

ESTRATÉGIAS PWM PARA O ACIONAMENTO DE UM MOTOR CA DE CINCO FASES

Isaac S. de Freitas, Cursino B. Jacobina, Talvanes M. Oliveira
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: [isaacfreitas, jacobina, talvanes]@dee.ufcg.edu.br

Resumo – Este trabalho investiga o controle de tensão PWM no acionamento do motor de indução de cinco fases. A partir de uma abordagem por vetores espaciais são propostas três estratégias de modulação PWM. Estas estratégias exploram o fato do inversor pentafásico permitir trinta e dois estados de chaveamento. Também é apresentada a modulação PWM baseada na abordagem escalar e proposta a sua equivalência com a vetorial. Resultados experimentais e de simulação são apresentados.

Palavras-Chave – Acionamentos elétricos, máquinas elétricas, motor de indução, máquina de cinco fases, modulação vetorial.

PWM STRATEGIES FOR FIVE PHASE AC MOTOR DRIVE SYSTEM

Abstract – This paper investigates the PWM voltage control of a five-phase induction motor drive system. PWM voltage control strategies based on space vector and scalar approaches are presented. Experimental and simulation results are presented.

Keywords – Motor drive, five-phase induction motor, space vector modulation.

NOMENCLATURA

E_d	Tensão no barramento CC
m	Índice de modulação
t_o	Intervalo de aplicação dos vetores nulos
t_{ak}, t_{al}	Intervalo de aplicação dos vetores ativos
t_{bk}, t_{bl}	Intervalo de aplicação dos vetores ativos
V_{dq}	Amplitude de tensão dq
V_s	Amplitude da tensão de fase
\mathbf{v}_{sdq}^*	Vetor de tensão dq de referência
\mathbf{v}_{sxy}^*	Vetor de tensão xy de referência
$V_{0, \dots, V_{31}}$	Vetores gerados pelo inversor
μ	Fator de distribuição da roda livre
τ	Intervalo de amostragem
τ_j	Intervalo de condução da chave de potência j

Artigo submetido em 05/02/2005. Primeira revisão em 03/04/2005.
Aceito sob recomendação dos editores da seção especial Marcelo G. Simões e Humberto Pinheiro.

I. INTRODUÇÃO

Sistemas de acionamento elétrico com número de fases superior a três apresentam inúmeras vantagens frente ao trifásico, tais como: características melhores de tolerância à falha; menor distorção harmônica; e menores correntes e tensões por fase. Ainda é possível aumentar o torque por valor eficaz de corrente para um mesmo volume ferromagnético da máquina [8]. Por esta razão, tais sistemas vêm sendo cada vez mais explorados na literatura técnica sob os mais diferentes aspectos. Estratégias de modulação para a máquina de seis fases foram apresentadas em [2,11]. Em [3] foi apresentada uma estratégia de modulação para a máquina de quatro fases que permite anular a tensão de modo comum. Em [8] foi mostrado que sistemas com alto número ímpar de fases apresentam um ganho em conjugado devido às componentes harmônicas espaciais de fluxo e que a máquina de cinco fases (Figura 1) é a que apresenta melhor relação entre aproveitamento do torque e utilização do ferro do estator. Sendo assim, diversos estudos foram realizados utilizando tal máquina: melhor resposta ao controle direto de torque [9]; acionamento a velocidade variável usando uma abordagem vetorial [4,7]; e tolerância à falha [5,6]. Entretanto, estratégias PWM (Modulação em Largura de Pulso) para este tipo de sistema de acionamento é um tema pouco desenvolvido na literatura.

Neste trabalho são propostos e estudados três métodos de controle PWM, definidos segundo a abordagem vetorial e escalar.

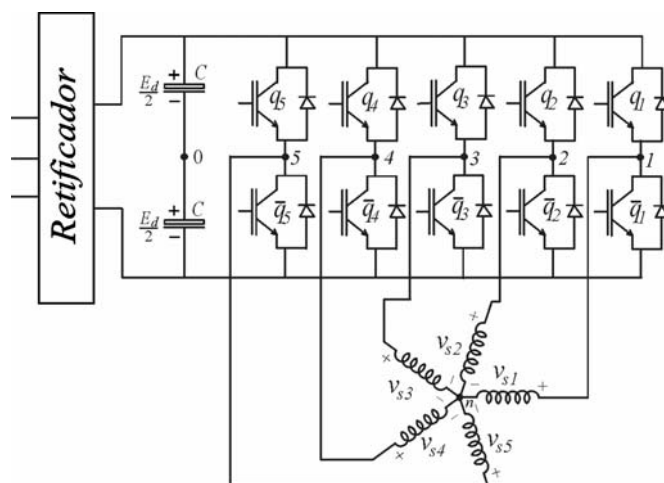


Fig. 1. Sistema de acionamento de um motor de indução de cinco fases.

II. MODELO DO SISTEMA

A. Modelo dinâmico da máquina

Neste trabalho é usada uma máquina simétrica de cinco fases. Adotando um sistema de referência de coordenadas fixas, o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico da máquina de indução de cinco fases é dado por [10].

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdq} - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rdq} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq} = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (4)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (5)$$

$$\mathbf{v}_{rxy} = r_r \mathbf{i}_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rxy} \quad (6)$$

$$\mathbf{v}_{so} = r_s \mathbf{i}_{so} + l_{lso} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{so} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_{ro} = r_r \mathbf{i}_{ro} + l_{lro} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ro} \quad (8)$$

$$T_e = P l_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (9)$$

Onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ são os vetores dq de tensão, corrente e fluxo, respectivamente; $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$ são os vetores estáticos de tensão, corrente e fluxo xy , respectivamente; v_{xo} , i_{so} e λ_{so} são as variáveis homopolares de tensão, corrente e fluxo, respectivamente (o equivalente para as variáveis rotóricas 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_{lso} , l_r , l_{lr} e l_{lro} são as indutâncias próprias e de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de par de pólos da máquina.

