

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

RAFAEL ZOTTIS

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO DE EFICIÊNCIA
PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

**Alegrete
2014**

RAFAEL ZOTTIS

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO DE EFICIÊNCIA
PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Felipe B. Grigoletto

**Alegrete
2014**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

Z89a Zottis, Rafael

Análise comparativa entre técnicas de otimização de
eficiência para acionamento e controle de velocidade de
motores de indução trifásicos / Rafael Zottis.

99 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2014.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Motor de indução. 2. Otimização da Eficiência. 3.
Técnica Online. 4. Técnica Offline. I. Título.

RAFAEL ZOTTIS

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO DE
EFICIÊNCIA PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DE VELOCIDADE DE
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Pampa, como requisito
parcial para obtenção do Título de
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 20, agosto de
2014.

Banca examinadora:

Felipe B. Grigoletto

Prof. Dr. Felipe B. Grigoletto
Orientador
UNIPAMPA

Luiz Antonio Maccari Junior

Prof. Me. Luiz Antonio Maccari Junior
UNIPAMPA

Guilherme Sebastião da Silva

Prof. Me. Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA

Dedico este trabalho à Deus e à toda minha família pelo incentivo e apoio em todos os momentos.

AGRADECIMENTO

Agradeço, primeiramente, a Deus por ter conferido a mim a capacidade, empenho e coragem para enfrentar as adversidades e realizar esse trabalho.

Aos meus pais, Jones e Leda, e a meus irmãos, Andréia e Lucas, por todo o apoio, paciência e confiança. Obrigado por me guiarem e orientarem.

À minha namorada Pamela, pela sua confiança, amor e compreensão.

Ao professor Dr. Felipe Bovolini Grigoletto, pela orientação, paciência, dedicação e incentivo durante toda essa trajetória.

Ao Professor Dr. Rodrigo Padilha Vieira, pela oportuna transmissão de conhecimentos, disponibilidade, boa vontade e interesse com que acompanhou o desenvolvimento do trabalho.

A todos os meus amigos, colegas e professores que me acompanharam ao longo dessa graduação, pelo convívio, amizade e conhecimentos adquiridos.

E enfim, meu muito obrigado!

“Uma conquista não significa que podemos descansar, o sucesso do chão já percorrido é apenas combustível para podermos prosseguir”.

Eric Ventura

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso tem por objetivo realizar um estudo comparativo entre técnicas de minimização de perdas para o controle de velocidade de motores de indução trifásicos.

Os motores de indução tem sido largamente utilizados no setor industrial em razão do baixo custo e confiabilidade, resultando assim em uma parcela significativa de consumo de energia elétrica. Neste sentido, o acionamento dos motores de indução de forma eficiente para uma ampla faixa de operação de torque e velocidade é de valiosa importância. Para isso, faz-se necessário a utilização de técnicas online e offline com o intuito melhorar a eficiência em motores de indução trifásicos a fim de buscar a máxima eficiência para diferentes condições de torque e velocidade.

Inicialmente faz-se uma revisão dos motores de indução trifásica, na qual são apresentadas algumas características, o funcionamento e as perdas que surgem no motor. No decorrer do trabalho é realizada a modelagem do motor para o referencial no fluxo rotórico, na qual foi utilizado o referencial genérico de Park. À vista disso é apresentada a função de transferência do modelo da máquina e então efetuado o projeto dos controladores. Com o intuito de realizar a análise comparativa entre as principais técnicas de otimização online e offline de minimização de perdas no acionamento de motores de indução trifásicos, neste trabalho: (i) é apresentada uma revisão bibliográfica, (ii) a implementação dos algoritmos em Matlab/Simulink, e por fim (iii) a comparação e a discussão dos resultados obtidos.

Palavras-chave: Motor de indução, Otimização da Eficiência, Métodos Online de pesquisa e Offline com modelo de perdas.

ABSTRACT

This monograph presents comparative study of techniques to minimize losses to the speed control of induction motors.

Induction motors have been widely used in industry because of the low cost and reliability, resulting in a significant portion of electricity consumption. In this sense, the drive of induction motors efficiently for a wide operating range of torque and speed is of invaluable importance. For this, it is necessary to use online and offline techniques in order to improve the efficiency of induction motors in order to seek maximum efficiency under different torque and speed.

Initially it is a review of three-phase induction motors, which are some characteristics, operation and losses that arise on the engine. During the work is done the modeling engine to the rotor flux reference frame, in which the generic framework of park was used, this way the transfer function of the machine model is presented and then made the design of the controllers to then calculate the gains of the controllers. In order to perform a comparative analysis between the main techniques of online and offline optimization to minimize losses in the drive induction motors, this paper: (i) a literature review is presented, (ii) implementing algorithms in Matlab / Simulink, and finally (iii) comparing and discussion the results obtained.

Keywords: Induction motor, efficiency optimization, Online and Off-line Research Methods with model losses.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Circuito equivalente por fase de um motor de indução	27
Figura 2 - Diagrama de perdas do motor de indução.	28
Figura 3 – Sistema de coordenadas abc.	33
Figura 4 – Sistema $\alpha\beta$	36
Figura 5 – sistema $\alpha\beta 0$	39
Figura 6 – Sistema arbitrário.	41
Figura 7 – Diagrama do modelo simplificado referenciado ao fluxo rotórico.	50
Figura 8 – Diagrama planta elétrica.	54
Figura 9 – Diagrama planta mecânica.	59
Figura 10 – Modelo controlador IFOC.	60
Figura 11 – Velocidade do controlador IFOC.	61
Figura 12 – Correntes trifásicas de linha do controlador IFOC.	61
Figura 13 – Tensão trifásica de linha do controlador IFOC.	62
Figura 14 – Correntes dos eixos dq do controlador IFOC.	62
Figura 15 – Diagrama referente ao modelo adaptativo de busca.	69
Figura 16 – Correntes eixos qd do controlador SC.	70
Figura 17 – Potência de entrada estimada pela técnica de SC.	71
Figura 18 – Velocidade do motor com uso da técnica de SC	72
Figura 19 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC.	72
Figura 20 – Torque de 4 N.m incrementado ao motor.	73
Figura 21 – Correntes eixos qd do controlador SC com degrau de torque.	73
Figura 22 – Velocidade do motor utilizando a técnica de SC com degrau de torque. .	74
Figura 23 – Potência estimada pela técnica de SC com degrau de torque.	74
Figura 24 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC com degrau.	75
Figura 25 – Correntes eixos qd do controlador LMC.	79
Figura 26 – Potência de entrada estimada pela técnica de LMC.	80
Figura 27 – Velocidade do motor utilizando a técnica de LMC.	80
Figura 28 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de LMC.	81
Figura 29 – Torque de 4 N.m incrementado ao motor.	81
Figura 30 – Correntes eixos qd do controlador LMC com degrau de torque.	82
Figura 31 – Potência de entrada estimada pela técnica LMC com degrau.	82
Figura 32 – Velocidade do motor utilizando a técnica LMC com degrau de torque.	83

Figura 33 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC.....	83
Figura 34 – Velocidade do motor utilizando a técnica SC com passo de 0,5.....	84
Figura 35 – Potência de entrada com passos de 0,5 pela técnica de SC.	85
Figura 36 – Correntes dos eixos dq para controle SC com passo de 0,005.	85
Figura 37 – Corrente de eixo direto na referência de 4,5868 A para técnica LMC....	86
Figura 38 – Potência de entrada com valor Id fixado na máxima eficiência.	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do motor	59
Tabela 2 – Ganhos do controlador	69
Tabela 3 – Otimização para diferentes operações por iteração da corrente de Id. ...	87
Tabela 4 – Otimização para diferentes operações por SC.....	88
Tabela 5 – Otimização para diferentes operações por LMC.	89
Tabela 6 – Eficiência dos controladores SC e LMC.	89

