

ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE APLICADA AO CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO FLUXO DO ROTOR COM CHAVEAMENTO DO INVERSOR POR HISTERESE DE CORRENTE

ALEX C. SILVA, LANE M. R. BACCARINI.

Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del Rei, Pça Frei Orlando, 170-Centro, São João del rei-MG, 36.307-352

E-mails: alexsilvaeaf@gmail.com, rabelo@ufsj.edu.br

Abstract— The main objective of this paper is to propose a speed measurement replaced by an estimator with fixed reference stator of the three-phase induction machine, in vector control loops guided by the rotor flux. The estimation was performed using basic quantities such as voltage and current from frequency converters switched hysteresis current. In order to minimize the speed error optimization technique called evolution strategy was presented as an excellent methodology for setting the controllers. Studies in motors of different characteristics show that the estimation is presented as a possible alternative to the use of conventional measurement by velocity sensors or position.

Keywords— Estimator speed, vector control, current hysteresis, online filtering, evolution strategy

Resumo— O objetivo principal deste trabalho é propor a substituição da medição de velocidade por um estimador com referencial fixo no estator da máquina de indução trifásica, em malhas de controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor. A estimação foi realizada utilizando grandezas básicas como tensão e corrente provenientes de conversores de frequência chaveados por histerese de corrente. Com o intuito de minimizar o erro de velocidade a técnica de otimização denominada estratégia de evolução apresentou-se como uma excelente metodologia para o ajuste dos controladores. Os estudos realizados em motores de diferentes características demonstraram que a estimação se apresenta como uma possibilidade alternativa ao uso da medição convencional por sensores de velocidade ou posição.

Palavras-chave— Estimador de velocidade, controle vetorial, histerese de corrente, filtragem online, estratégia de evolução

1 Introdução

A utilização de motores de indução trifásicos no setor industrial se tornou frequente devido a sua relativa simplicidade de construção, baixo custo de manutenção e sua capacidade de operar com uma grande diversidade de cargas e em condições adversas. Grande parte dos motores elétricos é utilizada em aplicações comuns, ou seja, trabalham com velocidade constante sem controle de torque e velocidade. Entretanto, o processo de automatização industrial vem buscando, cada vez mais, aplicações que exigem algum tipo de controle de grandezas como aceleração, posição, torque ou velocidade. Inicialmente, a dificuldade do controle do torque fez com os motores de indução fossem utilizados apenas em aplicações de baixo desempenho dinâmico. Entretanto, em 1972 Felix Blaschke introduziu o princípio do controle por campo orientado, possibilitando a utilização dos motores de indução em aplicações de alto desempenho dinâmico. Essa metodologia possibilita o desacoplamento dos controles de fluxo e torque. Assim, a máquina de indução pode trabalhar com fluxo constante de forma análoga a máquina CC. Para realizar o desacoplamento é necessário referenciar os controles de torque e fluxo em um sistema de coordenadas alinhado ao fluxo do motor, conhecido como sistema de coordenadas de campo.

Dentre os sinais importantes para o controle do acionamento estão o fluxo eletromagnético na máquina e a velocidade do rotor, grandezas essas que geralmente são obtidas por medição direta através de sensores. Porém, apesar de utilizados, esse método não é completamente viável, visto que o uso de sensores instalados no

interior da máquina impossibilita o emprego de um motor com as características garantidas pelos fabricantes, elevam o custo do acionamento e reduzem a robustez mecânica do sistema. Uma solução robusta e com menor custo está relacionada à utilização de estimadores de fluxo eletromagnético, como alternativa ao uso de sensores. Os estimadores utilizam as tensões e correntes disponíveis nos próprios terminais do motor para obter essas informações através das equações da máquina (Gouvêa, 2005).

O objetivo principal desse trabalho é analisar a possibilidade de substituir na malha de controle a formação de velocidade do rotor, obtida por sensores, por um estimador de velocidade utilizando o controle vetorial indireto orientado pelo fluxo do rotor. Para minimizar o erro de velocidade utilizou-se a técnica de otimização denominada estratégia de evolução para o ajuste dos controladores.

