

ESTRATÉGIAS PWM PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA

Clayton R. da Silva^{1,2}, Maurício B.R. Corrêa¹, Cursino B. Jacobina¹, e Edison R.C. da Silva¹

¹Dep. de Eng. Elétrica - CEEI - UFCG - Caixa Postal 10.105

58109-970 Campina Grande, PB - Brasil

Fone: 83 310-1061/1136, Fax: 83 310-1418/1015

²CEFET - CE, Fortaleza, CE – Brasil

e-mail: mbeltrao@dee.ufcg.edu.br

Resumo – Este artigo investiga o desempenho do acionamento da máquina de indução hexafásica (MIH) utilizando um inversor de seis braços. Três técnicas de modulação PWM vetorial para gerar os sinais de comando de um inversor de seis braços são apresentadas e os resultados são comparados com os de um inversor de três braços alimentando uma máquina trifásica. A comparação é realizada com base no conteúdo harmônico das grandezas dq e de fase. Como resultado observa-se ser possível operar o sistema hexafásico com frequência mais baixa mantendo o mesmo nível de harmônicos observado no sistema trifásico. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar a viabilidade da solução proposta.

Palavras-Chave – Máquina de indução hexafásica, PWM vetorial.

PWM STRATEGIES FOR A SIX-PHASE INDUCTION MOTOR

Abstract – This paper investigates the performance of a six-phase induction machine fed from a six-leg inverter. Three vector PWM techniques are applied to control the inverter and its results are compared with the ones achieved when a three-leg inverter feeds a three-phase induction machine. Comparison is based on the harmonic content of both dq and phase variables. It can be shown that the six-phase system can operate with a reduced frequency while generating the harmonic level equal to the three-phase system. Simulation and experimental results demonstrate the feasibility of the proposed solutions.

Keywords - Six-phase Machine, Space Vector PWM.

NOMENCLATURA

$v_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$	Vetor tensão estatórica dq
$i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$	Vetor corrente estatórica dq
$\lambda_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$	Vetor fluxo estatórico dq
$v_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$	Vetor tensão estatórica xy
$i_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$	Vetor corrente estatórica xy

$$\lambda_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$$

$$v_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$$

$$i_{soo'} = i_{so} + ji_{so'}$$

$$\lambda_{soo'} = \lambda_{so} + j\lambda_{so'}$$

$$v_{si}, v_{sk}$$

$$M$$

$$t_0, t_{m'}, t_m, t_{2m}$$

$$v_0, v_{m'}, v_m, v_{2m}$$

$$\text{tensão média}$$

$$\mu_1, \mu_2$$

$$V_{ab}$$

$$E$$

$$V_m$$

$$I_m$$

$$f_s$$

$$f_{ch}$$

Vetor fluxo estatórico xy

Vetor tensão estatórica oo'

Vetor corrente estatórica oo'

Vetor fluxo estatórico oo'

Tensão de fase

Índice de modulação

Tempo de aplicação dos vetores

Vetores utilizados para sintetizar a

Fator de distribuição de rodas livres

Vetor de tensão no plano dq ou xy .

Tensão do barramento CC .

Amplitude da tensão de fase.

Amplitude da corrente de fase.

Frequência fundamental.

Frequência de chaveamento.

I. INTRODUÇÃO

Os inversores tipo fonte de tensão com PWM estão sendo usados extensivamente em aplicações industriais devido a sua flexibilidade de controle associado as soluções que resultam em uma distorção harmônica total em níveis aceitáveis. Estudos recentes na área dos semicondutores de potência têm produzido chaves de potência com elevada velocidade de chaveamento para níveis intermediários de potência. Todavia, frequências de chaveamento elevadas não se aplicam aos sistemas de alta potência devido às elevadas perdas de chaveamento. Uma solução para reduzir o conteúdo harmônico na saída do inversor em sistemas de alta potência, que opera em baixa frequência, tem sido o uso de configurações do tipo multinível [9]. Entretanto, nas configurações multinível, a complexidade dos circuitos de potência cresce com o aumento do número de níveis de saída [1].

A utilização de uma máquina de indução de seis fases simétrica permite projetar um sistema de acionamento de alta potência com maior conjugado eletromagnético por corrente eficaz, para o mesmo volume [8] e com corrente nominal correspondente a metade da presente em uma máquina de indução trifásica convencional equivalente, mantendo-se a mesma tensão de fase. Adicionalmente, devido à sua redundância inerente, o acionamento hexafásico apresenta maior confiabilidade e facilidade na estimação de seus parâmetros. Além disso, o sistema hexafásico permite minimizar ou até mesmo eliminar os efeitos danosos da tensão de modo comum gerados pela operação PWM [4], [6], e vem se constituindo num tópico de bastante interesse.