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

B_n	Coeficiente de atrito viscoso
ΔP_{in}	Desvio de potência da técnica de minimização de perdas
$e(t)$	Sinal de erro
f	Frequência do sistema
\varnothing_{abc}	Fluxo trifásico em coordenadas abc
\varnothing_{Rd} , \varnothing_{Rq}	Fluxo rotórica de eixo direto, e em quadratura
\varnothing_{Sd} , \varnothing_{Sq}	Fluxo estatórica de eixo direto, em quadratura
Γdf	Distúrbio de torque
G	Ganho da técnica de minimização de perdas
$G_c(s)$, $G_p(s)$	Função de transferência do controlador, e planta
$I_{ref}(x)$	Corrente nominal de corrente direta somada aos passos de corrente
I_{ref}	Corrente de referência do controlador
I_{Rd} , I_{Rq}	Corrente rotórica de eixo direto, e em quadratura
I_{Sd} , I_{Sq}	Corrente estatórica de eixo direto, e em quadratura
$IFOC$	Controlador por orientação de campo indireto
J	Constante de Inércia
LMC	Controlador de modelo de perdas
K_{PS} , K_{IS} , K_{DS}	Ganho Proporcional , ganho integral, e derivativo do controlador
K_T	Constante de Torque
L_{ms} , L_{mr}	Indutância magnetizante referentes ao estator, e rotor
L_{IS} , L_{IR}	Indutância de dispersão do estator, e rotor
$L_{SR(\theta_r)}$	Indutância mútua entre estator, e rotor
L_m	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator, e do rotor
L_M	Indutância de magnetização

L_S , L_R	Indutância estatórica, e rotórica
N_p	Número de pares de Polos
ω_b	Largura de banda do compensador
ω_e , ω_{sl}	Velocidade do campo girante, e escorregamento
ω_n	Velocidade natural de resposta
ω_r	Velocidade angular de rotação
ω_{ref}	Velocidade de referência do controlador
ω_{Sn}	Velocidade síncrona
ω_x	Velocidade arbitrária
Π	Matriz de identidade.
Ψ	Ângulo entre o campo magnético do rotor, e os eixos dq
R_M	Resistência de magnetização
R_S , R_R	Resistência estatórica, e resistência rotórica
s	Operação Laplace
S_p	Sinal do técnica de minimização de perdas
SC	Controlador de busca
S_{sl}	Escorregamento
(s)	Transformada de Laplace de um sinal
σ	Função sigma dada em função dos parâmetros elétricos do motor
τ_d	Distúrbio de torque
T_d , T_i	Tempo derivativo, tempo integral
T_e	Torque elétrico em N.m
T_m	Torque mecânico em N.m
$Tmec(s)$	Função de transferência mecânica do sistema em malha fechada
$T(s)$, $Ts(s)$	Função de transferência sistema em malha fechada, e aberta

θ	Ângulo entre o campo magnético do estator os eixos dq
θ_r	Deslocamento Angular entre rotor, e estator
$U(t)$	Sinal de controle
V_{abc}	Tensões trifásicas em coordenadas abc
V_{qM}, V_{dM}	Tensões de magnetização em eixo direto e quadratura
V_{Rd}, V_{Rq}	Tensão rotórica de eixo direto, e em quadratura
V_{sd}, V_{sq}	Tensão estatórica de eixo direto, e em quadratura
\dot{X}	Equações de estados
ζ	Coeficiente de Amortecimento
$[]^T$	Matriz transposta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Eficiência do motor	19
1.2	Controle de velocidade	20
1.2.1	Controle escalar.....	21
1.2.2	Controle vetorial.....	22
1.3	Controle de torque	23
1.4	Organização do trabalho	23
2	MOTOR DE INDUÇÃO.....	24
2.1	Classificação.....	24
2.1.1	Classificação dos motores de indução	25
2.2	Funcionamento	25
2.3	Perdas no motor	27
2.4	Controladores	29
2.4.1	Controlador P.....	29
2.4.2	Controlador PD.....	29
2.4.3	Controlador PI	30
2.4.4	Controlador PID	31
3	MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	31
3.1	Sistema convencional abc	33
3.2	Clark	35
3.3	Park	39
3.4	Sistemas de referências	40
3.4.1	Sistema de referência estacionário $\omega_{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$	40
3.4.2	Sistema de referência móvel $\omega_{\mathbf{x}} = \omega_{\mathbf{r}}$	40
3.4.3	Sistema de referência síncrono $\omega_{\mathbf{x}} = \omega_{\mathbf{e}}$	41
3.5	Sistema arbitrário.....	41
3.5.1	Equações do torque na referência arbitrário	42
3.5.2	Equações da tensão.....	43
3.5.3	Equações de fluxo	44
3.6	Modelo simplificado utilizando referência no fluxo rotórico	45
3.6.1	Planta elétrica.....	50
3.7	Modelagem mecânica do motor.....	54

3.7.1	Planta mecânica.....	56
3.8	Simulações do modelo matemático	59
4	TÉCNICAS DE CONTROLE COM MINIMIZAÇÃO DE PERDAS	62
4.1	Técnica de otimização da eficiência por meio de busca online	67
4.2	Técnica offline por modelo de perdas do motor de indução	75
4.3	Limitações das técnicas online e offline.....	84
4.4	Análise dos métodos	87
	CONSIDERAÇÕES FINAIS	91

1 INTRODUÇÃO

O aumento do consumo de energia elétrica por parte das indústrias e o elevado custo de determinadas fontes de energia, como a fóssil, fez com que as pessoas dessem mais atenção ao quesito de eficiência energética. Desde 1990, devido à simplicidade, robustez, baixo custo, flexibilidade para mudança de velocidade devido o desenvolvimento de dispositivos eletrônicos de potência e tecnologias de conversores, ligados a um aumento do percentual de consumo de energia, os motores de indução, que hoje representam 90% do total de motores, tem sido uma máquina interessante para investigar técnicas de melhora de eficiência (BOGLIETTI et al., 2012), (SOWMIYA; RENUKADEVI; RAJAMBAL, 2013).

A maior parte da energia elétrica consumida no mundo é destinada a alimentação de motores, estima-se um consumo superior a 50 % de toda a energia elétrica utilizada, sendo que no setor industrial esse consumo representa aproximadamente 70% da energia total. Assim, procuram-se medidas para diminuir as perdas em motores, de modo a melhorar a eficiência do motor de indução. Verifica-se que motores mais eficientes podem aumentar em 25% a 30% a economia de energia, com isso diminuir a fatura energética, porém apenas 10% das indústrias tomam medidas a cada ano para aumentar a eficiência energética em motores (POUNGCHING-NGAM et al., 2013), (BOGLIETTI et al., 2012), (KUMAR; SAKTHIBALA; PALANISWAMI, 2010).

Os motores de indução possuem elevada eficiência energética quando operam com carga nominal e velocidade nominal constante, porém quando acionados com velocidade e carga fora da nominal sua eficiência é reduzida em consequência do desequilíbrio entre perdas magnéticas e elétricas, como resultado ocorre o deslocamento do ponto onde se encontra as mínimas perdas para determinada operação.