A seguir apresenta-se a metodologia adotada (seção 2) e os resultados das análises (Seção 3). As conclusões estão descritas na Seção 4.

2 Metodologia

Os parâmetros da máquina utilizados nas simulações, estão apresentados na Tabela 1 (Krause *et al.* 2002, p.165). O modelo dinâmico da máquina foi implementado no software *MATLAB*[®]. As equações diferenciais foram resolvidas pelo método de Runge Kutta 4ª ordem com um passo de integração igual a 10^{-5} s.

Tabela 1. Parâmetros da máquina

Potência nominal	3 HP
Tensão nominal	220 V
Velocidade nominal	1710 RPM
Torque nominal	11,9 N m
Momento de inércia	0,089 kg m ²
Resistência do estator	0,435 Ω
Resistência do rotor	0,816 Ω
Reatância de dispersão do estator	0,754 Ω
Reatância de dispersão do rotor	0,754 Ω
Reatância mútua	26,13 Ω

2.1 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor

Segundo Reginatto (1993), o modelo do motor de indução no sistema de coordenadas de campo é dado por:

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (1)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (4)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (5)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (6)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (7)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (9)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = -B\omega_r + \frac{P}{2} (T_e - T_c) \quad (10)$$

Sendo:

B: coeficiente de atrito viscoso, J : momento de inércia, P : número de pares de polo do motor, R_s e R_r : resistências do estator e do rotor, L_s , L_r e L_m indutâncias próprias do rotor e do estator e indutância mútua, T_e : torque eletromagnético, T_c : torque de carga, ω_e : velocidade angular do eixo dq, ω_r : velocidade angular elétrica do rotor; i_{dr}^e , λ_{dr}^e , i_{qr}^e , λ_{qr}^e : corrente e enlace de fluxo do rotor de eixo direto e de quadratura; i_{ds}^e , λ_{ds}^e , v_{ds}^e , i_{qs}^e , λ_{qs}^e , v_{qs}^e : corrente, enlace de fluxo e tensão de estator de eixo direto e de quadratura; o sobrescrito “e” indica grandezas referidas ao sistema de coordenadas síncrono.

A orientação do fluxo do rotor consiste em alinhar o vetor fluxo do rotor ao longo do eixo direto (Lipo e Novotny, 1996), assim pode-se escrever:

$$\lambda_{dr}^e = \lambda_r^e \quad (11)$$

$$\lambda_{qr}^e = \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (12)$$

Considerando a orientação e a operação a fluxo constante tem-se:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e = K_{torque} i_{qs}^e \quad (13)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (14)$$

$$i_{qs}^e = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr}^e \quad (15)$$

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (16)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{dr}^e)^2 \omega_{sl} \quad (17)$$

Assim as componentes i_{ds}^e e i_{qs}^e foram desacopladas nas componentes que produzem fluxo e torque, ou seja, o fluxo produzido por i_{ds}^e não é afetado pela força magnetomotriz produzida por i_{qs}^e . A orientação pelo fluxo do rotor faz com que o motor de indução seja análogo ao motor CC onde i_{ds}^e cumpre o papel de corrente de campo e i_{qs}^e o da corrente de armadura.

As correntes de quadratura de estator e do rotor apresentam uma relação de proporcionalidade, a velocidade de escorregamento e o torque eletromagnético variam linearmente com a corrente de quadratura de estator fazendo com que o torque seja proporcional à velocidade de escorregamento.

Resumidamente, o modelo do motor com campo orientado pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 1, sendo $p = d/dt$:

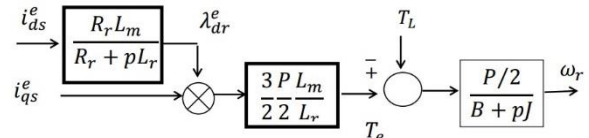


Figura 1. Modelo do motor de indução com campo orientado

A resposta do fluxo à corrente i_{ds}^e possui dinâmica de 1ª ordem. Já a resposta do torque à corrente i_{qs}^e não possui dinâmica, ou seja, a fluxo constante é possível controlar o torque diretamente e instantaneamente através de i_{qs}^e . A malha de controle com orientação pelo fluxo do rotor pode ser representado pelo diagrama de bloco da Figura 2.