As variáveis estáticas $dqxyo$ no modelo acima podem ser determinadas a partir das variáveis 12345 pelo uso da equação de transformação dada por

$$\mathbf{w}_{s12345} = A_s \mathbf{w}_{sdqxyo} \quad (10)$$

Onde, os vetores $\mathbf{w}_{s12345} = [w_{s1} w_{s2} w_{s3} w_{s4} w_{s5}]^T$ e $\mathbf{w}_{sdqxyo} = [w_{sd} w_{sq} w_{sx} w_{sy} w_{so}]^T$ podem ser vetores de tensão, corrente ou fluxo. A matriz de transformação é ortogonal ($A_s^{-1} = A_s^T$) e dada por

$$A_s = k_a \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ c_2 & s_2 & c_4 & s_4 & 1/\sqrt{2} \\ c_4 & s_4 & c_8 & s_8 & 1/\sqrt{2} \\ c_6 & s_6 & c_{12} & s_{12} & 1/\sqrt{2} \\ c_8 & s_8 & c_{16} & s_{16} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Onde $k_a = \sqrt{2/5}$, $c_i = \cos(i\pi/5)$ e $s_i = \sin(i\pi/5)$ com $i=2, 4, 6, 8, 12$ e 16 .

B. Modelo do conversor

O conversor é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5$. O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i = 1$ a 5): $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ indica chave fechada, enquanto $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ indica chave aberta. Os pares $q_1\bar{q}_1, q_2\bar{q}_2, q_3\bar{q}_3, q_4\bar{q}_4$ e $q_5\bar{q}_5$ são complementares.

As tensões de pólo do conversor são dadas por

$$v_{j0} = v_{sj} + v_{no} = (2q_j - 1) \frac{E_d}{2} \quad (j = 1 \text{ a } 5) \quad (12)$$

Onde E_d é a tensão do barramento CC , v_{sj} ($j = 1$ a 5) são as tensões de fase da máquina e v_{no} é a tensão entre o neutro da máquina e o ponto central '0' do barramento CC .

Na operação com tensões balanceadas, as tensões v_{s1} a v_{s5} devem ser impostas para seguir referências dq (v_{sd}^* e v_{sq}^*) responsáveis pelo controle de torque, e referências xy nulas ($v_{sx}^* = 0$ e $v_{sy}^* = 0$). A variável o é imposta nula diretamente, uma vez que a máquina não está com o neutro conectado ($i_{so} = 0 \Rightarrow v_{so} = 0$).

Seja V_s a amplitude da tensão de fase, existem dois diferentes valores para a tensão de linha: $V_{s_{jj+1}} = [2 \sin(\pi/5)] V_s$ (fases separadas por 72°) e $V_{s_{jj+2}} = [2 \cos(\pi/10)] V_s$ (fases separadas por 144°) onde $j=1$ a 5 , $j+1=2$ a 1 e $j+2=3$ a 2 . Uma vez que as tensões entre fases ($V_{s_{jj+1}}$ e $V_{s_{jj+2}}$) geradas pelo conversor são limitadas a E_d , a amplitude das tensões de fase deve obedecer a

$$V_s \leq \frac{E_d}{2 \cos(\pi/10)} \quad (13)$$

III. CONTROLE PWM BASEADO EM VETORES ESPACIAIS

O controle PWM pode ser definido usando os vetores espaciais (SVPWM). Diferentemente do caso trifásico [1] existem dois planos a serem considerados dq e xy , onde são definidos os vetores de referências e os gerados pelo inversor.

De (10) e (12) são derivadas as expressões (14) e (15) para as tensões dq e xy .

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = k_a E_d \begin{bmatrix} 1 & c_2 & c_4 & c_6 & c_8 \\ 0 & s_2 & s_4 & s_6 & s_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix} = k_a E_d \begin{bmatrix} 1 & c_4 & c_8 & c_{12} & c_{16} \\ 0 & s_4 & s_8 & s_{12} & s_{16} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Existem trinta e duas combinações possíveis para as chaves, as quais originam trinta e dois vetores no plano dq

($\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$ e $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$) (cf. Figura 2). Destes, dois são nulos ($V_0=V_{31}=\mathbf{0}$). Os vetores não nulos dividem-se em três grupos (dez em cada grupo) de amplitudes diferentes (pequenos, "índice p ", $V_p = (\sqrt{2}/10)(5 - \sqrt{5})E_d$; médios, "índice m ", $V_m = (\sqrt{2}/20)(3\sqrt{5} + 5)E_d$; e grandes, "índice g ", $V_g = (\sqrt{2}/10)(5 + \sqrt{5})E_d$). Vetores grandes em dq correspondem a vetores pequenos em xy , médios em dq correspondem a médios em xy e pequenos em dq correspondem os grandes em xy .

