

RODRIGO PATRÍCIO DACOL

**IMPLEMENTAÇÃO EM MATLAB DE TÉCNICAS DE CONTROLE
SENSORLESS APLICADAS NO ACIONAMENTO DE MOTORES
ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

**JOINVILLE – SC
2013**

RODRIGO PATRÍCIO DACOL

**IMPLEMENTAÇÃO EM MATLAB DE TÉCNICAS DE CONTROLE
SENSORLESS APLICADAS NO ACIONAMENTOS DE MOTORES
ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso, Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Bacharelado em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador: _____
Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____
Prof. Dr. Ademir Nied
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____
Prof. Dr. Antonio da Silva Silveira
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina

**JOINVILLE – SC
2013**

“Você deve ter presente que o homem não pode ser um simples ente vegetativo, obediente tão-só às necessidades da vida material ou aos impulsos primários do instinto, mas sim a figura central de uma existência que se multiplica nas obras, nos afetos, nas palavras; uma existência que triunfa nas lutas contra o mal e avança conquistando o bem.”

Carlos B. González Pecotche

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo de um servomecanismo *sensorless*, utilizando motores de indução trifásicos. Tal servomecanismo é implementado utilizando um controlador de motores de indução e um estimador de velocidade. Inicialmente é apresentado o motor de indução, seu funcionamento e suas características principais. É apresentado o modelamento matemático do motor de indução trifásico, o método de transformação de coordenadas $dq0$ que simplifica o controle da máquina de indução, e seu modelamento no espaço de estados para uma transformação bifásica. A partir do modelo da máquina são apresentadas as técnicas de controle vetoriais de motores de indução utilizadas, suas vantagens e desvantagens. São mostradas as técnicas de estimação de velocidade, que permitem aos servomecanismos a substituição de sensores de fluxo ou velocidade por mecanismos de estimação de velocidade, assim reduzindo a quantidade de componentes no acionamento dos motores de indução trifásicos. Os resultados das simulações utilizando a plataforma *Simulink*[®] do software *Matlab*[®] são apresentados mostrando o comparativo para modelo do motor de indução, para os estimadores de velocidade apresentados. E por fim, são mostrados os resultados de um controlador de velocidade por orientação de campo *sensorless* com um estimador de velocidade baseado em um sistema adaptativo de modelo referência.

Palavras-chave: Controle de motor de indução. Controle por orientação de campo. Motor de indução. Sensores. *Sensorless*. Sistema adaptativo de modelo de referência.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Motor de Indução Gaiola de esquilo	14
Figura 2 - Modelo do motor de indução trifásico com dois polos	15
Figura 3- Representação monofásica do tipo T	18
Figura 4 - Representação de um sistema trifásico em um sistema bifásico	19
Figura 5 - Representação esquemática da máquina trifásica através da transformação de coordenadas.....	21
Figura 6- Diagrama modelamento do rotor	23
Figura 7 - Diagrama de controle do DFOC	28
Figura 8 - Diagrama de controle do IFOC	29
Figura 9 - Diagrama do Controle DTC.....	30
Figura 10 - Metodologia das estimações de velocidade	35
Figura 11 - Estimador de velocidade a partir das equações da máquina	37
Figura 12 - Modelo do controlador MRAS	38
Figura 13 - Estimador de velocidade MRAS.....	39
Figura 14 - Simulação modelo matemático motor indução	41
Figura 15 - Componente direta da corrente do motor de motor de indução	42
Figura 16 - Componente direta da corrente do motor de motor de indução ampliada em regime permanente	42
Figura 17 - Transitório da componente direta da corrente.....	43
Figura 18 - Componente em quadratura da corrente do motor de indução.	43
Figura 19 - Componente em quadratura da corrente do motor de indução ampliada em regime.....	44
Figura 20 - Corrente I_q transitório.....	44
Figura 21 - Simulação modelo matemático motor com saída de torque e velocidade.....	45
Figura 22 - Comparação entre o torque do modelo matemático e modelo de referência	45
Figura 23 - Comparação da velocidade do rotor do modelo matemático e do modelo de referência	46
Figura 24 - Estimação de velocidade pelo escorregamento.....	47
Figura 25 - Estimação de velocidade bloco escorregamento	47
Figura 26 - Estimador de velocidade a través do escorregamento.....	48
Figura 27 - Simulação do estimador pelas equações da máquina.....	49
Figura 28 - Estimador de velocidade através das equações da máquina.....	49
Figura 29 - Estimador de velocidade através das equações da máquina.....	50
Figura 30 - Degrau de torque no estimador através das equações da máquina	50

Figura 31 - Simulação com estimador MRAS	51
Figura 32 - Estimador MRAS	51
Figura 33 - Estimador de velocidade MRAS	52
Figura 34 - Estimador de velocidade MRAS com perturbação.....	52
Figura 35 - Simulação sensorless.....	53
Figura 36 - Subsistema demux.....	53
Figura 37 - Parâmetros do Motor.....	54
Figura 38 Parâmetros do Controlador.....	55
Figura 39 - Degrau de velocidade da simulação.....	55
Figura 40 - Velocidade da simulação.....	56
Figura 41 - Detalhe do sobre sinal na velocidade.....	56
Figura 42 - Torque simulação.....	57
Figura 43 - Velocidade com referência triangular.....	57
Figura 44 - Detalhe do sobre sinal.....	58
Figura 45 - Degrau de torque.....	58
Figura 46 - Velocidade para o de grau de torque.....	59
Figura 47 - Detalhe de quando o torque e é reduzida a metade.....	59
Figura 48 - detalhe quando o torque retorna ao valor inicial.....	60
Figura 49 - Aplicação da esteira.....	60
Figura 50 - Detalhe das perturbações ocasionadas pelo torque.....	61
Figura 51 - Parâmetros utilizados na simulação.....	65
Figura 52 - bloco do modelo do motor trifásico.....	66
Figura 53 - Bloco de estimação do torque elétrico da máquina.....	66
Figura 54 - Bloco referente a estimação de velocidade do rotor da máquina.....	67
Figura 55- Help do simulink.....	67

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Coeficiente de atrito ou viscosidade	(N.m.s/rad)
$dq0$	Representação das variáveis do motor de indução no sistema em quadratura	
I_s	Vetor corrente do estator	A
I_r	Vetor corrente do rotor	A
I_{dr}	Corrente rotórica de eixo direto	A
I_{dq}	Corrente rotórica de eixo direto	A
I_{qr}	Corrente rotórica de eixo em quadratura	A
I_{ds}	Corrente estatórica de eixo direto	A
I_{qs}	Corrente estatórica de eixo em quadratura	A
I_r	Corrente rotórica	A
I_s	Corrente estatórica	A
J	Momento de inércia	(Kg.m ²)
L_m	Indutância mútua entre estator e rotor	H
L_r	Indutância do rotor	H
L_{rr}	Vetor de indutância rotórica	H
L_s	Indutância do estator	H
L_{ss}	Vetor de indutância estatórica	H
K_I	Constante de Ganho integral do estimador MRAS	
K_P	Constante de Ganho proporcional do estimador MRAS	
M_{rs}, M_{sr}	Vetor de indutância mútua	H
N	Número de pares de polos	
P_t	Potência elétrica	W
rpm	rotações por minuto	
RST	Representação das variáveis do sistema trifásico	
R_r	Resistencia do rotor	Ω
R_s	Resistencia do estator	Ω
R_0	Resistencia inicial	Ω

S	Escorregamento	%
s	Variável de Laplace	
T_L	Torque de carga	(N.m)
T_e	Torque elétrico	(N.m)
T_m	Torque mecânico ou dinâmico	(N.m)
T_r	Constante de tempo do rotor	(N.m)
V_r	Tensão do rotor	V
V_s	Tensão do Estator	V
V_{qs}	Tensão estatórica de eixo em quadratura	V
V_{ds}	Tensão estatórica de eixo direto	V
α	Coefficiente de variação de resistência em função da temperatura	$\Omega/^\circ\text{C}$
ψ_s	Fluxo estatórico	Tm^2
ψ_r	Fluxo rotórico	Tm^2
$\hat{\psi}_r$	Fluxo rotórico estimado	Tm^2
ψ_{dr}	Fluxo rotórica de eixo direto	Tm^2
ψ_{qr}	Fluxo estatórica de eixo em quadratura	Tm^2
$\dot{\psi}_{dr}$	Derivada do fluxo rotórica de eixo direto	
$\dot{\psi}_{qr}$	Derivada do fluxo estatórica de eixo em quadratura	
θ_r	Ângulo elétrico entre fase do rotor e o eixo direto	rad
θ_s	Ângulo elétrico entre fase do estator e o eixo em quadratura	rad
ω	Frequência elétrica	Rad/s
ω_e	Frequência elétrica	Rad/s
ω_r	Velocidade do rotor	Rad/s
$\hat{\omega}_r$	Velocidade estimada do rotor	Rad/s
ω_s	Escorregamento	Rad/s
τ_r	Constante de tempo do rotor	s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
2	MÁQUINAS ELÉTRICAS DE INDUÇÃO.....	13
2.1	MODELAMENTO MATEMÁTICO	14
2.2	ESQUEMA EQUIVALENTE POR FASE.....	18
2.3	TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS	18
2.4	MODELAMENTO DO MOTOR TRIFÁSICO	21
2.4.1	Equações do torque.....	22
2.4.2	Modelagem mecânica do rotor.....	23
2.4.3	Modelo de ordem reduzida	24
2.5	VARIAÇÃO TEMPORAL DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS	25
2.5.1	Variação das resistências	25
2.5.2	Variação das indutâncias.....	25
3	TÉCNICAS DE CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO	26
3.1	CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO	27
3.2	CONTROLE POR ORIENTAÇÃO INDIRETA DE CAMPO	28
3.3	CONTROLE DIRETO DE TORQUE	29
4	SENSORES.....	31
4.1	CARACTERISTICAS DOS SENSORES	31
4.2	SENSORES DE VELOCIDADE	31
4.2.1	Resolver	32
4.2.2	Tacogerador	32
4.2.3	Sensores óticos.....	33
4.2.4	Desvantagens dos sensores mecânicos	33
4.3	SENSORES DE CAMPO MAGNÉTICO	33
4.3.1	Sensor de efeito Hall.....	34
4.3.2	Sensores SQUIDS.....	34
5	ESTIMADORES DE VELOCIDADE	35

5.1	POR MEIO DA FREQUÊNCIA DE ESCORREGAMENTO.....	36
5.2	SINTESE DAS EQUAÇÕES DA MÁQUINA.....	37
5.3	MODELO DE REFERÊNCIA ADAPTATIVO (MRAS)	38
6	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	40
6.1	MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	41
6.2	ESTIMADORES DE VELOCIDADE.....	46
6.2.1	Estimador através do escorregamento.....	46
6.2.2	Estimador através das equações da máquina.....	48
6.2.3	Estimador MRAS	51
6.3	RESULTADOS A PARTIR DO CONTROLE <i>SENSORLESS</i>	53
7	CONCLUSÃO	62
8	REFERÊNCIAS	63
9	ANEXOS	65

1 INTRODUÇÃO

O controle de máquinas elétricas tem grande aplicação, principalmente industrial. A necessidade de controlar, torque e velocidade com que os motores elétricos funcionam é a base do controle de processos industriais. Para isso existe um grande interesse no desenvolvimento de servomecanismos para os motores elétricos capazes de garantir o funcionamento mais preciso.

Devido as suas não linearidades, os motores de indução sempre foram utilizados em aplicações que necessitavam de velocidade constante, enquanto as máquinas de corrente contínua eram utilizadas em aplicações que necessitavam de controle de seus parâmetros de saída, tipicamente, velocidade, posição e conjugado (1).

O acionamento de um motor com velocidade variável foi apresentado pela primeira vez, pelo Engenheiro Ward Leonard no fim do século XIX. Era basicamente um motor de corrente contínua alimentado por um gerador de corrente contínua onde se variava a velocidade do eixo do gerador. Somente na década de 1950, os conversores rotativos começaram a ser substituídos por conversores estáticos valvulados, e posteriormente por transistorizados, mas o motor CC continuou como o dispositivo eletromecânico para acionamentos com variação de velocidade (2).

Somente no início da década 1970, foi apresentado o princípio do controle por orientação de campo, assim lançando o início das técnicas que possibilitariam o controle vetorial de motores de indução trifásicos. A partir das equações circuitais das máquinas de indução, obteve-se a modelamento do motor de indução. Começou então a se desenvolver as técnicas para realizar o seu controle, entretanto muito tempo se levou até a aplicação dessas técnicas, uma vez que a técnica de orientação de campo necessitava de cálculos complexos com a conversão de sistemas de coordenadas, utilizando equações simplificadas do modelo matemático do motor (3).

Essas técnicas possibilitam um desacoplamento entre torque eletromagnético e fluxo, permitindo o controle do motor de indução semelhante a um motor de corrente contínua.

Somente com o desenvolvimento de métodos computacionais é que o controle de máquinas de indução passou a ser mais utilizado em servossistemas. A partir de então, muitos dos parâmetros que necessitavam ser medidos com sensores passaram a ser estimados, surgindo assim os estimadores de velocidade que permitiram o controle *Sensorless*. Atualmente as técnicas de controle de motores de indução estão difundidas

de tal forma que, as máquinas CA são amplamente utilizadas em aplicações de velocidade variável (3).

Neste trabalho serão apresentadas a modelagem matemática do motor de indução trifásico, as principais técnicas de controle vetorial para motores de indução, os estimadores de velocidade e as simulações desses estimadores. Por fim será apresentado um servomecanismo *sensorless* por orientação de campo com estimador de velocidade com modelo de referência adaptativo.

2 MÁQUINAS ELÉTRICAS DE INDUÇÃO

Os motores de indução são máquinas elétricas de mais simples construção e de simples manutenção, quando comparadas aos seus equivalentes do tipo CC. Entre suas principais vantagens estão a eliminação do atrito de contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, essas duas características lhe garantem baixo custo de produção e manutenção. Os motores de indução, principalmente os do tipo gaiola de esquilo, são amplamente utilizados na motorização de sistemas e em processos industriais, com grande variedade de aplicações desde equipamentos domésticos até máquinas de centenas de megawatts. Outras vantagens dos motores de indução são sua grande robustez, como a capacidade de operar em sobrecarga e possibilidade de operar em ambientes onde há risco de explosão, lhe garante grande parcela do mercado de sistemas motores. Porém, sua aplicação em servossistemas esteve limitada durante muito tempo devido às suas características não lineares.

Desde o início do século XIX quando Nikola Tesla apresentou o seu conceito de motor de indução, baseado no princípio da indução magnética, até hoje o motor de indução sofreu um grande desenvolvimento tecnológico (4).

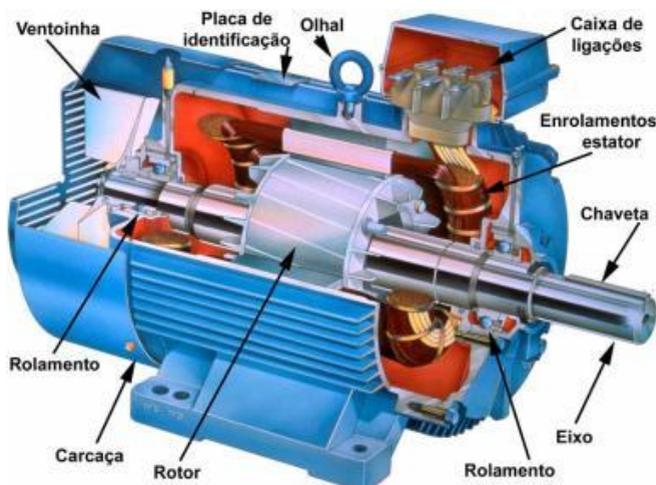
Os motores de indução elétrica, Figura 1, são constituídos basicamente de duas partes, estator e rotor: o estator formado por um circuito magnético estatórico, constituído por chapas de material ferromagnético isoladas entre si, nas ranhuras dessas chapas são montadas as bobinas que quando alimentadas por uma fonte externa serão responsáveis por gerar o campo magnético do motor, o rotor pode ser composto por um conjunto de barras de material ferromagnético curto-circuitadas por anéis nas pontas, no caso do rotor gaiola de esquilo (máquina assíncrona) ou por um rotor bobinado como no estator (máquina síncrona, motor de indução com rotor bobinado).