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

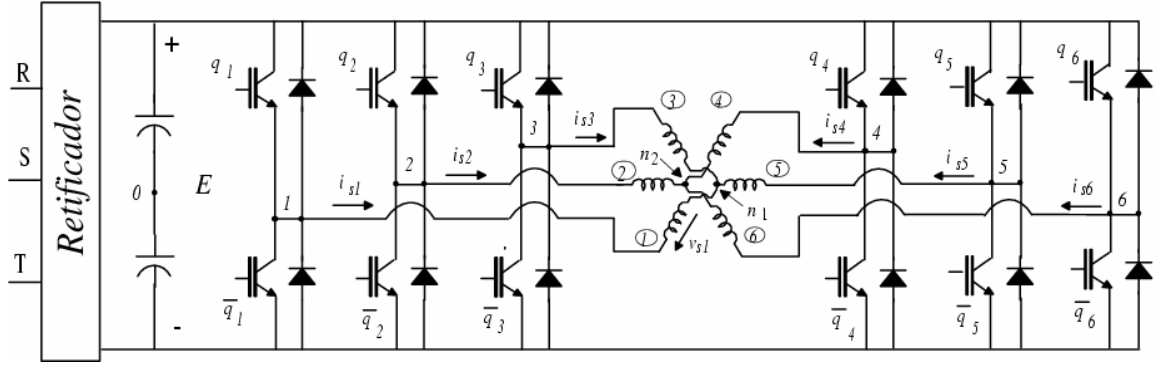


Fig. 1. Inversor de seis braços com a MIH simétrica.

Este artigo apresenta três modos de geração de controle PWM para acionar uma máquina de indução hexafásica (MIH), através de um inversor fonte de tensão, que opera com uma frequência de chaveamento reduzida em relação a um acionamento trifásico convencional (Space Vector PWM) de uma máquina de indução trifásica (MIT). Através de resultados de simulação e experimentais é feita a comparação entre os acionamentos (MIT x MIH), quanto a distorção nas correntes de fase e componentes dq resultantes. A forma escalar digital [7] equivalente, para as estratégias propostas, que facilita a implementação, é determinada.

II. MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA (MIH)

O modelo da máquina de indução hexafásica de interesse neste estudo pode ser representado por seis enrolamentos concentrados defasados de 60° elétricos um do outro. Este tipo de máquina pode ser obtido, aproveitando a estrutura de uma máquina trifásica convencional, pelo seu rebobinamento ou pela reconfiguração das conexões dos grupos de enrolamentos originais. Adotando eixos de referências de coordenadas fixo, o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico da MIH é dado por

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

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

$$v_{sxy} = r_s i_{sxy} + l_{\sigma s} \frac{d}{dt} i_{sxy} \quad (3)$$

$$v_{rxy} = r_r i_{rxy} + l_{\sigma r} \frac{d}{dt} i_{rxy} \quad (4)$$

$$v_{soo'} = r_s i_{soo'} + l_{\sigma s} \frac{d}{dt} i_{soo'} \quad (5)$$

$$v_{roo'} = r_r i_{roo'} + l_{\sigma r} \frac{d}{dt} i_{roo'} \quad (6)$$

$$\lambda_{sdq} = l_s i_{sdq} + l_{sr} i_{rdq} \quad (7)$$

$$\lambda_{rdq} = l_r i_{rdq} + l_{sr} i_{sdq} \quad (8)$$

$$C_e = 3Pl_{sr}l_r(i_{sd}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (9)$$

onde os vetores dq representam a parte ativa da MIH enquanto os vetores xy não produzem conjugado eletromagnético, mas estão associados as distorções na

corrente de fase. Os vetores oo' , também não produzem conjugado eletromagnético e são nulos sempre que os neutros dos conjuntos trifásicos são isolados; C_e é o conjugado eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e rotor, l_s , $l_{\sigma s}$, l_r e $l_{\sigma r}$ são as indutâncias própria e de dispersão do estator e rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de pares de pólos da MIH.

As variáveis do estator $dqxyoo'$ presentes no modelo podem ser obtidas a partir das variáveis primitivas da máquina, identificadas pelos índices 123456, através da equação de transformação dada por

$$\mathbf{w}_{s123456} = \mathbf{A} \mathbf{w}_{sdqxyoo'} \quad (10)$$

com $\mathbf{w}_{s123456} = [w_{s1} w_{s2} w_{s3} w_{s4} w_{s5} w_{s6}]^T$, $\mathbf{w}_{sdqxyoo'} = [w_{sd} w_{sq} w_{sx} w_{sy} w_{so} w_{so'}]^T$ e \mathbf{A} é uma matriz 6x6 que realiza a transformação de componente [5]. O vetor genérico $\mathbf{w}_{s123456}$ e $\mathbf{w}_{sdqxyoo'}$ pode ser tensão, corrente ou fluxo.

III. TENSÕES NO ACIONAMENTO HEXAFÁSICO

Considere que o estado de condução da chave de potência no inversor da Figura 1, está associado às variáveis binárias q_i ($i = 1, 3, 5$) e q_k ($k = 2, 4, 6$), onde $q_i = q_k = 1$ indica uma chave fechada e $q_i = q_k = 0$, chave aberta. As tensões instantâneas nas fases da máquina são dadas por

$$v_{si} = 2(q_i - 1) \frac{E}{2} v_{n1o}, i = 1, 3, 5 \quad (11)$$

$$v_{sk} = 2(q_k - 1) \frac{E}{2} v_{n2o}, k = 2, 4, 6 \quad (12)$$

onde E é a tensão do barramento CC; v_{n1o} representa a tensão entre o neutro das bobinas 1, 3 e 5 (n_1) ao ponto central dos capacitores 0; v_{n2o} representa a tensão entre o neutro das bobinas 2, 4 e 6 (n_2) ao ponto central dos capacitores 0 (veja a Figura 1).