Para se controlar os vetores \mathbf{v}_{sdq}^* e \mathbf{v}_{sxy}^* , simultaneamente, utilizam-se quatro dos vetores gerados dentre os que definem o setor onde \mathbf{v}_{sdq}^* está localizado. O vetor de referência no plano dq é representado por $\mathbf{v}_{sdq}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$, constante no intervalo de amostragem τ , e os quatro vetores dq realizáveis pelo conversor são $\mathbf{V}_{dqak} = V_{dak} + jV_{qak}$ e $\mathbf{V}_{dqal} = V_{dal} + jV_{qal}$ para o grupo a ($a=p, m$ ou g); e $\mathbf{V}_{dqbk} = V_{dbk} + jV_{qbk}$ e $\mathbf{V}_{dqbl} = V_{dbl} + jV_{qbl}$, para o grupo b ($b=p, m$ ou g), onde k e l definem vetores adjacentes ($k=1, \dots, 10$; $l=k+1$ se $k \leq 9$ e $l=1$ se $k=10$). No plano xy , o vetor de referência é $\mathbf{v}_{sxy}^* = v_{sx}^* + jv_{sy}^*$ (normalmente nulo), e os quatro vetores xy gerados pelo inversor são $\mathbf{V}_{xyak} = V_{xak} + jV_{yak}$ e $\mathbf{V}_{xyal} = V_{xal} + jV_{yal}$, para o grupo a ; $\mathbf{V}_{xybk} = V_{xbk} + jV_{ybk}$ e $\mathbf{V}_{xybl} = V_{xbl} + jV_{ybl}$, para o grupo b . Igualando-se o valor médio do vetor tensão de referência com o valor médio dos vetores gerados pelo conversor no período τ , chega-se as equações (16) e (17).

$$\mathbf{v}_{sdq}^* = \frac{t_{ak}}{\tau} \mathbf{V}_{dqak} + \frac{t_{al}}{\tau} \mathbf{V}_{dqal} + \frac{t_{bk}}{\tau} \mathbf{V}_{dqbk} + \frac{t_{bl}}{\tau} \mathbf{V}_{dqbl} \quad (16)$$

$$\mathbf{v}_{sxy}^* = \frac{t_{ak}}{\tau} \mathbf{V}_{xyak} + \frac{t_{al}}{\tau} \mathbf{V}_{xyal} + \frac{t_{bk}}{\tau} \mathbf{V}_{xybk} + \frac{t_{bl}}{\tau} \mathbf{V}_{xybl} \quad (17)$$

Onde, t_{ak} e t_{al} são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes \mathbf{V}_{dqak} (ou \mathbf{V}_{xyak}) e \mathbf{V}_{dqal} (ou \mathbf{V}_{xyal}) são aplicados, respectivamente (intervalos t_{bk} e t_{bl} são definidos similarmente para o grupo b). Resolvendo (16) e (17) os intervalos t_{ak} , t_{al} , t_{bk} e t_{bl} podem ser determinados como função de \mathbf{v}_{sdq}^* , \mathbf{v}_{sxy}^* , \mathbf{V}_{dqak} , \mathbf{V}_{dqal} , \mathbf{V}_{dqbk} , \mathbf{V}_{dqbl} , \mathbf{V}_{xyak} , \mathbf{V}_{xyal} , \mathbf{V}_{xybk} , \mathbf{V}_{xybl} .

Uma operação a freqüência constante do inversor, definida pelo intervalo de amostragem τ , é alcançada se os vetores nulos são aplicados para o restante do intervalo de amostragem, t_o , isto é,

$$t_o = t_{oi} + t_{of} = \tau - t_{ak} - t_{bk} - t_{al} - t_{bl} \quad (18)$$

Nesta expressão o intervalo de tempo t_o pode ser distribuído no início, t_{oi} , e no fim, t_{of} , do intervalo de amostragem τ . Introduzindo o fator de distribuição dos vetores nulos $\mu = t_{oi} / t_o$ ($0 \leq \mu \leq 1$) [1], obtém-se:

$$t_{oi} = \mu t_o \quad (19)$$

$$t_{of} = (1 - \mu)t_o \quad (20)$$

Três métodos *PWM* foram definidos em função do grupo de vetores espaciais escolhidos. O Método *I* emprega dois vetores grandes e dois médios e opera com mínimo chaveamento (denominado método natural do mínimo chaveamento). O Método *II* emprega dois vetores médios e

dois pequenos (denominado método da pequena amplitude). O Método *III* emprega apenas os vetores grandes (denominado método da máxima amplitude). A combinação de dois vetores grandes com dois pequenos não foi considerada, pois esta não permite que as componentes xy sejam anuladas. Ainda é possível usar somente os médios ou somente os pequenos, entretanto estas estratégias não permitem anular xy . O Método *III* também não permite que as componentes xy sejam anuladas, porém apresenta como vantagem a possibilidade de gerar tensões dq com amplitude maior que nos Métodos *I* e *II*.

A. Método natural do mínimo chaveamento (Método I)

Neste caso os quatro vetores são escolhidos nos grupos dos vetores médios e grandes ($a=m$ e $b=g$). Na Tabela 1 são

