

ESTRATÉGIA DE CONTROLE ESCALAR DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO A TEORIA NÃO-FALSEADA

Felipe B. Postali, Rodrigo R. Sumar, Alessandro Goedel

Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná,
Avenida Alberto Carazzai, 1640 CEP 86300-000 - Cornélio Procópio - PR - Brasil
felipepostali@yahoo.com, {sumar, agoedel}@utfpr.edu.br

Helio Voltolini

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Departamento de Engenharia Elétrica
Avenida Monteiro Lobato, s/n - Km 04 CEP 84016-210 - Ponta Grossa - PR - Brasil
hvoltolini@utfpr.edu.br

Resumo – Este artigo apresenta uma estratégia alternativa aos métodos tradicionais de controle de velocidade de motor de indução trifásico utilizando a teoria não-falseada. A adaptação dos ganhos do controlador PI em tempo real baseia-se na seleção de conjuntos candidatos através de um algoritmo de aprendizagem eliminado-se dessa forma, a necessidade de um modelo da planta para a sintonia do controlador. Resultados em controladores proporcionais integrais adaptativos são apresentados para validar a proposta.

Palavras-chave – Motor de indução trifásico, controlador não-falseado, controlador PI adaptativo.

Abstract – This paper presents an alternative strategy to traditional speed control methods for three-phase induction motor by using the unfalsified control theory. The real time PI controller gain adaptation is based on the selection of eligible sets through a learning algorithm. The requirement for a plant model used in the controller tuning process is thus eliminated. Simulation results of the adaptive proportional integral controller that validate the proposal are presented.

Keywords – Three-phase induction motor, unfalsified control, controller PI adaptation.

1. INTRODUÇÃO

O motor de indução trifásico (MIT) é utilizado em diversos setores produtivos como principal elemento de conversão eletromecânica de energia. Suas principais características são a robustez e baixo custo [1–4].

Alguns processos necessitam o controle de torque ou velocidade para atender as especificidades de uma determinada planta. As estratégias de controle do MIT podem ser divididas em escalar e vetorial e sua escolha depende da resposta dinâmica exigida no processo. Tais métodos de controle utilizam a metodologia clássica em suas abordagens; a saber: o proporcional-integral derivativo (PID) ou apenas o proporcional-integral (PI).

Existem diversos métodos para se obter ganhos de sintonia do controlador PID. Um dos métodos mais utilizados para ajuste de ganhos do PID manualmente é o método de Ziegler-Nichols [5]. Åström [6] propôs um método de ajuste automático do PID com as especificações de margem de fase e margem ganho. Nishikawa [7] descreve um método para a determinação dos parâmetros de controle baseado na minimização dos objetivos de desempenho quadrático no domínio do tempo. No entanto, algumas dificuldades são encontradas para aplicar estes métodos de sintonia automática dos parâmetros PID em sistemas complexos, pois as regras são baseadas, quer implícita ou explicitamente, na identificação dos modelos das plantas [8].

O conceito de controle não-falseado (*unfalsified*) é utilizado neste trabalho como um método alternativo introduzido como um quadro para determinar as leis de controle, cuja capacidade de atender às especificações de desempenho é dado pelos dados disponíveis não invalidados (ou seja, não falseado) [9]. Tal conceito permite o desenvolvimento de um controle adaptativo robusto aplicado a sistemas lineares e não lineares [10]. Artigos recentes têm apresentado resultados relativos a teoria não-falseada utilizada em problemas de controle [11–14].

A abordagem é *model-free* no sentido em que nenhum modelo da planta é necessário, pois somente os dados de entrada/saída são utilizados. Quando implementado em tempo real, o resultado é um controlador adaptativo robusto que se auto-modifica sempre que um novo pacote de dados invalida o presente controlador [15].

Com a teoria de controle não-falseado [15, 16], pode-se projetar um controlador que é consistente com a especificação de desempenho utilizando apenas medidas de dados passados, sem modelos ou suposições sobre a planta. A teoria funciona eliminando hipóteses que não são compatíveis com a evolução dos dados experimentais. As hipóteses em questão afirmam que os membros de um conjunto de controladores candidatos podem cumprir especificações de desempenho previsto em malha fechada.

A teoria está relacionada com alguns conceitos de inteligência computacional, como a eliminação de candidatos e algoritmos de teoria de aprendizado de máquina [17].

