

CONTROLE DE INVERSORES DE TENSÃO TRIFÁSICOS BASEADOS NO CONTROLE DE FLUXO E EM TABELAS DE CHAVEAMENTO SIMPLES : REGIÕES DE CHAVEAMENTO VARIÁVEIS

Ronan D. F. Rossi * Benjamin R. Menezes ** Selênio R. Silva **

* Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG

** Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

RESUMO : Um método para controle de inversores de tensão trifásicos é apresentado. A partir de certos métodos de controle de fluxo, baseados em tabelas de chaveamento simples, generaliza-se o conceito de REGIÕES DE CHAVEAMENTO VARIÁVEIS, que permite maior controle sobre as componentes de tensão de eixo direto e em quadratura, em Coordenadas de Campo. O método aproveita informações já disponíveis nos métodos tradicionais e sua implementação a partir destes é bastante simples. Resultados de simulação do controle do fluxo de estator de um motor de indução são apresentados e mostrando a possibilidade de redução da frequência de chaveamento do inversor em regime permanente.

ABSTRACT : A method for controlling voltage fed three-phase inverters is presented. It starts from some methods of flux control, based on simple switching tables, and generalizes the concept of VARIABLE SWITCHING REGIONS, which allows greater control over the direct and in quadrature components of the voltage vector, in Field Coordinates. Only information already available in the other methods are required, and its implementation from them is very easy. Simulation results for the stator flux control of an induction motor are presented, showing the possibility of inverter switching frequency reduction.

1. INTRODUÇÃO

O controle de inversores de tensão trifásicos é de extrema importância em aplicações como no controle de potência ativa em sistemas elétricos ou em acionamentos de motores de corrente alternada. Existem na literatura vários métodos de controle desse tipo de inversor baseados em simples tabelas (Cardoso Filho, 1991; Hashimoto *et alii*, 1988; Rossi *et alii*

1994; Sabanovic e Bilalovic, 1989; Takahashi e Noguchi, 1986), nos quais a escolha do padrão de chaveamento depende das seguintes variáveis:

- A posição angular do vetor fluxo;
- O erro da amplitude do fluxo;
- O erro da variável mecânica (conjugado) ou elétrica (potência ativa) controlada.

A transformação destas variáveis em sinais lógicos permite realizar o controle direto das chaves do inversor trifásico. Para este fim, a variável (a) pode ser discretizada, dividindo-se o plano de revolução do vetor fluxo em 6 regiões fixas, (Fig. 2), chamadas Regiões de Chaveamento.

O método aqui apresentado generaliza a estratégia descrita, propondo a adoção de Regiões de Chaveamento Variáveis, e não mais fixas, como as mencionadas. Será mostrado que isto permitirá um maior controle sobre os valores das tensões de eixo direto e em quadratura, permitindo, por exemplo, a redução da frequência de chaveamento do inversor.

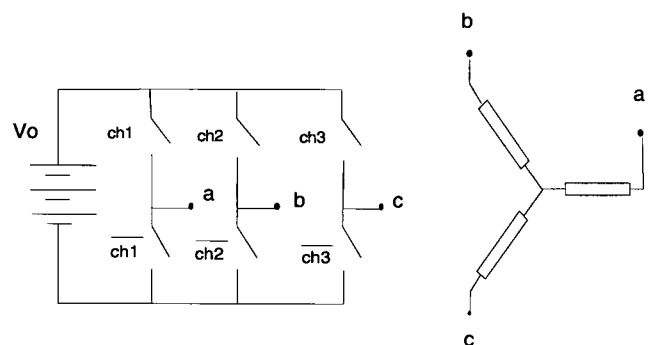


Fig.1. Inversor de tensão alimentando cargas trifásicas

$$K_c = (3/2) \cdot P \quad (P=\text{pares de pólos})$$

Desse modo, no controle do vetor fluxo, pode-se atribuir a cada uma das componentes da tensão estatórica, V_d e V_q , uma função específica :

V_d : controle da amplitude de fluxo.

V_q : controle da frequência angular do vetor fluxo

Mesmo no controle do fluxo de estator, o conjugado eletromagnético depende mais diretamente da corrente em quadratura i_{sq} do que da frequência angular ω , como é mostrado na eq.(3) (Vas, 1990).

$$C_{em} = K_c \cdot \phi_{sd} \cdot i_{sq} \quad (4)$$

Mostra-se em Takahashi e Noguchi, 1986), contudo, que é possível o controle de conjugado com excelente resposta dinâmica utilizando-se a máxima frequência de escorregamento instantânea (ω_{esc}) disponível. Na estratégia proposta em (Rossi, 1993), o conjugado é mantido dentro dos limites de uma histerese, fazendo-se com que, sempre que o erro de conjugado ultrapassa um dos limites da histerese, o vetor de tensão aplicado (entre os mostrados na Fig.2) seja o que proporciona a maior frequência angular ω para o vetor fluxo, e, portanto, a maior frequência de escorregamento. A seleção do vetor de tensão leva também em conta a necessidade de se controlar a amplitude de fluxo, também por histerese, como é descrito na seção seguinte.