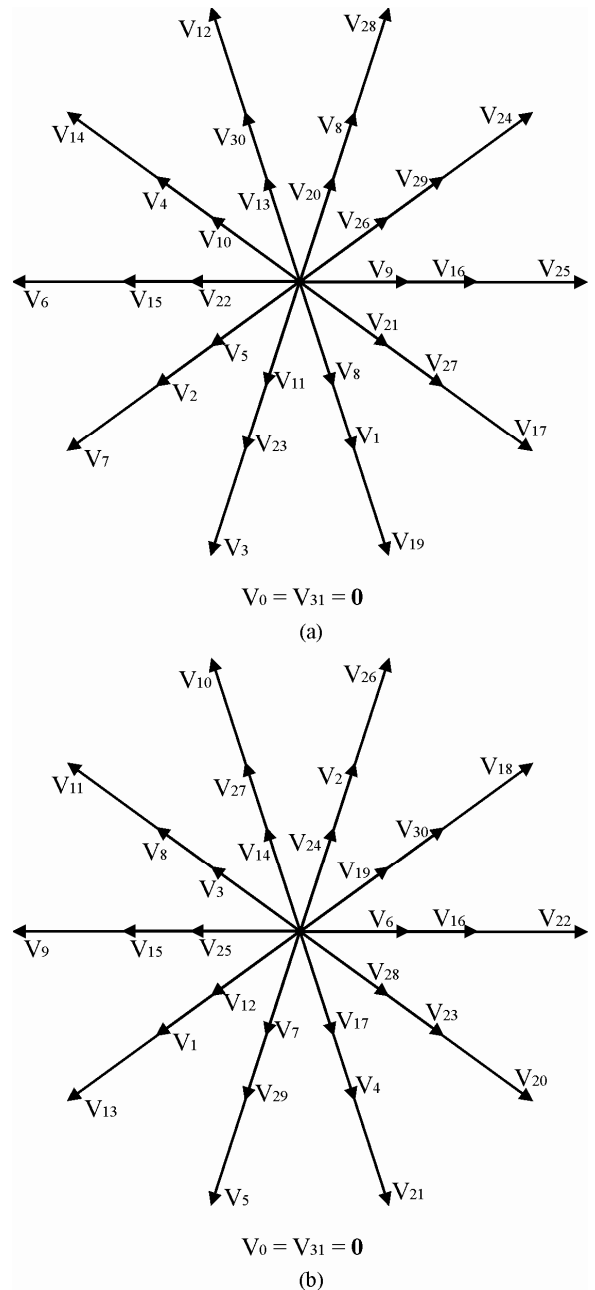


Fig. 2. Vetores realizáveis pelo inversor: (a) vetores dq (b) vetores xy .

listados os vetores usados em cada setor. Note que há apenas um chaveamento na seqüência de aplicação dos vetores. Isto permite reduzir a freqüência de chaveamento do inversor. A partir das equações (16) e (17) e da identificação dos vetores são determinados os intervalos de tempo de aplicação de cada vetor.

B. Método da pequena amplitude (Método II)

Neste caso são utilizados os vetores médios e pequenos para geração de tensões de pequena amplitude. A seqüência de vetores que apresenta o menor chaveamento é mostrada na Tabela 2 com oito comutações por período de amostragem. Assim, para que o Método I (com cinco comutações) e este apresentem a mesma freqüência média de chaveamento, o período de amostragem neste caso deve ser 8/5 vezes maior.

Na seqüência da Tabela 2, antes e depois do V_{31} , são aplicados vetores na mesma direção, contribuindo assim com uma maior distorção harmônica das tensões. Uma variante deste método é obtida trocando a primeira com a terceira coluna da Tabela 2. Neste caso, fica assegurado que nunca vetores na mesma direção serão aplicados consecutivamente. Entretanto, isto eleva o número de comutações em cada período de amostragem para nove, necessitando de uma elevação do período de chaveamento para 9/5 do período usado pelo Método I.

Com esta modulação, a maior amplitude da tensão de fase alcançável é:

$$V_s = \frac{E_d}{(1/2)\sqrt{2}\sqrt{5+\sqrt{5}}(1/2+1/2\sqrt{5})} \approx 0,32E_d \quad (21)$$

O máximo índice de modulação (m), definido usando a máxima tensão obtida com o Método I (13), que se alcança com esta modulação é:

$$m = \frac{1}{1 + \cos(2\pi/5) + \cos(8\pi/5)} \approx 0,62 \quad (22)$$

A partir das equações (16), (17) o intervalo de tempo durante o qual cada vetor é aplicado pode ser determinado.

C. Método da máxima amplitude (Método III)

Com a modulação definida no Método I só é possível alcançar uma tensão de fase máxima dada pela equação (13). Assim a máxima tensão dq será dada por (23).

$$V_{dq} = \sqrt{5/2} \frac{E_d}{2\cos(\pi/10)} \approx 0,83E_d \quad (23)$$

TABELA 1
Seleção dos Vetores do Método I

Setor	Vetores Selecionados					
I	V_{31}	V_{29}	V_{25}	V_{24}	V_{16}	V_0
II	V_{31}	V_{29}	V_{28}	V_{24}	V_8	V_0
III	V_{31}	V_{30}	V_{28}	V_{12}	V_8	V_0
IV	V_{31}	V_{30}	V_{14}	V_{12}	V_4	V_0
V	V_{31}	V_{15}	V_{14}	V_6	V_4	V_0
VI	V_{31}	V_{15}	V_7	V_6	V_2	V_0
VII	V_{31}	V_{23}	V_7	V_3	V_2	V_0
VIII	V_{31}	V_{23}	V_{19}	V_3	V_1	V_0
IX	V_{31}	V_{27}	V_{19}	V_{17}	V_1	V_0
X	V_{31}	V_{27}	V_{25}	V_{17}	V_{16}	V_0