A sequência apropriada de chaveamento para um inversor hexafásico, obtida com base na modulação vetorial, é melhor visualizada se as tensões de fase primitivas ($v_{s123456}$) são transformadas para três sistemas de coordenadas mutuamente ortogonais e estacionários dq , xy e oo' nos quais é possível definir vetores de tensão (v_{dq} , v_{xy} e $v_{oo'}$). A expressão da transformação é dada por

$$\mathbf{v}_{s123456} = \mathbf{A} \mathbf{v}_{sdqxyoo'} \quad (13)$$

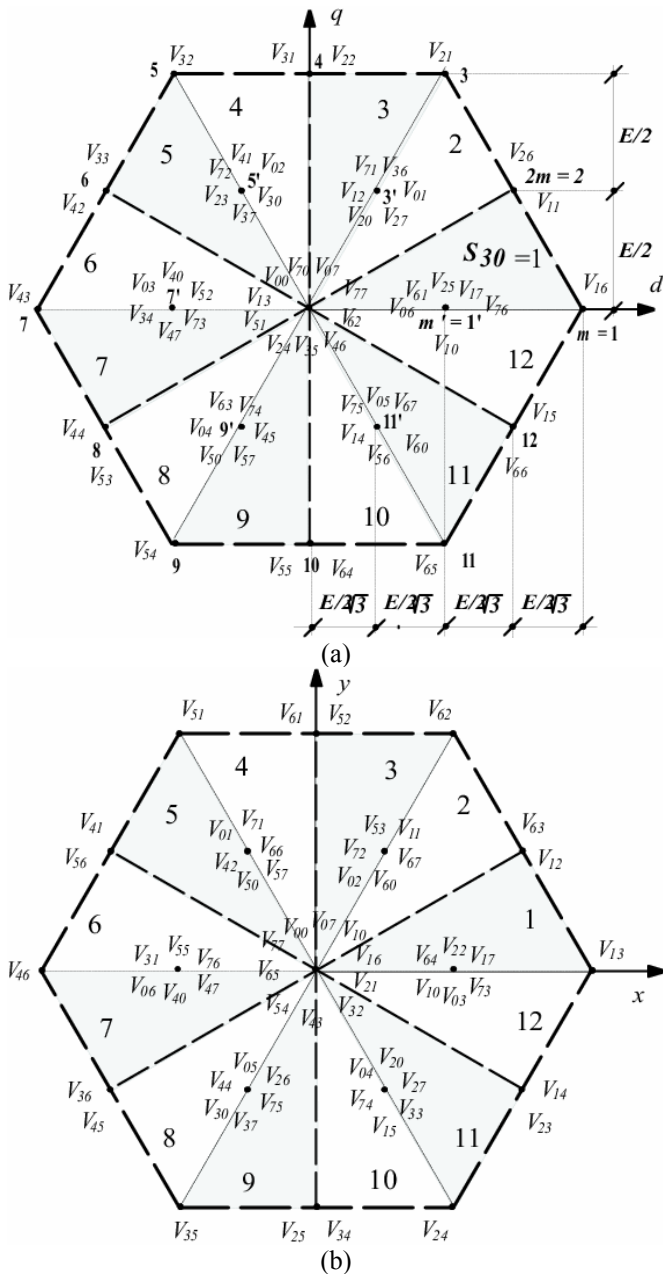


Fig. 2. Vetores de tensão (a) no planos dq e (b) no plano xy para o mapeamento hexafásico.

com $v_{s123456} = [v_{s1} v_{s2} v_{s3} v_{s4} v_{s5} v_{s6}]^T$, $v_{sdqxyoo'} = [v_{sd} v_{sq} v_{sx} v_{sy} v_{so} v_{so'}]^T$. Considerando que dois grupos trifásicos são conectados de forma independente e isolados, então as componentes homopolares do referencial oo' são nulas ($v_{so} = v_{so'} = i_{so} = i_{so'} = 0$). Os valores instantâneos de v_{sd} , v_{sq} , v_{sx} e v_{sy} podem ser obtidos de (13) aplicados a (11) e (12). Assim, as componentes de tensão ($v_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$ e $v_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$) podem ser representadas por vetores em dois subespaços mutuamente ortogonais (dq e xy) como é mostrado nas Figuras 2.a e 2.b. O número total de vetores em cada subespaço é 64 e a nomenclatura v_{ab} é introduzida com os identificadores 'a' e 'b' associados aos estados das chaves (q_1, q_3, q_5) e (q_2, q_4, q_6), respectivamente e assumindo valores de 0 a 7 (veja a Tabela I).

TABELA I

Definição dos índices a e b dos vetores nos planos dq e xy .

a/b	0	1	2	3	4	5	6	7
q_1/q_2	0	1	1	0	0	0	1	1
q_3/q_4	0	0	1	1	1	0	0	1
q_5/q_6	0	0	0	0	1	1	0	1

TABELA II

Índice dos vetores.