3. REGIÕES DE CHAVEAMENTO

Enquanto o vetor fluxo permanecer dentro de uma das Regiões de Chaveamento da Fig. 2, a seleção do vetor de tensão deve depender apenas das variáveis (b) e (c) apresentados no item I, procurando-se garantir sinais corretos para V_d e V_q (p.ex. $V_d > 0$ para se aumentar a amplitude de fluxo, $V_q > 0$ para um rápido aumento do conjugado). As figuras 4 a 9 ilustram essa estratégia.

A Fig. 4 indica como poderia ser selecionado o vetor de

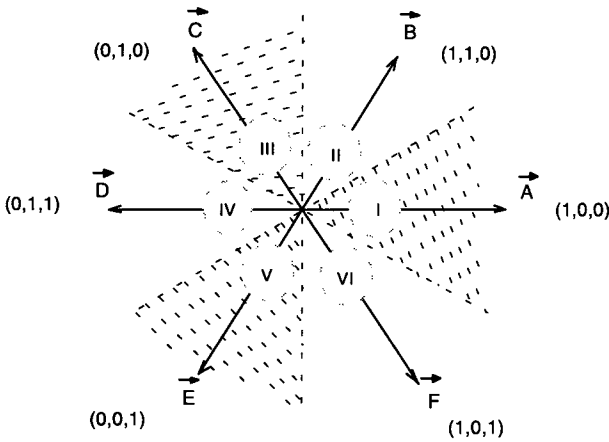


Fig.2. Vetores de tensão sintetizáveis pelo inversor estático e suas regiões de chaveamento

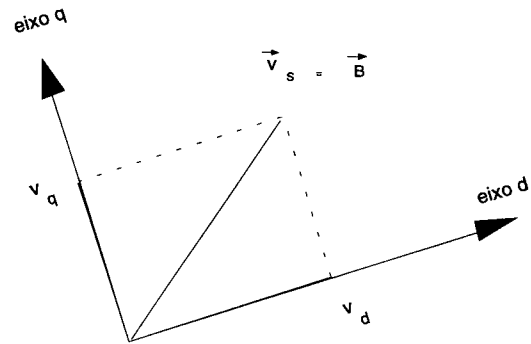


Fig.3. Projeção do vetor de tensão sobre os eixos direto e em quadratura

2. FORMULAÇÃO GERAL DO PROBLEMA

A Fig. 1 apresenta, em diagrama esquemático, um inversor alimentando uma carga trifásica. Com as combinações possíveis das chaves ch1, ch2 e ch3, sintetizam-se 8 vetores de tensão, sendo 2 desses vetores nulos (000 e 111) e 6 outros, vetores ativos, que estão representados vetorialmente na Fig. 2.

No modelo dq (transformação de Park), os vetores de tensão podem ser representados através de suas projeções sobre eixos de referência posicionados arbitrariamente (Krause, 1986)

Quando a carga é um motor de indução, se as componentes de tensão de estator V_d e V_q forem representadas em um sistema de coordenadas solidário ao fluxo estatórico (Fig.3), as equações de tensão (eqs. 1 e 2) mostram uma relação estreita entre aquelas componentes e a amplitude e a freq. angular do vetor fluxo.

$$V_d = r_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} \quad (1)$$

$$V_q = r_s \cdot i_{sq} + \omega \cdot \phi_{sd} \quad (2)$$

$$\omega = \omega_r + \omega_{esc} \quad (3)$$

Onde :

$$\phi_{sd} = |\phi_s|; \quad (\text{Fluxo de eixo direto})$$

$$\phi_{sq} = 0; \quad (\text{Fluxo de eixo em quadratura})$$

$$\omega = \text{freq. angular do vetor fluxo.}$$

$$\omega_r = \text{freq. de rotação (em rd/seg elétricos)}$$

$$\omega_{esc} = \text{freq. de escorregamento}$$

$$C_{em} = \text{conjugado eletromagnético;}$$

tensão, estando o vetor fluxo na região I, para o caso em que V_d e V_q devem ter o mesmo sinal. A Fig. 5 mostra que, no caso de se escolher o vetor de tensão B ($V_d > 0$ e $V_q > 0$) garantem-se os sinais corretos para as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura, mas as amplitudes destas variáveis dependem da posição exata do vetor fluxo. A região I corresponde apenas à faixa de -30° a 30° (graus elétricos), mas observa-se que a correção dos sinais de V_d e V_q ainda seria mantida na faixa maior que vai de -30° a 60° .