TABELA 2

Seleção dos Vetores do Método II

Setor	Vetores Selecionados					
I	V_9	V_{29}	V_{31}	V_{26}	V_{16}	V_0
II	V_{20}	V_{29}	V_{31}	V_{26}	V_8	V_0
III	V_{20}	V_{30}	V_{31}	V_{13}	V_8	V_0
IV	V_{10}	V_{30}	V_{31}	V_{13}	V_4	V_0
V	V_{10}	V_{15}	V_{31}	V_{22}	V_4	V_0
VI	V_5	V_{15}	V_{31}	V_{22}	V_2	V_0
VII	V_5	V_{23}	V_{31}	V_{11}	V_2	V_0
VIII	V_{18}	V_{23}	V_{31}	V_{11}	V_1	V_0
IX	V_{18}	V_{27}	V_{31}	V_{21}	V_1	V_0
X	V_9	V_{27}	V_{31}	V_{21}	V_{16}	V_0

TABELA 3

Seleção dos Vetores do Método III

Setor	Vetores Selecionados			
I	V_{31}	V_{25}	V_{24}	V_0
II	V_{31}	V_{28}	V_{24}	V_0
III	V_{31}	V_{28}	V_{12}	V_0
IV	V_{31}	V_{14}	V_{12}	V_0
V	V_{31}	V_{14}	V_6	V_0
VI	V_{31}	V_7	V_6	V_0
VII	V_{31}	V_7	V_3	V_0
VIII	V_{31}	V_{19}	V_3	V_0
IX	V_{31}	V_{19}	V_{17}	V_0
X	V_{31}	V_{25}	V_{17}	V_0

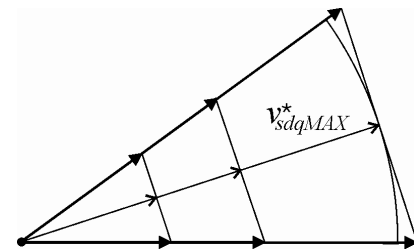


Fig. 3. Máxima tensão dq alcançável

Entretanto, se apenas os vetores grandes são usados (Figura 3), consegue-se uma maior amplitude de tensão dq dada por (24).

$$V_{dq} = (1/20) \left[\sqrt{5+\sqrt{5}} (5+\sqrt{5}) \right] E_d \approx 0,97E_d \quad (24)$$

A amplitude da componente fundamental da tensão de fase pode chegar a

$$V_s = (4/5) \cos(\pi/10) \cos(\pi/5) E_d \approx 0,62E_d \quad (25)$$

O que equivale a um índice de modulação de:

$$m = (8/5) \cos^2(\pi/10) \cos(\pi/5) \approx 1,17 \quad (26)$$

Este ganho em tensão é conseguido sem perder linearidade entre o índice de modulação e a fundamental de tensão. Entretanto, como as tensões xy não se anulam, são introduzidos harmônicos nas tensões de fase. A seqüência de aplicação de chaves por setor é listada na Tabela 3.

IV. CONTROLE PWM BASEADO NAS TENSÕES DE FASE

O controle PWM do conversor pode ser realizado em termos das tensões de fase (método escalar). Neste caso as tensões de pólo de referência devem ser determinadas a partir das tensões de fase de referência. Considerando as tensões de fase de referência v_{sj} ($j=1$ a 5), as tensões de pólo podem ser expressas como sendo:

$$v_{j0}^* = v_{sj}^* + v_{n0}^*, \quad j = 1 a 5 \quad (27)$$

A tensão v_{n0}^* pode ser calculada como função do fator de distribuição μ definido anteriormente, o que permite formular uma equivalência entre os métodos vetoriais e por fase. Pode-se mostrar que para o Método I o v_{n0}^* é dado por (28).

$$v_{n0}^* = E_d(1/2 - \mu) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (28)$$

Onde v_{sM}^* e v_{sm}^* são, respectivamente, a máxima e mínima tensão de fase para $j=1$ a 5. O tempo de condução de cada chave de potência do inversor será dado por:

$$\tau_j = (1/2 + v_{j0}^* / E_d) \tau, \quad j = 1 a 5 \quad (29)$$

A partir desta abordagem é possível emular o método vetorial do mínimo chaveamento a partir das larguras de pulso calculadas em (29). Ou seja, permite implementar o método vetorial a partir do método escalar, que é de implementação mais simples.

Uma abordagem escalar para o Método III também pode ser encontrada. Entretanto, ao contrário do que se fez para o caso anterior, a tensão v_{n0}^* não pode ser definida unicamente para todas as fases uma vez que isto não distorceria as tensões de fase como ocorre neste método. Ao invés disto, diferentes valores de v_{n0}^* são somadas as diferentes referências por fase a depender do setor em que se encontrem as referências de tensão. Dentro de um ciclo as referências percorrem dez setores conforme mostrado na Figura 4. Em cada setor as tensões podem ser classificadas como $v_{MAX} < v_{MAX1} < v_{MED} < v_{MIN1} < v_{MIN}$.

Devido à utilização de apenas dois vetores ativos por período de amostragem, apenas três larguras de pulso distintas são definidas em cada período de chaveamento: τ_{MAX} , τ_{MED} e τ_{MIN} . Assim, dois pares de chaves de potência possuirão o mesmo tempo de condução (τ_{MAX} , τ_{MED} ou τ_{MIN} conforme Figura 5 para o setor I) que serão distribuídos entre cada chave a depender do setor onde o vetor de referência se encontra (Figura 4 e Tabela 4). Os valores dos intervalos de condução são calculados segundo as seguintes equações:

$$\tau_{MAX} = R\tau + \mu\tau(1 - R) \quad (30)$$

$$\tau_{MED} = S\tau + \mu\tau(1 - R) \quad (31)$$

$$\tau_{MIN} = \mu\tau(1 - R) \quad (32)$$

Onde,

$$R = (1/E_d) [g(v_{MAX}^* - v_{MIN}^*) + g^2(v_{MAX1}^* - v_{MIN1}^*)]$$

$$S = (1/E_d) [g(v_{MAX}^* - v_{MAX1}^*) + (v_{MIN}^* - v_{MED}^*)]$$

$$g = (1/2)(-1 + \sqrt{5}).$$

As larguras de pulso das equações (30)-(32) são por sua vez distribuídas entre os intervalos de condução de cada chave de potência segundo a Tabela 4.