S_{30} -ímpar	S_{30} -par
$m = S_{30}$	$m = S_{30} + 1$
$2m = S_{30} + 1$	$2m = S_{30}$

IV. MODULAÇÃO VETORIAL PARA O ACIONAMENTO HEXAFÁSICO

Na modulação vetorial é necessário determinar os intervalos de tempo de aplicação dos vetores pré-selecionados para que possam sintetizar os vetores de referência nos planos dq e xy . Uma vez que as componentes x e y não contribuem com a geração de conjugado eletromagnético e são limitadas apenas pela resistência e indutância de dispersão (3), é desejável que elas sejam nulas, evitando a presença de harmônicos nas grandezas de fase. Portanto, as componentes dq e xy das tensões de referência são dadas por: $v_{sd}^* = V \cos(\omega_s t)$, $v_{sq}^* = V \sin(\omega_s t)$, $v_{sx}^* = v_{sy}^* = 0$, onde V é a amplitude das componentes dq e ω_s é a frequência angular desejada. Note que o máximo valor V , de acordo com a geometria do plano dq (ver Figura 2), é E (raio do círculo inscrito no hexágono), que significa que a amplitude máxima da tensão de fase é $E/\sqrt{3}$. Levando em conta que o máximo valor possível para o vetor de tensão a ser sintetizado no plano dq é E , o índice de modulação (M) será definido como a relação entre a amplitude do vetor a ser sintetizado ($v^* = \sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}$) e o máximo valor admissível:

$$M = \frac{\sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}}{E} \quad (14)$$

No plano xy , a referência é o vetor nulo enquanto que em dq o vetor de referência será dado por $v^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$.

Devido a redundância verificada para a maioria dos vetores disponíveis, a determinação do intervalo de tempo associado a cada vetor assume um procedimento peculiar mas, em geral, a modulação vetorial para o acionamento hexafásico segue os conceitos básicos da modulação vetorial de um inversor trifásico [3]. De um modo geral, o vetor tensão de referência ($v^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$) deve ser sintetizado como uma soma ponderada de vetores pré-selecionados, no intervalo de tempo T correspondente ao período do PWM. Na seqüência, são apresentados os padrões PWM utilizados neste trabalho.

A. Padrões PWM para Setores de 30° - Casos 1 e 2

No plano dq , os setores de 30° podem ser identificados por S_{30} com $S_{30} = 1, \dots, 12$, com $S_{30} + 1 = 1$ se $S_{30} = 12$. Apesar de cada setor apresentar mais de três vetores, muitos deles são

redundantes ou colineares. A localização de cada vetor, é indicada no plano dq pelos novos índices $0, m, m'$ e $2m$; e está relacionada com o setor conforme indicado na Tabela II. Como exemplo, na Figura 2.a, considerando que $S_{30} = 1$ ($m' = m = 1$ e $2m = 2$) é possível relacionar e escolher: $\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_{77}$; $\mathbf{v}_m = \mathbf{v}_{16}$, $\mathbf{v}_{m'} = \mathbf{v}_{76}$ e $\mathbf{v}_{2m} = \mathbf{v}_{26}$, com $\mathbf{v}_{m'} = \mathbf{v}_m/2$. Segundo os princípios da modulação vetorial, é necessário determinar intervalos de tempo, aqui denominados de $t_0, t_{m'}, t_m$ e t_{2m} tal que satisfaça as seguintes equações:

$$v^* T = t_0 \mathbf{v}_0 + t_m \mathbf{v}_{m'} + t_m \mathbf{v}_m + t_{2m} \mathbf{v}_{2m} \quad (15)$$

$$T = t_0 + t_{m'} + t_m + t_{2m} \quad (16)$$

Uma vez que $\mathbf{v}_0 = 0$ e sendo $\mathbf{v}_{m'} = v_{md'} + jv_{mq'}$, $\mathbf{v}_m = v_{md} + jv_{mq}$, $\mathbf{v}_{2m} = v_{2md} + jv_{2mq}$ e $\mathbf{v}_{m'} = \mathbf{v}_m/2$ então, é possível obter a seguinte solução

$$\frac{t_{m'}}{2} + t_m = \frac{v_{2mq} v_{sd}^* - v_{2md} v_{sq}^*}{v_{md} v_{2mq} - v_{mq} v_{2md}} T \quad (17)$$

$$t_{2m} = \frac{v_{md} v_{sq}^* - v_{mq} v_{sd}^*}{v_{md} v_{2mq} - v_{mq} v_{2md}} T \quad (18)$$

Apesar da possibilidade de várias soluções para $t_{m'}$ e t_m neste estudo, foram adotadas apenas duas, aqui denominadas de *Caso 1* e *Caso 2*. Para o *Caso 1*, tomou-se $t_{m'} = t_m$ e no *Caso 2*, $t_{m'} = 0$. Para ambos, o cálculo de t_0 pode ser feito utilizando (16).

A Tabela III apresenta os vetores pré-selecionados, referentes ao setor $S_{30} = 1$. Neste caso é relevante notar que só ocorre um chaveamento por braço ao longo do período de chaveamento, se aplicados na seqüência direta ou inversa de leitura da tabela. O uso de mais de um vetor numa mesma posição no plano dq e a distribuição dos tempos se faz necessária para que se possa anular v_{sx} , v_{sy} e v_{n0} na média. Por exemplo, os vetores \mathbf{v}_{76} e \mathbf{v}_{10} são redundantes no plano dq mas deslocados de 180° no plano xy , portanto devem ser aplicados durante um mesmo intervalo de tempo.