A Fig. 6 sugere que poderíamos deslocar a região I, formando uma nova região I' (as outras regiões seriam deslocadas no mesmo sentido) sem contradizer o princípio básico de garantir os sinais desejados para as componentes V_d e V_q . Essa análise também é válida para o caso de se selecionar o vetor E ($V_d < 0$, $V_q < 0$), bastando-se inverter os sinais nos gráficos.

As Figs. 7 e 8 mostram que, para o caso em que os sinais de V_d e V_q são diferentes, acontece algo semelhante. A única diferença é que os deslocamentos das regiões de chaveamento originais que ainda garantem sinais corretos para V_d e V_q devem ser feitos no sentido oposto ao anterior. A Fig. 8 mostra uma nova região I'', obtida pelo deslocamento de -30° da região I original.

No apêndice B é apresentada uma tabela de chaveamento que implementa a estratégia descrita, onde v_{dL} e v_{qL} são sinais lógicos que representam os sinais desejados para as tensões V_d e V_q . As regiões I a VI são as regiões originais mostradas na Fig. 2.

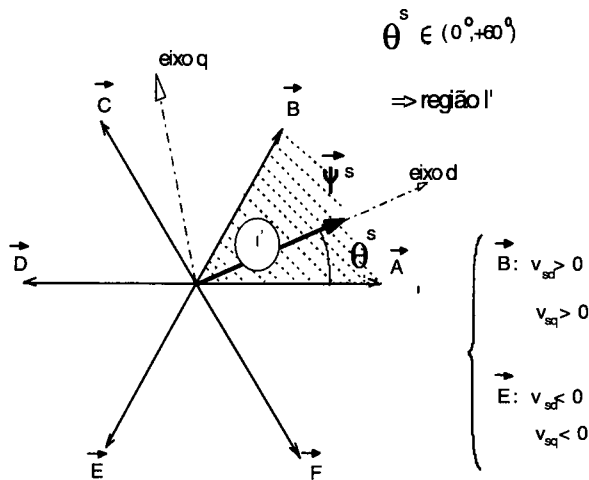


Fig.4. Seleção do vetor tensão na região I para $V_d.V_q > 0$

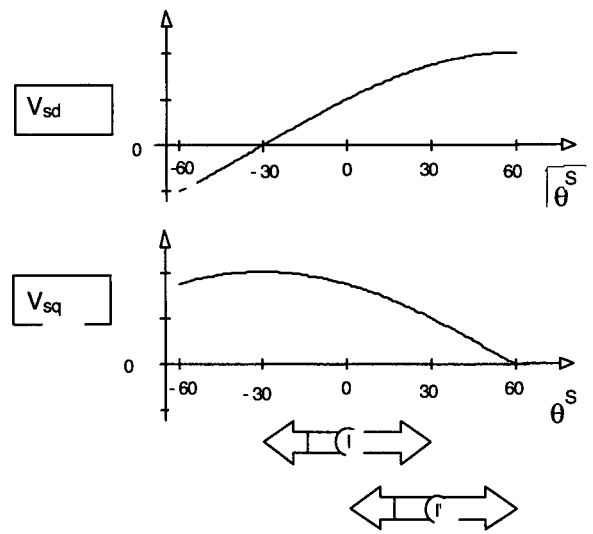


Fig.5. Componentes de eixo direto e em quadratura quando o vetor B é selecionado

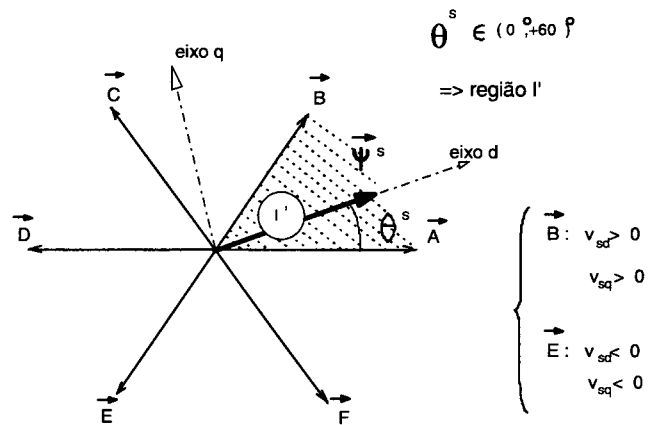


Fig.6. Seleção do vetor tensão com ângulo na região deslocada (I'), para $V_d.V_q > 0$