Utilizando o Método II, algumas chaves de potência comutam mais que uma vez por período de chaveamento, o que torna sua implementação escalar complexa. Além disso, tal método não apresentou vantagens comparativas com os outros métodos. Sendo assim, sua realização escalar não é discutida.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados foram expressos na forma de gráficos tridimensionais da distorção harmônica ponderada (*WTHD* - Weighted Total Harmonic Distortion) em função do índice de modulação em amplitude (m) e do fator de distribuição da roda livre (μ). O *WTHD* é determinado por

$$WTHD = 100 \left[(1/a_1) \sqrt{\sum_{i=2}^h (a_i/i)^2} \right] \quad (33)$$

Onde, a_1 é a amplitude da componente fundamental da variável em questão; a_i é a amplitude da i -ésima componente harmônica e h é o número de harmônicos considerados.

Todos os resultados foram obtidos com uma frequência média de chaveamento do conversor igual a 10 khz.

TABELA 4

Seleção do Intervalo de Condução para cada Chave de Potência a Depender de cada Setor em que as Referências de Tensão Encontram-se

Setor	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5
I	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}
II	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}
III	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}
IV	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}
V	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MIN}
VI	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}	τ_{MED}
VII	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}	τ_{MAX}
VIII	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}	τ_{MAX}
IX	τ_{MAX}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MED}	τ_{MAX}
X	τ_{MAX}	τ_{MED}	τ_{MIN}	τ_{MIN}	τ_{MAX}

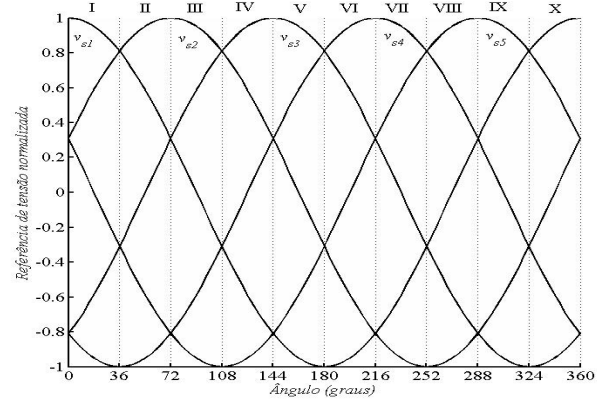


Fig. 4. Localização das referências senoidais dentro dos setores definidos pelo plano vetorial

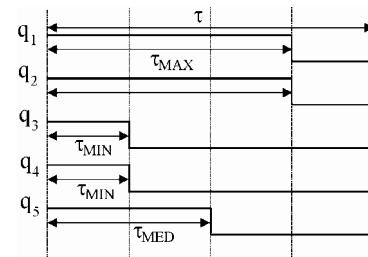


Fig. 5. Distribuição dos intervalos de condução (τ_{MAX} , τ_{MED} e τ_{MIN}) para cada chave de potência quando as tensões de referência encontram-se no setor I

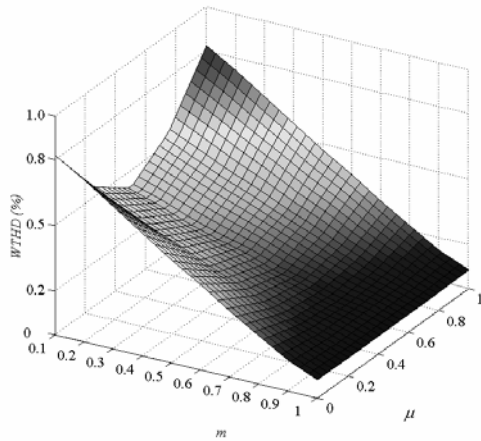


Fig. 6. WTHD das tensões dq considerando o Método I de PWM

A. Método natural do mínimo chaveamento (Método I)

Na Figura 6 é ilustrado o WTHD das tensões dq . Observe-se que para um mesmo período de amostragem, $\mu=0,5$ acarreta num menor índice de distorção harmônica. Entretanto, com $\mu=0$ ou $\mu=1$, cada uma das chaves semicondutoras ficará sem comutar por $\tau/5$, onde τ é o período de amostragem. Assim, é possível reduzir o período de amostragem e ainda manter a mesma frequência média de chaveamento. Porém, este caso não foi analisado neste trabalho.

B. Método da pequena amplitude (Método II)

Considerando índices de modulação tal que $0 \leq m \leq 0,618$, era esperado que nesta estratégia as tensões dq apresentassem distorção harmônica menor que a do Método I, visto que utiliza vetores menores, portanto mais próximos da referência. Entretanto, devido à necessidade de se elevar o período de amostragem frente ao Método I, esta estratégia apresenta uma maior distorção que aquela. Isto pode ser visto comparando-se a Figura 7 com a Figura 6.

Quando se aplica a seqüência da Tabela 2, próximo do valor máximo que esta modulação é capaz de fornecer ($0,5 \leq m \leq 0,618$), a distorção nas tensões dq é equivalente a distorção nesta mesma região causada pelo Método I. Entretanto, devido os vetores xy utilizados aqui serem os médios e grandes, a distorção nas tensões de fase são bem maiores que a causada pelo Método I que usa vetores xy médios e pequenos.