O rotor do tipo gaiola de esquilo é constituído por um conjunto de barras de alumínio em seu rotor, desprovidas de qualquer isolamento e curto circuitadas nas extremidades por anéis de alumínio, o campo magnético induzido a partir do estator, irá induzir uma tensão quando o rotor tiver uma velocidade diferente do campo magnético girante.

Os motores de indução elétrica podem ser entendidos como um transformador, monofásico ou trifásico, com o secundário em curto circuito e mecanicamente livre para seguir o campo magnético girante. O princípio de funcionamento do motor de indução é a criação do campo magnético

girante, quando os enrolamentos do estator são submetidos a alimentação externa, gera-se um campo magnético, por consequência no rotor surge uma força contra eletromotriz (f_{em}) que é induzida pelo campo magnético no qual o rotor está submetido. A força eletromotriz provoca a indução de uma corrente no rotor, que tende a se opor ao campo que à originou, fazendo surgir uma corrente nas barras do rotor que pela lei de Lorentz, produz um torque eletromagnético, que movimentará o rotor. Sempre haverá uma diferença na velocidade do campo girante para a velocidade do rotor. Esse fenômeno é conhecido como escorregamento, que é a falta de sincronismos entre campo girante e rotor.

Figura 1 - Motor de Indução Gaiola de esquilo



Fonte: Referência (21)

2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA

Tradicionalmente as máquinas elétricas de corrente contínua eram utilizadas em aplicações com controle de velocidade pois tem controle mais simples, enquanto que as máquinas de corrente alternada eram utilizadas em aplicações com velocidade constante.

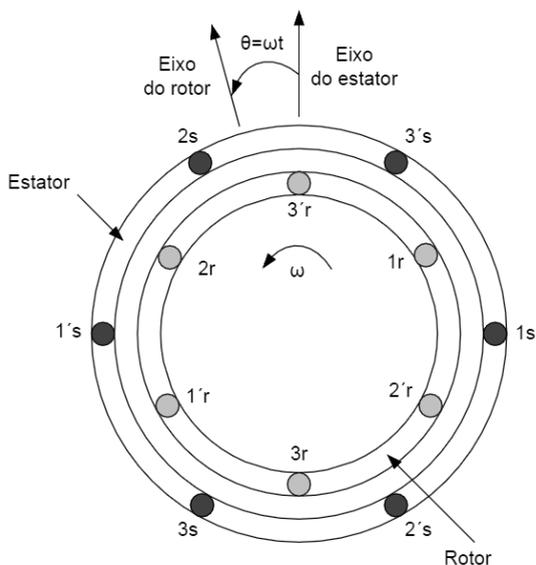
A importância de realizar o modelamento da máquina de indução trifásica, partindo das suas equações circuitais, está no fato de se buscar compreender com clareza, os parâmetros do modelo resultante.

Um dos modelos clássicos de representação de uma máquina de indução está representado na Figura 2.

A máquina de indução é representada por dois sistemas trifásicos, um do estator e outro do rotor e cada um desses enrolamentos pode ser modelado como um indutor real. As equações elétricas resultam da aplicação da Lei das Tensões de Kirchhoff e da Lei de Faraday.

Para se representar matematicamente a máquina de indução, é preciso que algumas hipóteses simplificadoras devam ser consideradas, tais como enrolamentos do estator devem ser iguais e possuir o mesmo ângulo entre eles, mesma hipótese deve ser válida para o rotor. Não deve existir saturação no entreferro, e ele deve ser considerado constante e não serão consideradas as perdas do entreferro.

Figura 2 – Modelo do motor de indução trifásico com dois polos



Fonte: Referência (2)

Matematicamente, o motor pode ser modelado na forma matricial compacta conforme equacionamento, dados pelas equações (2.1) a (2.21).

$$V_s = R_s I_s + \dot{\psi}_s \quad (2.1)$$

$$V_r = R_r I_r + \dot{\psi}_r \quad (2.2)$$

$$\dot{\psi}_s = \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2.3)$$

$$\dot{\psi}_r = \frac{d\psi_r}{dt} \quad (2.4)$$

Sendo os vetores:

$$V_s = [v_{s1} v_{s2} v_{s3}]^T \quad (2.5)$$

$$V_r = [v_{r1} v_{r2} v_{r3}]^T \quad (2.6)$$

$$I_s = [I_{s1} I_{s2} I_{s3}]^T \quad (2.7)$$

$$I_r = [I_{r1} I_{r2} I_{r3}]^T \quad (2.8)$$

$$\psi_s = [\psi_{s1} \psi_{s2} \psi_{s3}]^T \quad (2.9)$$

$$\psi_r = [\psi_{r1} \psi_{r2} \psi_{r3}]^T \quad (2.10)$$

A equação (2.5) apresenta a tensão fase-neutro no estator, a equação (2.6) representa a tensão no rotor. As equações (2.7) e (2.8) representam as correntes no estator e rotor respectivamente. A representação matemática dos fluxos estatóricos e rotóricos é obtida por meio dos vetores (2.9) e (2.10) respectivamente.

Os parâmetros das equações (2.11) e (2.12) são as resistências do estator e rotor.

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

As equações do fluxo são dadas por:

$$\psi_s = L_{ss} I_s + M_{sr} I_r \quad (2.13)$$

$$\psi_r = L_{rr} I_r + M_{rs} I_s \quad (2.14)$$

Onde as matrizes das indutâncias são:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$M_{sr} = M_{rs} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Derivando as equações (2.13) e (2.14), quando substituídas nas equações (2.1) e (2.2), obtém-se as equações das tensões no estator e no rotor,

$$V_s = R_s I_s + L_{ss} \dot{I}_s + M_{sr} \dot{I}_r + \dot{\theta}_r \frac{dM_{sr}}{d\theta_r} I_r \quad (2.18)$$

$$V_r = R_r I_r + L_{rr} \dot{I}_r + M_{rs} \dot{I}_s + \dot{\theta} \frac{dM_{rs}}{d\theta_s} I_s \quad (2.19)$$

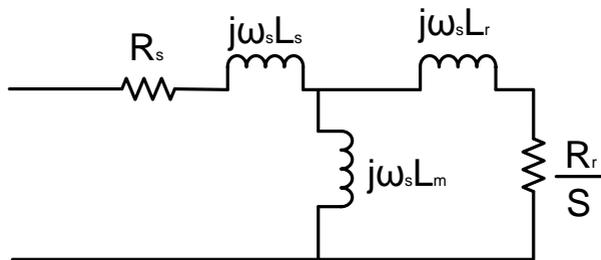
A expressão da potência total da rede de alimentação absorvida pelo motor é dada por:

$$P_t = I_s^T V_s + I_r^T V_r \quad (2.20)$$

2.2 ESQUEMA EQUIVALENTE POR FASE

Outro modo de representar o motor de indução trifásico em regime permanente, é por meio de um modelo elétrico monofásico, onde todos os parâmetros estão referenciados ao estator e é válido para alimentação senoidal balanceada. O modelo apresentado na Figura 3, é o modelo clássico do circuito equivalente de um motor de indução. O maior interesse uso desse modelo está na facilidade e precisão de seu comportamento.

Figura 3- Representação monofásica do tipo T



Fonte: do próprio autor

Sendo:

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}, L_M = \frac{L_m^2}{L_r}, R_r = \frac{L_m}{\tau_r}, \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2.21)$$

2.3 TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

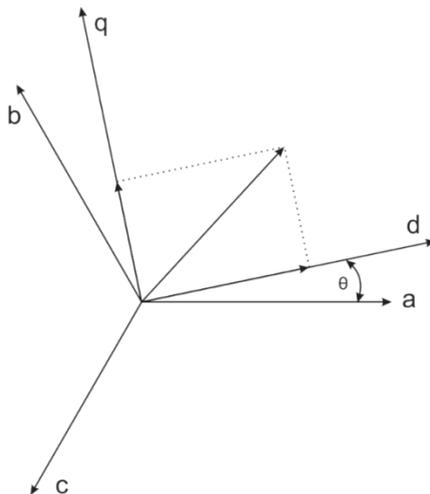
O modelo trifásico do motor de indução apresenta indutâncias mútuas com dependência da posição angular, isso faz com que esse

parâmetro se altere durante a rotação do rotor, o que torna o modelo complexo. Esse modelo pode ser bastante simplificado através da transformação no sistema de coordenadas em quadratura.

No ano de 1929, Robert H. Park apresentou um conceito de transformação de variáveis para facilitar o estudo da dinâmica das máquinas elétricas síncronas. Essa transformação consistia em definir um novo conjunto de variáveis referenciadas a outro sistema de coordenadas, eliminando com isso a dependência temporal dos parâmetros e das equações das máquinas.

O sistema de coordenadas em quadratura transforma um motor trifásico em um motor equivalente bifásico como representado na Figura 4. Esta transformação é válida, para um sistema trifásico equilibrado, sem neutro, sendo cada uma das fases (tensão ou corrente) é a combinação linear das demais. É possível a transposição destes sistemas através de transformações trigonométricas.

Figura 4 - Representação de um sistema trifásico em um sistema bifásico para o frame estacionário



Fonte: Referência (2)

O sistema “dq0” ou conhecido como transformada de Park, apresenta dois fasores em quadratura “q” e “d”, e a coordenada “0” que é chamada de sequência zero, com defasagem de 90° entre si. Particularmente sobre a coordenada “0” em sistemas equilibrados, observa-se que seu valor

será nulo. A equação (2.22) apresenta a matriz representativa dessa transformação.

$$\begin{bmatrix} X_q^g \\ X_d^g \\ X_0^g \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a^g \\ X_b^g \\ X_c^g \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Onde a letra X representa uma grandeza generalizada que deve ser transformada; os índices d e q representam os eixos direto e em quadratura, o índice 0 representa a componente de sequência zero, essa componente se faz necessária para que se obtenha uma transformação única das três grandezas de fase do estator. Em condições equilibradas do motor, essa componente é nula. A transformada $dq0$ aplica-se somente aos valores instantâneos das grandezas a serem transformadas, assim deve-se ter cuidado e evitar o uso de valores eficazes.

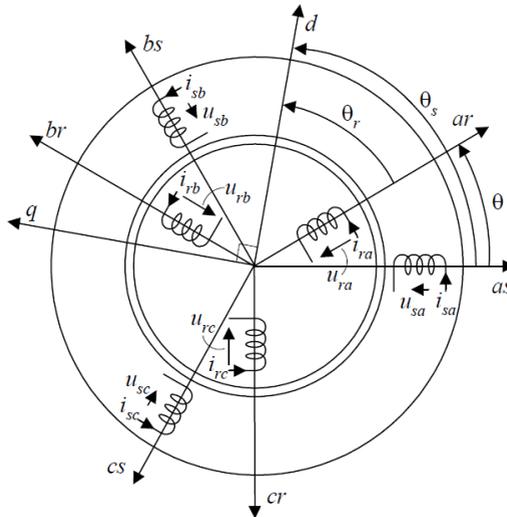
Quando aplicada a transformação de Park no modelo trifásico da Figura 2 obtém-se algo semelhante ao representado na Figura 5.

Como apresentado em (3) as seguintes relações das transformações, a potência instantânea e o conjugado do motor são dados por:

$$T_{mec} = \frac{3}{2} (\psi_d I_d - \psi_q I_q) \quad (2.22)$$

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q + 2V_0 I_0) \quad (2.22)$$

Figura 5 - Representação esquemática da máquina trifásica através da transformação de coordenadas



Fonte: Referência (2)

2.4 MODELAMENTO DO MOTOR TRIFÁSICO

O modelo matemático de um motor de indução para o frame estacionário (2.23) se torna de análise simplificada, quando representado na forma de espaço de estados através da transformada de Park. O modelo que corresponde a estrutura está na forma de um sistema de 4ª ordem no espaço de estados, dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qr} \\ \dot{I}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & -a_3 N \omega \\ 0 & -a_1 & a_3 N \omega & a_2 \\ a_4 & a_5 N \omega & -a_6 & 0 \\ -a_5 N \omega & a_4 & 0 & a_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_7 & 0 \\ 0 & a_7 \\ -a_8 & 0 \\ 0 & -a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{sd} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

As equações entre (2.25) e (2.33) apresentam a simbologia utilizada na equação (2.23):

$$a_0 = L_s L_r - L_m^2 \quad (2.25)$$

$$a_1 = \frac{R_s L_r}{a_0} \quad (2.26)$$

$$a_2 = \frac{R_r L_m}{a_0} \quad (2.27)$$

$$a_3 = \frac{L_m L_r}{a_0} \quad (2.28)$$

$$a_4 = \frac{R_s L_m}{a_0} \quad (2.29)$$

$$a_5 = \frac{L_s L_m}{a_0} \quad (2.30)$$

$$a_6 = \frac{R_s L_s}{a_0} \quad (2.31)$$

$$a_7 = \frac{L_r}{a_0} \quad (2.32)$$

$$a_8 = \frac{L_m}{a_0} \quad (2.33)$$

2.4.1 Equações do torque

O torque eletromecânico é dado pelo produto vetorial dos fluxos do rotor e estator, pode ser representado basicamente pela equação (2.34).

$$T_e = NL_m (I_{dr} I_{qs} - I_{ds} I_{qr}) \quad (2.34)$$

Considerando as correntes em quadratura:

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (2.35)$$

$$I_{dr} = \frac{\psi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} \quad (2.36)$$

$$\psi_{dr} = L_m I_{ds} \quad (2.37)$$

Fazendo as devidas substituições das equações (2.35), (2.36) e (2.37) na equação (2.34), obtém-se :

$$T_e = \frac{NL_m I_{ds}}{L_r} I_{qs} \quad (2.38)$$

2.4.2 Modelagem mecânica do rotor

Para a modelagem do rotor, se tem que o torque do rotor deve ter uma relação com o Torque elétrico e com o torque da carga:

$$T_m = T_e - T_L = J \dot{\omega} + B_n \omega \quad (2.39)$$

Supondo que:

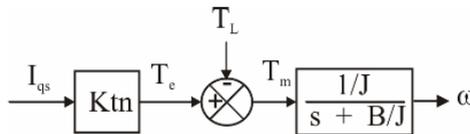
$$K_m = \frac{NL_m^2 I_{ds}}{L_r} \quad (2.40)$$

Então ter-se-á que a equação (2.38) pode ser reescrita como:

$$T_e = K_m I_{qs} \quad (2.41)$$

Assim é possível representar graficamente na Figura 6, esse sistema representado pelas equações (2.40), (2.41) e (2.42).

Figura 6- Diagrama do modelamento do rotor



Fonte: Referência (4)

Considerando que a variação dinâmica da posição angular é dada por:

$$\dot{\theta} = \omega \quad (2.42)$$

Considerando que para um sistema de dinâmica lenta, a variação do torque da carga é aproximadamente nula, então:

$$\dot{T}_L = 0 \quad (2.43)$$

Com base na Figura 6 é possível representar o sistema do rotor em espaço de estados, tendo a velocidade angular como variável de saída, conforme equação (2.44):

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 & -\frac{1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (2.44)$$

$$y = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \\ T_L \end{bmatrix}$$

2.4.3 Modelo de ordem reduzida

O modelo apresentado em (2.45) corresponde a uma estrutura de segunda ordem de saída única. Essa estrutura simplificada representa as equações do fluxo no rotor.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_g - \omega \\ \omega_g - \omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

2.5 VARIAÇÃO TEMPORAL DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS

Em (2), é apresentado um estudo das variações dos parâmetros de resistência e indutância do motor de indução trifásico.