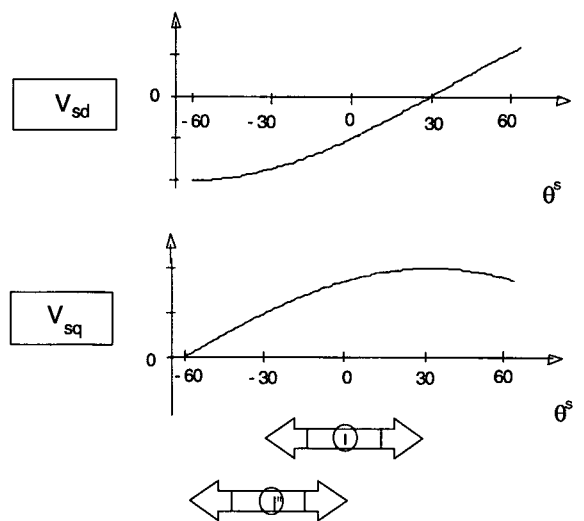


Fig.7. Componentes de eixo direto e em quadratura quando o vetor C é selecionado.

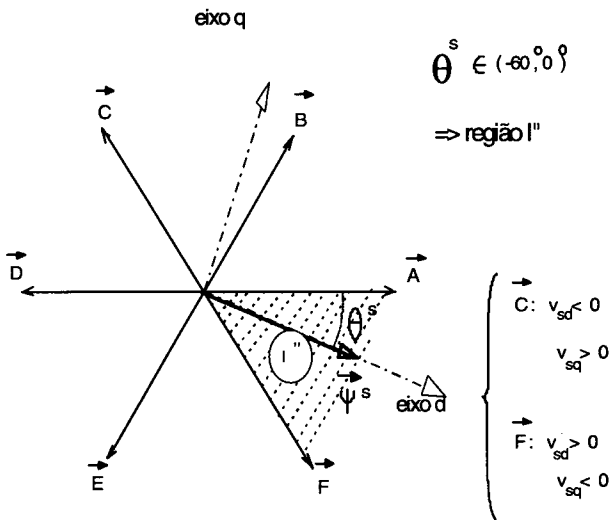


Fig.8 Seleção do vetor de tensão, na região deslocada (I''), para $V_d, V_q < 0$

4. REGIÕES DE CHAVEAMENTO VARIÁVEIS

Seja um dispositivo de chaveamento que seleciona o vetor de tensão a ser aplicado com base nos sinais de V_d e V_q desejados e também na posição angular do vetor fluxo, discriminando-a em uma das seis regiões abaixo:

I : $(-30^\circ, 30^\circ)$

II : $(30^\circ, 90^\circ)$

III : $(90^\circ, 150^\circ)$

IV : $(150^\circ, 210^\circ)$

V : $(210^\circ, 270^\circ)$

VI : $(270^\circ, 330^\circ)$

Tal dispositivo pode ser levado a realizar o chaveamento com base nas novas regiões apresentadas na seção anterior, se, ao invés do ângulo real θ^s , for-lhe apresentado o ângulo fictício $\theta^{s'}$:

$$\theta^{s'} = \theta^s - \Delta\theta \tag{5}$$

onde:

$$\Delta\theta = \theta_a \cdot \sin \text{al}(V_d) \cdot \sin \text{al}(V_q) \tag{6}$$

Aqui, $\theta_a = 0^\circ$ representa a estratégia de chaveamento tradicional. Para θ_a entre 0° e 30° e temos ainda, conforme mostrado na seção anterior, a garantia dos sinais corretos para V_d e V_q .

Os valores máximos e mínimos dos módulos de V_d e V_q dependem, nessa estratégia, do valor de θ_a , conforme pode ser

observado nas figuras 5 e 7 :

$$|V_d|_{\min} = V_{cc} \cdot \sin(\theta_a)$$

$$|V_d|_{\max} = V_{cc} \cdot \sin(\theta_a + 60^\circ)$$

$$|V_q|_{\min} = V_{cc} \cdot \cos(\theta_a + 60^\circ)$$

$$|V_q|_{\max} = V_{cc} \cdot \cos(\theta_a)$$

onde V_{cc} é a amplitude dos vetores de tensão do inversor trifásico.