C. Método da máxima amplitude (Método III)

Com um barramento de $1,0 pu$ (por unidade) só seria possível uma tensão de fase com fundamental de $0,52 pu$. No entanto com o Método III é possível chegar a uma fundamental de tensão igual a $0,61 pu$ (Figura 8). Observa-se da Figura 8, que os valores do terceiro e do sétimo harmônicos são significativos.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando uma máquina de cinco fases cujas características encontram-se na Tabela 5.

TABELA 5
Dados da Máquina de Cinco Fases Utilizada

Potência Nominal	1,0 cv
Tensão Nominal	220 volts
Frequência Nominal	60 Hz

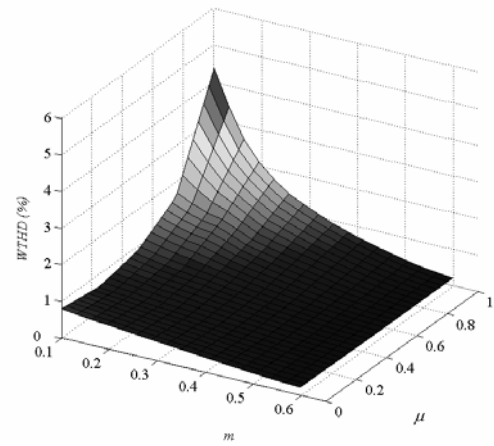


Fig. 7. WTHD das tensões dq considerando o Método II de PWM

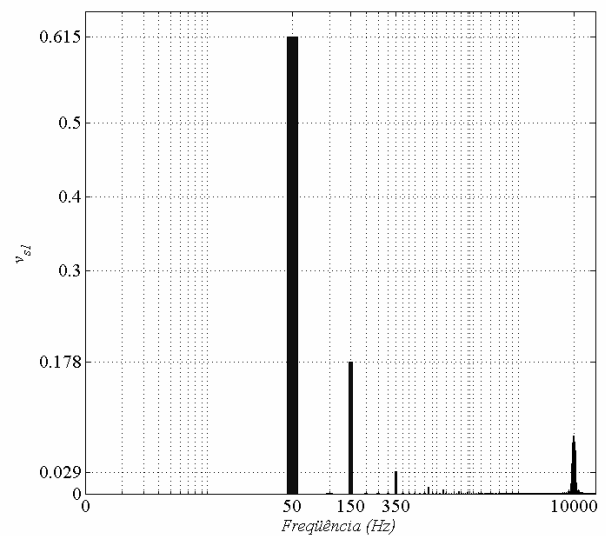


Fig. 8. Espectro da tensão de fase simulado considerando o Método III de PWM com $m = 1,17$ e uma tensão no barramento de $1 pu$

Na Figura 9 estão apresentadas tensões dq obtidas usando o método da máxima amplitude com aproveitamento de 90% da máxima tensão dq que tal método pode aplicar.

Com um barramento de $1,0 pu$ a máxima amplitude de tensão dq que pode ser obtida utilizando o Método I é $0,83 pu$. Entretanto, observe que com apenas 90% da capacidade de tensão do Método III já é possível alcançar em torno de $0,90 pu$ de amplitude da tensão dq . Se fosse utilizada toda a capacidade do método da máxima amplitude, a amplitude de tensão dq alcançada seria cerca de $0,97 pu$. Nas Figuras 10 e 11 são ilustradas a tensão na fase-1 da máquina e seu espectro, respectivamente. Observe que embora as tensões de

fase sejam distorcidas, as tensões dq não o são, o que garante um conjugado eletromagnético contínuo.

VII. CONCLUSÕES

A modulação natural do mínimo chaveamento (Método I) é a melhor opção no acionamento do motor de indução de cinco fases, independentemente do índice de modulação. Um melhor aproveitamento do barramento CC pode ser conseguido via o método da máxima amplitude (Método III). Entretanto, este método deve ser usado quando é admissível a presença de harmônicos extras nas tensões e correntes de fase da máquina. A operação do sistema durante um transitório em que são necessárias rápidas acelerações ou desacelerações da máquina pode ser uma boa aplicação para

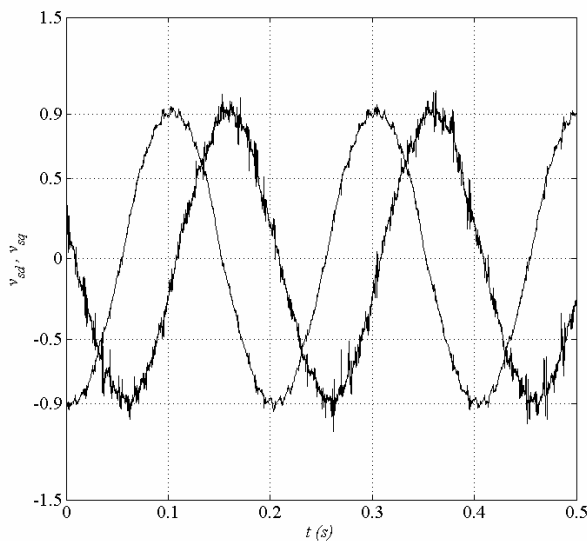


Fig. 9. Tensões experimentais v_{sd} e v_{sq} considerando o Método III de PWM com 90% de sua capacidade máxima de tensão