Assim, uma alternativa para melhorar a eficiência do motor é obtida com a variação do fluxo magnético de maneira a encontrar o equilíbrio entre as perdas magnéticas e elétricas. Porém, a grande dificuldade é ajustar automaticamente o fluxo magnético de maneira a conseguirmos melhorar a eficiência para determinada carga e velocidade de operação (CHAKRABORTY; HORI, 2003), (KIRSCHEN; NOVOTNY; LIPO, 1987).

Em condições em que a velocidade é fixa o controle do fluxo é obtido apenas com o ajuste da corrente estatórica. Porém, quando existe necessidade de alteração de velocidade outras medidas devem ser tomadas, devido à dificuldade de manter a velocidade no ponto desejável.

Os métodos de otimização para a maximização da eficiência vêm sendo estudados com o intuito de proporcionar uma melhora sobre as técnicas já desenvolvidas. Uma abordagem mais recente trata-se de técnicas de Controle de Busca (SC) e Controle baseado em Modelo de Perdas (LMC). Muitos autores utilizam os controladores SC e LMC aplicando diferentes modelos matemáticos e novas técnicas, com o intuito de aperfeiçoar os métodos.

Neste trabalho nos deteremos ao controle vetorial, no qual o controle atua diretamente no fluxo por meio de grandezas como corrente, tensão e fluxo. O controlador utilizado é o Controle de Orientação de Campo Indireto (IFOC), com referência no fluxo rotórico, desse modo os ganhos dos controladores de corrente e velocidades são projetados para em seguida serem implementadas as técnicas de minimização de perdas por meio dos controladores de pesquisa e de modelo de perdas.

1.1 Eficiência do motor

O rendimento do motor é obtido por meio da razão da potência mecânica de saída pela potência elétrica de entrada, dessa maneira, se a potência de entrada for reduzida para uma mesma potência de saída é obtida uma melhora do rendimento. A redução da potência de entrada é obtida com a diminuição das perdas do motor. Para a obtenção da potência mecânica é necessário obter o torque e velocidade rotórica, e quando somado com as perdas do motor obtemos a potência de entrada. Assim, fica evidente que com a diminuição das perdas do motor é possível obter uma melhora na eficiência (KIRSCHEN; NOVOTNY; LIPO, 1987).

No motor existem perdas fixas oriundas de partes construtivas que envolvem materiais e formas de construção, essas perdas não podem ser reduzidas, a menos que o motor seja reconstruído com outro material ou realizado outro projeto. (CHAKRABORTY; HORI, 2003), (MOREIRA; LIPO; BLASKO, 1991).

Perdas no cobre de um motor dependem da carga elétrica e perdas no núcleo dependem da carga magnética, por isso os métodos se baseiam em encontrar um equilíbrio entre essas cargas, visto que esse equilíbrio de cargas incide em uma diminuição da potência de entrada do motor.

Quando o motor opera com carga nominal a componente em fase da corrente do estator é mais elevada que a componente em quadratura da corrente a vazio, assim o ângulo é pequeno e conseqüentemente o fator de potência é elevado, o que gera uma maior eficiência do motor. Já quando o motor opera com pequenas cargas o ângulo se torna maior e há uma redução do fator de potência e diminuição do rendimento. No entanto, o aumento além da carga nominal ocorre um efeito distinto, a frequência continua a aumentar, como se esperaria, com isso ocasiona o aumento da reatância. Esse aumento de reatância reflete na diminuição do fator de potência e um menor rendimento. O referido aumento de carga demonstra que a corrente do estator aumenta para compensar a diminuição do fator de potência e gerar o torque necessário, porém a corrente gerada não é suficiente para suprir a diminuição do fator de potência, com isso o torque começa a reduzir.

O motor quando opera com uma carga menor que a carga nominal as perdas magnéticas tornam-se mais acentuadas que as perdas elétricas. Assim, uma melhora da eficiência do motor é alcançada com a redução do fluxo magnético de maneira a encontrar o equilíbrio nas perdas magnéticas e elétricas, de modo inverso ocorre para cargas maiores, onde fluxo deve ser aumentado até o ponto de máxima eficiência (CHAKRABORTY; HORI, 2003), (KIRSCHEN; NOVOTNY; LIPO, 1987).

Quanto maior a velocidade do rotor maior são as perdas por atrito e ventilação e maiores as perdas complementares. Por outro lado menores são as perdas do núcleo (CHAPMAN, 2000).

1.2 Controle de velocidade

O controle de velocidade de um motor em gaiola pode ser realizado com a alteração do número de polos dos motores, porém é necessário motores projetados para tal alteração, onde os enrolamentos são ligados em combinação série ou paralelo, ou ainda com a redução a tensão de alimentação do motor, no entanto

esse método reduz também o torque na proporção do quadrado da tensão, sendo necessário o aumento da corrente para supri-lo .

Duas formas de controle com o emprego de conversores eletrônicos foram desenvolvidas, sendo o controle escalar e o controle vetorial (KOSOW, 1982).

1.2.1 Controle escalar

No controle escalar obtemos o controle de uma máquina por meio da variação da tensão e frequência, assim atuamos diretamente no fluxo do motor através da alteração da relação, V/f , de frequência e tensão da máquina (MOREIRA; LIPO; BLASKO, 1991), (HWANG; PARK; YANG, 2008).

Esse controle de velocidade é proporcional a frequência, porém a diminuição da frequência ocasiona o aumento do fluxo, e a fim de manter o fluxo constante a tensão deve ser reduzida na mesma proporção da frequência. A redução da tensão provoca o aumento da corrente de alimentação o que gera mais perdas em função do calor, assim há uma redução do rendimento do motor. Já para velocidades maiores o aumento da tensão e frequência provocam a redução da corrente e gera menores perdas de calor associadas a uma auto ventilação do motor, com isso o motor tem um rendimento elevado. O controle da frequência de um motor é realizado por conversores de frequência eletrônicos, que são dispositivos de chaveamento (KOSOW, 1982).

Existe uma região de enfraquecimento de campo que ocorre acima da tensão nominal da máquina, por isso esse sistema só pode operar com frequência abaixo da nominal para gerar uma velocidade e torque estáveis. O inconveniente desse método é o sistema ser realizado em malha aberta e assim, distúrbios de torque e velocidade não são compensados (SCARMIN, 2011).

Esse tipo de controle ainda é muito utilizado pelas indústrias uma vez que apenas necessita dos parâmetros nominais das máquinas, assim concede uma boa resposta em estado estacionário, porém baixa performance dinâmica (STĂNESCU; BOJOI; NICOLAE, 2012), (RAMESH; PANDA; KUMAR, 2013).

1.2.2 Controle vetorial

O controle vetorial concedeu alto desempenho para os motores de indução, essa técnica possibilita que o motor de indução seja controlado da mesma maneira como ocorre com motores de corrente contínua (CC), onde a carga e o torque são controlados independentes. Dessa forma tem-se um sistema favorável em estado estacionário, assim como em respostas transitórias, além do sistema vetorial atuar diretamente no fluxo por meio de grandezas como corrente, fluxo e tensão (SCARMIN, 2011).

Vários métodos modernos de controle de eficiência trabalham com controle vetorial, dessa forma, uma maneira mais prática e simples de obter o controle do motor seria transformar o motor trifásico em um modelo equivalente bifásico através da transformada $qd0$. Assim atuamos numa medição direta do fluxo do motor.