As equações anteriores indicam que o aumento de θ_a provoca um aumento de $|V_d|_{\min}$ e $|V_d|_{\max}$, e numa diminuição de $|V_q|_{\min}$ e $|V_q|_{\max}$. Na fig. 5(a), por exemplo, vê-se que, para $\theta_a = 0^\circ$, $V_d = 0$ na extremidade esquerda da região I. Já na fig. 5(b), observa-se que $V_q = 0$ na extremidade direita da região I', que é selecionada fazendo-se $\theta_a = 30^\circ$.

5. APLICAÇÃO AO CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO

Implementou-se em simulação digital o controle de um motor de indução, aplicando-se a estratégia anteriormente descrita. O controle é idêntico ao realizado em (Takahashi e Noguchi, 1986), substituindo-se, entretanto, o ângulo real do vetor fluxo pelo ângulo fictício mostrado na seção anterior. A Fig.9 apresenta o diagrama esquemático do controle. Além da implementação do cálculo do ângulo fictício, observam-se duas histereses, às quais se aplicam os erros da amplitude de fluxo e de conjugado, cujo valor de referência é gerado por uma malha mais externa, de compensação do erro de velocidade. A referência de conjugado é saturada, já que o motor de indução, com controle de fluxo estatórico, apresenta limitação no conjugado máximo que pode ser desenvolvido.

Tanto a amplitude de fluxo e sua posição angular, bem como o conjugado real do motor, podem ser calculados a partir dos valores de tensão e corrente de estator transformados para um sistema de eixos fixos em estator (Takahashi e Noguchi, 1986), obtidos de grandezas trifásicas através de simples manipulações algébricas. Nas variáveis em coordenadas de estator mencionadas na seção II, são utilizados os subscritos α e β para designar as variáveis de eixos direto e em quadratura (correntes e tensões de estator - $i1\alpha, i1\beta, v1\alpha, v1\beta$). Na saída da histerese de fluxo, o sinal vdL indica se a ação do controle deve ser no sentido de aumentar ($vdL = 1$), ou reduzir ($vdL = -1$) a amplitude do fluxo, o que está em correspondência com os sinais determinados para V_d . Já a saída da histerese de conjugado, vqL , apresenta 3 níveis, sendo que o nível intermediário (zona morta) corresponde à aplicação de um vetor de tensão nulo ($ch1 \ ch2 \ ch3 = 1 \ 1 \ 1$ ou $0 \ 0 \ 0$). A aplicação de um desses vetores nulos, quando se deseja reduzir o conjugado, proporciona uma redução da frequência de chaveamento do inversor, com relação ao caso de se aplicar apenas vetores ativos (Takahashi e Noguchi, 1986).

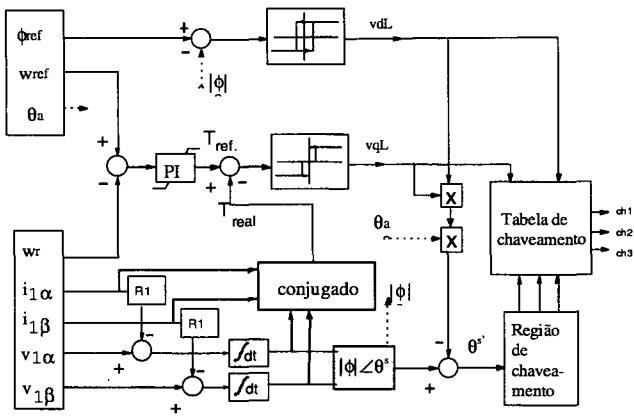


Fig.9. Diagrama de blocos do controle do motor de indução

6. COMENTÁRIOS SOBRE AS SIMULAÇÕES

Nas Figs. 10 e 11 vê-se claramente que o aumento do ângulo θ_a , de 0° para 15° , provoca uma alteração no padrão de chaveamento na histerese de fluxo. Essa alteração, provocada pelo aumento da tensão V_d média, se reflete, por exemplo, sobre o conteúdo harmônico da corrente de estator, devido à parcela de corrente de magnetização (Rossi,1993; Rossi, 1994).