2.5.1 Variação das resistências

As resistências, tanto do rotor quanto do estator variam devido ao efeito térmico e ao efeito pelicular.

O aquecimento dos condutores que compõe os circuitos do estator e do rotor devido a corrente que circula por eles leva ao aumento das resistências em função da temperatura.

$$R = R_0(1 + \alpha T) \quad (2.46)$$

Onde R_0 é a resistência inicial, α é o coeficiente térmico e T é a temperatura em graus Celsius. De modo geral o coeficiente térmico é aproximadamente $4.1m(\Omega/^\circ C)$. Como os fatores para alumínio e cobre são muito próximos, pode-se considerar que ocorrerá a mesma variação no rotor e no estator. Como apresentado em (2) a variação das resistências pode chegar até 38%, para motores que operam a $120^\circ C$.

O efeito pelicular é o responsável pela distribuição da densidade de corrente no condutor e com o aumento da frequência essas correntes passam a ter uma maior densidade de corrente na periferia dos condutores. Esse efeito ocasiona um aumento da resistência dos condutores elétricos e, é mais determinante e danoso nas barras do rotor do que nos enrolamentos do estator. Essas resistências aumentam com o tempo de funcionamento, até um valor final, devido ao aquecimento do motor.

2.5.2 Variação das indutâncias

As indutâncias variam, fundamentalmente devido ao efeito da saturação magnética. As não linearidades dos materiais ferromagnéticos utilizados afetam os valores de indutância da máquina. A variação das indutâncias ocorre a partir das dinâmicas da corrente de magnetização, portanto este é um fenômeno rápido, pois esta dinâmica é proporcional as constantes de tempo do rotor.

3 TÉCNICAS DE CONTROLE DE MOTORES DE INDUÇÃO

Os motores de indução alimentados por fontes com frequência constante atendem as exigências de acionamentos de grande parte das cargas, entretanto algumas aplicações especificamente necessitam de uma faixa ajustável da velocidade de acionamento.

Inicialmente as técnicas de controle de máquinas síncronas utilizavam controle escalar, também conhecidas como controle V/F, ou seja, realizavam o controle com variação somente da magnitude de tensão e frequência. Uma vantagem deste método é não necessitar da medida da velocidade rotórica, entretanto este tipo de controle tem um desempenho dinâmico muito ruim, devido a sua baixa resolução de velocidade e lenta resposta de torque, ainda assim é aplicado na indústria devido a sua fácil implementação (3).

$$\frac{V}{\omega_e} = \text{CONSTANTE} \quad (3.1)$$

Em meados da década de 70, foi apresentada uma técnica genérica para o controle vetorial de motores elétricos de corrente alternada, que possibilita transformar o motor de indução em modelos equivalentes aos dos motores de corrente contínua.

As técnicas de controle vetorial para máquinas de indução apresentam alto desempenho, tanto em regime permanente como durante os transitórios da máquina, tal desempenho é obtido através do controle independente dos parâmetros de fluxo, torque e velocidade .

Para obter o controle independente das variáveis, transforma-se o modelo da máquina em um modelo similar ao das máquinas de corrente contínuas, através de um sistema de transformação de coordenadas, desse modo, passando-se a ter um controle mais simples.

Uma das exigências do controle vetorial é o conhecimento prévio do valor do fluxo do campo girante. Essa necessidade ocasiona a utilização de sensores para detecção do fluxo interno da máquina, onde que, para vários sistemas a dificuldade de posicionamento desse sensor, torna sua colocação inviável. A evolução dessa técnica chegou ao conceito de controle por campo orientado, dividindo-se em controle por campo orientado direto (*Direct Field Oriented Control* - DFOC) e controle por campo orientado indireto (*Indirect Field Oriented Control* - IFOC). Essas são formas de contornar essa limitação, onde se faz uso de estimadores de fluxo baseados no modelo vetorial da máquina de indução (2).

Para implementar o estimador de fluxo é preciso escolher as entradas para um determinado referencial, podendo tais referências ser de fluxo de rotor, estator ou entreferro. O referencial mais utilizado é o do fluxo do rotor, pois seu modelo é representado por um número pequeno de equações, desprezando as perdas por não serem significativas, a estimação a partir desse referencial necessita apenas das correntes de fase do estator e da velocidade do eixo do rotor

No início da década de 80, outra técnica de controle de motores de indução foi apresentada, o controle direto de torque (*Direct Torque Control* - DTC), esta técnica é caracterizada pela simplicidade, robustez e bom desempenho. O fluxo e torque são controlados diretamente, enquanto as correntes e tensões são controladas indiretamente, o acionamento do motor de indução é feito por uma tabela lógica garantindo a comutação ótima.

3.1 CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO

No início da década de 1970 Blaschke apresentou a teoria do DFOC, podendo ser considerada como o resultado da observação das variáveis de fluxo e torque a partir de um referencial (2).

Esta técnica possibilita que o fluxo e o torque possam ser controlados de forma independente. A técnica de controle DFOC determina a orientação direta do fluxo do estator ou rotor. Na orientação do estator, o vetor fluxo é orientado sobre o eixo direto, de forma que a componente do fluxo em quadratura seja nula. Para a orientação do fluxo no rotor, o vetor do fluxo encontra-se alinhado ao eixo direto d , de forma que seja nulo o fluxo em quadratura no rotor.

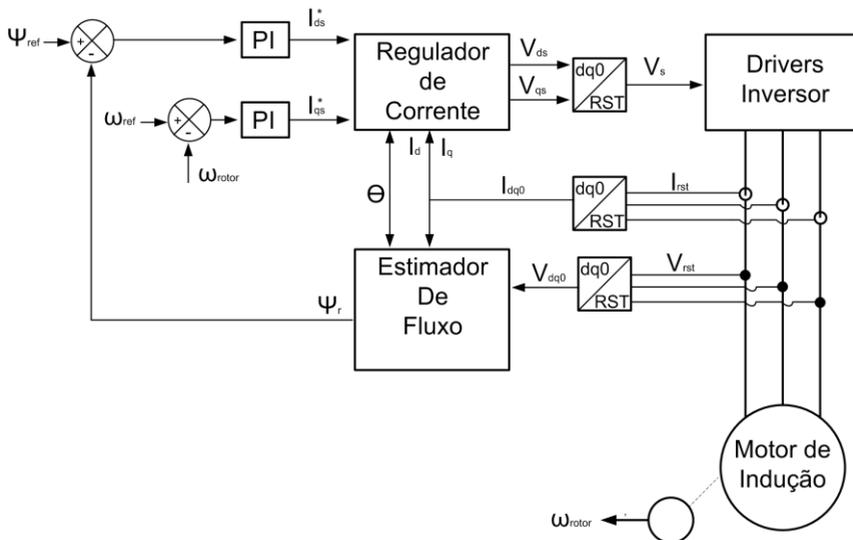
O controle FOC necessita da orientação direta do fluxo e para realizar essa orientação, o fluxo deve ser medido ou estimado. O FOC baseia-se na orientação do vetor de fluxo, onde ou o vetor do estator ou do rotor será alinhado sobre o eixo da componente direta, e o vetor em quadratura deverá ser nulo. Devido à dificuldade de instalar sensores para medir o valor do fluxo, normalmente ele é estimado.

A realimentação do fluxo no controle apresenta ruídos, o que dificulta a atuação do controlador principalmente em frequências baixas de rotação, isso ocorre principalmente devido a modelagem do motor ter ocorrido em altas frequências. A dificuldade da implementação de um controlador *sensorless* empregando esta técnica está na determinação da orientação instantânea do vetor fluxo.

A Figura 7 apresenta o diagrama de funcionamento do FOC, onde é realizada a medição da tensão e corrente do motor de indução trifásico, e a

transformação de cada uma para coordenadas $dq0$ a partir da quais é estimado o fluxo rotórico, a componente direta do fluxo será alinhada com uma referência de fluxo e a componente em quadratura deverá ser nula.

Figura 7 - Diagrama de controle do DFOC



Fonte: Produção do próprio autor

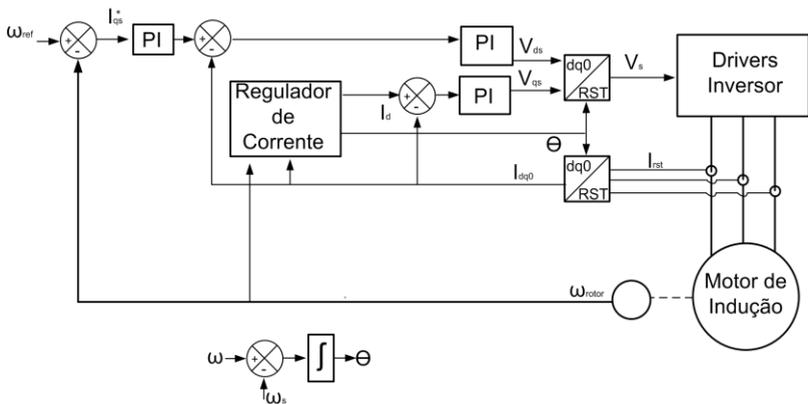
3.2 CONTROLE POR ORIENTAÇÃO INDIRETA DE CAMPO

Na técnica de controle por campo orientado indireto (IFOC) considera-se que o vetor do fluxo do rotor está alinhado com o eixo 'd', de forma que seja nulo o fluxo rotórico em quadratura. Nesta técnica calcula-se o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor a partir das equações do motor, este valor é adicionado a velocidade do rotor, obtendo assim a velocidade síncrona das variáveis do estator. Com isso desacoplam-se as correntes de alimentação do motor, por meio da aplicação das transformações como a $dq0$, para se controlar cada uma de forma independentemente (2).

A técnica do IFOC apresenta menor ruído e tem uma característica mais robusta em relação ao DFOC, pois utiliza a corrente do estator na realimentação, tornando-se mais atrativo no mercado por essas características. A principal desvantagem do IFOC está na relação direta entre o cálculo do escorregamento e a variação das constantes do motor que varia conforme a temperatura.

Na Figura 8 encontra-se representado o diagrama de funcionamento do controlador IFOC, realizando a medida de velocidade do rotor, e de corrente do estator, com essas medidas é calculado o escorregamento e posteriormente a componente direta de corrente de referência, existe ainda uma malha de correção da velocidade do rotor com a velocidade de referência.

Figura 8 - Diagrama de controle do IFOC



Fonte: Produção do próprio autor

3.3 CONTROLE DIRETO DE TORQUE

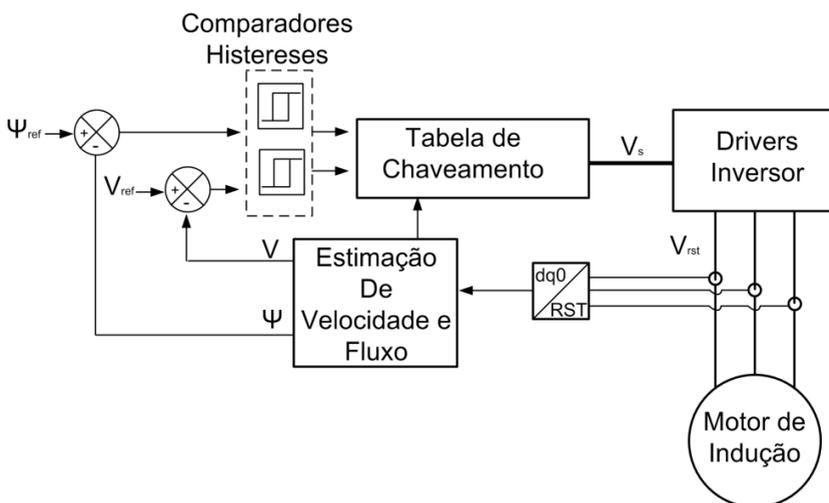
Essa técnica foi apresentada no fim da década de 80 por Takahashi conforme (4), e foi pensada já como uma alternativa *sensorless*, tem como principais vantagens grande precisão e um bom desempenho às variações de cargas. As referências de fluxo estático e do torque são comparados com os valores medidos ou estimados, em controladores de histerese, assim esta técnica propicia controlar diretamente e independentemente, o torque, o fluxo e selecionar o modo ótimo de operação do motor.

O DTC é uma técnica que controla o ciclo limite do fluxo e torque. Através de uma tabela, determina-se a tensão no estator que será imposta ao motor, para que tenha uma resposta rápida ao torque. A técnica de DTC é bastante eficiente em regime permanente, pois pode-se controlar a amplitude do fluxo de acordo com o que se necessita de torque. Nesta técnica, diferentemente do controle por campo orientado, não são necessários: reguladores para as correntes, sistema de referência. Assim como nas técnicas de controle por campo orientado, o DTC sofre com a variação paramétrica.

As principais dificuldades da implementação do DTC são para baixas velocidades de rotação, onde aparecem, altas oscilações de corrente e torque, grande quantidade de ruído e frequência de comutação com grande variação.

A Figura 9 apresenta o diagrama de funcionamento do controlador direto de torque, para a implementação desse controlador é realizada a leitura da tensão trifásica do estator, a partir dela são estimado fluxo e velocidade que são comparados com valores de referência, esses valores são comparados com valores já tabelados que designarão a estratégia de chaveamento do inversor.

Figura 9 - Diagrama do Controle DTC



Fonte: Produção do próprio autor

4 SENSORES

Para implementação das técnicas citadas no capítulo anterior, é necessário a utilização de sensores, seja para medição do fluxo interno da máquina ou mesmo para a velocidade do rotor.

Um sensor pode ser conceituado como um dispositivo que converte uma grandeza física de qualquer espécie em outro sinal que possa ser transmitido a um elemento indicador, para que este mostre o valor da grandeza que está sendo medida (6).

Os elementos sensores são denominados transdutores quando convertem a grandeza de entrada para uma grandeza elétrica, como corrente, tensão ou resistência elétrica (6).

4.1 CARACTERÍSTICAS DOS SENSORES

Os dispositivos sensores apresentam as seguintes características:

- **Faixa:** É definida como faixa (*Range*) a todos os níveis de amplitude da grandeza física medida nos quais se supõe que o sensor possa operar dentro da precisão especificada.
Resolução: É o menor incremento da grandeza física medida que provoca uma mudança no sinal de saída do sensor.
- **Sensibilidade:** é a relação entre o sinal elétrico entregue e a grandeza física que esta sendo medida.
- **Linearidade:** Dado um determinado sensor, se sua sensibilidade é uma constante para qualquer grandeza medida dentro da faixa de resolução então o sensor é linear. Caso o sensor seja não linear, uma forma de determinar quão grave é essa não linearidade é medir o máximo erro do sinal de saída dividido pela faixa de valores possíveis, Essa relação pode ser expressa em termos percentuais.
- **Exatidão:** Definida também como o erro do sensor, a exatidão é a diferença absoluta entre o valor real do sinal do sensor e o sinal ideal que este deveria fornecer para esse valor da grandeza física.
- **Relação Sinal/Ruído:** É a relação entre a potência de um sinal qualquer entregue na saída de um sensor e a potência do ruído, medido com saída do sensor de entrada nula.

4.2 SENSORES DE VELOCIDADE

Existe na atualidade uma grande quantidade de transdutores de velocidade ou de posição que fornecem, dentro de algumas condições,

valores confiáveis de velocidade ou de posição, mas que também apresentam algumas desvantagens. Será apresentada a seguir a descrição desses dispositivos (1).