Note que a condição de fazer $t_{m'} = t_m$ (*Caso 1*) impossibilita o aproveitamento pleno da tensão do barramento CC ($M \leq 0,86$). Apesar desta deficiência, este padrão é relevante uma vez que corresponde a modulação seno-triângulo. Com $t_{m'} = 0$ (*Caso 2*) há uma mudança significativa na amplitude máxima da tensão de fase de $E/2$ para $E/\sqrt{3}$, possibilitando atingir índice de modulação unitário ($M = 1$). Os vetores selecionados para o *Caso 2* são praticamente os mesmos utilizados no *Caso 1*, com a supressão dos vetores pequenos (índice m') - ver Tabela III.

B. Padrão PWM para Setores de 60° - Caso 3

Outra forma de explorar a seleção dos vetores é baseada na divisão do plano dq em setores de 60° que pode ser subdividido ou fragmentado, resultando, neste trabalho, no *Caso 3*. Esses setores são identificados por S_{60} com $S_{60} = 1$,

TABELA III

Seleção dos vetores para os Casos 1 e 2 e respectivos intervalos de tempo de aplicação dos vetores.

$t_0/2$	$t_{m'}/2$	$t_{2m'}/2$	t_m	$t_{2m}/2$	$t_{m'}/2$	$t_0/2$
\mathbf{V}_{77}	\mathbf{V}_{76}	\mathbf{V}_{26}	\mathbf{V}_{16}	\mathbf{V}_{11}	\mathbf{V}_{10}	\mathbf{V}_{00}

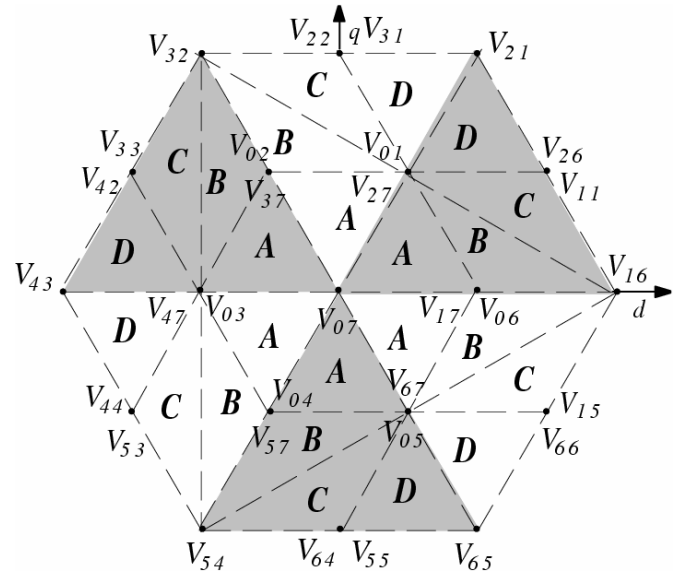


Fig. 3. Vetores do Caso 3 no plano dq .

... ,6 e $m = S_{60}$ com $2m+1 = 1$; se $m = 6$. O procedimento de cálculo para sintetizar o vetor de referência, simplificações e distribuição dos tempos, vai depender da seleção prévia dos vetores.

No presente caso, cada setor de 60° é dividido em sub-regiões e o princípio é a síntese do vetor de referência a partir dos vetores que formam os vértices de sub-regiões triangulares que contém v^* (veja a Figura 3). Estas sub-regiões são identificadas com base nas equações das retas pontilhadas internas ao hexágono.

C. Modulação Escalar Digital

A técnica de modulação escalar-digital aplicada aos conversores trifásicos tem seus conceitos bem definidos na literatura [2] [7] e pode ser aplicada aos casos apresentados com o intuito de reduzir o esforço computacional. Analisando a MIH como dois grupos trifásicos independentes, o mapeamento vetorial nos planos dq e $d'q'$ é feito pelas expressões (19) e (20).

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd'} \\ v_{sq'} \\ v_{so'} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix} \quad (20)$$

com $k = \sqrt{2/3}$.

Os vetores disponíveis para definir a modulação PWM para cada grupo trifásico, como função das variáveis binárias, definidas previamente em (11) e (12), são ilustrados na Figura 4. Deste modo, a tensão sintetizada, para cada grupo trifásico, pode ser controlada independentemente,