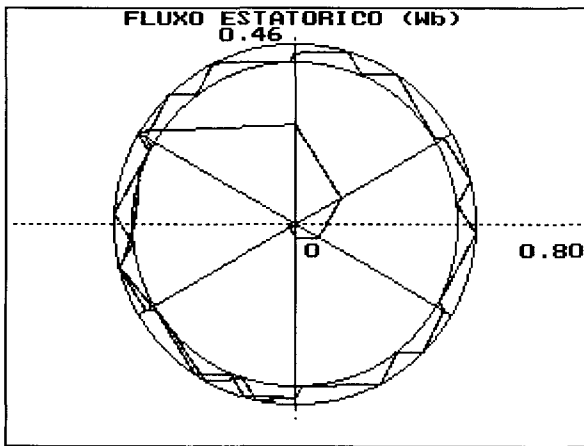


Fig.10 Trajetória do Fluxo Estatorico com $\theta_a=0$

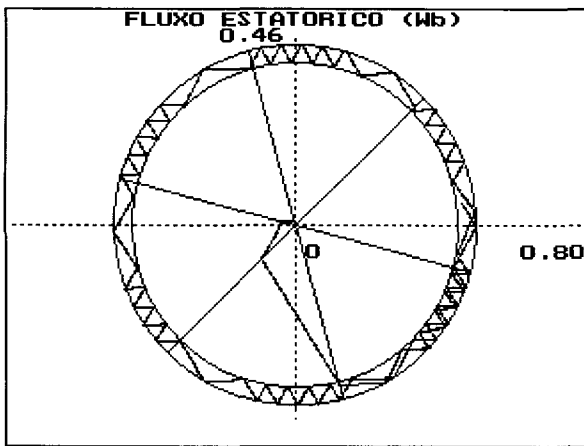


Fig.11 Trajetória do Fluxo Estatorico com $\theta_a=15$

Nas figuras 12 e 13, observa-se a partida do motor, com uma referência de velocidade igual a 900 rpm, e sua reversão para -900 rpm no instante de 150 mseg, para os casos em que θ_a é igual a 0° e a 15° .

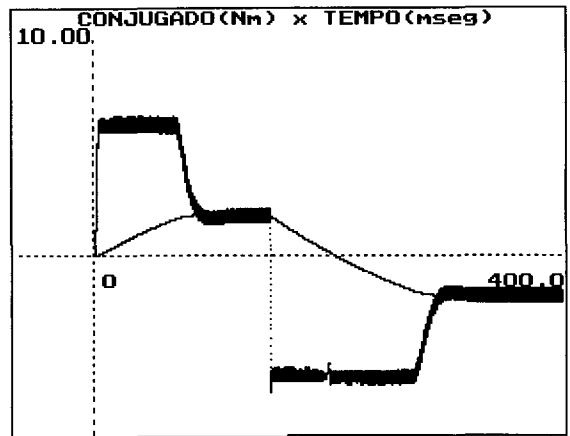


Fig.12.a. Transitório de conjugado eletromagnético na partida e reversão de velocidade com $\theta_a=0$

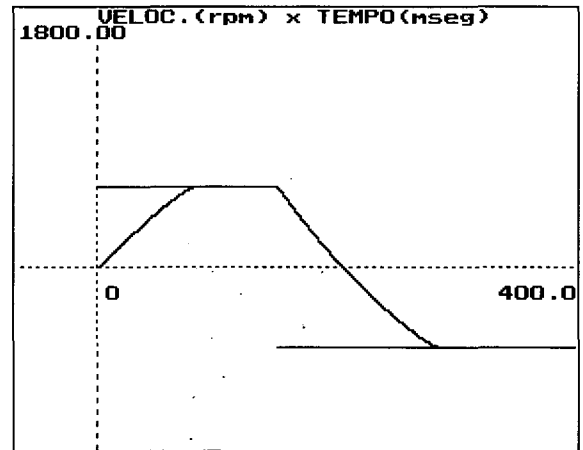


Fig.12.b. Transitório de velocidade na partida e reversão com $\theta_a=0$

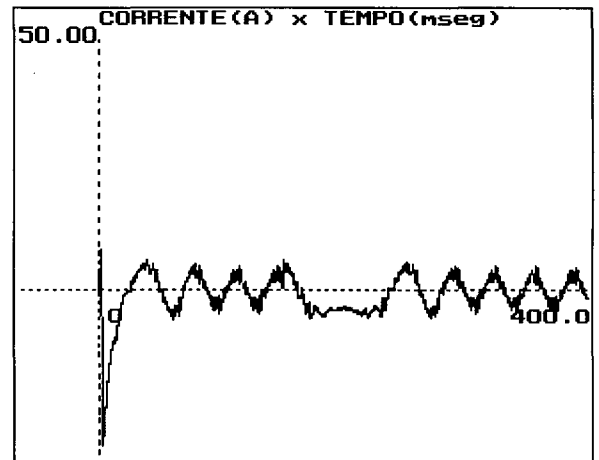


Fig.12.c. Transitório de corrente de estator quando da partida e reversão de velocidade com $\theta_a=0$