Neste trabalho, utilizou-se a teoria de controle não-falseado para adaptar os ganhos do controlador PI aplicado no controle escalar do MIT. O artigo é organizado como segue: Na Seção 2 os aspectos de modelagem do MIT no eixo- $dq0$. A Seção 3 revisa os conceitos da teoria não-falseada em uma planta P genérica. A Seção 4 descreve o controlador PI com os ganhos ajustados pelo algoritmo não-falseado. A Seção 5 apresenta os resultados obtidos através da simulação utilizando a teoria não-falseada para validar a proposta do trabalho. E finalmente na Seção 6 as conclusões do trabalho são descritas.

2. MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A modelagem do motor de indução trifásico se fundamenta num conjunto de equações diferenciais que descrevem o comportamento físico, tanto elétrico como mecânico da máquina. No estudo de sistemas envolvendo a conversão eletromecânica de energia, as transformações matemáticas são frequentemente usadas para separar as variáveis, facilitar a solução de equações com coeficientes variáveis no tempo, ou para submeter todas as variáveis para um quadro de referência comum. As transformadas permitem desacoplar os eixos de referência da máquina passando de um modelo trifásico para um bifásico balanceado o que simplifica o equacionamento matemático e também computacional no ambiente Matlab/Simulink.

Com o eixo de referência fixo q sempre alinhado com o estator do eixo da fase a e ω igual a zero, encontra-se as seguintes relações de tensão (1,2,3), definindo θ igual a zero na matriz de transformação de Clark [18], obtém:

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} \quad (1)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \quad (2)$$

$$v_{0s}^s = \frac{1}{3}(v_{as} + v_{bs} + v_{cs}) \quad (3)$$

onde v_{qs}^s é a tensão do estator no eixo- q referenciado no estator; v_{ds}^s é a tensão do estator no eixo- d referenciado no estator; v_{0s}^s é a tensão do estator no eixo-0 referenciado no estator; v_{as} é a tensão da fase a do estator; v_{bs} é a tensão da fase b do estator; v_{cs} é a tensão da fase c do estator.

A transformação das tensões do enrolamento do rotor no eixo- abc para o eixo- $dq0$ estacionário de referência pode ser feita em duas fases distintas: Primeiro, transformar as tensões de fase do rotor para eixo de referência $dq0$ que é anexado ao rotor com o eixo- q alinhado com a fase a do enrolamento do rotor. As equações resultantes das tensões de rotor após a primeira transformação são semelhantes as das tensões do estator, conforme [18]:

$$v_{qr}^r = \frac{2}{3}v_{ar}' - \frac{1}{3}v_{br}' - \frac{1}{3}v_{cr}' \quad (4)$$

$$v_{dr}^r = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{br}' + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cr}' \quad (5)$$

$$v_{0r}^r = \frac{1}{3}(v_{ar}' + v_{br}' + v_{cr}') \quad (6)$$

onde v_{qr}^r é a tensão induzida no rotor ao eixo- q referenciado no rotor; v_{dr}^r é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado ao rotor; v_{0r}^r é a tensão induzida no rotor no eixo-0 referenciado ao rotor; v_{ar}' é a tensão induzida na fase a do rotor; v_{br}' é a tensão induzida na fase b do rotor; v_{cr}' é a tensão induzida na fase c do rotor. As tensões, v_{qr}^r e v_{dr}^r , apresentam-se com frequências defasadas.

Em seguida, realiza-se uma transformação de rotação sobre o eixo- dq do rotor para o mesmo eixo estacionário dq do estator.

$$v_{qr}^s = v_{qr}^r \cos \theta_r(t) + v_{dr}^r \sin \theta_r(t) \quad (7)$$

$$v_{dr}^s = -v_{qr}^r \sin \theta_r(t) + v_{dr}^r \cos \theta_r(t) \quad (8)$$

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \quad (9)$$

onde v_{qr}^s é a tensão induzida no rotor no eixo- q referenciado no estator; v_{dr}^s é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado no estator; θ_r posição do rotor em relação ao estator; v_{qr}^r é a tensão induzida no rotor no eixo- q referenciado no rotor; v_{dr}^r é a tensão induzida no rotor no eixo- d referenciado no rotor; ω_r velocidade angular do rotor.