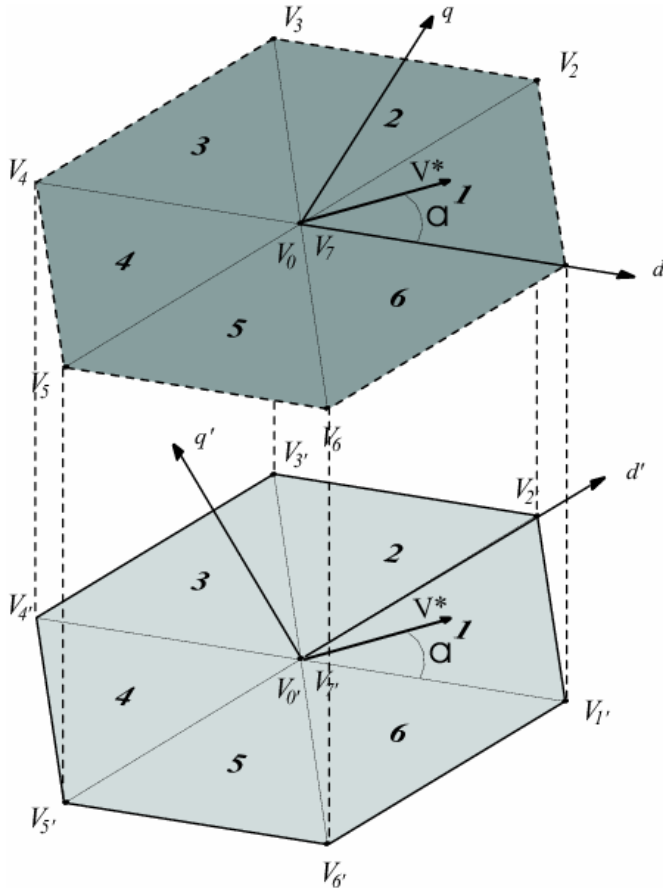


Fig. 4. Mapeamento da máquina como duplo trifásico - Vetores como função do estado das chaves de potência e os vetores de tensão no plano dq .

obedecendo as restrições de trabalho da MIH simétrica, que se seguem:

$$v_{s1}^* = V_m \cos \omega t = -v_{s4}^* \quad (21)$$

$$v_{s3}^* = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = -v_{s6}^* \quad (22)$$

$$v_{s5}^* = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = -v_{s2}^* \quad (23)$$

Os vetores ativos adjacentes podem ser definidos como $\mathbf{v}_k = v_{kd} + jv_{kq}$ e $\mathbf{v}_l = v_{ld} + jv_{lq}$ ($k = 1, \dots, 6$; $l = k + 1$ se $k \leq 5$ e $l = 1$ se $k = 6$) para o primeiro grupo trifásico e $\mathbf{v}_{k'} = v_{dk'} + jv_{qk'}$ e $\mathbf{v}_{l'} = v_{dl'} + jv_{ql'}$ (obedecendo a seguinte correspondência $k' = k - 1$; $k' = 6$ se $k = 1$; $l' = l - 1$ e $l' = 6$ se $l = 1$), para o segundo grupo.

O conceito de distribuição de roda livre explorado por [7] pode ser aplicado, definindo-se os fatores μ_1 e μ_2 de modo a controlar a aplicação dos vetores nulos \mathbf{v}_0 e \mathbf{v}_7 gerados por q_1 , q_3 e q_5 , bem como \mathbf{v}_{00} e \mathbf{v}_{70} gerados por q_2 , q_4 e q_6 .

Devido as características de alimentação da MIH simétrica (21)-(23) e para eliminar harmônicas indesejáveis, as seguintes considerações devem ser satisfeitas:

$$t_k = t_{k'}, \quad t_l = t_{l'} \quad (24)$$

$$\mu_1 = \frac{t_0}{t_0 + t_7} \quad \text{e} \quad \mu_2 = \frac{t_{0'}}{t_{0'} + t_{7'}} \quad (25)$$

sendo

$$\mu_2 = 1 - \mu_1. \quad (26)$$

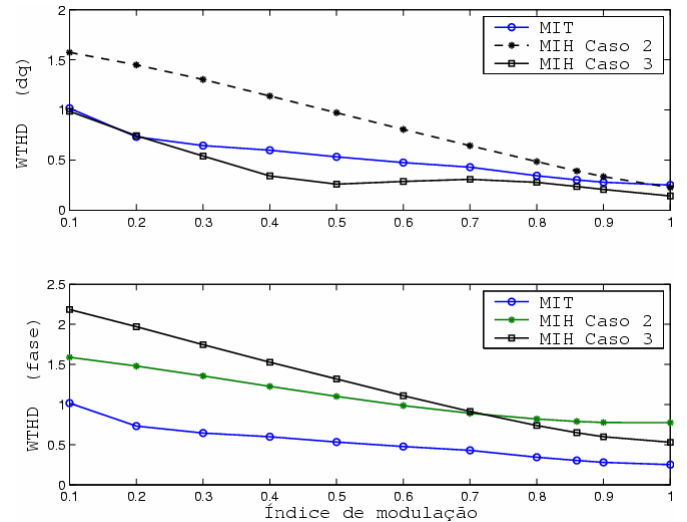


Fig. 5. Curvas de WTHD das tensões dq e fase.

Assim, é possível definir uma técnica de modulação escalar para o cálculo direto das larguras de pulso usando as tensões de referência para o controle do inversor hexafásico

$$\tau_i = \left(\frac{v_{si}^* + v_{h1}}{E} + \frac{1}{2} \right) T, \quad i = 1, 3, 5 \quad (27)$$

$$\tau_k = \left(\frac{v_{sk}^* + v_{h2}}{E} + \frac{1}{2} \right) T, \quad k = 2, 4, 6 \quad (28)$$

em que as tensões v_{h1} e v_{h2} são componentes de sequência zero. De modo geral, a componente v_{h1} pode ser determinada pela expressão

$$v_{h1} = E \left(\frac{1}{2} - \mu_1 \right) - (1 - \mu_1) v_{sm1}^* - \mu_1 v_{sm1}^* \quad (29)$$