Considerando que V_{CC} seja a tensão disponível no elo CC do inversor. Seu valor geralmente estabiliza em valores próximos a $\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V$ para motores com carga elevada.

Várias estratégias podem ser utilizadas para o controle da corrente, talvez a mais simples seja utilizar o próprio sinal de erro com alguma histerese. Nesse caso a diferença entre as correntes de referências: i_a^{ref} , i_b^{ref} , i_c^{ref} e as correntes terminais: i_a , i_b e i_c determinam os devidos sinais de controle de tensão aplicada ao motor através do inversor (Brod e Novotny, 1984).

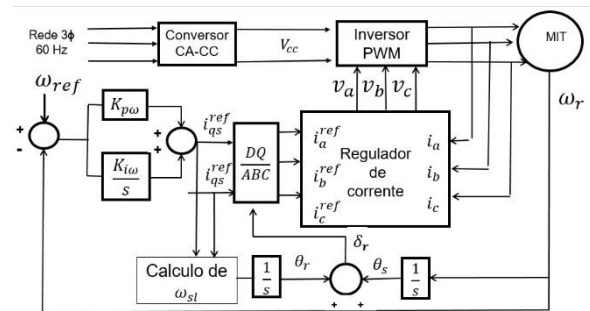


Figura 2. Controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor

Considerando ΔI a faixa de histerese definida, ou seja, o máximo erro admissível entre as correntes de

referência e as correntes do motor, o controle do chaveamento do inversor será:

$$\begin{aligned} \text{Se } i_a \geq i_a^{ref} + \Delta I \rightarrow V_{as} &= V_{CC} & \text{Se } i_a \leq i_a^{ref} - \Delta I \rightarrow V_{as} &= 0 \\ \text{Se } i_b \geq i_b^{ref} + \Delta I \rightarrow V_{bs} &= V_{CC} & \text{Se } i_b \leq i_b^{ref} - \Delta I \rightarrow V_{bs} &= 0 \\ \text{Se } i_c \geq i_c^{ref} + \Delta I \rightarrow V_{cs} &= V_{CC} & \text{Se } i_c \leq i_c^{ref} - \Delta I \rightarrow V_{cs} &= 0 \end{aligned}$$

Assim, as tensões de fase aplicadas ao motor podem ser obtidas por:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

2.2 Estimadores de fluxo eletromagnético e velocidade

A grandeza fluxo de estator é extremamente importante para a estimação de velocidade. Segundo Gouvêa (2005), o fluxo de estator normalmente é obtido por sensores de efeito Hall, bobinas exploradoras, mas também pode ser estimada usando as equações que modelam a máquina.

Os estimadores de fluxo utilizam sinais de tensão, corrente e/ou velocidade para calcular o vetor fluxo a partir das equações da máquina. Para implementá-lo é necessário conhecer as tensões e correntes de estator normalmente disponíveis por conversores de frequência, e conhecer a resistência de estator, facilmente estimada. Segundo Krause (2002), as componentes do fluxo de estator podem ser calculadas por:

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} \quad (18)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} \quad (19)$$

Observa-se que a estimação se torna mais simples ao considerar o eixo dq fixo no estator, o que impõe ω igual a zero. Assim, tem-se:

$$\lambda_{qs}^s = \int v_{qs} dt - R_s \int i_{qs} dt \quad (20)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int v_{ds} dt - R_s \int i_{ds} dt \quad (21)$$

Segundo Holtz (1998) a velocidade de escorregamento da máquina pode ser estimada considerando o eixo dq fixo no estator através da equação (22).

$$\omega_{esc} = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s}{\lambda_s^s} \quad (22)$$