As tensões $dq0$ em ambos os terminais do estator e rotor, refere-se ao mesmo eixo de referência $dq0$ estacionário. As mesmas serão usados como entradas, juntamente com o torque de carga, o modelo de equações da máquina de indução no eixo- $qd0$ estacionário para obter as correspondentes correntes no eixo de referência fixo $dq0$.

O modelo da máquina de indução no eixo estacionário $dq0$ pode ser rearranjado para a simulação:

$$\psi_{qs}^s = \omega_b \int \left\{ v_{qs}^s + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{mq}^s - \psi_{qs}^s) \right\} dt \quad (10)$$

$$\psi_{ds}^s = \omega_b \int \left\{ v_{ds}^s + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{md}^s - \psi_{ds}^s) \right\} dt \quad (11)$$

$$i_{0s}^s = \frac{\omega_b}{x_{ls}} \int \{ v_{0s} - i_{0s} r_s \} dt \quad (12)$$

onde ψ_{qs}^s é o fluxo no eixo- q do estator referenciado ao estator; ψ_{ds}^s é o fluxo no eixo- d do estator referenciado ao estator; i_{0s}^s é a corrente no eixo-0 do estator referenciada ao estator; r_s é a resistência do estator; x_{ls} é a reatância do enrolamento do estator; ψ_{md}^s é o fluxo magnetizante no eixo- d do estator; ψ_{mq}^s é o fluxo magnetizante no eixo- q do estator; $\omega_b = 2\pi f$, sendo f a frequência nominal da máquina, em Hz.

$$\psi'_{qr} = \omega_b \int \left\{ v'_{qs} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{mq}^s - \psi'_{qr}) \right\} dt \quad (13)$$

$$\psi'_{dr} = \omega_b \int \left\{ v'_{dr} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{md}^s - \psi'_{dr}) \right\} dt \quad (14)$$

$$i'_{0r} = \frac{\omega_b}{x'_{lr}} \int \{ v'_{0r} - i'_{0r} r'_r \} dt \quad (15)$$

onde ψ'_{qr} é o fluxo induzido no eixo- q do rotor referenciado ao estator; ψ'_{dr} é o fluxo induzido no eixo- d do rotor referenciado ao estator; i'_{0r} é a corrente induzida no eixo-0 do rotor referenciado ao estator; r'_r é a resistência do rotor; x'_{lr} é a reatância induzida no enrolamento do rotor.

$$\psi_{mq}^s = x_m (i_{qs}^s + i'_{qr}) \quad (16)$$

$$\psi_{md}^s = x_m (i_{ds}^s + i'_{dr}) \quad (17)$$

onde x_m é a reatância mútua.

$$i_{qs}^s = \frac{\psi_{qs}^s - \psi_{mq}^s}{x_{ls}} \quad (18)$$

$$i_{ds}^s = \frac{\psi_{ds}^s - \psi_{md}^s}{x_{ls}} \quad (19)$$

$$i'_{qr} = \frac{\psi'_{qr} - \psi_{mq}^s}{x'_{lr}} \quad (20)$$

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr} - \psi_{md}^s}{x'_{lr}} \quad (21)$$

onde i_{qs}^s é a corrente induzida no eixo- q do estator referenciada ao estator; i_{ds}^s é a corrente induzida no eixo- d do estator referenciada ao estator; i'_{qr} é a corrente induzida no eixo- q do rotor referenciada ao estator; i'_{dr} é a corrente induzida no eixo- d do rotor referenciada ao estator.

O torque eletromagnético é dado pela equação (22):

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (22)$$

onde T_{em} é o torque eletromagnético e P o número de pólos da máquina.

A equação do movimento do rotor é obtido pela equação do momento de inércia e o torque de aceleração.

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{em} - T_{mech} - T_{damp} \quad (23)$$

onde J é o momento de inércia, T_{mech} é o torque de carga e T_{damp} é o atrito viscoso. Com base nas equações 1 a 23 é possível representar o comportamento eletromagnético do MIT.

3. CONTROLE NÃO-FALSEADO

O filósofo Karl Popper [19] disse: “O cientista...nunca pode saber ao certo se a sua teoria é verdade, embora ele às vezes possa estabelecer. . . se uma teoria é falsa”. Descobrir na ciência é um processo de eliminação de hipóteses que são falsificadas por provas experimentais. Este conceito de falsificação de Popper pode ser aplicada para o desenvolvimento de uma teoria para descobrir bons controladores a partir de dados experimentais, sem depender de hipóteses ou pressupostos sobre a planta, sensores, incertezas ou ruídos [15].

