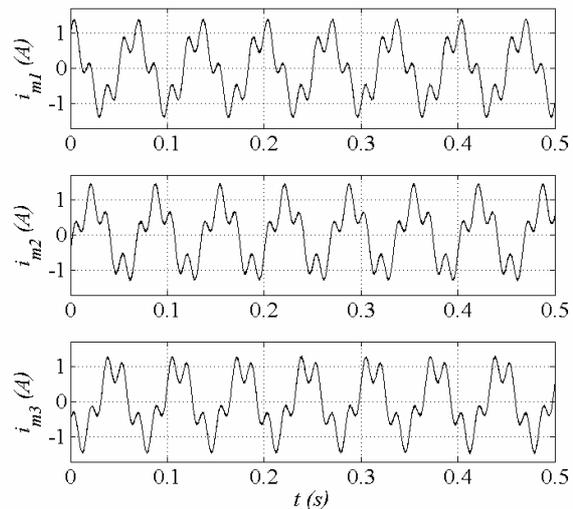


Fig. 7. Resultado de simulação: correntes das fases 123 da máquina 2, com 15Hz.

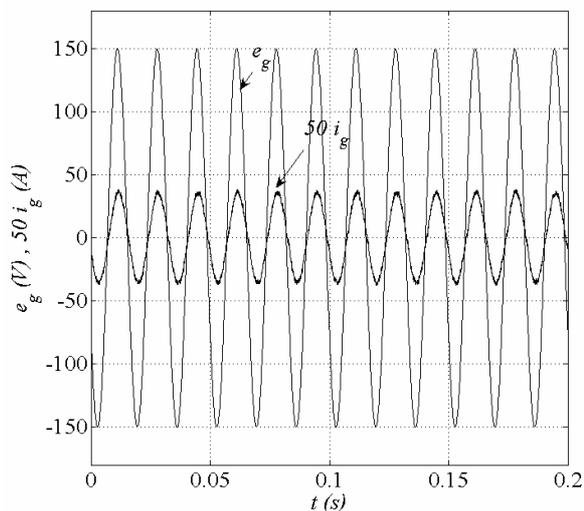


Fig. 8. Resultado de simulação: tensão e corrente da fonte de tensão primária - fase 1.

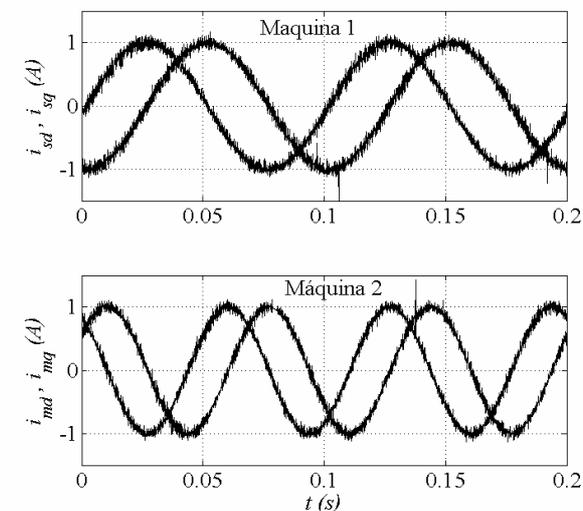


Fig. 9. Resultado experimental: correntes dq das máquinas 1 e 2, com 10Hz e 15Hz, respectivamente.

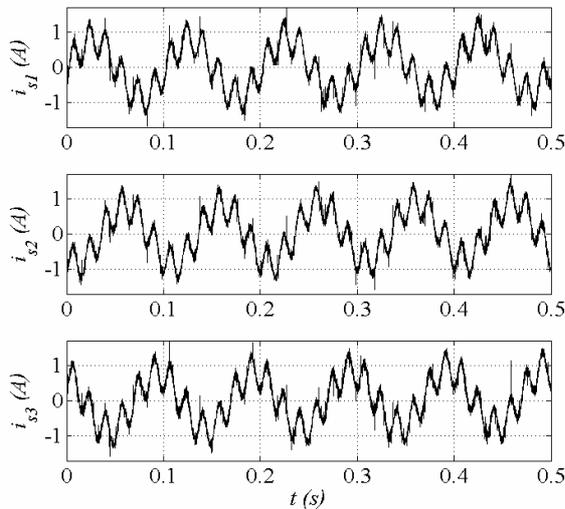


Fig. 10. Resultado experimental: correntes das fases 123 da máquina 1, com 10Hz.