4.2.1 Resolver

Um *resolver* é um transdutor rotacional eletromagnético de posição com uma saída analógica. Seu funcionamento baseia-se no efeito de transformador com relação de transformação variável com a posição. Os enrolamentos principais têm distribuição periférica senoidal, sendo um primário, situado no rotor, e dois secundários em quadratura, no estator. Ao primário é aplicada, através de um transformador rotativo auxiliar (com relação fixa), uma tensão alternada de alta frequência (7).

As amplitudes e fases das tensões induzidas nos dois enrolamentos secundários são funções da posição angular do rotor, sendo detectados por um condicionador de sinal que elabora, com base na envoltória dos picos, os dois sinais de saída em quadratura. Suas desvantagens são manutenção, alinhamento, baixo desempenho em baixas velocidades (apenas um período por rotação), montagem complexa.

4.2.2 Tacogerador

O dínamo taquimétrico ou tacogerador é nada mais do que um gerador CC de ímã permanente acoplado mecanicamente no eixo em que se deseja medir a velocidade. Embora seja mais utilizado para medir a velocidade angular em máquinas rotativas, pode-se utilizá-lo para medir a velocidade linear de máquinas como automóveis, locomotivas entre outras, sendo que para esse tipo de aplicação é necessário saber o diâmetro da roda em questão. O gerador CC gera uma tensão de saída que é proporcional a velocidade do seu eixo (7).

Em aparência são bastante semelhantes a um pequeno motor elétrico, porém com especificações muito mais detalhadas. Podem ser acoplados por meio de correias ou engrenagens, porém, a forma mais comum de utilização é a ligação direta ao eixo do motor que se deseja medir a velocidade.

Industrialmente são encontrados tacogeradores com constantes de proporcionalidade entre 10V e 100V / 1000 rpm. As principais causas de erro podem ser o efeito de carga, a desmagnetização de seus ímãs ao longo do tempo, a queda de tensão nas suas escovas ou degradação do conjunto

escovas – coletor.

Podem apresentar como desvantagens, não linearidade, quando a taxa de variação da velocidade não é igual, ondulações do sinal, tempo mínimo de resposta elevado e distorções dos parâmetros com a variação de temperatura, semelhante ao que ocorre com os motores elétricos

4.2.3 Sensores óticos

O sensor ótico embora seja mais utilizado no controle de posição, também é utilizado para medir velocidade, uma vez que a velocidade é a derivada da posição em relação ao tempo e, com o tempo necessário para esta distância ser percorrida, consegue-se calcular a velocidade (6).

São muito precisos, e apresentam vida útil praticamente infinita se alguns cuidados elementares forem tomados em relação à sua utilização.

O princípio de funcionamento consiste na colocação de emissores e receptores de luz na parte móvel e de uma régua graduada, fixa à base do movimento ou vice-versa, que permite a passagem ou a reflexão apenas de feixes seletivos de luz emitidos, e que serão detectados pelo receptor de luz. Uma das suas grandes desvantagens é o custo computacional envolvido na leitura do sinal e sua resolução alta que ocasiona um erro relativo de leitura.

4.2.4 Desvantagens dos sensores mecânicos

Os sensores mecânicos tem como desvantagens o fato de terem partes móveis, sujeitas à desgastes e quebra, além da inércia que limita a ação da resposta, outro problema está em apresentar erros de medição, variação da medida com relação à resposta em frequência.

4.3 SENSORES DE CAMPO MAGNÉTICO

Um dos problemas fundamentais do controle vetorial, consiste em conhecer exatamente a posição do fluxo para que o controle trabalhe na forma certa. Muitas pesquisas têm sido realizadas para conseguir este objetivo. Os primeiros sensores para medição de fluxo eram bobinas baseadas na indução. A tensão induzida é gerada apenas quando o campo magnético varia no tempo. Posteriormente surgirão os materiais magneto-

resistivos, que variam sua resistividade quando expostos a um campo magnético. Materiais ferromagnéticos tem um grande efeito magneto-resistivo, entretanto não são lineares, mas tem uma sensibilidade relativamente grande, neste caso, tais não linearidades, tornam seu uso mais complexo.

4.3.1 Sensor de efeito Hall

O efeito hall é a produção da diferença de potencial elétrico em um condutor, esse efeito foi descoberto por Edwin Hall no fim do século XIX.

Dispositivos Hall são sensores magnéticos bem populares. Podem ser produzidos em grande escala através de processos microeletrônicos o que os torna baratos. Quando fabricados com tecnologia microeletrônica, nenhum processamento extra é necessário. O Sensor de efeito Hall quando submetido a um campo magnético perpendicular a uma corrente gera a chamada tensão Hall em seus terminais em uma terceira direção perpendicular as demais (7).

Suas principais vantagens são: Rápida resposta, alta durabilidade, medição sem contato, entretanto não são bons para medição de campos magnéticos de baixa intensidade, quando colocados em um motor de indução sofrem interferência com a variação da tensão de armadura.

4.3.2 Sensores SQUIDS

São sensores baseados no efeito de Josephson descoberto pelo físico Brian David Josephson em 1962. Os sensores SQUIDS (*Superconductivity Quantum Interface Device*), utilizam o efeito da quantização de fluxo magnético e efeito Josephson, ambos relacionados ao estado da supercondutividade (7).

Esses sensores possuem a maior sensibilidade de detecção de fluxo magnético conhecido até hoje, este é composto de um anel supercondutor com uma fenda onde estão duas junções Josephson. Ocorre a combinação de dois fenômenos físicos a quantização de fluxo magnético e o tunelamento Josephson. Suas principais desvantagens são a necessidade de filtrar ruídos que são lidos por sua alta sensibilidade e alto custo por se tratar de material supercondutor.

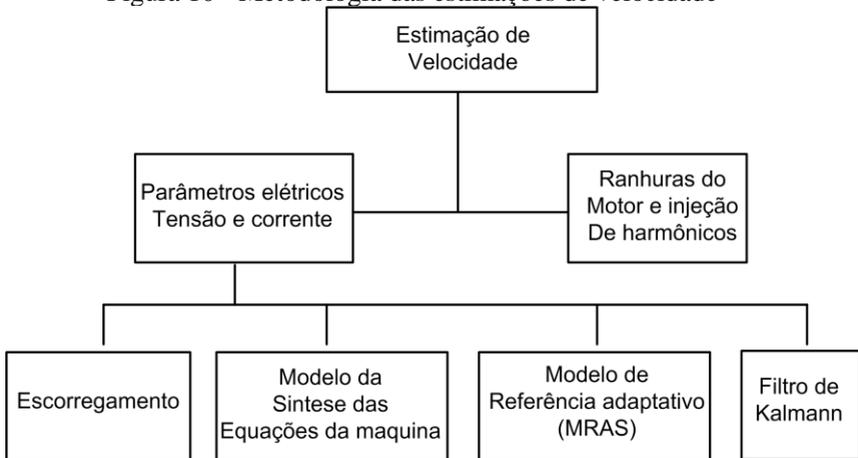
5 ESTIMADORES DE VELOCIDADE

O motor de indução trifásico apresenta algumas dificuldades no desenvolvimento de um sistema de controle, pois este possui dinâmicas não lineares e, em muitos casos as variáveis necessárias para o controle são de difícil obtenção para os servomecanismos de controle. Porém em muitos casos, sensores de velocidade não estão disponíveis. Nestes casos, a solução adotada é comumente chamada de controle *sensorless*, onde apenas as correntes do estator estão disponíveis. Diversos trabalhos propõem soluções para este problema.

O controle vetorial *sensorless* para o motor de indução é essencialmente o controle vetorial sem os sensores de velocidade. Normalmente é utilizado um *encoder* ótico para medição de velocidade ou posição do rotor. Mesmo no controle vetorial indireto o sinal da medição de velocidade é necessário para medidas de baixa velocidade e partida do motor. Mas, sensores muitas vezes são indesejáveis pois adicionam um custo alto ao sistema.

Existem várias maneira de realizar a estimação de velocidade, como apresentado na Figura 10. É possível estimar o valor da velocidade do rotor, a partir da medida de tensão e corrente do estator, processando esses sinais. De qualquer forma a estimação é bastante complexa e depende dos parâmetros da máquina de indução, mesmo assim os servossistemas que utilizam *sensorless* hoje são comercialmente empregados.

Figura 10 - Metodologia das estimações de velocidade



Fonte: Produção do próprio autor

A técnica de estimação de velocidade que se utiliza da injeção de harmônicos causa diversos distúrbios de torque e vibração. Entretanto, demonstra bom desempenho para baixas velocidades, especialmente próximas a zero, essa técnica não será apresentada nesse trabalho pois é normalmente aplicada em motores com características não usuais de construção, dificilmente encontrados no mercado.

Os estimadores de velocidade presentes nesse trabalho são apresentados em (1).

5.1 POR MEIO DA FREQUÊNCIA DE ESCORREGAMENTO

Essa foi uma das primeiras técnicas de estimação de velocidade que surgiu, onde é necessária a medição somente de tensão e corrente do estator, baseando-se no modelo do motor de indução, é obtida uma equação que relaciona torque e velocidade rotórica (3).

A velocidade pode ser calculada a partir da frequência de escorregamento, a partir da equação (5.1). O valor do escorregamento pode ser calculado a partir :

$$\omega_r = \omega_e - \omega_{sl} \quad (5.1)$$

$$\omega_{sl} = \frac{(1 + \sigma ST)L_s I_{qs}}{T_r (\psi_{ds} - \sigma)L_s I_{ds}} \quad (5.2)$$

$$\omega_e = \frac{(V_{qs} - I_{qs}R_s)\psi_{ds} - (V_{ds} - I_{ds}R_s)\psi_{qs}}{\psi_s} \quad (5.3)$$

Onde:

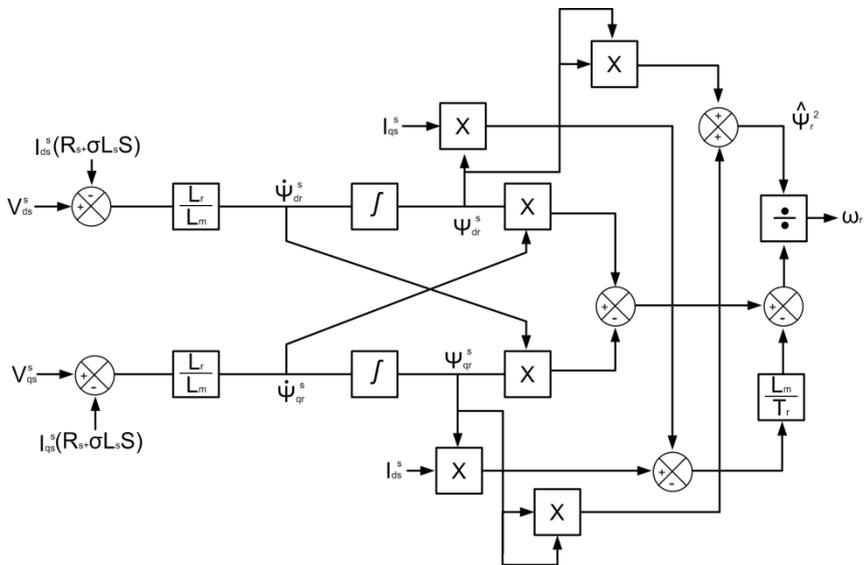
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5.4)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (5.5)$$

5.2 SINTESE DAS EQUAÇÕES DA MÁQUINA

As equações dinâmicas da máquina de indução, representadas utilizando a transformada $dq0$, podem ser manipuladas para obter o valor da velocidade. O método pode ser descrito essencialmente como o cálculo do escorregamento discutido previamente. A Figura 11 mostra o diagrama de blocos do estimador de velocidade onde são utilizados os modelos de tensão para estimar o fluxo do rotor (3).

Figura 11 - Estimador de velocidade a partir das equações da máquina



Fonte: Produção do próprio autor

$$\omega_r = \frac{1}{\psi_r^2} \left[(\psi_{dr} \psi_{qr} - \psi_{qr} \psi_{dr}) - \frac{L_m}{T_r} (\psi_{dr} I_{qs} - \psi_{qr} I_{ds}) \right] \quad (5.6)$$

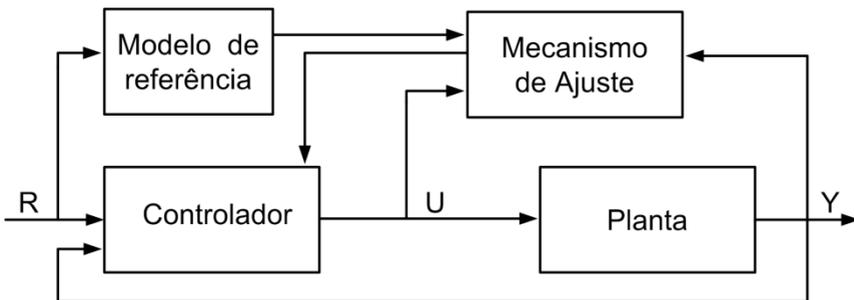
Claramente a estimação da velocidade através das equações da máquina é fortemente influenciada por seus parâmetros e isso tenderá a dar pouca precisão na estimativa produzindo erro. Esse erro irá aumentar com a variação dos parâmetros por aquecimento ou desgaste.

5.3 MODELO DE REFERÊNCIA ADAPTATIVO (MRAS)

Sistema Adaptativo por Modelo de Referência (*Model Reference Adaptive Systems - MRAS*) tem demonstrado alto desempenho para servossistemas *sensorless* de motores de indução. Esse alto desempenho ocorre mesmo quando a planta não é muito conhecida ou os parâmetros variam ao longo do tempo (3).

Esse controle tem um algoritmo que compara a saída da planta real com um modelo de referência, a diferença entre eles é realimentada em um mecanismo de adaptação, que ajusta o controle empregado na Figura 12.

Figura 12 - Modelo do controlador MRAS



Fonte: Produção do próprio autor

A velocidade pode ser estimada pelo modelo do sistema de referência adaptável (MRAS), em que os resultados do modelo de referência são comparados com a saída de um modelo adaptativo ajustável ou até que os erros entre os dois modelos chegue a zero.

Um diagrama de blocos para a estimativa da velocidade através da técnica adaptativa MRAS de erro é mostrado na Figura 13.

Quando o sinal de velocidade estiver correto os parâmetros estimados através do MRAS, serão idênticos aos sinais de saída da planta, um algoritmo de adaptação com o controle PI, como indicado, pode ser utilizado para sintonizar velocidade de modo a que o erro seja nulo.

No projeto do algoritmo de adaptação para MRAS, é importante levar em conta a estabilidade global do sistema e assegurar que a velocidade estimada convirja para o valor desejado com característica dinâmica satisfatória (3).

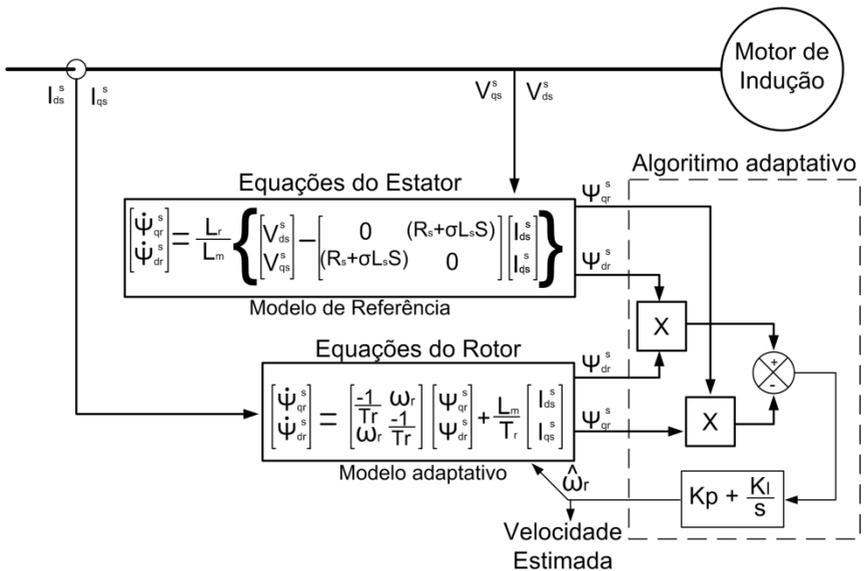
$$\hat{\omega}_r = \zeta \left(K_p + \frac{K_I}{S} \right) \quad (5.7)$$

Onde:

$$\zeta = \hat{\psi}_{dr} \psi_{qr} - \psi_{dr} \hat{\psi}_{qr} \quad (5.8)$$

Para o caso estacionário $\zeta = 0$, os parâmetros estimados e a saída da planta serão iguais .