Observa-se que o conjugado atinge rapidamente o seu valor de saturação nos transitórios de partida e reversão, e, como o conjugado permanece praticamente confinado entre os limites da histerese, obtém-se um excelente desempenho dinâmico, comparável ao que é obtido pelo do controle Orientado pelo Campo tradicional (Rossi, 1993). A similaridade do

desempenho entre essa estratégia e o Controle Direto de

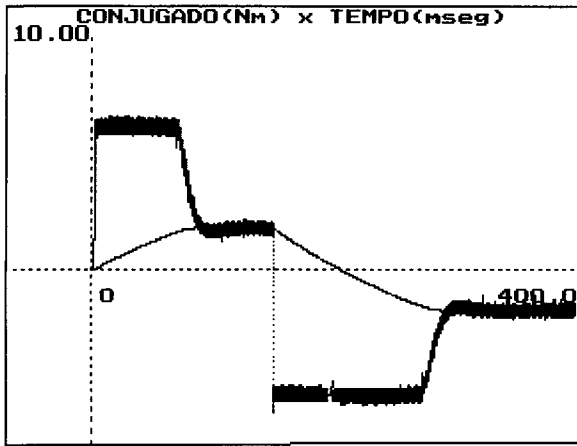


Fig.13.a. Transitório de conjugado eletromagnético na partida e reversão de velocidade com $\theta_a=15$

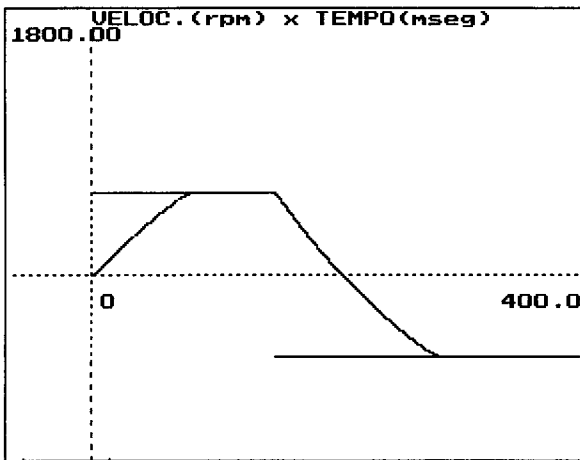


Fig.13.b. Transitório de velocidade na partida e reversão com $\theta_a=15$

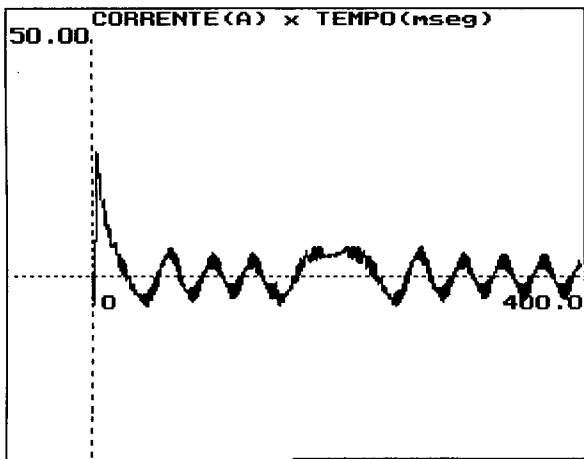


Fig. 13.c. Transitório de corrente de estator quando da partida e reversão de velocidade com $\theta_a=15$

Conjugado aqui apresentado é evidenciada pela equação 4 da Seção II, que mostra que também no controle de fluxo estático, o conjugado eletromagnético e a corrente em quadratura são proporcionais (supondo-se constante a amplitude de fluxo).

A influência do ângulo de deslocamento θ_a sobre as frequências de chaveamento é mostrado na Fig. 14, em que os

valores de frequência representam o número médio de comutações (liga ou desliga) em um período de tempo. A variável "Frequência Total do Inversor" considera as comutações de todos os três braços do inversor. O gráfico indica que a redução da frequência de chaveamento da histerese de conjugado provoca uma redução na frequência de chaveamento do inversor, neste caso em que a frequência de chaveamento dessa histerese é dominante. Evidentemente que a amplitude das duas histereses e o próprio ponto de funcionamento afetam o padrão de chaveamento, como é próprio de estratégias não lineares como esta. As alterações do padrão de chaveamento para uma ampla faixa de variação da velocidade e de ângulos θ_a (inclusive para θ_a negativo) são mostradas em (Rossi, 1993).