2.3 Cálculo da corrente de referência de eixo direto e obtenção da posição espacial do fluxo do rotor

A corrente I_s pode ser decomposta em suas componentes de eixo direto e de quadratura. Assim:

$$I_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (23)$$

Considerando a operação a fluxo constante, tem-se: $i_{ds}^e = cte \rightarrow \frac{d\lambda_r^e}{dt} = 0$. E, a partir da equação (14), conclui-se que:

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (24)$$

Associando as equações (16) e (24), obtém-se a relação entre as componentes da corrente de estator e a velocidade de escorregamento.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (25)$$

Associando as equações (23) e (25), tem-se:

$$I_{ds}^e = \frac{I_s}{\sqrt{\omega_{sl}^2 \tau_r^2 + 1}} \quad (26)$$

O cálculo da corrente de referência, equação (26), deve ser feito para a velocidade nominal, garantindo que I_{ds}^e seja exatamente o valor de corrente que proporciona fluxo nominal no motor. Para o motor de 3HP, a corrente nominal por fase é 8,85 A. A faixa de histerese foi ajustada em 5%, ou seja, 0,44 A. A corrente de referência de eixo direto é 6,8272 A.

A maneira mais natural para garantir o alinhamento do fluxo do rotor ao longo do eixo direto do sistema de coordenadas de campo é a medição direta ou estimação da posição espacial do fluxo magnético do rotor (δ_r) em relação ao sistema de coordenadas estacionários. Essa técnica é conhecida como controle por campo orientado direto. A obtenção do ângulo δ_r garante a orientação e assegura a equação (16). Por outro lado se a equação (16) é satisfeita, conclui-se que o fluxo do rotor está alinhado com o eixo direto, ou seja, sem a medição direta de δ_r é possível garantir a orientação do fluxo desde que a equação (16) seja satisfeita. Essa técnica é conhecida como controle por campo orientado indireto (Lipo e Novotny, 1996).

2.4 Obtenção dos ganhos do Controlador PI

A equação que modela o comportamento dinâmico do motor é dada por:

$$T_e - T_c - B\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (27)$$

Como o torque solicitado pela carga é considerado um distúrbio, seu valor é considerado nulo para o cálculo da função de transferência $\left(\frac{\omega_r^*}{\omega_r}\right)$. Associando as equações (13) e (24):

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} i_{ds} i_{qs} = K_{torque} i_{qs} \quad (28)$$

A saída do controlador PI é um sinal de corrente de quadratura (Eq. 29), onde $K_{p\omega}$ e $K_{i\omega}$ representam os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$i_{qs} = K_{p\omega} (\omega_r^* - \omega_r) + K_{i\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) \quad (29)$$

Associando as equações (27), (28) e (29) obtém-se a função de transferência para velocidade, dada por:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{s K_{torque} K_{p\omega} + K_{torque} K_{i\omega}}{s^2 J + s(B + K_{torque} K_{p\omega}) + K_{torque} K_{i\omega}} \quad (30)$$

Sabe-se que a equação característica também pode ser obtida multiplicando os polos da função de transferência. Considerando $B_{i\omega}$, a banda integral de velocidade e $B_{p\omega}$, a banda proporcional de velocidade, tem-se a Eq. (31).

$$(s + 2\pi B_{p\omega})(s + 2\pi B_{i\omega}) = s^2 J + s(B + K_{torque} K_{p\omega}) + K_{torque} K_{i\omega} \quad (31)$$

Os ganhos podem ser obtidos pelas equações (32) e (33).

$$K_{p\omega} = \frac{2\pi J(B_{p\omega} + B_{i\omega}) - B}{K_{torque}} \quad (32)$$

$$K_{i\omega} = \frac{4\pi J(B_{p\omega} B_{i\omega})}{K_{torque}} \quad (33)$$

Para atender os requisitos de faixa de passagem, rigidez dinâmica e robustez frente a variações paramétricas da planta, os seguintes critérios devem ser seguidos para o ajuste dos ganhos do controlador PI, sendo que f_{max}^* corresponde à máxima frequência presente no sinal de velocidade de referência adotado.