Figura 13 - Estimador de velocidade MRAS



Fonte: Produção do próprio autor

Na prática o método do estimador de velocidade que utiliza a síntese do fluxo do rotor como base no modelo de referência é bastante difícil de implementar, principalmente em baixas velocidades, pela integração dos sinais de tensão. O algoritmo de estimação de velocidade do MRAS permanece válido nesses casos, entretanto, a precisão em baixas velocidades é dificultada pela variação dos parâmetros do motor de indução. Para as simulações essas variações paramétricas do motor de indução serão desconsideradas (3).

6 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A implementação das simulações foi desenvolvida em ambiente computacional Matlab/Simulink versão 2012b. A análise dos resultados foi efetuada utilizando o ambiente de trabalho do Matlab. As variáveis de interesse são gravadas no ambiente durante a fase de simulação, permitindo que seja realizada uma análise detalhada posteriormente. Dessa forma, é possível um tratamento gráfico dos dados para uma melhor visualização.

Na simulação foi utilizado um motor fictício, com dinâmica rápida, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 1, este motor é um modelo presente nas bibliotecas do *Simulink*.

As simulações apresentadas nesse capítulo estão disponíveis no Anexo A.

Tabela 1- Parâmetros do motor de indução

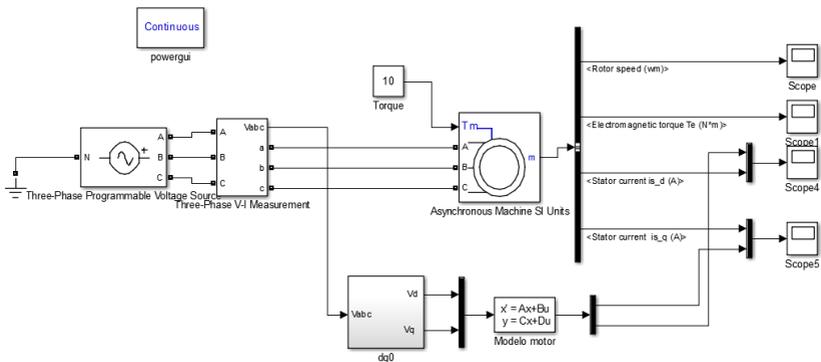
Parâmetros do motor	
$L_s = 0.3027mH$	Indutância do estator
$R_s = 14.85m\Omega$	Resistência do estator
$L_r = 0.3027mH$	Indutância do rotor
$R_r = 9.295m\Omega$	Resistência do rotor
$L_m = 148.6mH$	Indutância mútua
$N = 2$	Número de pares de polos
$J = 0.08N.m.s / rad$	Momento de inércia
$B = 3.1Kg.m^2$	Coefficiente de viscosidade
$P_n = 149.2Kw$	Potência nominal
$v = 460V$	Tensão de alimentação
$f = 60Hz$	Frequência

6.1 MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Todas as simulações para a verificação do modelo matemático conforme as equações (2.23) e (2.24), foram comparadas com um modelo que foi utilizado como referência, esse modelo já está presente na biblioteca padrão do simulink 2012b, ambos com os parâmetros da Tabela 1- Parâmetros do motor de indução.

Como apresentado na Figura 14, foram realizadas de modo a comparar o desempenho e as dinâmicas do modelo do motor apresentado na secção 2.4 deste trabalho com um modelo presente no *simulink*. As informações contidas nos blocos da simulação estão presentes no Anexo A.

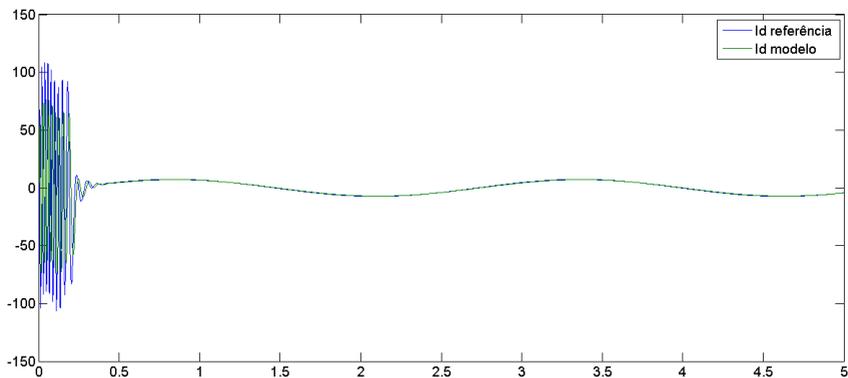
Figura 14 - Simulação modelo matemático motor indução



Fonte: Produção do próprio autor

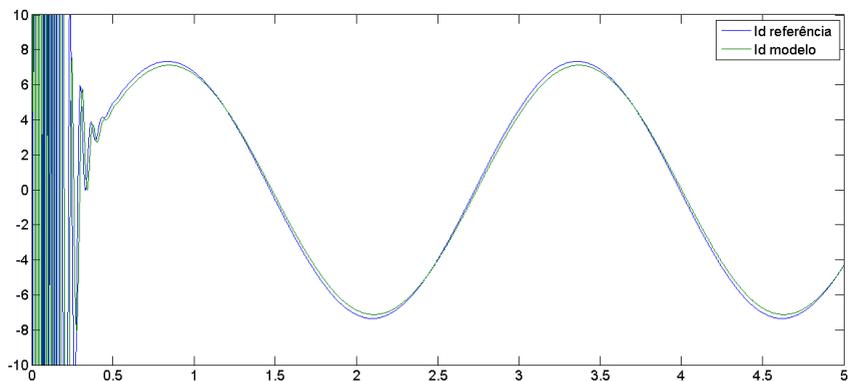
Inicialmente apresenta-se as correntes diretas e em quadratura para o motor de indução trifásico no referencial estacionário em malha aberta. A Figura 15 apresenta um comparativo de modo mais abrangente das componente direta da corrente e a Figura 16 apresenta o comportamento em regime permanente e a Figura 17 apresenta o transitório da corrente. A Figura 18 apresenta um comparativo de modo mais abrangente das componente direta da corrente, a Figura 19 apresenta o comportamento em regime permanente e a Figura 20 apresenta o transitório da corrente.

Figura 15 - Componente direta da corrente do motor de motor de indução



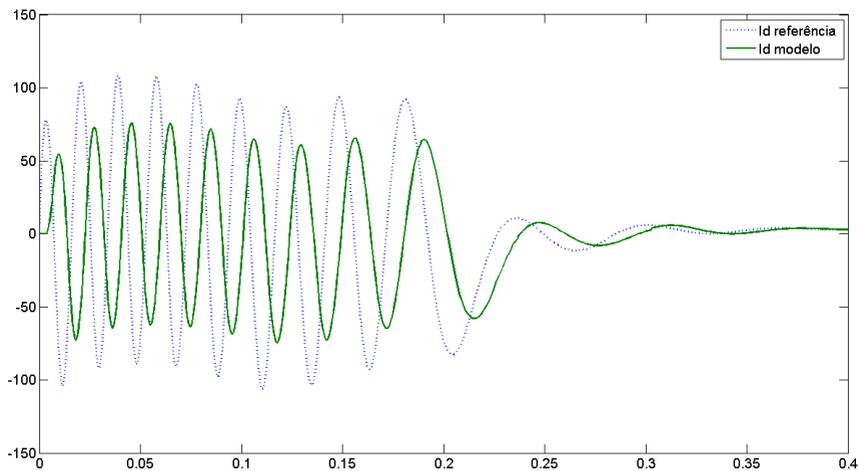
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 16 - Componente direta da corrente do motor de motor de indução ampliada em regime permanente



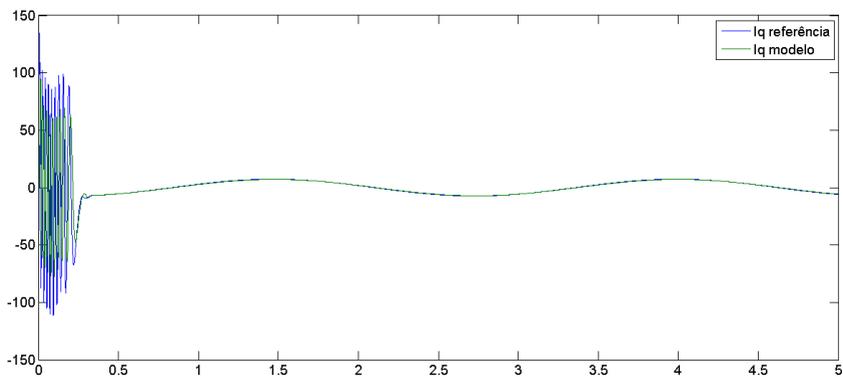
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 17 - Transitório da componente direta da corrente



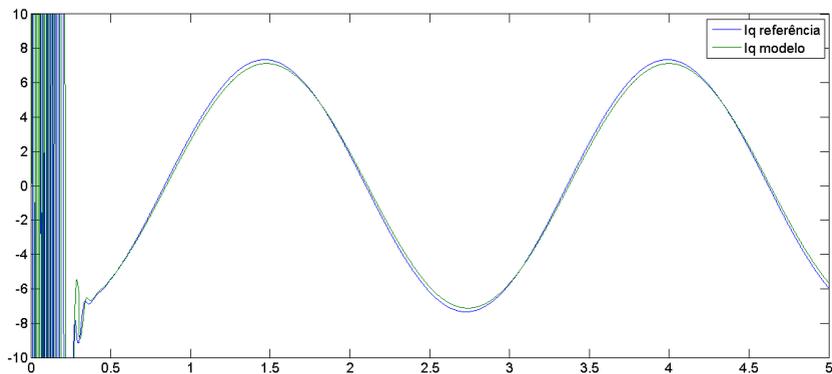
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 18 - Componente em quadratura da corrente do motor de indução



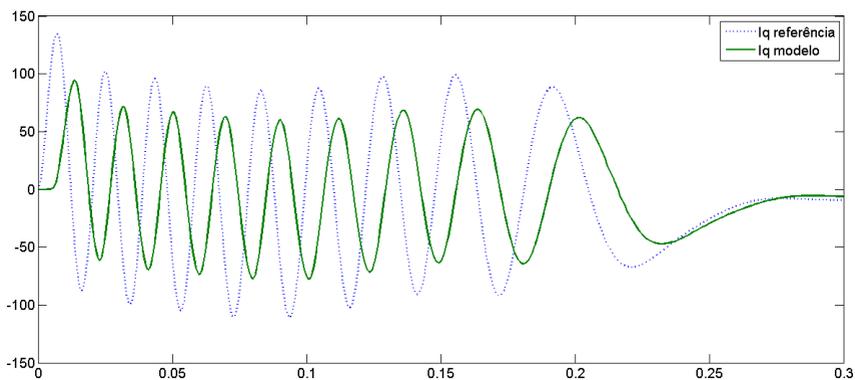
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 19 - Componente em quadratura da corrente do motor de indução ampliada em regime



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 20 - Corrente I_q transitório



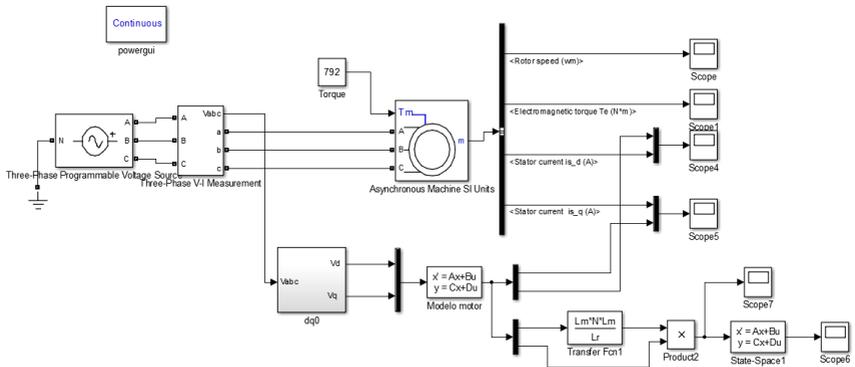
Fonte: Produção do próprio autor

Pode-se observar que tanto a componente direta e a em quadratura da corrente do modelo, apresenta um grande erro durante o transitório e que durante o regime permanente esse erro torna-se quase nulo.

Para a obtenção dos resultados das Figura 21 é necessário utilizar o

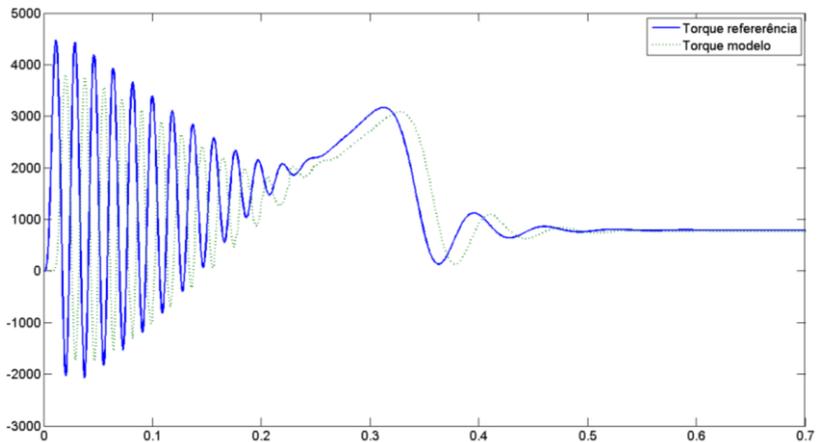
diagrama apresentado na Figura 6, que irá representar a velocidade do rotor e o torque no eixo do rotor a partir do modelo matemático, os resultados são apresentados na Figura 22 e na Figura 23.

Figura 21 - Simulação modelo matemático motor com saída de torque e velocidade



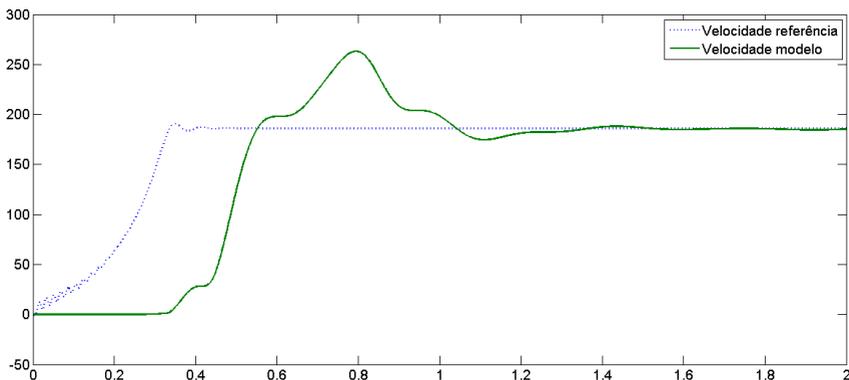
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 22 - Comparação entre o torque do modelo matemático e modelo de referência



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 23 - Comparação da velocidade do rotor do modelo matemático e do modelo de referência



Fonte: Produção do próprio autor

Pode-se observar que ambos, torque e velocidade, tem distúrbios em baixas velocidades, durante o período transitório e que apresentam bom funcionamento no regime permanente.