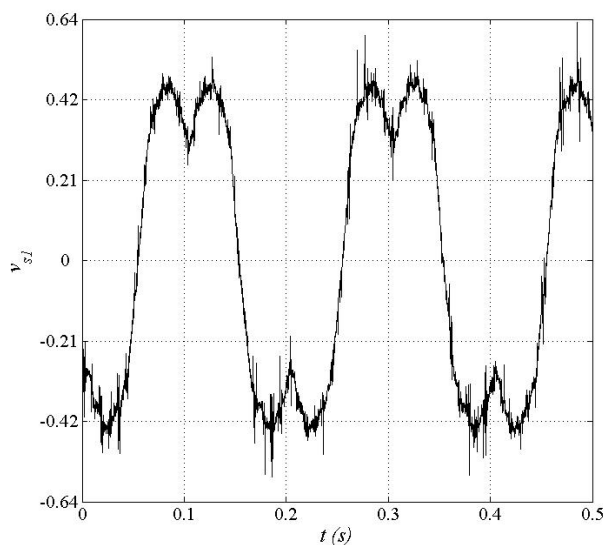


Fig. 10. Tensão experimental v_{sl} da máquina considerando o Método III de PWM com 90% de sua capacidade máxima de tensão

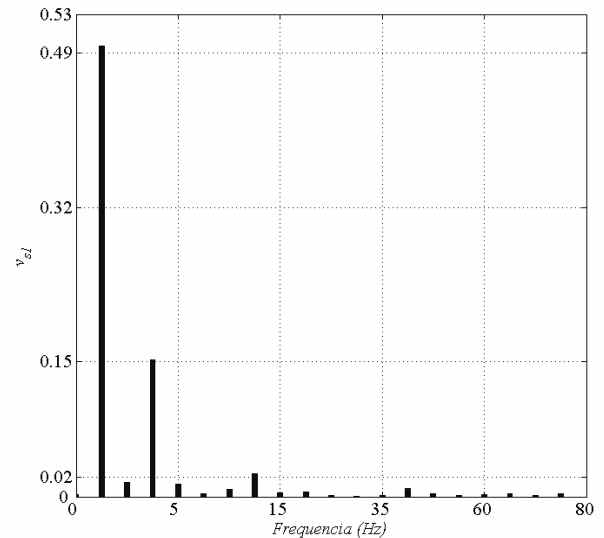


Fig. 11. Espectro experimental da tensão de fase da máquina considerando o Método III de PWM com 90% de sua capacidade máxima de tensão

o Método III. O Método II apresenta menor capacidade de tensão que os Métodos I e III, entretanto por utilizar vetores dq mais próximos da referência esperava-se que apresentasse menor $WTHD$. Porém, a necessidade de se elevar o período de chaveamento causa uma $WTHD$ maior que a do Método I. Sendo assim, o método II não apresentou vantagem alguma quando comparado com os outros dois métodos.

AGRADECIMENTOS

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

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. M. N. Lima, C. B. Jacobina, 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.
- [2] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, C. R. da Silva, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, "Vector and Scalar Modulation for Six-phase Voltage Source Inverters", in *Proc. of PESC*, pp. 562–567, 2003.
- [3] C. C. de Azevedo, R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. Braga Fl., T. M. Oliveira, "Eliminating the Common-Mode Voltage in AC Drive Systems Using a Four-Phase Machine" In *Conf. Rec. IAS*, pp. 859 – 866, 2001.
- [4] M. M. Rahimian, H. A. Toliyat, T. A. Lipo, "Analysis and Modeling of Five Phase Converters for Adjustable Speed Drive Applications", in *Proc. of EPE*, vol. 1, no. 8, pp. 194–199, 1993.
- [5] Xu Huangsheng, H. A. Toliyat, L. J. Petersen, "Resilient Current Control of Five-Phase Induction Motor Under

- Asymmetrical Fault Conditions”, in *Proc. of APEC*, vol. 1, no. 4, pp. 64–71, 2002.
- [6] H. A. Toliyat, “Analysis and Simulation of Multi-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13 no. 9, pp. 748–756, July 1998.
- [7] H. A. Toliyat, “Rotor Field Oriented Control of Five Phase Induction Motor With the Combined Fundamental and Third Harmonic Currents”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 11, pp. 392–398, February 2001.
- [8] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, “Analysis of a Concentrated Winding Induction Motor for Adjustable Speed Drive Applications -Motor Design and Performance”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 684–692, December 1991.
- [9] H. A. Toliyat, Xu Huangsheng, “A Novel Direct Torque Control (DTC) Method for Five-Phase Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, no. 8, pp. 162–168, February 2000.
- [10] D. C. White, H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, John Wiley & Sons, New York, 1959.
- [11] Z. Yifan, T. A. Lipo, “Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, September/October 1995.

Grande, Paraíba, Brasil. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Acionamentos de Máquinas Elétricas e Sistemas de Controle.

DADOS BIOGRÁFICOS

Isaac S. Freitas, nascido em 04/07/1982 em Itaporanga – PB é engenheiro eletricista (2004) e mestre em Engenharia Elétrica (2005) pela Universidade Federal de Campina Grande. Desde março de 2005 encontra-se regularmente matriculado no curso de Doutorado em Engenharia Elétrica desta mesma instituição. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência, Acionamentos de Máquinas Elétricas e Sistemas de Controle.

Cursino B. Jacobina, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricista (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.

Talvanes M. Oliveira, nascido em 1964 em Aracajú, Sergipe, Brasil, é engenheiro eletricista (1987), mestre (1989) e doutor em Engenharia Elétrica (2002) pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Brasil.

De 1994 a 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