A modelagem possibilita desacoplar a componente de fluxo da componente de torque, produzidos pelo motor, por meio de modelos matemáticos, e assim gerar as componentes de eixo direto e em quadratura para atuar de forma independente, de maneira semelhante ao controle do motor de corrente contínua. Com isso a componente da corrente direta atua de no controle o fluxo, o que exige menor esforço computacional (HWANG; PARK; YANG, 2008).

Alguns esquemas de controle de campo orientado foram propostos para o acionamento de motores em que abrangem o controle vetorial, são eles, o Controle Orientado de Campo Direto (DFOC), sendo proposto por F.Blaschke em 1970, o método fornece altas respostas de torque e robustez para variação de parâmetros além de possibilitar que o fluxo e o torque sejam controlados independentemente. (BOGLIETTI et al., 2012). Porém, tem como desvantagem a exigência de transformações de coordenadas, o uso de controladores de corrente e a sensibilidade às variações dos parâmetros, além de necessitar o uso de sensores ou a estimação do fluxo para sua posterior realimentação. (KIRSCHEN; NOVOTNY; LIPO, 1985), (RAMESH; PANDA; KUMAR,2013). No mesmo período foi desenvolvido por Hasse o Controle Orientado de Campo Indireto (IFOC), o método fornece alto desempenho no acionamento de motores, pois utiliza equações para calcular o escorregamento, entre o campo magnético do estator e do rotor, e a medição ou estimação da velocidade rotórica, assim, é possível controlar as correntes de forma independente (GASTALDINI, 2008). Esse método é muito

utilizado em aplicações industriais devido sua simples configuração em comparação com o método direto, que requerer o uso sensores ou estimação.

O controlador, quando realizado em malha fechada, proporciona operar em toda a faixa de velocidade, também possibilita a estimação de fluxo por meio de modelos matemáticos e o controle de frequência de escorregamento realizada a partir das correntes do estator, no entanto, ocorre a dependência da constante de tempo para o cálculo do escorregamento, no qual pode variar com a temperatura (KIRSCHEN; NOVOTNY; LIPO, 1985), (SOWMIYA; RENUKADEVI; RAJAMBAL, 2013).

Em 1986, foi desenvolvido por Takahashi o método de Controle Direto de Torque (TDC), consiste em estimar ou medir o torque e o fluxo através de controladores de histereses, caracterizado por ser um método simples de implementar, onde ocorre o controle diretamente no torque e fluxo sem a utilização de reguladores para as correntes, sistema de referência e geração de sinais em largura de pulso (PWM), porém muitos parâmetros do motor devem ser identificados, além de ser inconveniente no controle em baixas rotações (AARNIOVUORI et al., 2012), (STĂNESCU; BOJOI; NICOLAE, 2012), (SCARMIN, 2011), (GASTALDINI, 2008).

1.3 Controle de torque

Pode se controlar o momento do torque máximo do motor por meio da inserção de resistência rotórica, assim para um rotor com resistência elevada tem-se um elevado torque de arranque, porém o deslizamento é maior, e com isso uma maior parcela de potência é dissipada em perdas decorrente disso há uma diminuição da eficiência motora (CHAPMAN, 2000).

1.4 Organização do trabalho

O primeiro capítulo é apresentado uma breve revisão referente ao comportamento da eficiência do motor para diferentes tipos de operações de velocidade e carga, o modo como ocorrem as perdas, as características do controle

escalar e vetorial e a maneira como é realizado o controle de velocidade e de torque.

No segundo capítulo são apresentadas algumas características da máquina de indução, classificação, funcionamento e é citado alguns tipos de controladores.

No terceiro capítulo é realizada a modelagem matemática, onde são apresentados as transformações de uma máquina simétrica para $\alpha\beta 0$, a transformação de Park, os sistemas de referências de campo. Entre as transformações, é dada prioridade para a transformada de Park na qual é adotado um sistema de referência arbitrário. Com esse modelo é realizado o desenvolvimento da função de transferência da máquina e, além disso, será apresentado o projeto dos controladores PI's da malha de controle da corrente e da malha de controle da velocidade rotórica, demonstrando o comportamento do controle imposto em simulações no software Matlab que validam o modelo matemático.

As técnicas de minimização de perdas são apresentadas no quarto capítulo, na qual é inicialmente realizada uma revisão bibliográfica referente as principais técnicas desenvolvidas para posteriormente realizar a implementação de uma técnica online e offline no software Matlab/Simulink. Assim, sendo possível exercer uma análise comparativa entre as referidas técnicas de minimização de perdas. E por fim, são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho.

2 MOTOR DE INDUÇÃO

2.1 Classificação

Podemos classificar os motores em três tipos, sendo em motores de corrente contínua (CC), corrente alternada (CA) e motores especiais. Ainda, os motores podem ser classificados de acordo com sua estrutura, constituindo os motores de corrente contínua temos os motores paralelo, série, composto, excitação separada e relutância variável. Outros motores bastante utilizados são os de corrente alternada, e são subdivididos em motores de indução, síncrono, síncronos de ímãs permanentes, relutância síncrona e relutância variável. E por fim, temos alguns motores especiais como o de relutância variável (FERNANDES, 2012).

2.1.1 Classificação dos motores de indução

Um motor de indução pode ser do tipo rotor gaiola de esquilo ou rotor bobinado.

A forma construtiva do rotor gaiola de esquilo apresenta um conjunto de barras não isoladas e interligadas por meio de anéis curto-circuitados. Essas barras podem ser arranjadas em ângulos para a produção de um torque mais uniforme, logo, é o modelo mais utilizado por motores.

Um rotor bobinado é constituído por enrolamentos análogo ao estator, os condutores estão situados em ranhuras e seus terminais são isolados do eixo do rotor conectados a anéis deslizantes. O rotor bobinado dispõe de elevado torque de partida, porém seu custo e a manutenção são elevados (KOSOW, 1982).

2.2 Funcionamento

O motor é constituído por duas partes, uma estática denominada estator e outra parte móvel, conhecida como rotor, essas duas partes são delimitadas pelo entreferro sem qualquer contato físico. Motores de indução não possuem comutadores e anéis coletores, portanto resulta em um motor simples e de baixo custo, isento de manutenção, bem como operam em situações severas de trabalho. (ALMEIDA, 2010), (KOSOW, 1982).

O motor de indução, também conhecido como máquina assíncrona, é semelhante a um transformador, porém com algumas características adicionais, como a transformação de frequência, gerada pelo movimento entre os enrolamentos do estator e rotor, e o secundário curto circuitado, logo, ocasiona o fornecimento de potência mecânica nos terminais (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Um motor é alimentado por tensão alternada trifásica ou monofásica, de frequência normalmente constante, portanto gera um potencial também normalmente constante (KOSOW, 1982). Para um motor de indução trifásico, o estator possui três enrolamentos que quando alimentados surgirá uma corrente alternada, no qual será induzido um campo girante através das ranhuras dos enrolamentos, e relacionará o campo à uma velocidade síncrona, uma vez que esse abrange relação com a frequência aplicada ao estator e o número de polos do estator.

Através do campo magnético surgirá uma tensão no rotor da máquina de frequência e potência induzidas geradas em consequência da frequência de escorregamento, por conseguinte é convertida em corrente induzida de forma que ocasione o aparecimento do campo magnético induzido no rotor. Essa relação de campo entre estator e rotor resulta no torque do motor, ao qual nunca devem se igualar, porque senão os condutores estariam estacionários em relação ao campo do estator e nenhuma corrente seria induzida, conseqüentemente não haveria torque. Assim para o surgimento do torque é necessário que exista uma diferença de velocidade angular do campo magnético entre estator e rotor, ou seja, o eixo do rotor é preciso estar atrasado ou adiantado em relação ao eixo magnético do estator, essa diferença entre os eixos é conhecida como escorregamento.