6.2 ESTIMADORES DE VELOCIDADE

Todas as simulações realizadas para verificação do funcionamento dos estimadores de velocidade foram realizadas conforme apresentadas na secção 4.

6.2.1 Estimador através do escorregamento

O estimador de velocidade através do escorregamento do rotor do motor é realizado conforme equação (5.1) e as Figura 24 e Figura 25 apresentam a implementação das equações (5.2) e (5.3) respectivamente.

Figura 24 - Estimação de velocidade pelo escorregamento

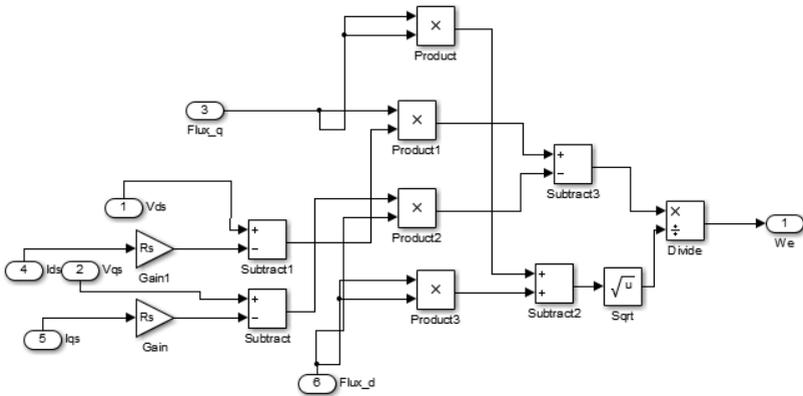
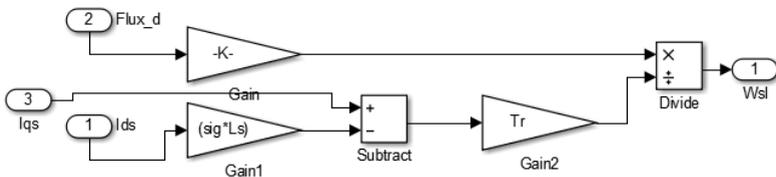


Figura 25 - Estimação de velocidade bloco escorregamento

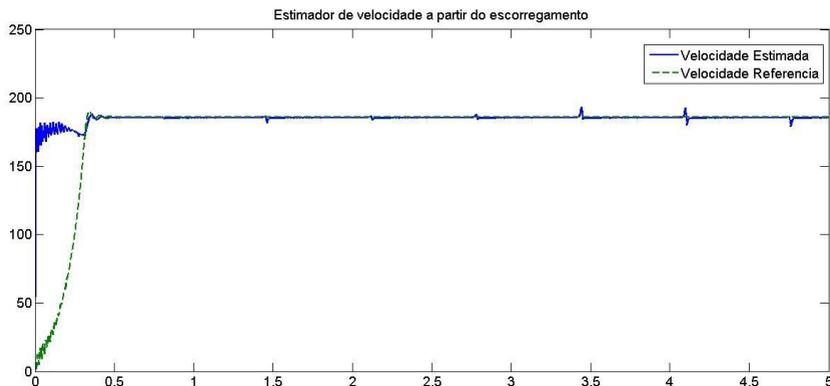


Fonte: Produção do próprio autor

O resultado da implementação do estimador através do escorregamento, como descrito nas equações (5.1), (5.2) e (5.3) é apresentado na Figura 26.

Durante o transitório onde existe um escorregamento maior o erro é bastante grande, já durante o regime esse erro é quase nulo, mesmo assim aparecem pequenos *ripples* de sinal na velocidade estimada.

Figura 26 - Estimador de velocidade através do escorregamento



Fonte: Produção do próprio autor

6.2.2 Estimador através das equações da máquina

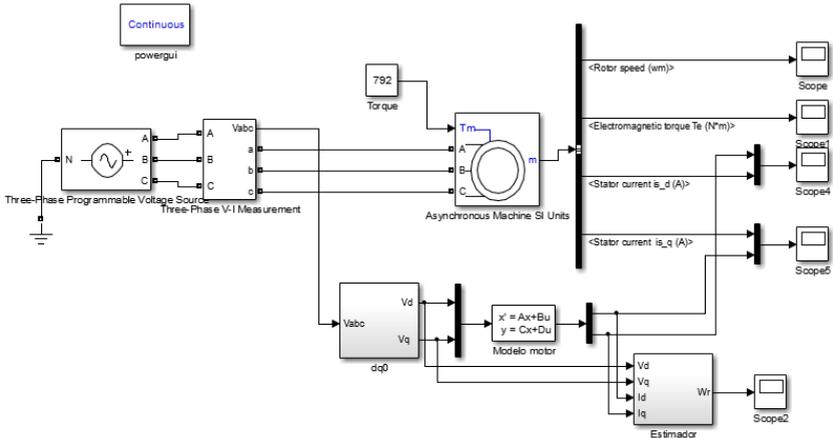
A estimação de velocidade como apresentado no diagrama de blocos da Figura 11, tem sua implementação demonstrada conforme a Figura 27, os resultados obtidos com essa implementação são apresentados nas Figuras 28, Figura 29 e na Figura 30 onde é realizado um degrau de 50% de carga no torque aos 3 segundos.

O estimador de velocidade através das equações da máquina de indução apresenta boa resposta tanto para o transitório, quanto para o regime permanente. Porém ainda, mantém algumas pequenas perturbações no sinal de velocidade e um pequeno atraso quando comparado com a velocidade de referência.

6.2.3 Estimador MRAS

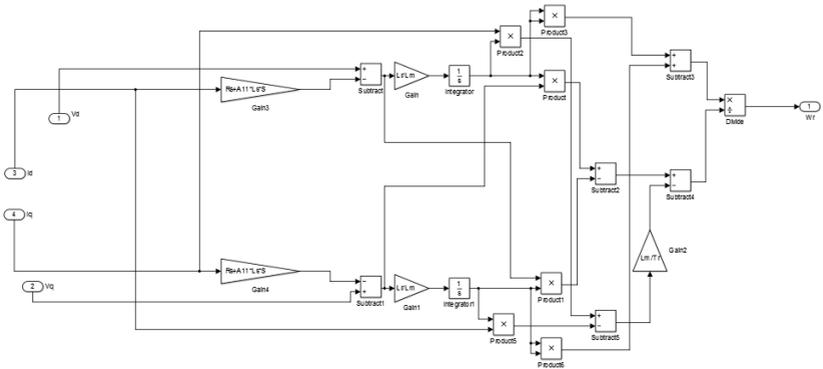
Os resultados da implementação do estimador de velocidade MRAS, como proposto no diagrama de blocos da Figura 13 são apresentado na Figura 31 e Figura 32, e os resultados obtidos com essas simulações são apresentados na Figura 33 e Figura 34 essa onde é realizado um degrau de 50% de torque aos 3 segundos.

Figura 27 - Simulação do estimador pelas equações da máquina



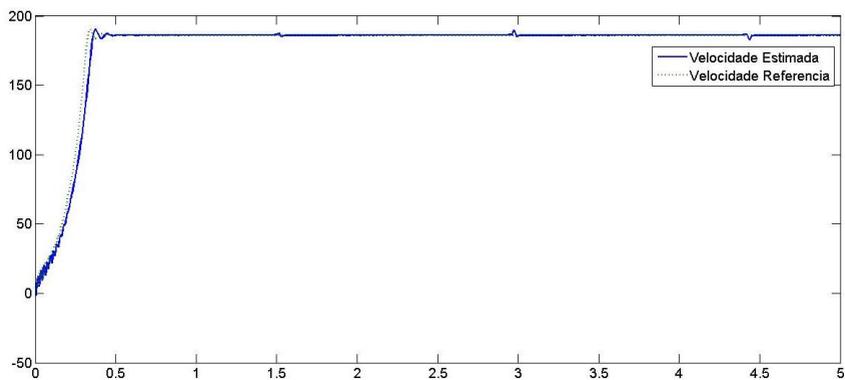
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 28 - Estimador de velocidade através das equações da máquina



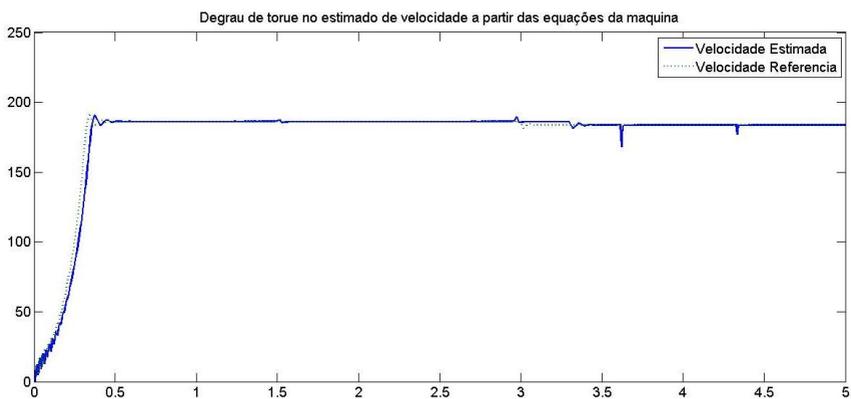
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 29 - Estimador de velocidade através das equações da máquina



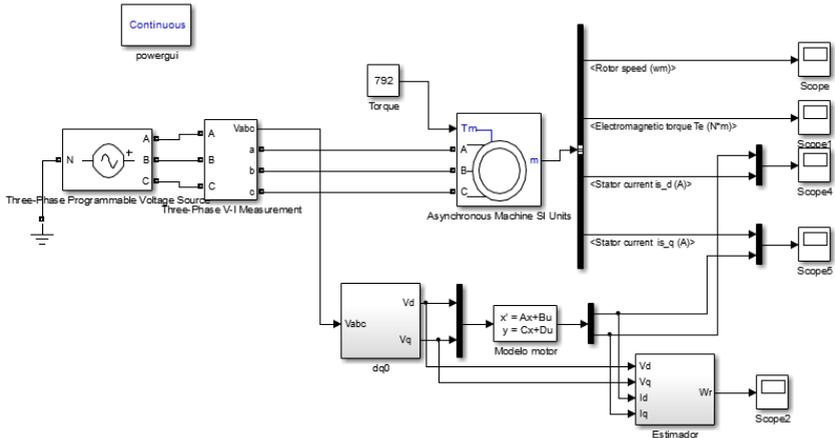
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 30 - Degrau de torque no estimador através das equações da máquina



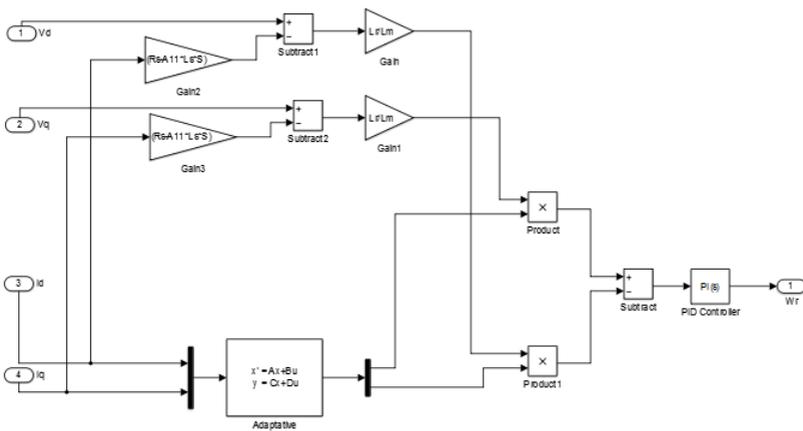
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 31 - Simulação com estimador MRAS



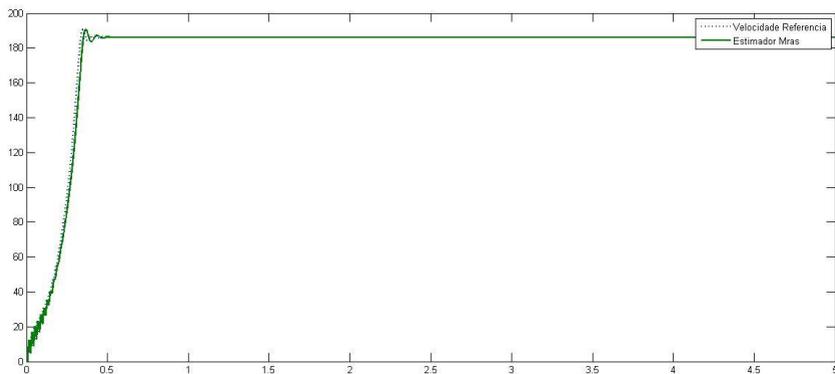
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 32 - Estimador MRAS



Fonte: Produção do próprio autor

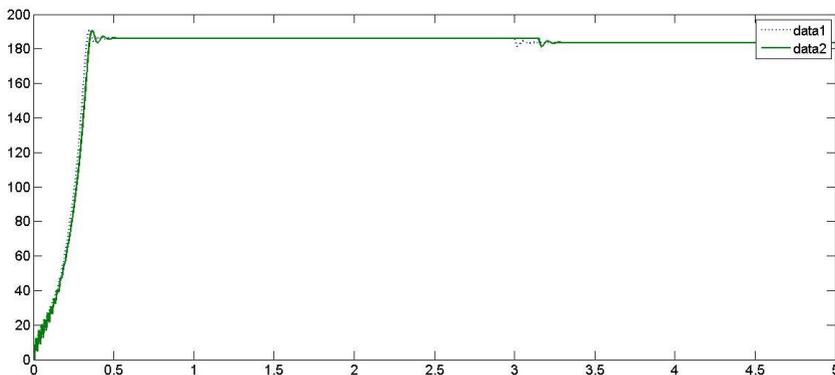
Figura 33 - Estimador de velocidade MRAS



Fonte: Produção do próprio autor

Como pode-se notar este estimador apresenta uma ótima resposta, tanto no transitório quanto em regime, apenas com um atraso mínimo, acomoda bem as perturbações, esse será o estimador de velocidade utilizado para implementação do controlador *sensorless*.

Figura 34 - Estimador de velocidade MRAS com perturbação

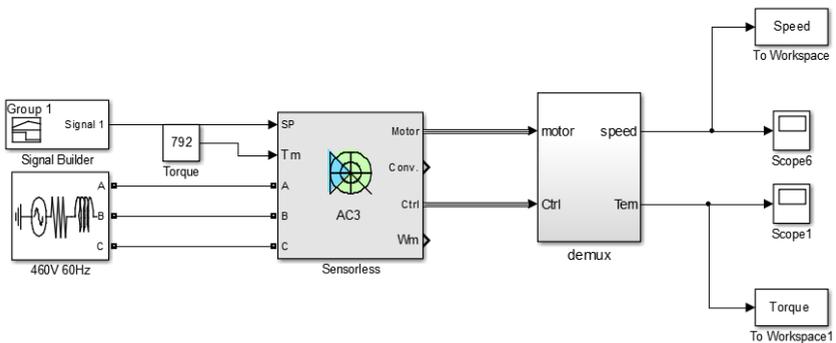


Fonte: Produção do próprio autor

6.3 RESULTADOS A PARTIR DO CONTROLE *SENSORLESS*

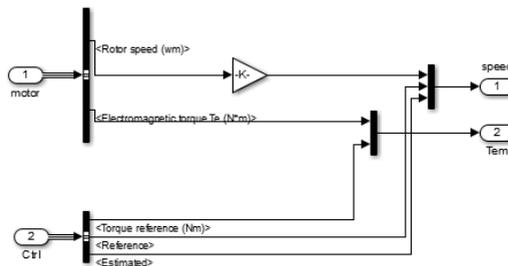
As simulações do controlador *sensorless* foram realizadas utilizando um controlador por orientação de campo (FOC), com um estimador MRAS. Todas as simulações desta seção são baseadas no modelo da Figura 35. O Subsistema do *demux* é mostra na Figura 36. As simulações utilizando o controle sensorless contidas nessa secção são apresentada na referência bibliográfica (1), segundo consta no *help* do *Simulink* (5).