Considere o sistema de controle em malha fechada na Figura 1. O objetivo é determinar uma lei de controle K para uma planta P de modo que a resposta do sistema em malha fechada, satisfaça a especificação T_{spec} exigindo que, para todas as referências $r \in R$, a tripla (r, y, u) deve estar numa determinada especificação definida T_{spec} . A necessidade de aprendizagem (ou seja, a identificação do controlador) surge quando a planta e, portanto, as soluções (r, y, u) são desconhecidas ou são apenas parcialmente conhecidas e deseja-se extrair informações a partir de medições que serão úteis na escolha de uma lei de controle adequada K . A aprendizagem tem lugar quando as evidências experimentais disponíveis permitem que uma hipótese seja falseada sobre a capacidade do controlador em malha fechada para atender as especificações de desempenho [15].

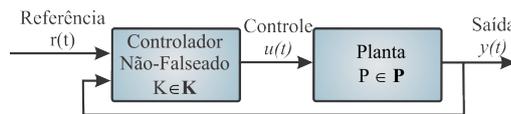


Figura 1: Sistema genérico em malha fechada.

A definição formal de falseado e não-falseado é a seguinte:

Definição 1 Um controlador é dito ser falseado por informações de medição se esta informação é suficiente para deduzir que a especificação de desempenho $(r, y, u) \in T_{spec} \forall r \in \mathfrak{R}$ pode ser violado se esse controlador estivesse em malha fechada [15]. Caso contrário, o controlador é dito ser não falseado. Considere o símbolo de K denotado pelo conjunto triplo (r, y, u) que satisfazem as equações que definem o comportamento do controlador. Denote por P_{data} o conjunto triplo (r, y, u) de acordo com medições passadas de (u, y) [15].

Teorema 1 [15] A lei de controle K é não-falseada pelo conjunto de informações medidas P_{data} se, e somente se, para cada triplo onde existe pelo menos um par tal que

$$(r_0, y_0, u_0) \in P_{data} \cap K \cap T_{spec} \quad (24)$$

O Teorema 1 diz que a capacidade de um controlador K para atender as especificações de desempenho T_{spec} é não-falseado pelos dados (u_0, y_0) se e somente se a imagem de (u_0, y_0) no plano $Y \times R$ sob restrição de $K(r, y, u) = 0$ não contém pontos (r_0, y_0) que violam a especificação T_{spec} [9].

Na teoria de controle não-falseado utiliza-se os sinais de referencia fictícios, os sinais de entrada/saída (u, y) da planta podem corresponder para cada controlador candidato, K_i , um ou mais sinais de referência fictícios $\tilde{r}_i(t)$. Os $\tilde{r}_i(t)$ são sinais hipotéticos que teriam reproduzido exatamente os dados medidos (u, y) se o controlador de candidatos K_i estiver em malha fechada durante todo o período durante o qual os dados medidos (u, y) foram adquiridos. Como os dados (u, y) podem ter sido recolhidos com um controlador diferente K_i na malha de realimentação, o sinal de referência fictício \tilde{r}_i não é em geral o mesmo que o atual sinal de referência $r(t)$ [6].

Um controlador candidato K_i é chamado “causalmente-esquerda-invertível” se um único valor para o seu sinal fictício de referência $\tilde{r}_i(t)$ é determinado por valores passados de dados de malha fechada $u(t)$ e $y(t)$ [16].

4. CONTROLE PI

Devido a sua simplicidade e utilidade o controlador PID constitui uma poderosa solução para o controle de diversas aplicações. Não obstante, a literatura que aborda a teoria de controle apresenta uma variedade de estruturas de controle PID para superar limitações teóricas e dinâmicas [20].

O controlador PI, o qual é derivado do controlador PID pode ser expresso como $u = (k_p + k_I/s)(r - y)$, onde k_p e k_I são números reais não negativos chamado de ganho proporcional e ganho integral, respectivamente. O controlador PI não-falseado tem a forma apresentado na Figura 2

$$u = (k_p + \frac{k_I}{s})(r - y) \quad (25)$$

onde u é a ação de controle, r é a referência e y é a saída do sistema.