Para existir um escorregamento maior que zero é necessário que o motor esteja curto circuitado ou tenha carga, de forma que surja a circulação de corrente no rotor. No entanto, se o motor opera a vazio com um escorregamento baixo, a corrente é muito baixa e apenas suficiente para produzir o torque necessário a vazio, em consequência também se tem um fator de potência pequeno e em atraso e a impedância do rotor se torna grandemente resistiva (KOSOW, 1982), (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

O escorregamento máximo corresponde ao valor de 1, logo possui o rotor bloqueado com a produção da máxima corrente induzida, e nesse caso a frequência do rotor é igual a frequência do estator (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006), (GASPARETTO, 2006).

Assim, o fluxo gerado que se desloca ao redor do rotor produz correntes induzidas, ao quais tendem a se opor ao campo rotativo de tal forma que ocorra o deslocamento do rotor, fenômeno conhecido pela Lei de Lenz (MACHADO, 2008), (KOSOW, 1982).

A equação da velocidade de campo girante é apresentada a seguir,

$$\omega_{sn} = \frac{f \cdot 60}{N_p} \quad (1)$$

Assim, podemos definir o escorregamento do motor através da diferença entre velocidade de campo girante (ω_{sn}) e velocidade rotórica (ω_r), dada por,

$$S_{sl} = \frac{\omega_{sn} - \omega_r}{\omega_{sn}} \quad (2)$$

O parâmetro do escorregamento reflete principalmente na corrente, torque e velocidade da máquina (EINLOFT, 2008).

Na análise do entreferro, a impedância de magnetização é baixa o que gera uma corrente de excitação elevada, também ocasiona reatâncias de dispersão altas. Devido a resistência de perdas ser relativamente alta o circuito comporta-se como uma malha aberta com isso faz com que a resistência seja omitida do circuito (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Abaixo é apresentado o circuito equivalente de um motor de indução.

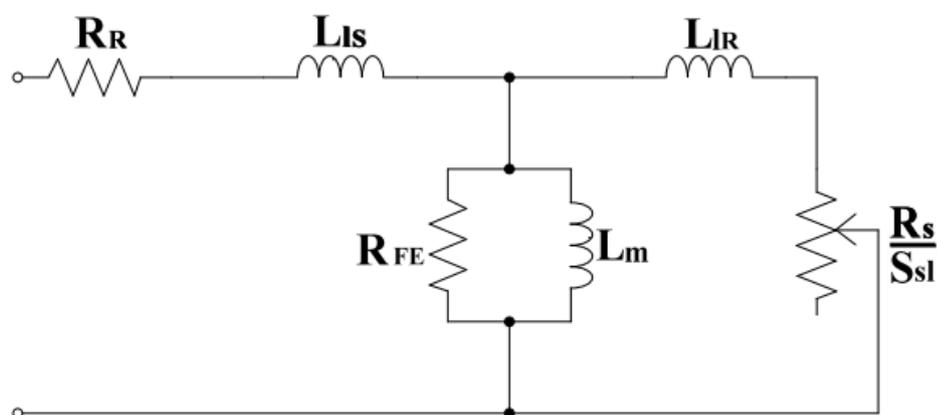


Figura 1 – Circuito equivalente por fase de um motor de indução

2.3 Perdas no motor

As perdas do motor podem ser distribuídas em perdas no cobre, ferro, mecânicas e perdas complementares.

Perdas no cobre - São as perdas ocasionadas pela circulação de corrente nos condutores do estator e rotor, conhecidas como perdas de efeito Joule, apresentam uma relação quadrática com a corrente de circulação, essas perdas podem variar com a temperatura devido a mudança de resistência.

Perdas no ferro - Ocorrem perdas no núcleo do estator como também do rotor, são compostas pelas perdas de histereses e correntes parasitas, essas perdas dependem da frequência e da tensão do entreferro e possuem relação quadrática. As perdas no rotor são pequenas comparadas com as perdas do estator quando o motor opera próxima a velocidade síncrona (CHAPMAN, 2000).

Perdas mecânicas - são as perdas em consequência do atrito e ventilação.

Perdas complementares - Conhecida na literatura como perdas stray, podem ocorrer nos enrolamentos e no núcleo de ferro, apresentam relação com a carga e a corrente do estator. São consideradas complementares as perdas não consideradas por outras perdas.

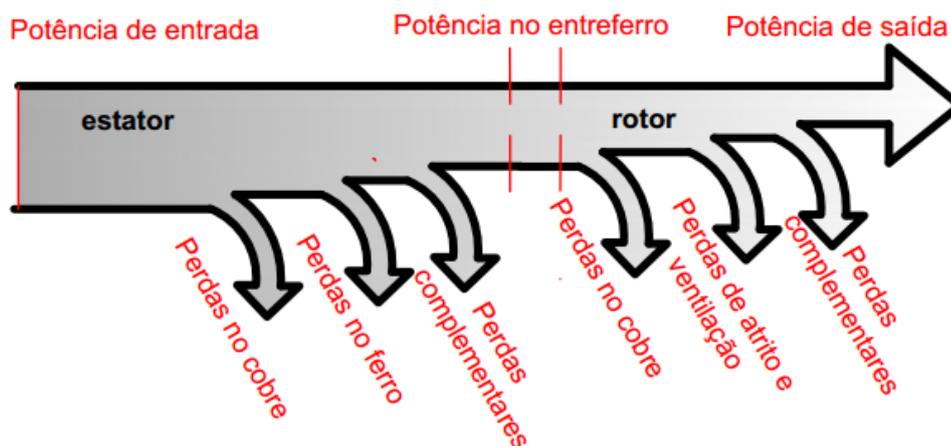


Figura 2 - Diagrama de perdas do motor de indução.

Fornecida uma potência na entrada do motor ocorrem perdas durante a conversão da potência elétrica até uma potência mecânica útil da máquina. Pelo lado do estator temos as perdas em enrolamentos, perdas no ferro e algumas perdas complementares. A potência remanescente é transferida para o rotor através do entreferro, onde ocorrem perdas nos enrolamentos do rotor, perdas complementares, após isso, a potência elétrica é convertida em potência mecânica, o que ocasiona perdas por atrito e ventilação, já o restante da energia é transferida ao eixo da máquina como potência útil. Algumas perdas só são possíveis de serem obtidas por ensaios, como as perdas no núcleo, e as perdas mecânicas que geralmente são fornecidas por um coeficiente (SOUSA, 2011).

Da potência recebida no rotor apenas $(1 - S_{sl})$ é convertida em potência mecânica, o restante é dissipada nos condutores, uma vez que a potência útil possui relação direta com o escorregamento. Assim, quanto maior o escorregamento maiores são as perdas nos condutores e menor a eficiência (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

2.4 Controladores

Os controladores são utilizados para atender especificações de desempenho, assim alterando a relação de saída e entrada por meio dos ganhos do controlador, uma mudança na dinâmica do sistema é conseguida. O sistema de controle pode ser em malha fechada ou aberta, gerado por uma simples realimentação do sistema, geralmente são praticados por um circuito eletrônico de controle utilizando transdutores (OGATA, 2003).

Alguns tipos de controladores são os P, PI, PID, PD. Logo a escolha depende das características do sistema implantado e das condições exigidas pela planta, em muitos projetos podem envolver mais de um tipo de controlador (LOURENÇO, 1996).