$$B_{i\omega} \geq 10 f_{max}^* \quad (34)$$

$$B_{p\omega} \geq 10 B_{i\omega} \quad (35)$$

2.5 Ajustes dos ganhos do controlador usando estratégia de Evolução

Analisando as equações (32) e (33) percebe-se que o ajuste dos ganhos dos controladores depende exclusivamente dos parâmetros da máquina e das bandas proporcional e integral de velocidade, desde que sejam atendidas as restrições (34) e (35). Pode-se usar uma técnica de otimização que seja capaz de encontrar $B_{i\omega}$ e $B_{p\omega}$ que minimize o erro entre a velocidade da máquina e a velocidade de referência adotada.

Para conseguir seguir a trajetória de velocidade adotada, aparecem componentes de alta frequência nas tensões e correntes provenientes do chaveamento do inversor. Visto que os estimadores de fluxo do estator e velocidade dependem dessas grandezas, aparentemente a estimação fica inviabilizada

Dentre as várias estratégias analisadas, a filtragem online da velocidade utilizando um filtro butterworth passa baixa apresentou os melhores resultados. Assim implementou-se um filtro de 1ª ordem com frequência de corte ajustada em 30Hz.

Devido à facilidade de implementação, escolheu-se a técnica de otimização denominada Estratégia de Evolução. Essa técnica foi desenvolvida por Rechenberg e Schwefel em meados de 1960 e é constituída basicamente por mecanismos de mutação e seleção para simular o processo de evolução natural. Essa técnica se diferencia do algoritmo genético pelo fato de não haver cruzamento entre os indivíduos, apenas mutações. Os passos para a criação do algoritmo e os valores ajustados para esse trabalho estão descritos a seguir:

- I) Definir a função objetivo: Os indivíduos considerados foram $B_{i\omega}$ e $B_{p\omega}$ e a função objetivo foi minimizar o erro de velocidade.

- II) Ajuste dos parâmetros: tamanho da população (10), amplitude máxima da mutação (0,3 ou 30%), tolerância (1.8 RPM), número máximo de populações (10);
- III) Gerar a população inicial: Os indivíduos foram selecionados aleatoriamente seguindo uma distribuição uniforme de média zero, desvio padrão um, e obedecendo as restrições (34) e (35).
- IV) Clonar todos os indivíduos da população;
- V) Mutar os indivíduos clonados;
- VI) Verificar se os indivíduos clonados são candidatos solução, ou seja, se atendem as restrições (34) e (35). Caso não atendam, sofrem mutação novamente;
- VII) Avaliar a população;
- VIII) Selecionar os melhores indivíduos através da função objetivo;
- IX) Ordenar os melhores indivíduos;
- X) Analisar convergência. Caso ao menos um dos critérios de parada seja atendido o problema está solucionado. Caso contrário, retornar para IV.

3 Resultados

Para o estudo, adotou-se como referência um sinal de velocidade variável com valores positivos e negativos e com dois estágios diferentes de velocidade nominal. Considerou-se torque requerido pela carga variando linearmente com a velocidade, porém cargas com característica parabólica apresentaram resultados semelhantes. A trajetória da velocidade adotada e seu respectivo espectro de frequência são apresentados na Figura 3.

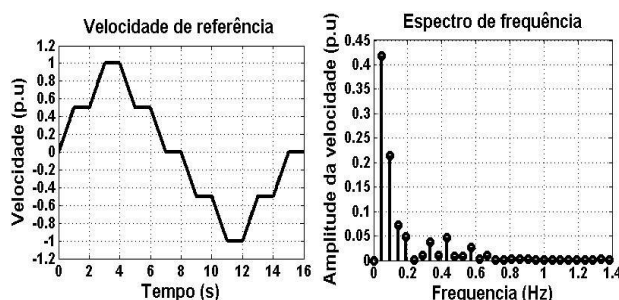


Figura 3. Velocidade de referência e seu espectro de frequência.