e v_{h2} , pela relação (26), é determinada por

$$v_{h2} = -v_{h1}. \quad (30)$$

Sendo que v_{sm1}^* e v_{sm1} correspondem aos valores máximo e mínimo do primeiro grupo trifásico [v_{s1}^* , v_{s3}^* , v_{s5}^*], respectivamente. Assim, as estratégias vetoriais podem ser implementadas, mais facilmente, aplicando as seguintes equivalências: 1) o *Caso 1* equivale a deixar μ_1 variar livremente, isto é, fazer $v_{h1} = v_{h2} = 0$; 2) o *Caso 2* é equivalente a fazer $\mu_1 = 0,5$ e; 3) o *Caso 3* equivale fazer $\mu_1 = 1$. No *Caso 3* é possível verificar que para cada setor um par de braços tem suas chaves grampeadas, ou seja, não comuta.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os estudos por simulações foram desenvolvidos de forma a validar as estratégias PWM e comparar o desempenho conferido ao sistema hexafásico em relação ao de um sistema trifásico. Em se tratando das máquinas utilizadas na comparação considera-se que ambas são equivalentes sob o ponto de vista da máquina ativa dq . Todavia, tomando como base a transformação conservativa em potência, a tensão de barramento do sistema hexafásico corresponde a $1/\sqrt{2}$ da tensão requerida pelo sistema trifásico equivalente. A distorção harmônica total ponderada (*Weighted Total*

Harmonic Distortion – WTHD) foi adotada como figura de mérito para comparar o desempenho da máquina ativa, para para comparar o desempenho da máquina ativa, objetivando determinar uma relação entre a frequência de chaveamento do sistema hexafásico e o trifásico para qual ambos sistemas apresentam desempenho equivalente. Como resultado, pode-se mostrar que é possível obter, para a máquina hexafásica, um desempenho equivalente ao da máquina trifásica na situação em que a frequência de chaveamento do sistema hexafásico é metade da frequência utilizada no sistema trifásico. O cálculo da distorção harmônica total ponderada foi realizado utilizando a seguinte equação:

$$WTHD() = 100 \left[\frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^h \left(\frac{a_i}{i} \right)^2} \right] \quad (31)$$

sendo a_1 a amplitude da componente fundamental (dq ou de fase); a_i é a amplitude da i -ésima componente harmônica e h é o número de harmônicos considerados no cálculo (250). Assim é possível definir $WTHD(dq)$ e $WTHD(fase)$ com base na escolha de a_i , ou seja, escolhendo a_i como sendo a componente de eixo d (v_{sd}) ou de eixo q (v_{sq}), calcula-se $WTHD(dq)$, enquanto, escolhendo a_i como a tensão de uma das fases, calcula-se $WTHD(fase)$.

Como resultado, para o sistema hexafásico operando com uma frequência de chaveamento igual a metade da utilizada no sistema trifásico, observa-se, no gráfico superior da Figura 5, que o *Caso 3* (sistema hexafásico) apresenta melhor desempenho em dq , o que implica em menor ondulação de conjugado eletromagnético e confirmando afirmações anteriores. Já o *Caso 2* apresenta desempenho inferior para toda a faixa de operação. Em contrapartida, o desempenho conferido em função das grandezas de fase revela que o sistema trifásico é melhor (Figura 5 inferior). O *Caso 1* é omitido por apresentar comportamento semelhante ao *Caso 2* e não aproveitar plenamente o barramento ($M \leq 0,86$). Na Tabela IV, mostra-se o resumo dos valores normalizados, tomando o acionamento trifásico como referência.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos de forma a observar o desempenho dos sistema hexafásico e trifásico ao acionar uma MIH (1 cv) e uma MIT (1,5 cv), utilizando-se da técnica modulação escalar digital. No experimento, o sistema hexafásico foi ajustado para operar com frequência de chaveamento média (frequência calculada para um período da fundamental) igual a 2,5kHz. Devido ao grampeamento, inerente a modulação escalar digital e objetivando manter a frequência média de chaveamento em 2,5kHz, a frequência de chaveamento instantânea (f_{ch}) foi reajustada para 3,75kHz. Para o sistema trifásico a frequência de chaveamento instantânea coincide com a frequência média que por sua vez foi fixada em 5,0kHz. Observa-se na Figura 6 (MIT) e na Figura 7 (MIH - *Caso 3*), o espectro de frequência da tensão de fase (v_{s1}). O resultado confirma os resultados obtidos em simulação nos quais o desempenho, em função das grandezas de fase, é inferior para o sistema hexafásico. Todavia, ainda que operando com uma frequência menor, o sistema hexafásico possui um desempenho melhor sob o ponto de vista das variáveis dq .

TABELA IV
Comparação das máquinas.

	E	V_m	I_m	$f_s(\text{Hz})$	$f_{ch}(\text{Hz})$
MIT-Y	1	$1/\sqrt{3}$	$1/\sqrt{3}$	50	5
MIH-60°	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{6}$	50	2,5

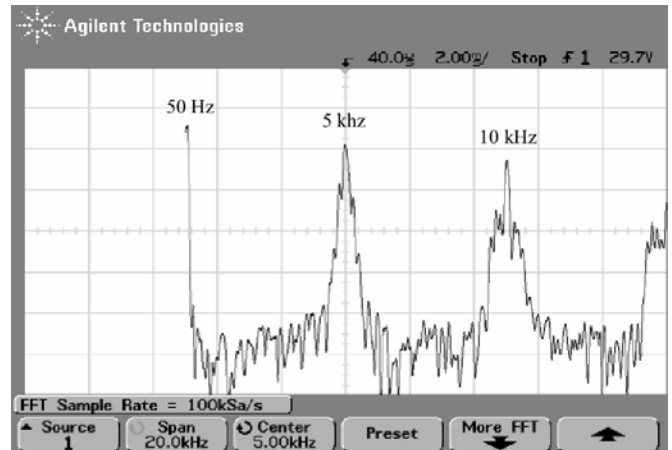


Fig. 6. Espectro de frequência (tensão de fase v_{s1}) para a MIT.