2.4.1 Controlador P

O controlador P fundamenta-se em um amplificador com ganho ajustável e sua saída está relacionado ao sinal do erro.

Sendo representada pela equação a seguir,

$$U(s) = K_{PS}e(s) \quad (3)$$

A função de transferência é dada abaixo,

$$G_c(s) = K_{PS} \quad (4)$$

Nesse controlador, para qualquer mudança de carga surgirá um erro estacionário que pode ser reduzido com o aumento do ganho proporcional, porém esse aumento acarreta oscilação do sistema e o aumento do tempo de estabilização, além disso, são de difícil implementação prática.

2.4.2 Controlador PD

Controlador onde o sinal de controle é proporcional ao erro e à sua taxa de variação, representada na equação a seguir,

$$U(s) = K_{PS}(1 + T_{ds} s)e(s) \quad (5)$$

Define-se a função de transferência como,

$$G_c(s) = K_{PS} + K_{DS}s \quad (6)$$

Esse controlador não pode ser utilizado sozinho, já que é proporcional a taxa de variação de erro, assim responde apenas em regimes de surtos. O controlador é bastante sensível as variações, assim fornece menor erro estacionário o que gera um sistema mais estável, porém acarreta aumento de ruído de alta frequência.

2.4.3 Controlador PI

A saída do controlador PI é função do erro e do integral do erro no tempo, demonstrada adiante,

$$U(s) = K_{PS} \left(1 + \frac{1}{T_{IS}s}\right) e(s) \quad (7)$$

Na forma de ganho definimos a função de transferência como,

$$G_c(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} \quad (8)$$

Quando se adiciona um pólo na origem da função de transferência pela componente integral, tem-se a eliminação do erro estacionário, no entanto aumenta o tempo para estabilizar o sistema. Nos projetos, o ganho proporcional geralmente é pequeno quando combinado com o ganho integral. Esse controlador é desejável para sistema com alteração de cargas lentas, como em máquinas elétricas.

Para conseguirmos um sistema com realimentação estável em controladores do tipo PI, os ganhos K_p e K_i , que são os ganhos proporcional e integral, respectivamente, devem ser projetados. Assim, a aumento do ganho proporcional ocasiona acréscimo da velocidade de resposta do sinal de saída, porém aumento do erro. Essa elevação de resposta é justificável pelo fato do incremento de largura de banda, consequência do aumento de frequência. A elevação do ganho integral ocasiona um sistema mais oscilatório com um sinal sobre elevado (LORENÇO, 1997).

2.4.4 Controlador PID

Contempla as características de um controlador PI com um PD.

Equação do controlador,

$$U(s) = K_{PS} \left(1 + \frac{1}{T_{is}s} + T_{ds}s \right) e(s) \quad (9)$$

Representação da função de transferência,

$$G_c(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} + K_{DS}s \quad (10)$$

Esse controlador possui bom desempenho, por isso é um dos mais utilizados, principalmente em processos industriais. Aproveita da combinação de outros controladores, portanto tem como característica a eliminação do erro estacionário através ganho integral e o aumento do ganho com uma redução da oscilação, visto que é ocasionado pelo ganho derivativo. Assim o sistema produz velocidades de convergência mais rápidas que os outros controladores, já o ganho proporcional reduz o tempo de subida e o erro estacionário. Geralmente o controlador é utilizado em malha fechada. Trata-se de um controlador mais complexo e que a alteração de um ganho pode provocar a mudança de comportamento ocasionado de outro ganho. (LOURENÇO, 1996), (VIEIRO, 2013).

3 MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO

A modelagem matemática tem como objetivo apresentar o comportamento dinâmico de um motor de indução através das equações da tensão, corrente, fluxo e velocidade.

No sistema convencional aplicado a uma máquina de indução são utilizadas várias constantes e parâmetros do motor, sendo empregado como referência os eixos magnéticos das fases do estator e rotor. O sistema é composto por três eixos a, b, c, logo, é conhecido como sistema de coordenadas abc. Devido à complexidade desse sistema iniciou-se um estudo de modelagem para transformar o sistema de três eixos em um sistema de dois eixos semelhante a um motor CC.

Essa transformação de coordenadas consiste em uma técnica de manipular as variáveis de tensão, corrente e fluxo de um sistema de coordenadas para outro utilizando uma referência. Assim, essa transformação é válida se pudermos representar o fluxo magnético e as correntes no lado do estator e rotor para o novo sistema de coordenadas semelhante ao original (REGINATTO, 2006).

PARK (1929) abordou uma nova maneira de análise das variáveis, assim, nesse estudo, foi introduzida uma nova forma de modelagem, na qual as variáveis de tensão, corrente e fluxo, relacionadas ao estator foram referenciados ao rotor de uma máquina síncrona. Dessa maneira, conseguiu-se eliminar algumas variáveis de indutâncias das equações de tensão (REGINATTO, 2006), (GASTALDINI, 2008).

Posteriormente, outros autores desenvolveram novas metodologias de transformações, em que eliminam indutâncias variantes, e relacionam os referenciais do estator e rotor para outro referencial. STANLEY (1938) eliminou as indutâncias variantes das equações de um motor de indução por meio da transformação das variáveis rotóricas para uma referência de coordenadas fixadas ao estator.

KRON (1951) utiliza um modelo de máquina simétrica para eliminar as indutâncias variáveis por meio de uma estrutura de coordenadas que giram em sincronia com o campo magnético girante. Já D. S. Brereton aplica a mesma estratégia de Park utilizando um motor de indução.

KRAUSE, WASUNZUK E SUDHOFF (1965), utilizam das metodologias anteriores para aplicar uma nova modelagem, na qual faz uso de uma referência arbitrária empregada ao motor de indução (REGINATTO, 2006), (SCARMIN, 2011).

De maneira a obter uma simplificação na modelagem matemática, o sistema trifásico é convertido em bifásico com a utilização das transformações de Clark ($\alpha\beta 0$) e de Park ($dq0$).

Para essas transformações a coordenada "0" é conhecida como sequência zero e seu valor é nulo quando a alimentação trifásica encontrasse equilibrada. Caso o sistema fosse desequilibrado, e não estivesse em fase, surgiriam componentes harmônicas desequilibradas e não haveria a produção de torque no motor.

A vantagem preponderante desse sistema de dois eixos é manter as características do motor, como potência mecânica, velocidade, torque e número de polos com o uso de equações simplificadas (CÂMARA, 2002) (EINLOFT 2008).

3.1 Sistema convencional abc

O sistema convencional do motor de indução trifásico é composto por três vetores representados no estator e no rotor, com as componentes defasadas 120° .

Apesar dos motores de indução serem um dos mais simples em aspectos construtivos e de funcionamento, a teoria de operação e a modelagem matemática são bastante complexas. Algumas das causas é o aparecimento de indutância mútua entre fases do estator e rotor, a dependência temporal do estator e rotor, além do grande número de variáveis (CARVALHO, 2005).

O rotor gaiola de esquilo da mesma maneira em que o rotor bobinado de um motor de indução trifásico possuem enrolamentos iguais tanto para o rotor como para o estator, assim, são compostos por três fases com os enrolamentos defasados 120° e alimentados com tensão senoidal (GASPARETTO, 2006), (GASTALDINI, 2008).

Assim, para uma modelagem algumas suposições são consideradas.