A máxima componente harmônica presente na trajetória de velocidade adotada ocorre para frequências inferiores a 0,7Hz. Os melhores ajustes dos controladores, obtidos pelo algoritmo de otimização, estão apresentados na Tabela 3. “Estimador 0” se refere a velocidade real dos motores, “Estimador 1” ao estimador com referencial estacionário e a variável “Erro” é o erro médio absoluto de velocidade.

Tabela 3. Melhores resultados obtidos por estratégia de evolução

Estimador 0			Estimador 1		
$B_{i\omega}$	$B_{p\omega}$	Erro (RPM)	$B_{i\omega}$	$B_{p\omega}$	Erro (RPM)
30,8	991,0	0,0048	90,5	868,2	0,0300
35,4	984,6	0,0048	86,2	922,6	0,0303
42,0	978,9	0,0048	67,2	970,3	0,0304
31,2	990,3	0,0049	71,2	899,9	0,0311
31,1	997,2	0,0049	76,4	973,5	0,0317

Observa-se que o erro médio de velocidade é extremamente pequeno, seja utilizando a velocidade real ou a velocidade estimada, comprovando a eficiência do método de otimização empregado.

As bandas integral e proporcional do controlador PI com os respectivos ganhos usados na simulação são apresentados na Tabela 4. As Figuras 4 e 5 apresentam o comportamento das correntes em coordenadas dq considerando a velocidade real da máquina e a velocidade estimada, respectivamente.

Tabela 4: Parâmetros de simulação

Motor	Estimador 0	Estimador 1
Ajustes		
$B_{l\omega}$	30,8	90,5
$B_{p\omega}$	991,0	868,2
$K_{p\omega} \times 10^{-3}$	0,4141	0,3885
$K_{l\omega} \times 10^{-3}$	77,7246	200,0795

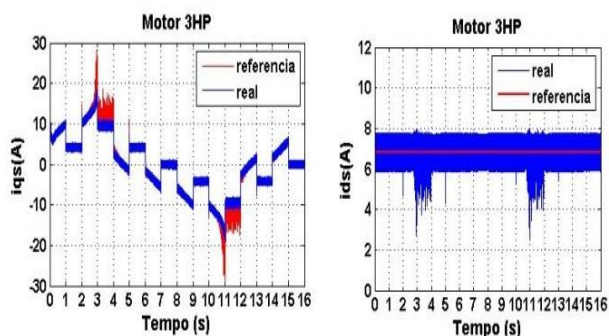


Figura 4. Correntes em coordenadas dq para o Estimador 0.

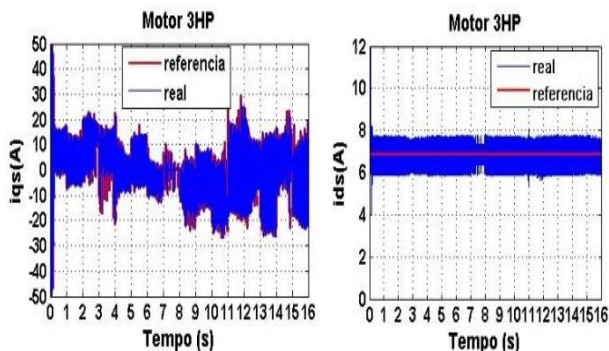


Figura 5. Correntes em coordenadas dq para o Estimador 1.

Sabe-se que a corrente i_{ds} é a garantia de orientação do fluxo, visto que esta orientação está sendo realizada de modo indireto. No primeiro caso, nos instantes que a velocidade é a nominal, entre 3-4 s e 11-12 s, a corrente i_{ds} começa a violar os limites definidos pela faixa de histerese. Entretanto, não chega a comprometer o acionamento, ou seja, a máquina deixa de trabalhar a fluxo constante, mas essa variação é mínima. Esse comportamento pode ser eliminado aumentando a faixa de histerese, previamente definida em 5%. Já usando o estimador percebe-se que a máquina opera a fluxo constante em toda faixa de operação. A corrente i_{qs} varia de acordo com o torque mecânico solicitado pela carga.