O sinal de $\tilde{r}_i(t)$ pode ser calculado de forma confiável em tempo real, filtrando os dados de medição (u, y) utilizando a seguinte expressão (26). Tal equação é representada em diagrama de blocos na Figura 3.

$$\tilde{r}_i = y + \frac{s}{sk_{p_i} + k_{I_i}}u \quad (26)$$

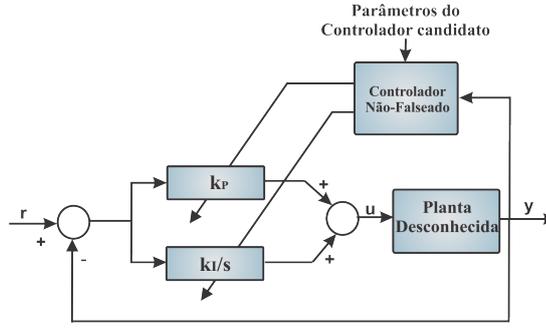


Figura 2: Configuração do controlador PI.

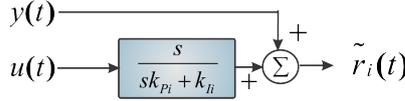


Figura 3: Geração do i -ésimo sinal de referência fictício.

onde \tilde{r}_i é a referência fictícia.

Um banco de filtros, (um para cada $i \in I$), é usado para gerar os sinais de referência fictícios $\tilde{r}_i(t)$ em tempo real. Um filtro é necessário para cada controlador candidato k_i ou seja, para cada par de ganhos do controlador candidato PI (k_{Pi}, k_{Ii}) .

$[\tilde{a}_i, \tilde{b}_i, \tilde{c}_i, \tilde{d}_i]$ é uma realização espaço de estado do sistema da Figura 3 com os valores de (k_{Pi}, k_{Ii}) associado com o i -ésimo controlador K_i inserido e o vetor de estado é representado por $\tilde{x}_i(t)$.

A principal diferença entre controle não-falseado e outros métodos adaptativos é que os parâmetros podem ser ajustados do controlador não falseado com base em dados medidos isolados, sem quaisquer hipóteses sobre a planta. O algoritmo para sintonizar os ganhos do PI utiliza apenas dados medidos no passado para adaptar os ganhos [8]. Em cada tempo τ , a especificação de desempenho T_{spec} consiste no conjunto triplo (r, y, u) satisfazendo uma integral desigualdade de desempenho abaixo:

$$J(t) = -\rho + \int_0^t T_{spec}(r(t), y(t), u(t))dt \leq 0, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (27)$$

onde J é o desempenho, ρ é a condição inicial e T_{spec} é a especificação de desempenho, sendo $\rho \geq 0$ e $T_{spec}(\dots)$ são escolhidas pelo projetista.

O teorema 1 afirma que o i -ésimo controlador candidato K_i é não-falseado no tempo τ pelos dados da planta $u(t), y(t)$, ($t \in [0, \tau]$) se, e somente se,

$$\tilde{J}(i, t) \leq 0, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (28)$$

onde \tilde{J} é o desempenho fictício do controlador.

$$\tilde{J}(i, t) = -\rho + \int_0^t T_{spec}(\tilde{r}(t), y(t), u(t))dt, \quad \forall t \in [0, \tau] \quad (29)$$

Se o conjunto I torna-se o conjunto vazio, o algoritmo termina porque todos os controladores são falseados. Em geral, muitos controladores candidatos serão falseados antes mesmo de serem inseridos no ciclo de realimentação. Se em algum momento $k\Delta t$ o controlador atual torna-se falseado por novos dados $(u(k\Delta t), y(k\Delta t))$, então o algoritmo muda para um novo controlador K , que optou-se por ser aquele que tem o maior índice de $\hat{i}(k\Delta t)$ entre controladores não-falseados candidatos K_i em K .

5. CONTROLE ESCALAR NÃO-FALSEADO

O controle escalar, comumente denominado controle V/f , consiste no controle de velocidade do MIT alternando a frequência e a amplitude da tensão de alimentação buscando manter o torque produzido pela máquina constante na maior faixa de frequência possível. Para isso, o fluxo eletromagnético produzido pelo MIT deverá permanecer constante.