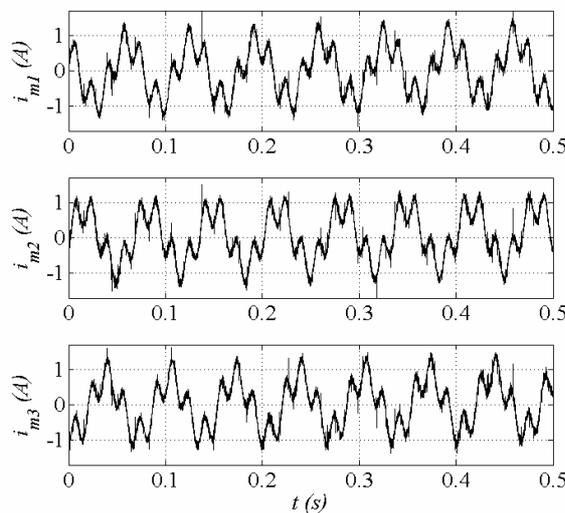


Fig. 11. Resultado experimental: correntes das fases 123 da máquina 2, com 15Hz.

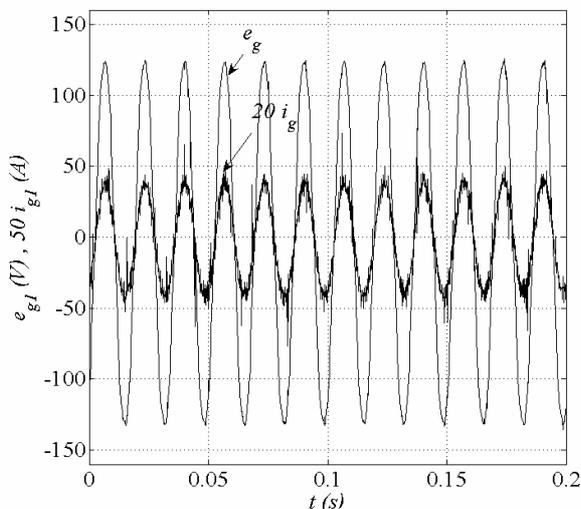


Fig. 12. Resultado experimental: tensão e corrente da fonte de tensão primária – fase 1.

-rentes dq são equilibradas (ver Figs. 5 e 9), estes comportamentos das correntes de fase são validados pelos resultados experimentais das Figs. 10 e 11.

Finalmente, o controle do fator de potência é verificado através do resultado de simulação (ver Fig. 8) e através do resultado experimental (ver Fig. 12).

IX. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou quatro sistemas de acionamento de duas máquinas trifásicas empregando número reduzido de componentes. Os conversores desempenham tanto a função retificadora quanto o inversora com um ou nenhum indutor de filtro. O princípio operacional das configurações foi apresentado. Foi mostrado a partir dos resultados de simulação e experimental que o desempenho geral 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] H.W. Van der Broeck, J.D. Van Wyk, "A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 2, pp. 309-320, March/April 1984.
- [2] 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/August 1993.
- [3] C.B. Jacobina, M.B. de R. Correa, R.L.A. Ribeiro, T.M. Oliveira, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, "AC/AC converters with a reduced number of switch", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1755-1762, September 2001.
- [4] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, "AC/AC converters with Four Switch Three Phase Structures", in *Proc. IEEE PESC*, vol. 1, no. 2, pp. 134-139, June 1996.
- [5] C.B. Jacobina, R.L.A. Ribeiro, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, T.M. Oliveira, "A reduced Switch Count Three-Phase AC Motor Drive", in *Proc. IEEE APEC*, vol. 01, pp. 378-384, March 2001.
- [6] C.B. Jacobina, M.B.R. Correa, C.R. da Silva, T.M. Oliveira, I.S. Freitas, E.R.C. da Silva, "Reduced Switch Count Multiple Phase AC Motor Drive Systems Without Boost Inductor Filter", in *Proc. IEEE PESC*, vol. 05, pp. 3390-3396, June 2004.
- [7] J.-I. Itoh and K. Fujita, "Novel Unity Power Factor Circuits Using Zero-vector Control for Single-phase Input System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 36-43, January 2000.
- [8] M.D. Bellar, B.K. Lee, B. Fahimi and M. Ehsani, "An AC Motor Drive with Power Factor Control for Low

- Cost Applications”, in *Proc. IEEE APEC*, vol. 01, pp. 601-607, March 2001.
- [9] E.C. dos Santos Jr, C.B. Jacobina, M.B. de R. Corrêa, E.R.C. da Silva, A.C. Oliveira, E.B. de Souza Fl., “Control of AC motor drive systems without boost inductor”, in *Proc. IEEE INDUSCON*, October 2004.
- [10] J. Chatelain, “Machines Électriques”, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [11] C.B. Jacobina, A. M. N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, P.F. Seixas., “Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 351-359, May 2001.

DADOS BIOGRÁFICOS

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

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.

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.