7. CONCLUSÕES

Apresentou-se neste trabalho uma generalização de certos métodos de controle de inversores baseados em tabelas de chaveamento simples, através do conceito de Regiões de Chaveamento Variáveis. Para se chegar à generalização proposta, utilizou-se apenas informações já disponíveis nos métodos originais, obtendo-se, como ganho, um maior controle sobre as componentes de tensão de eixo direto e em quadratura, em Coordenadas de Campo. Esse resultado foi comprovado, através de simulações, mostrando-se ser possível alterar as frequência de chaveamento das histereses de fluxo e de conjugado, no controle de um motor de indução, e a sua influência na frequência de chaveamento do inversor, com vistas à otimização do seu funcionamento em regime permanente.

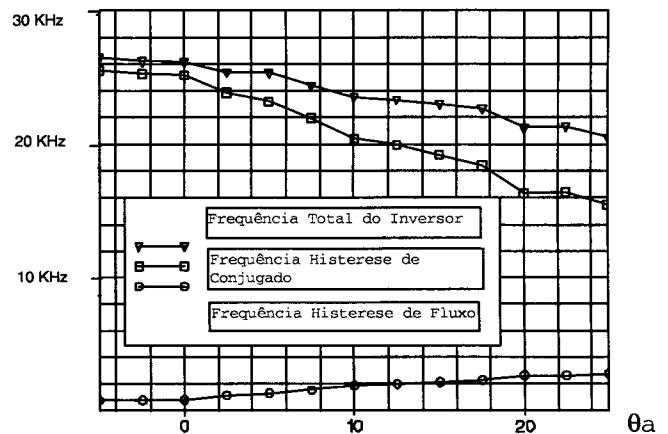


Fig.14 Frequência de chaveamento dos controladores de histerese de fluxo e conjugado

Condições: $W_r=900\text{rpm}$; Conj. Carga= 2.5Nm

Hist. de Fluxo= 10% Hist. Conj.=10%

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Cardoso Filho, B.J. 1991." *Modos Deslizantes em Sistemas Dinâmicos Descontínuos : Aplicação ao Controle de Velocidade de um Motor de Indução*". Dissertação de Mestrado, UFMG, .

Tensão do elo CC : 400 volts

Hashimoto, H. *et Alli*. 1988. Brushless Servo Motor Control Using Variable Structure Approach. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 24, nº 1, pp 160-170, jan/fev, .

Krause, P.C. 1986. *Analysis of Electrical Machinery*. McGraw-Hill, New York, .

Leonhard, W. 1985. *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, .

Rossi, R.D.F. 1993. "Alternativas de Controle Vetorial do Motor de Indução : Orientação pelo Campo versus Aceleração de Campo". Dissertação de Mestrado, UFMG, .

Rossi, R.D.F., Menezes, B.R. E Silva, S. R. 1994. "Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters : Variable Switching Regions". *IEEE PESC'94 Conf. Records*, pp. 219-224, .

Sabanovic, A. E Bilalovic, F. 1989. "Sliding Mode Control of AC Drives". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 25, nº 1, pp 70-75, jan/fev, .

Sabanovic, A. E Izosimov, D.B. 1981. "Application of Sliding Mode to Induction Motor Control". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 17, nº 1, pp 41-49, jan/fev, .

Takahashi, I. E Noguchi, T. 1986. "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol IA-22, nº 5, pp 820-827, .

Yamamura, S.1986. "AC Motors For High Performance Application Analysis and Control". Marcel Dekker. New York, Basel, .

Vas, Peter. 1990. *Vector Control of AC Machines*. Clarendon Press. Oxford, .

APÊNDICES

A) DADOS DO MOTOR :

Resistências:

estator : 0.5 ohm; rotor : 1.5 ohm

Indutâncias de dispersão:

estator : 0.005 H; rotor : 0.005 H

Indutância mútua : 0.100 H

Número de pólos : 4

Momento de inércia : 0.01 Kg.m²

Coef.atr.viscoso : 0.0265 Nm.seg/rad

B) DADOS DO CONTROLADOR PI :

Kp = 1.0

Ti = 0.01

Saturação de conjugado: Tmax = 7.5 Nm

C) TABELA DE CHAVEAMENTO

Regiões de Chaveamento

VdL	VqL	I	II	III	IV	V	VI
1	1	110	010	011	001	101	100
	0	111	000	111	000	111	000
	-1	101	100	110	010	011	001
-1	1	010	011	001	101	100	110
	0	000	111	000	111	000	111
	-1	001	101	100	110	010	011