As Figuras 6 e 7 apresentam os erros de velocidade obtidos usando a velocidade real e a velocidade estimada, respectivamente.

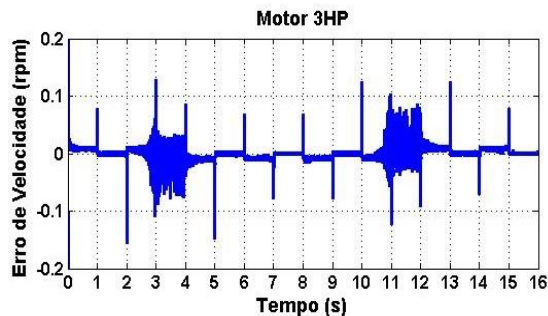


Figura 6. Erro de velocidade para o Estimador 0

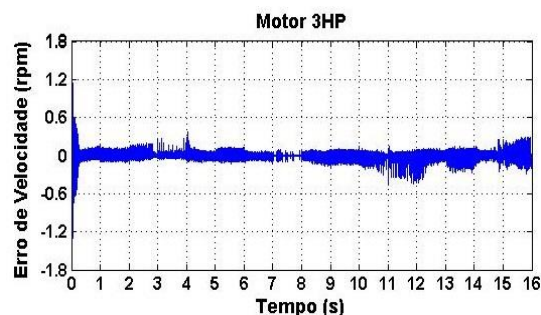


Figura 7. Erro de velocidade para o Estimador 1

Observa-se que os motores conseguem seguir exatamente a velocidade de referência adotada, justificando a eficiência do método de controle e a qualidade do ajuste dos controladores. Usando a velocidade real do motor o erro não chega a 0,15 RPM, equivalente a 0,00877%. Usando o estimador o erro é inferior a 0,4 RPM, equivalente a 0,02339%.

A Figura 8 ilustra a qualidade do filtro implementado. Caso fosse utilizado apenas o estimador, o erro seria de até 10 RPM para mais ou para menos. Ao utilizar o filtro o erro se torna praticamente desprezível.

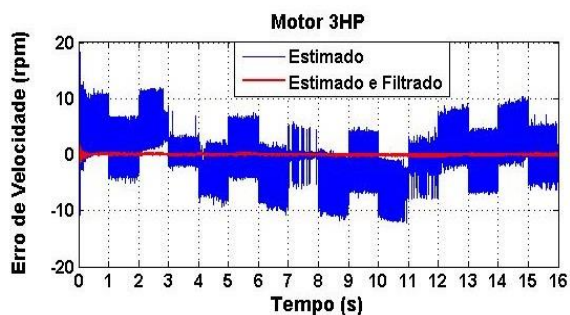


Figura 8. Erro de velocidade após a utilização do filtro

3.1 Análise de sensibilidade

Observa-se que tanto o método de controle como o estimador são dependentes da constante de tempo do rotor, assim torna-se necessário analisar a robustez do controle de velocidade frente a possíveis erros na estimação da resistência do rotor. A Figura 9 ilustra seus principais impactos no processo de orientação, através da corrente i_{ds} e o erro de velocidade. Erros entre -10%

e 5% na estimação da resistência rotórica não proporciona perda de orientação do fluxo, porém o mesmo não acontece para erros superiores a 10%. Entretanto percebe-se que apesar da perda de orientação o erro de velocidade continua extremamente baixo, inferior 1,8 RPM que corresponde a 0,01%, porém aumentam consideravelmente as correntes de fase.