O controlador PI é utilizado para o controle de velocidade do MIT por ser um controlador com baixo erro em regime permanente devido à presença do integrador. O ganho proporcional eleva a curva de ganho e aumenta a frequência de cruzamento, consequentemente, a banda passante.

A simulação é realizada da seguinte forma: Em cada amostragem de tempo $T = k\Delta t$, os dados $u(k\Delta t)$ e $y(k\Delta t)$ são medidos. Então, o procedimento do controlador não-falseado é chamado para determinar qual, se for o caso, controladores não-falseados anteriormente são falseados com base no teste de consistência

$$\tilde{J}(i, k\Delta t) \leq 0 \quad (30)$$

Em cada época, na comutação o algoritmo de controle redefine os estados do termo integrador

$$(k_{PI} + \frac{k_{Ii}}{s}) \quad (31)$$

impedindo qualquer descontinuidade em qualquer um dos seus respectivos sinais de saída, $u_{PI}(t)$. Isso assegura que o sinal de controle $u(t) = u_{PI}(t)$ é suave, evitando bruscas alterações ou picos elevados que poderiam resultar das trocas (k_P, k_I) . A Tabela 1 apresenta os parâmetros do MIT e do controlador não-falseado utilizados na simulação.

Tabela 1: Parametros do MIT e do controlador não-falseado.

Linha Standard -IV Pólos - 60Hz - 220/380 V	
Potência	1 cv
Resistência de Estator	7,32Ω
Resistência de Rotor	2,78Ω
Indutância de Dispersão do Enrolamento de Estator	8,95.10 ⁻³ H
Indutância de Dispersão do Enrolamento de Rotor	5,44.10 ⁻³ H
Indutância de Magnetização	1,41.10 ⁻¹ H
Momento de Inércia do Rotor	2,71.10 ⁻³ Kg.m ²
Velocidade Síncrona	188,49rad/s
Escorregamento Nominal	3,8%
Torque Nominal	4,1Nm
Condição inicial ρ	0
Ruído δ	0
Filtro 1	$w_1(s) = \frac{s+10}{2s+0,2}$
Filtro 2	$w_2(s) = \frac{0,10}{1,2s+(s+1)^3}$
k_P	3, 6, 10, 15
k_I	3, 32, 62, 120

O diagrama em blocos do modelo Simulink/Matlab utilizado na simulação é apresentado na Figura 4. No algoritmo não-falseado é definido o conjunto K_i dos controladores candidatos, a especificação de performance T_{spec} , o período de amostragem e o critério de consistência inicial $\tilde{J}(i, 0)$. Em cada tempo $\tau = k\Delta t$ é medido $u(k\Delta t)$ e $y(k\Delta t)$ para cada K_i é calculado $\tilde{x}_i((k+1)\Delta t)$ e $\tilde{r}(k\Delta t)$ usando aproximação de discretização c2d.m e, em seguida, é testado o critério de consistência $\tilde{J}(i, k\Delta t)$. Os controladores candidatos que não foram falseados pela especificação de desempenho T_{spec} , têm ganhos k_P e k_I enviados ao controle PI adaptativo o qual passa por um limitador de frequência de 60 Hz e aplica a ação de controle no algoritmo de modulação do inversor de frequência.

A simulação foi realizada com passos de cálculo fixos de 10 microssegundos, sem distúrbio, sem ruído e as condições iniciais iguais a zero, embora isto não seja essencial.

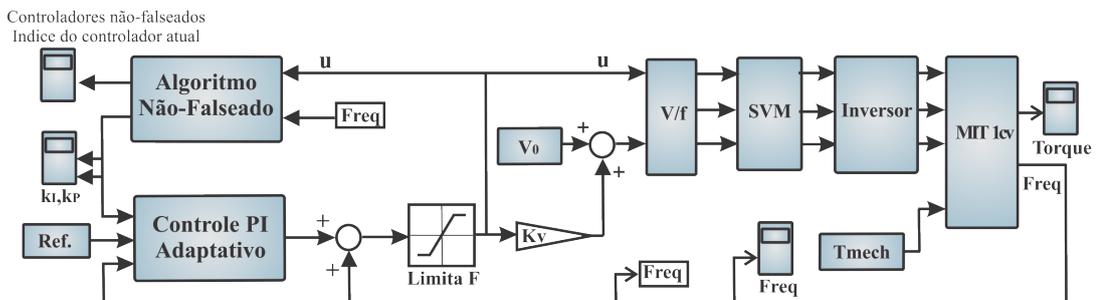


Figura 4: Diagrama em blocos da simulação.