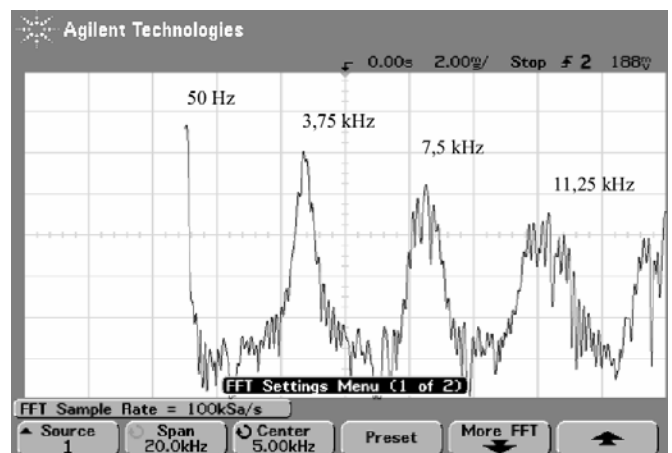


Fig. 7. Espectro tensão de fase v_{s1} ; para a MIH-*Caso 3*.

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo investigou-se o desempenho do acionamento da MIH utilizando um inversor de seis braços. Para este sistema foram estabelecidas técnicas vetoriais de modulação em largura de pulso para controle do inversor. Como critério para seleção dos vetores foram determinados métodos com base nos quais a redundância dos vetores foi utilizada para anular as componentes xy ao tempo em que foi determinada a sequência de aplicação dos vetores do plano dq que minimiza a distorção harmônica total ponderada. As soluções determinadas permitem não apenas obter $v_{sx} = v_{sy} = 0$ como também é possível utilizar valores não nulos com o intuito de realizar estimação de parâmetros dos modelos xy .

A comparação realizada com o acionamento trifásico permite concluir que operando um sistema hexafásico com

metade da frequência de chaveamento adotada para o sistema trifásico é possível obter um desempenho igual ou melhor, em termos de *WTHD* para as grandezas *dq*. As distorções das correntes em *dq* refletem as ondulações de conjugado eletromagnético, daí o interesse em minimizá-las. Quanto às distorções das correntes de fase, a MIT apresentou desempenho melhor. Entretanto, para uma redução menor da frequência de chaveamento da MIH (25%) e utilizando o *Caso 3*, as duas máquinas, em termos das grandezas de fase, apresentam um mesmo desempenho. Além disso, é importante perceber que para motores trifásico e hexafásico de mesma potência e com mesma tensão de fase, a corrente nominal do sistema hexafásico é, aproximadamente, metade do valor verificado para o acionamento trifásico.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o CNPq pelo suporte financeiro para realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P.M. Bhagwat and V.R. Stefanovic. "Generalized structure of a multi level PWM inverter". *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, pages 1057–1069, 1983.
- [2] V. Blasko. "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods". *In Conf. Rec. PESC*, pages 1872–1878, 1996.
- [3] H.W. Van Der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V. Stanke. "Analysis and realisation of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors". *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 24(1):142–150, 1988.
- [4] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, C.R. da Silva, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. "Six-phase ac drive system with reduced commom mode voltage". *In Conf. Rec. IEMDC*, pages 1852–1858. IEEE 2003.
- [5] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, C.R. da Silva, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. "Vector modulation for six-phase voltage source inverters". *In Conf. Rec. EPE*. 2003 Toulouse, 2003.
- [6] J.M. Erdman, R.J. Kerkman, D.W. Schlegel, and G.L. Skibinski. "Effect of PWM inverters on ac motor bearing current and shaft voltages". *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(2):250–259, Mar./Apr. 1996.
- [7] 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.*, 16(3):351–359, May 2001.
- [8] E.A. Klingshirn. "High phase order induction motors, part I- description and theoretical considering". *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems.*, 102:47–53, 1983.

- [9] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Agaki. "A new neutral-point-clamped PWM inverter". *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, pages 518–523, 1981.

DADOS BIOGRÁFICOS

Clayton Ricarte da Silva, nascido em 1960, em Fortaleza, Ceará, é engenheiro eletricitista (1997), pela Universidade Federal do Ceará. De 1981 a 1985 foi técnico em manutenção elétrica de plataformas marítimas de perfuração da PETROBRAS. De 1985 a 1988 foi técnico da Companhia Energética do Ceará (COELCE). Desde 1987 é professor do CEFET-CE. Atualmente está desenvolvendo atividades relacionadas com seu doutoramento, na Universidade Federal de Campina Grande – em estágio na França. Suas áreas de interesse são: Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Automação.

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.

Cursino Brandão Jacobina, nascido em 1955 em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba e 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.

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 incluem Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas Elétricas.