- Os três enrolamentos do estator são iguais.
- Os três enrolamentos do rotor são iguais.
- O ângulo elétrico entre os enrolamentos das fases, do rotor e do estator, são iguais.
- O entreferro é considerado constante.
- A saturação magnética é desprezada, o que torna o sistema em um acoplamento magnético linear.

(EINLOFT 2008), (GASTALDINI, 2008).

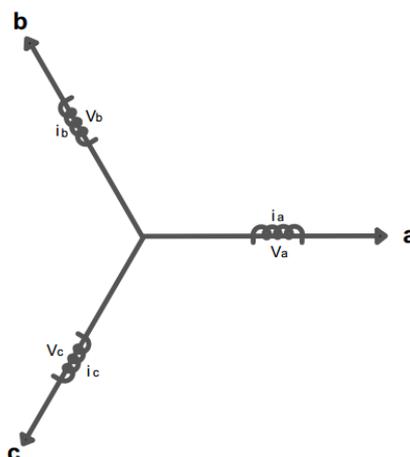


Figura 3 – Sistema de coordenadas abc.

Algumas das variáveis que surgem na modelagem do motor de indução é a indutância própria, em que associa o fluxo concatenado com a corrente elétrica de produção de fluxo de um mesmo enrolamento. Assim, para uma máquina simétrica as indutâncias próprias são as mesmas no estator como no rotor e são representadas por $L_l + L_m$. Existe também o surgimento da indutância mútua na mesma referência, de estator com estator, e de rotor com rotor. Desse modo, a indutância mútua associa o fluxo concatenado de um enrolamento com a corrente elétrica geradora do fluxo em outro enrolamento, essa indutância é considerada fixa, já que os eixos giram na mesma velocidade e são dadas por $-1/2 L_m$. E por fim, surge uma indutância mútua entre estator e rotor, essa indutância varia no tempo devido ao movimento diferente entre estator e rotor, portanto depende do ângulo θ_r , (GASPARETTO, 2006).

Representação das tensões vetoriais em coordenadas abc nos terminais do estator e rotor, respectivamente, para o caso do rotor tipo gaiola de esquilo, onde a tensão rotórica é zero e são dadas por,

$$V_{abcs} = R_S i_{abcs} + \frac{d}{dt} \Phi_{abcs} \quad (11)$$

$$V_{abcr} = R_R i_{abcr} + \frac{d}{dt} \Phi_{abcr} \quad (12)$$

As equações do fluxo são mostrada a seguir,

$$\Phi_{abcs} = L_S i_{abcs} + L_{SR} i_{abcr} \quad (13)$$

$$\Phi_{abcr} = (L_{SR})^T i_{abcs} + L_R i_{abcr} \quad (14)$$

$$L_S = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L_R = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$L_{SR(\theta_r)} = L_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (17)$$

(EINLOFT 2008), (CARVALHO, 2005), (GASPARETTO, 2006).

Em razão da indutância mútua, L_{SR} , ser representada pelo estator e rotor, e ainda uma matriz L_{SR} com dependência temporal entre rotor e estator, o que aumenta a complexidade da modelagem, surge uma alternativa para facilitar a modelagem, caracterizada por ser um modelo onde não ocorre a dependência temporal. Assim, podemos transformar o sistema de ordem 3 para ordem 2, de modo a assumir que o sistema se encontra equilibrado (REGINATTO, 2006); (EINLOFT, 2008).

3.2 Clark

Com a transformação $\alpha\beta 0$ podemos converter o sistema trifásico equilibrado em um bifásico com os eixos α e β correspondente a um trifásico, uma vez em que se mantém as mesmas características. Tal que, o desacoplamento das variáveis do sistema trifásico é realizado em dois eixos, direto e em quadratura.

A modelagem é representada por uma matriz onde aplicamos a transformada, assim o sistema mantém os enrolamentos do estator em repouso e os enrolamentos rotor girando a uma velocidade θ_r , no sentido anti-horário, o que faz a necessidade do ângulo existente entre estator e rotor. A transformação $\alpha\beta 0$ resulta em um

desacoplamento de correntes estatóricas e a diminuição do acoplamento entre os fluxos estatóricos em eixo direto e em quadratura.

Representação do modelo matemático da máquina trifásica em uma bifásica pela inserção das variáveis hipotéticas de Clark,

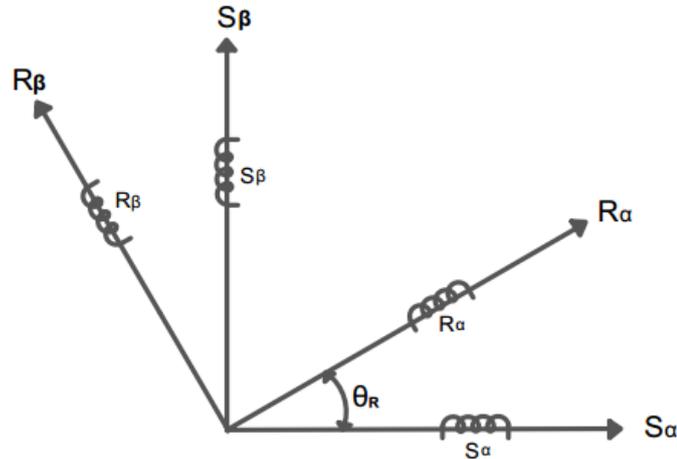


Figura 4 – Sistema $\alpha\beta$.

A partir das grandezas vetoriais do sistema $\alpha\beta$ com mesma resultante do sistema abc é realizada a decomposição assim, é efetuada a transformação em um sistema composto por dois eixos, direto α e em quadratura β .

Através das relações trigonométricas no eixo direto e em quadratura encontramos,

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

Por meio das seguintes definições, onde N_2 é o número de enrolamentos da máquina bifásica e N_3 os enrolamentos máquina trifásica, temos respectivamente,

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = N_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = N_3 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

Substituindo as equações (21) e (22) na equação (18), resulta em,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

Uma vez que a matriz seja inversível e a propriedade da potência invariante permaneça, uma variável se sequência zero é incluída.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

Assim, para uma potência seja invariante a transformação deve ser ortogonal, onde Π é uma matriz de identidade 3x3, para isso,

$$K^T K = \Pi \quad (23)$$

Isolando a equação (23) temos,

$$K^T = K^{-1} \quad (24)$$

Através de (22) e (23) e considerando (24), obtém-se,

$$\left(\frac{N_3}{N_2} \right)^2 = \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 1 & 0 \\ a & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ a & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Agora é possível calcular a e N_3/N_2 .

Pelo sistema em (25) temos que,

$$\left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{4} + 1\right) = \left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 1,5 = 1 \quad (26)$$

Resolvendo (26),

$$\frac{1}{3a^2} 1,5 = 1 \quad (27)$$

Assim, encontramos,

$$a = \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (28)$$

O valor da relação N_3/N_2 é,

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (29)$$

Substituindo (28) e (29) encontramos a matriz de transformação $\alpha\beta 0$ em (30)

$$K^{-1} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Com essa matriz de transformação podemos converter as variáveis de corrente, tensão, fluxo e FMM do sistema trifásico em um bifásico referenciado ao estator e com o eixo do rotor em movimento.