O bloco V/f representa o controle escalar, bloco SVM (Space Vector Modulation) é a técnica de modulação utilizada e o bloco inversor a fonte de tensão.

O sinal de referência é gerado na forma de degraus a cada 0,4 segundos e a resposta é representado na Figura 5. O conjunto de controladores candidatos K_i é inicialmente composto por 16 elementos, como representado na Figura 6. Durante a simulação do controle do MIT alguns controladores não satisfazem a especificação de desempenho T_{spec} , ou seja, o controlador é falseado e comutado para um novo ganho de k_P e k_I .

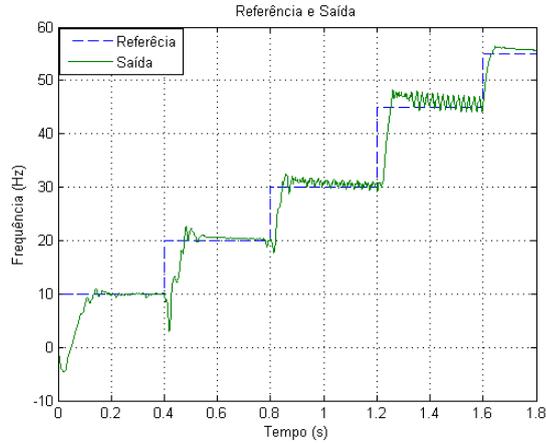


Figura 5: Referência e saída.

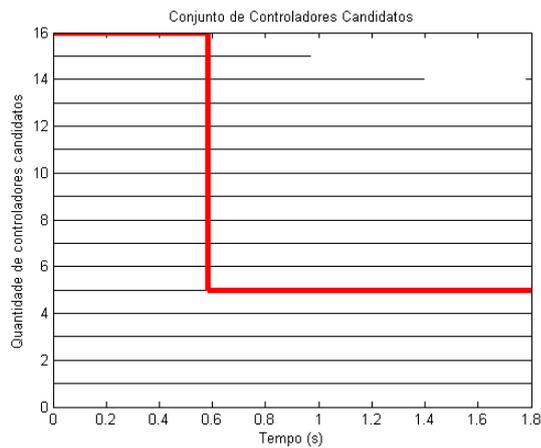
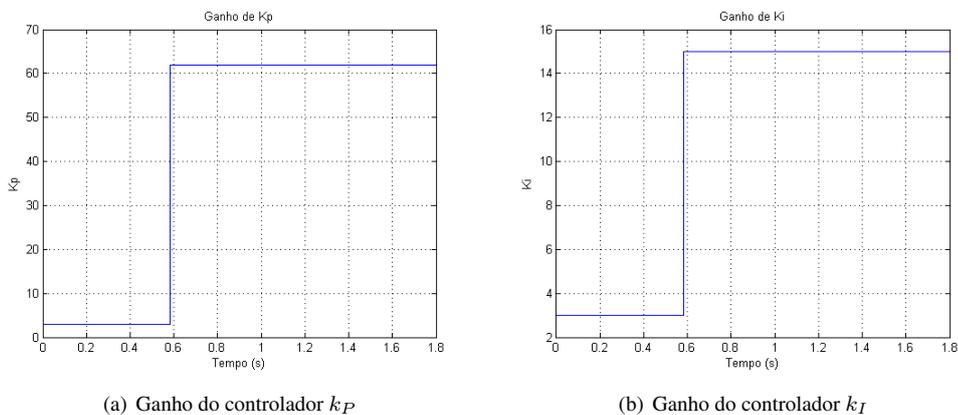


Figura 6: Conjunto K_i de controladores não-falseados.

A Figura 7 apresenta os ganhos de k_P e k_I em cada instante de tempo e onde ocorreu a comutação de ambos os ganhos. A comutação do controlador indica que os ganhos atuais são falseados e um novo controlador é aplicado em malha fechada. Os parâmetros iniciais e finais do controlador são $(k_P=3, k_I=3)$ e $(k_P=15, k_I=62)$ respectivamente.