Figura 35 - Simulação sensorless



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 36 - Subsistema demux



Fonte: Produção do próprio autor

As Figura 37 e Figura 38 mostram as telas de configurações dos parâmetros do motor e do controlador utilizado respectivamente.

Na Figura 37 é possível selecionar a variável de entrada (torque ou

velocidade), o sistema de referência do sistema (rotor ou estator), e o método de discretização da simulação, além de ser possível a manipulação dos parâmetros do motor que estará sendo controlado.

A Figura 38 mostra a tela de seleção dos parâmetros do controlador, como as rampas de aceleração e desaceleração, as constantes integrativas e proporcionais do controlador de fluxo e do estimador de velocidade presente.

As constantes integrativas tendem a diminuir o tempo de subida, aumentar o sobressinal, aumenta o tempo de estabilização e eliminar o erro em regime. As constantes proporcionais tendem a diminuir o tempo de subida, aumentam o sobre sinal e diminui o erro em regime, a sintonia dessas variáveis é que ira determinar o modo de funcionamento do controle.

Figura 37 - Parâmetros do Motor

Field-Oriented Control Induction Motor Drive

The AC motor parameters are specified in the AC Machine tab. The braking chopper, the diode rectifier and the inverter switches parameters are specified in the Converter and DC bus tab. F.O.C. and speed controller parameters are specified in the Controller Tab.

Asynchronous Machine Converters and DC bus Controller

Electrical parameters

Reference frame:

Discretization method:

Nominal values

Power (VA):	Voltage (Vrms):	Frequency (Hz):
149 Ze3	460	60

Equivalent circuit values

	Resistance (ohm):	Leakage inductance (H):	Mutual inductance (H):
Stator:	14.85e-3	0.3027e-3	10.46e-3
Rotor:	9.295e-3	0.3027e-3	

Initial currents

	Phase A:	Phase B:	Phase C:
Magnitude (A):	0	0	0
Phase (deg):	0	0	0

Mechanical parameters

Rotor values

Inertia (kg·m ²):	3.1
Friction (N·m·s):	0.08
Pole pairs:	2

Initial values

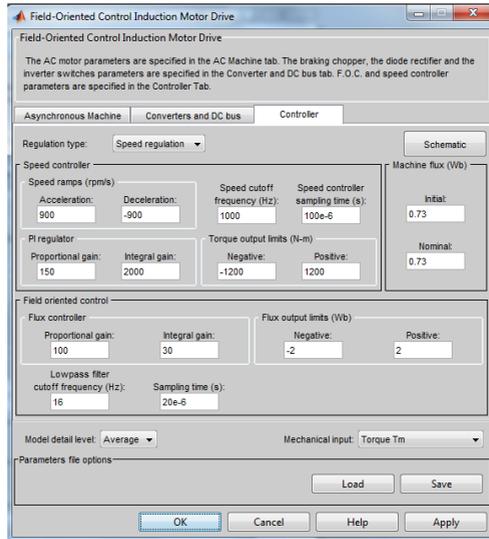
Slip:	1
Angle (deg):	0

Model detail level: Mechanical input:

Parameters file options

Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

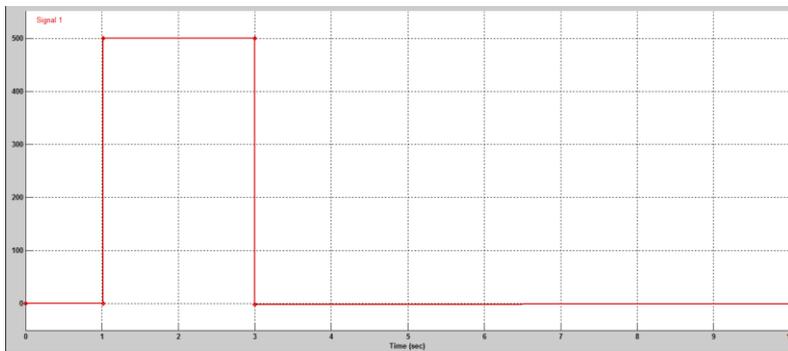
Figura 38 Parâmetros do Controlador



Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

Na Figura 39 é representado o sinal de entrada da velocidade de referência para o controlador *sensorless*, inicialmente o torque será constante durante as simulações realizadas.

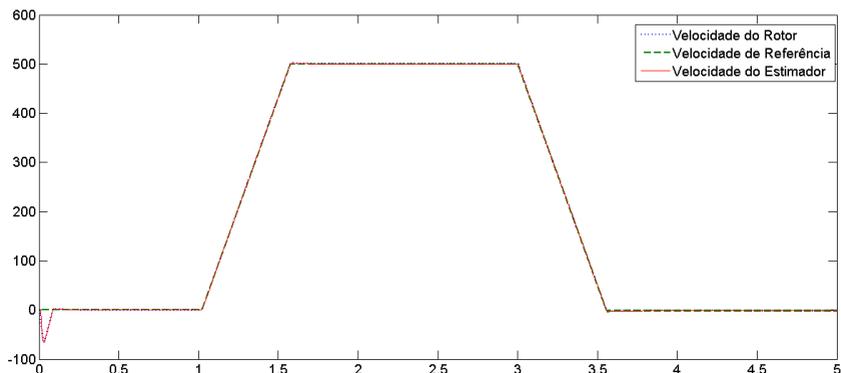
Figura 39 - Degrau de velocidade da simulação



Fonte: Produção do próprio autor

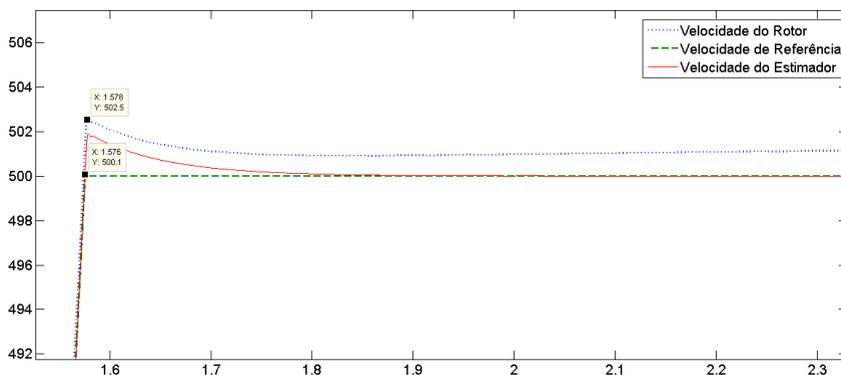
Na Figura 40 é possível observar quão rápido é o estimador de velocidade, que mesmo com um sobre sinal pequeno, rapidamente tende a velocidade de referência enquanto que a velocidade do rotor apresenta um pequeno desvio que é mostrado na Figura 41. Já a Figura 42 apresenta o comportamento do torque durante essa simulação

Figura 40 - Velocidade da simulação



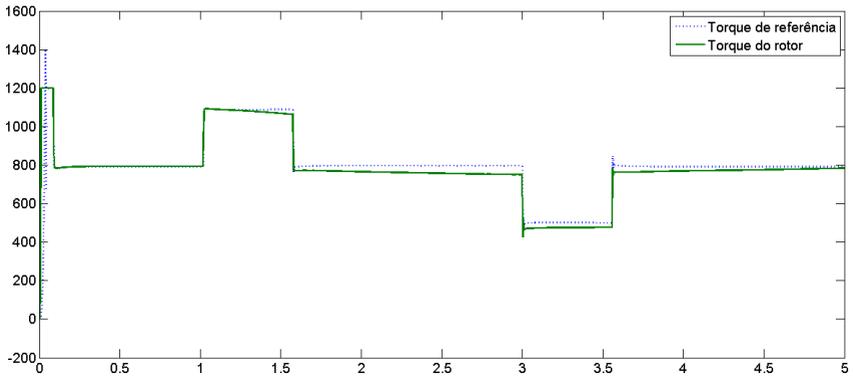
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 41 - Detalhe do sobre sinal na velocidade



Fonte: Produção do próprio autor

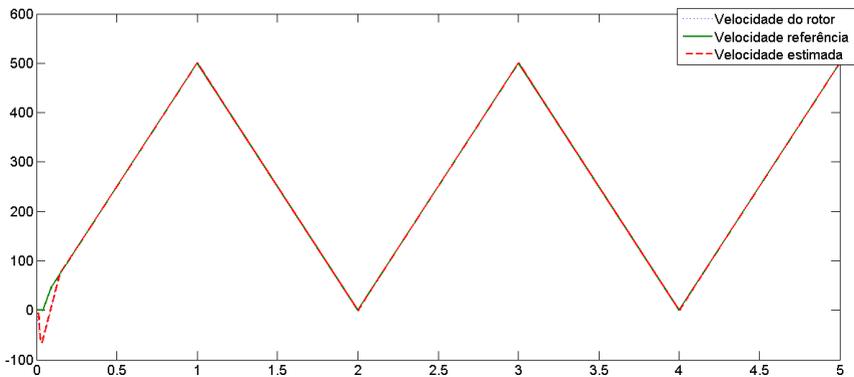
Figura 42 - Torque simulação



Fonte: Produção do próprio autor

A segunda simulação do controlador *sensorless*, foi realizada com uma entrada de sinal triangular de velocidade ainda com torque constante, simulando uma aplicação que acelera e desacelera como pode ser observado na Figura 43.

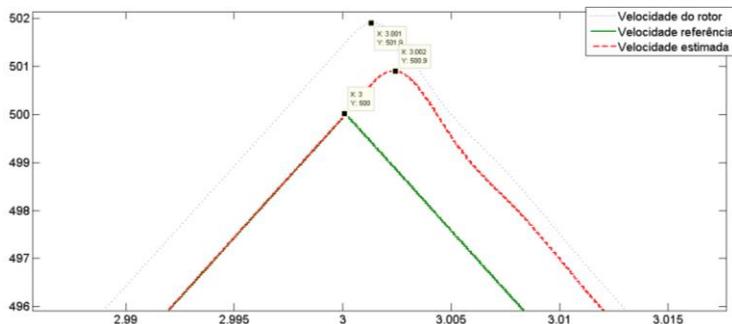
Figura 43 - Velocidade com referência triangular



Fonte: Produção do próprio autor

No detalhe da Figura 44 pode-se observar que existe um atraso entre o estimador e a referência, e que os sinais do estimador e do rotor estão um pouco acima da referência.

Figura 44 - Detalhe do sobre sinal

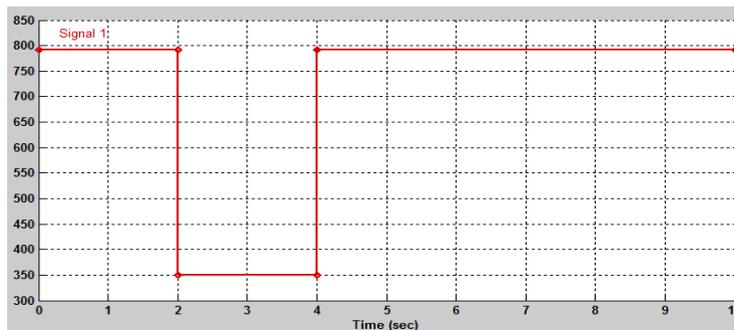


Fonte: Produção do próprio autor

A terceira simulação do controlador *sensorless*, foi feita com velocidade constante e aplicando um degrau negativo de torque, assim reduzindo o torque pela metade como mostrado na Figura 45 os resultados do sistema de controle *sensorless* podem ser observados na Figura 46, Figura 47 e Figura 48.

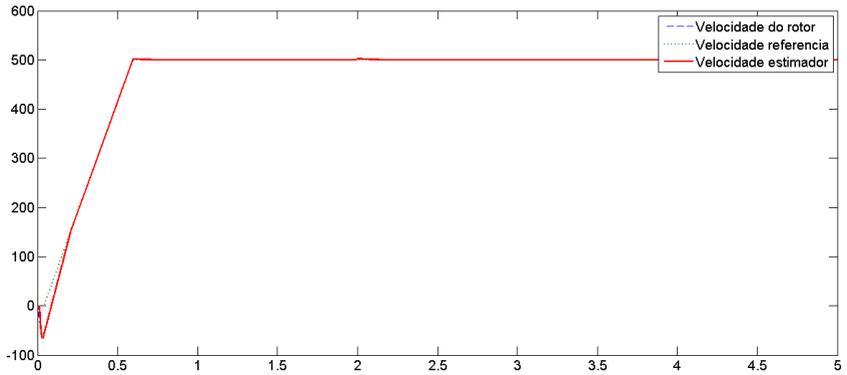
Pode-se observar nos detalhes das Figura 47 e Figura 48 a atuação dos sinais da velocidade quando ocorre a variação no torque, ocorre uma pequena perturbação que rapidamente é acomodada pelo controlador *sensorless*.

Figura 45 - Degrau de torque



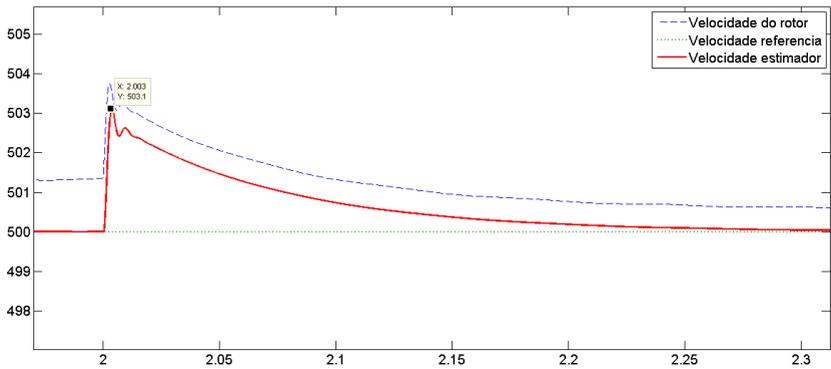
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 46 - Velocidade para o degrau de torque



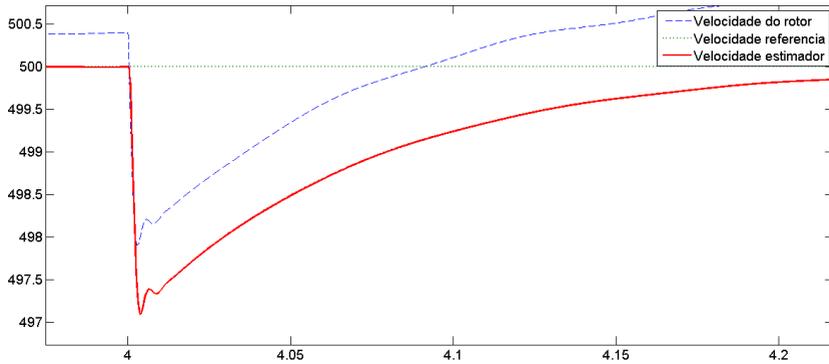
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 47 - Detalhe de quando o torque é reduzida a metade



Fonte: Produção do próprio autor

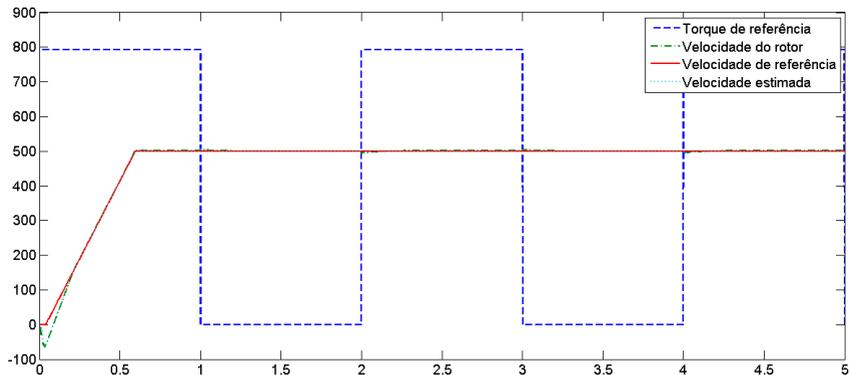
Figura 48 - detalhe quando o torque retorna ao valor inicial



Fonte: Produção do próprio autor

A última aplicação simulada do controlador *sensorless*, emula o funcionamento de uma esteira de carga, onde o torque fica variando constantemente de um valor nulo ao máximo instantaneamente, com mostra a Figura 49.