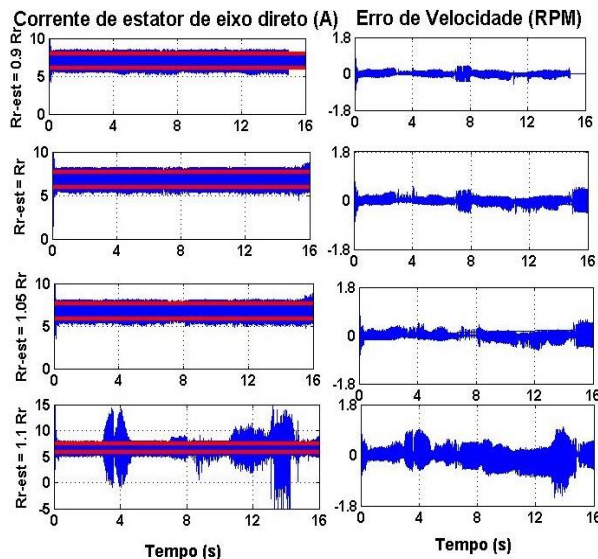


Figura 9: Corrente de eixo direto e erro de velocidade associado a erros na estimação da resistência do rotor.

4 Conclusão

O método de controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor usando a técnica de controle por histerese de corrente para o chaveamento do inversor apresentou excelentes resultados principalmente após a utilização do algoritmo de otimização para o ajuste do ganho dos controladores.

Além do baixo erro de velocidade, o método se mostrou robusto frente a pequenos erros na estimação da constante de tempo do rotor, entre -10% e 5%. Nota-se que o método se torna menos sensível a esse erro ao aumentar a faixa de histerese, considerada 5% nesse trabalho.

A estimação de velocidade, abordada nesse trabalho, surge como uma alternativa aos usos dos sensores normalmente encontrados na planta industrial. Seus resultados são ainda melhores ao filtrar a informação de velocidade após a estimação. Caso não seja usado a filtragem, deve-se comprometer a faixa de passagem das malhas de controle.

Em relação aos possíveis problemas abordados pela literatura em relação à estimação de fluxo eletromagnético, tais como, a forte dependência como o parâmetro resistência do estator, possíveis erros na aquisição das tensões e correntes, calibração incorreta dos sensores e a presença de ruídos, esse método apresenta bons resultados aplicando como medida corretiva o método de compensação das integrais, proposto por Gouvêa (2005) ou utilizando um filtro butterworth passa-faixa.

Apresentou-se as análises apenas do Motor de 3 HP, mas realizou-se estudos de motores de potência nominal de 50, 500 e 2250 HP.

Agradecimentos

Os autores agradecem à Fapemig (Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais) pelo suporte financeiro.

Referências Bibliográficas

- Bim, Edson, "Máquinas Elétricas e Acionamentos", Elsevier Editora Ltda, Rio de Janeiro 3ª Edição, 2014, 512 p.
- Blaschke, Felix. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemes Review, 1972.
- Consoli, A.; Scarcella, G. Testa, A. On the Use of Sensorless Induction Motor Drives as Speed Sensors". Ind. Elect. Society, IECON '03. vol. 2, pp. 1472 – 1478, 2003.
- D.M.Brod, "Current Control of VSI-PWM Inverters", M.S.E.E.Thesis, University of Wisconsin, 1984.
- Gouvêa, M. R. De "Controle neurofuzzy do motor de indução com estimadores de parâmetros e fluxo de estator". PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2005.
- Holtz, J. Sensorless position control of induction motors-an emerging technology. IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol 45 (6), pp. 840 – 851, 1998.
- Krause, Paul C.; Wasynczuk, Oleg; Sudhoff, Scott D. "Analysis of electric machinery and drive systems" 2.ed. Piscataway: IEEE, 2002. 613 p.
- Novotny, D.W; Lipo, T. A. "Vector control and dynamics of AC drives" Oxford: Clarendon, 1996. 440 p.
- Reginatto, R, 1993. Controle por campo orientado do motor de indução com adaptação de parâmetros via MRAC. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- Zhou, R.; Jih-Sheng, L. Low-speed Performance Comparison of Induction Motor Sensorless Control Methods", Comp. in Power Electronics, pp. :247 – 252, 2000