(a) Ganho do controlador k_P

(b) Ganho do controlador k_I

Figura 7: Ganhos k_P e k_I .

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentada uma metodologia alternativa baseado na teoria não-falseada para o controle escalar do motor de indução trifásico. A vantagem dessa abordagem é que nenhum modelo de planta é necessária, ou seja, as equações do MIT e do inversor fonte de tensão. Outra vantagem é que o algoritmo seleciona os ganhos de k_P e k_I automaticamente através do algoritmo não-falseado. Para tal são necessários apenas as medidas de entrada/saída de dados (u, y) da planta em tempo real. Neste artigo demonstra-se que o controlador não-falseado rastreia de forma satisfatória os degraus de referências geradas. É importante observar que a estratégia utilizada determina a lei de controle capaz de satisfazer as especificações de desempenho T_{spec} a partir dos dados em tempo real do MIT, e falseando os controladores candidatos que não satisfazem as especificações de desempenho. Desta forma os ganhos de k_P e k_I são adaptados e são obtidos resultados satisfatórios do controle escalar de velocidade.

REFERÊNCIAS

- [1] P. C. Krause, O. Wasynczuck and S. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons, New Delhi, 2002.
- [2] R. Krishnan. *Motor Drivers: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [3] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley and S. D. Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill, New York, 2003.
- [4] A. Goedtel. “Estimador Neural de Velocidade para Motores de Indução Trifásicos”. Tese de Doutorado, Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- [5] J. G. Ziegler and N. B. Nichols. “Optimum Setting for Automatic Controllers”. *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- [6] K. J. Åström and T. Hagglund. “Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins”. *Automatica*, vol. 20, pp. 645–651, 1984.
- [7] Y. Nishikawa, N. Sannomiya, T. Ohta and H. Tanaka. “A Methods for Auto-Tuning of PID Control Parameters”. *Automatica*, vol. 20, pp. 321–332, 1984.
- [8] M. G. Safonov. “Automatic PID Tuning: An Application of Unfalsified Control”. In *International Symposium on Computer Aided Control System Design*, pp. 328–333. McGraw-hill, 1999.
- [9] M. G. Safonov and T. C. Tsao. “The Unfalsified Control Condept: A Direct Path From Experiment to Controller”. In *Conference on Feedback Control, Nonlinear Systems, and Complexity*, vol. 1, pp. 196 – 214, 1995.
- [10] T. Tsao and M. Safonov. “Unfalsified Direct Adaptive Control of a Two-Link Robot Arm”. In *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, pp. 680–686, 1999.
- [11] F.-X. Tan, X.-P. Guan, Y. Chen and D.-D. Sun. “Tracking control of nonholonomic mobile robot based on unfalsified adaptive PID theory”. In *Intelligent Control and Automation (WCICA), 2010 8th World Congress on*, pp. 2598–2603, July 2010.
- [12] G. Battistelli, J. Hespanha, E. Mosca and P. Tesi. “Unfalsified adaptive switching supervisory control of time varying systems”. In *Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009. Proceedings of the 48th IEEE Conference on*, pp. 805–810, Dec. 2009.
- [13] M. G. S. G. Battistelli, E. Mosca and P. Tesi. “Stability of Unfalsified Adaptive Switching Control in Noisy Environments”. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 10, pp. 2424–2429, Oct. 2010.
- [14] X. Shaomin, G. Xinping and L. Xiaoyuan. “Trajectory tracking and optimal obstacle avoidance of mobile agent based on data-driven control”. In *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, pp. 4619–4623, July 2010.
- [15] M. Safonov. “The Unfalsified Control Concept and Learning”. *IEEE Transactions Automatic Control*, vol. 42, no. 6, pp. 843–847, 1997.
- [16] T. C. Tsao. “Set theoretic adaptor systems”. Tese de Doutorado, University of Southern California, California, May 1994.
- [17] T. M. Mitchell. *Machine Learning*. McGraw-hill, New York, 1997.
- [18] C. M. Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [19] K. R. Popper. *Conjectures an Refutations: The Growth of Scientific Knowledge*. Routledge, London, 1963.
- [20] K. J. Åström and T. Hagglund. “The Future of PID Control”. *Control Engineering Practice*, , no. 9, pp. 1163–1175, 2001.