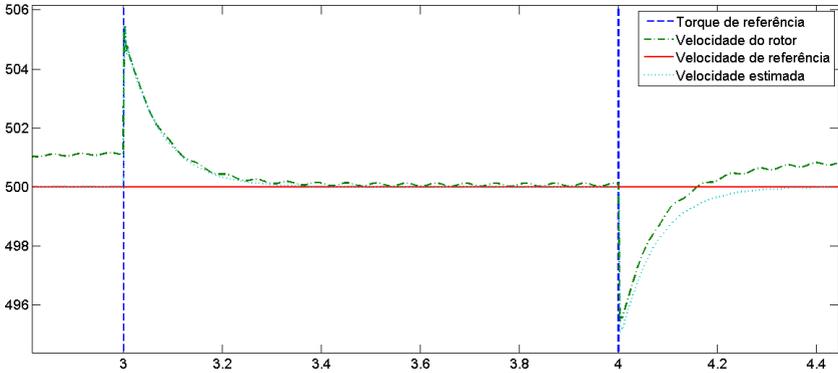
Figura 49 - Aplicação da esteira



Fonte: Produção do próprio autor

As perturbações da Figura 50 são rapidamente compensadas causando somente uma pequena variação na velocidade.

Figura 50 - Detalhe das perturbações ocasionadas pelo torque



Fonte: Produção do próprio autor

Em todas as simulações dessa secção é possível observar que existe uma diferença entre o sinal de referência, o sinal do estimador e o sinal do rotor, por esse está em malha aberta, mesmo assim a precisão é bastante alta, com erros menores que 1% entre sinal do rotor e do estimador.

7 CONCLUSÃO

O acionamento de máquinas elétricas sem a utilização do sensor mecânico tem sido um grande desafio. A necessidade de conhecer todos os parâmetros do modelo matemático com precisão e o valor da velocidade, que é a principal variável de controle, tornam as aplicações *sensorless* de implementação mais complexas que as tradicionais.

O estudo dos estimadores de velocidade apresentados permite verificar que com o aumento do custo computacional envolvido, devido a implementação de algoritmos mais complexos, é reduzido o erro de estimação de velocidade obtido pelo estimador.

A implementação de uma técnica de controle por orientação de fluxo, juntamente com um estimador de velocidade com um modelo de sistema de referência adaptativo possibilita o funcionamento, com precisão, de um controlador para motores de indução trifásicos.

Atualmente os conversores de frequência comerciais, com fins de controle de motores de indução, contam com a ambas as possibilidades de se optar pela utilização de sensores ou por estimadores de velocidades no mesmo produto.

A utilização de uma plataforma como *Simulink*[®] para a realização das simulações deste trabalho apresenta pontos positivos e negativos. A facilidade de modificação dos parâmetros das simulações, a simplicidade para se montar as simulações e a velocidade com a qual são processadas essas simulações são vantagens desta plataforma, entretanto essas simulações tiveram como limitação a idealidade dos parâmetros utilizados, assim as variações decorrentes de temperatura, velocidade e os desgastes foram desprezados, não levando em conta desvios que podem ser típicos do desgaste do motor com o tempo. As simulações ainda apresentam como desvantagem a ausência de ruídos e perturbações, o que afasta um pouco mais elas do experimento real e que pode ocasionar algumas dificuldades a mais na implementação dessas técnicas.

Para outros trabalhos pode ser sugerido à implementação de um inversor que utilize as técnicas de estimação de velocidades do rotor para implementação do *sensorless*, e um estudo comparativo entre as técnicas de controle vetorial utilizando estimadores de velocidade do rotor.

8 REFERÊNCIAS

- 1 BOSE, B. K. **Modern Power electronics and AC Drivers**. 1. ed. knnoxville: Prentice hall, v. 1, 2002.
- 2 LEITE, A. V. T. **ESTIMAÇÃO DE ESTADOS, PARÂMETROS E VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM METODOLOGIAS DE IDENTIFICAÇÃO EM TEMPO REAL**. FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO - FEUP. Porto, p. 383. 2004.
- 3 FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. **Máquinas Elétricas**. 6ª. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.
- 4 GASTALDINI, C. C. **CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS SUJEITOS A DISTÚRBIOS DE TORQUE**. Univesidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 144. 2008.
- 5 MATHWORKS, T. **SimPowerSystems For Use with Simulink**. The MathWorks. Québec, p. 620. 2012.
- 6 HEERDT, J. A. **Identificação de motores de indução para auto-comissionamento de controles avançados**. Universidade do estado de Santa Catarina. Joincille, p. 120. 200.
- 7 BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. 2ª. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2012.
- 8 MARTINS, O. S. **Comparação de tecnicas de controle de velocidade sensorless aplicadas a motores de indução em plataforma DSP**. UFSM. Santa Maria, p. 138. 2006.
- 9 BEKAKRA, Y.; ATTOUS, D. B. Sensorless Speed Based on MRAS with Tuning of IP Speed Controller in FOC of Induction Motor drive using PSO. **World Academy of Science, Engineering and Technology**, 2011, n. 60, p. 6.
- 10 FELLOW, J. H. Sensorless control of induction motor drives. **IEEE**, Wuppertal, v. 90, n. 8, p. 1359 -1396, Agosto 2002.
- 11 PACAS, M. Sensorless drives in industrial applications. **IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE**, junho 2011. 1932-4529.
- 12 HOLTZ, J. Sensorless control of induction motor drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 8, p. 36, agosto 2002.
- 13 ZAINI, H. G.; METWALLY, M. K. Sensorless Position and Speed Control of 4-Switch Three Phase Inverter Fed Induction Motor Drives. **Advances in Electrical Engineering Systems**, v. 1, n. 4, p. 7, 2012.
- 14 CÂMARA, H. T. **Uma Contribuição ao controle de motores**

de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos. UFSM. Santa Maria, p. 207. 2007.

15 HUANG, ; WANG, Y.; GAO, J. The vector control based on MRAS speed sensorless induction motor drive, Hangzhou, 15 - 19 junho 2004. 454 -458.

16 SIMULINK. **Field - oriented control induction motor drive.** [S.l.]. 2013.

17 PYDIRAJU, G.; DAIVAASIRVADAM, M. Sensorless speed control of induction motor using MRAS. **International Journal of recent technology and engineering**, v. 1, p. 5, novembro 2012.

18 FUENTES, C. **Apostila de automação industrial.** UFSM. Santa Maria, p. 31. 2005.

19 RONCONI JUNIOR ,. **Avaliação da utilização de sensores hall para a medida de campo magnético em máquinas de indução.** UFRGS. Porto Alegre, p. 6. 2012.

20 WENDLING, M. **Sensores.** Unesp. Guaratinguetá, p. 19. 2010.

21 GOMES, S. Máquinas elétricas 1. **Maquinas elétricas**, 2013. Disponível em: <<http://maquinaseletricas1.blogspot.com.br/2013/04/aula-31-motor-de-inducao-trifasico-com.html>>. Acesso em: 22 novembro 2013.

22 KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O. D.; SUDHOFF, D. **Analysis of electric machinery and drive systems.** 2^a. ed. [S.l.]: IEEE Press, v. 1, 2002.

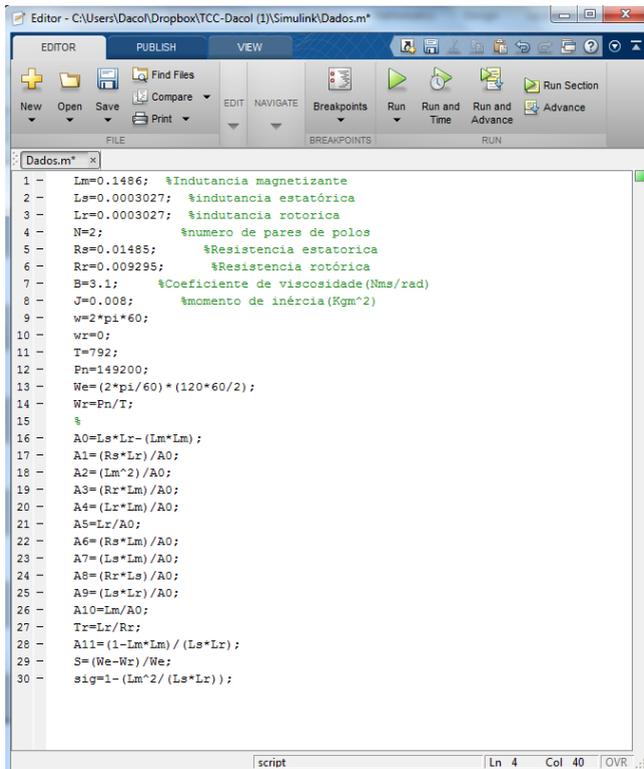
23 NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector control and dynamics of AC drives.** 2^a. ed. Wisconsin, USA: Oxford science publications, 1996.

9 ANEXOS

ANEXO A – Dados referentes a simulação do modelo do motor de indução

As informações apresentadas nas Figura 51e Figura 52 são referentes ao modelo do motor de indução trifásico simulados.

Figura 51 - Parâmetros utilizados na simulação



```

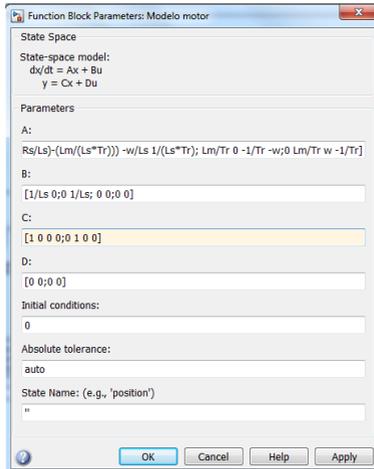
Editor - C:\Users\Dacoi\Dropbox\TCC-Dacoi (1)\Simulink\Dados.m*
EDITOR PUBLISH VIEW
New Open Save Find Files Compare EDIT NAVIGATE Breakpoints Run Run and Time Run and Advance Run Section Advance
FILE BREAKPOINTS RUN
Dados.m* x
1 - Lm=0.1486; %Indutancia magnetizante
2 - Ls=0.0003027; %indutancia estat6rica
3 - Lr=0.0003027; %indutancia rot6rica
4 - N=2; %numero de pares de polos
5 - Rs=0.01485; %Resistencia estat6rica
6 - Rr=0.009295; %Resistencia rot6rica
7 - B=3.1; %Coeficiente de viscosidade (Nms/rad)
8 - J=0.008; %momento de in6rcia (Kgm^2)
9 - w=2*pi*60;
10 - wr=0;
11 - T=792;
12 - Pn=149200;
13 - We=(2*pi/60)*(120*60/2);
14 - Wr=Pn/T;
15 - %
16 - A0=Ls*Lr-(Lm*Lm);
17 - A1=(Rs*Lr)/A0;
18 - A2=(Lm^2)/A0;
19 - A3=(Rr*Lm)/A0;
20 - A4=(Lr*Lm)/A0;
21 - A5=Lr/A0;
22 - A6=(Rs*Lm)/A0;
23 - A7=(Ls*Lm)/A0;
24 - A8=(Rr*Ls)/A0;
25 - A9=(Ls*Lr)/A0;
26 - A10=Lm/A0;
27 - Tr=Lr/Rr;
28 - A11=(1-Lm*Lm)/(Ls*Lr);
29 - S=(We-Wr)/We;
30 - sig=1-(Lm^2/(Ls*Lr));
script Ln 4 Col 40 OVR ...

```

Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

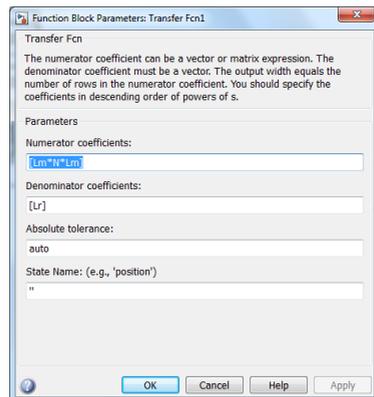
As Figura 53e Figura 54 representam o diagrama apresentado na Figura 6 que é responsável pelo modelamento do rotor.

Figura 52 - bloco do modelo do motor trifásico



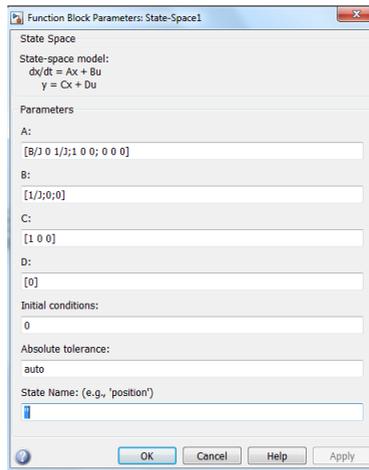
Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

Figura 53 - Bloco de estimação do torque elétrico da máquina



Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

Figura 54 - Bloco referente a estimação de velocidade do rotor da máquina



Fonte: *Matlab/Simulink*[®]

ANEXO B – Help do simulink

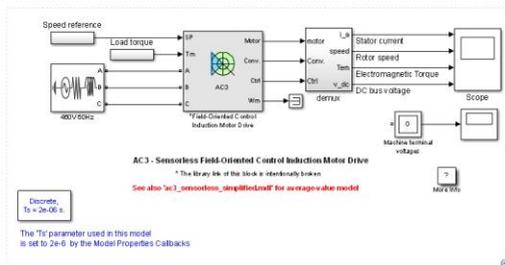
Figura 55- Help do simulink

AC3 - Sensorless Field-Oriented Control Induction Motor Drive

This example shows the Sensorless Field-Oriented Control Induction Motor Drive during speed regulation.

[Open this Example](#)

Souleman Njaya M., Louis-A. Dessaint (Ecole de technologie supérieure, Montréal)



Description

This circuit uses a modified version of the AC3 block of SimPowerSystems™ library. It models a sensorless field-oriented control (FOC) induction motor drive with a braking chopper for a 200HP AC motor. The motor speed is estimated from terminal voltages and currents based on the MRAS (Model Referencing Adaptive System) technique [1]. Consequently, the speed sensor (necessary in AC3) is no more required.

The induction motor is fed by a PWM voltage source inverter, which is built using a Universal Bridge Block. The speed control loop uses a PI controller to produce the flux and torque references for the FOC controller. The FOC controller computes the three reference motor line currents corresponding to the flux and torque references and then feeds the motor with these currents using a three-phase current regulator.

Motor current, speed (reference, real and estimated), and torque signals are available at the output of the block.

Fonte: *Matlab/Simulink*[®]