3.3 Park

A transformação de Park também incorpora variáveis hipotéticas de maneira a simplificar o equacionamento. O sistema apresenta os dois eixos qd do estator e rotor em coordenadas ortogonais nos eixos direto e em quadratura assim, os mesmos encontram-se em fase e estacionário com os enrolamentos $\alpha \beta$. Esse arranjo de eixos também são chamados de pseudogirantes com coordenadas em quadratura. O sistema é similar ao da Clark e contém em ambos uma matriz de multiplicação para aplicar a transformada. Porém, enquanto Clark estabelece um conjunto de enrolamentos girantes, Park representa um sistema de enrolamentos estacionários (CÂMARA, 2002), (SCARMIN, 2011).

Assim, aplicamos a transformação de Park para o rotor, visto que encontra-se em movimento, enquanto que os eixos do estator coincidem com os eixos $\alpha\beta$. A seguir o sistema é representado,

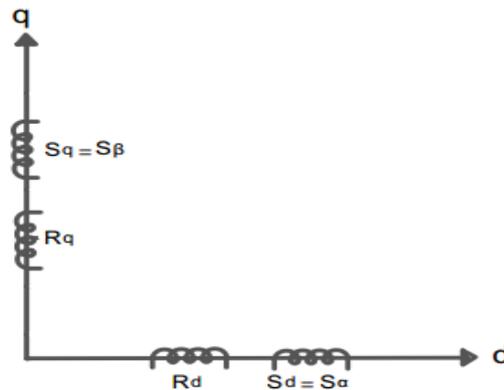


Figura 5 – sistema $\alpha\beta$.

Os eixos, direto e em quadratura do estator são representados respectivamente por,

$$I_{Sd} = i_{S\alpha} \quad (31)$$

$$I_{Sq} = i_{S\beta} \quad (32)$$

A transformada do rotor em eixos estacionários é mostrada em,

$$\begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) \\ \text{sen}(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R\alpha} \\ i_{R\beta} \end{bmatrix} \quad (33)$$

Assim temos que,

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) \\ \text{sen}(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (34)$$

Para aplicar a transformada de Park basta empregar a matriz de (34) na transformada das variáveis no sistema Clark (SOUZA JÚNIOR, 2010), (SCARMIN, 2011), (CÂMARA, 2002).

3.4 Sistemas de referências

Devido a velocidade do campo magnético do rotor e do estator serem diferentes é preciso tratá-los em um mesmo sistema de referência. Podemos assim aplicar a transformada de Park, optando pelas variáveis do estator ou rotor, para utilizar um sistema de referência arbitrário na qual simplifica as equações do motor (EINLOFT 2008).

A modelagem pode ser classificada na literatura em três sistemas de referência, sendo que para cada sistema uma velocidade arbitrária deverá ser adotada. Assim, o sistema pode ter uma referência estatórica, rotórica ou síncrona. Alguns autores consideram também um sistema genérico (EINLOFT, 2008), (GASTALDINI, 2008).

3.4.1 Sistema de referência estacionário $\omega_x = 0$

Esse sistema de referência é definido no referencial do estator e foi desenvolvido por Stanley, como se trata de um sistema estacionário, apresenta a velocidade arbitrária nula. Também é chamado de coordenadas $\alpha\beta 0$ em substituição as variáveis $dq0$.

3.4.2 Sistema de referência móvel $\omega_x = \omega_r$

Sistema em que se adota o rotor como referência e por se tratar de um sistema de referência móvel a velocidade arbitrária é igual a velocidade rotórica. Esse sistema foi introduzido por Park.

3.4.3 Sistema de referência síncrono $\omega_x = \omega_e$

A referência síncrona é apresentada na velocidade síncrona do campo girante do estator, visto que é transformada em um sistema de coordenadas trifásicas com variáveis contínuas, assim a velocidade arbitrária está relacionada com a velocidade elétrica do estator (EINLOFT, 2008), (GASTALDINI, 2008).

3.5 Sistema arbitrário

Ordenado sobre dois eixos d e q as equações de Park são inválidas quando o eixo da velocidade de rotação é diferente do eixo de velocidade estatórico. Assim, dando prosseguimento ao sistema de Park foi elaborado um sistema genérico com dois eixos girantes. Onde, temos um eixo com deslocamento angular entre estator e rotor, e outro eixo entre campo magnético e estator.

Para a transformação no sistema de Park genérico temos o eixo do estator $\alpha\beta$ que se encontra em repouso e o eixo do rotor que gira a uma velocidade θ_r , logo o sistema de Park dq encontrasse a uma velocidade Ψ . A posição no plano é mostrada abaixo,

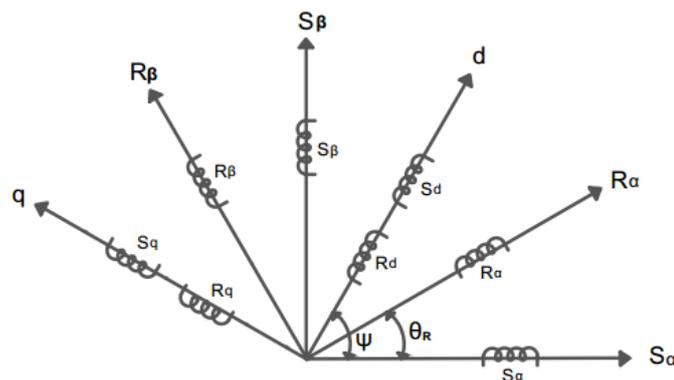


Figura 6 – Sistema arbitrário.

Assim, representando as correntes estatóricas na forma matricial temos,

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & \text{sen}(\Psi) \\ -\text{sen}(\Psi) & \cos(\Psi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (35)$$

A representação no rotor é dada a seguir,

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Psi - \theta_r) & \text{sen}(\Psi - \theta_r) \\ -\text{sen}(\Psi - \theta_r) & \cos(\Psi - \theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (36)$$

Dessa forma, podemos utilizar as matrizes de transformações para converter um sistema de variáveis de Clark em um sistema de Park genérico. As matrizes de transformações estatóricas e rotórica, respectivamente são as seguintes,

$$B^1_s = \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & \text{sen}(\Psi) \\ -\text{sen}(\Psi) & \cos(\Psi) \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$B^{-1}_r = \begin{bmatrix} \cos(\Psi - \theta_r) & \text{sen}(\Psi - \theta_r) \\ -\text{sen}(\Psi - \theta_r) & \cos(\Psi - \theta_r) \end{bmatrix} \quad (38)$$

(AZZOLIN, 2008), (SCARMIN, 2011), (CÂMARA, 2002), (SOUZA JÚNIOR, 2010).

3.5.1 Equações do torque na referência arbitrário

O torque eletromagnético da máquina no sistema de três eixos abc é dado por,

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) (i_{Rabc})^T \frac{d}{d\theta(t)_r} (L_{sr}) (i_{Rabc}) \quad (39)$$

Aplicada a transformada de Park para o referencial arbitrário obtemos a equação do torque eletromagnético em função das correntes dq ,

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{Sq} i_{Rd} - i_{Sd} i_{Rq}) \quad (40)$$

Em um motor o torque é definido por uma parcela de torque de carga e outra de torque do motor. O torque do motor é ocasionado pelo torque de perdas em razão do atrito e ventilação, e pelo torque de aceleração em função do momento de inércia da máquina, por isso o torque de aceleração é proporcional a velocidade, já o torque de atrito possui relação com a velocidade angular.

Assim, o torque eletromagnético em função da carga e do motor é representado,

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \right) + B \frac{2}{P} \omega_r + T_c \quad (41)$$

Na equação acima é apresentado o torque de carga por T_c , e o restante da equação representa o torque do motor, por meio do momento de inércia J , coeficiente de atrito D e número de polos P .

Desse modo podemos definir as perdas mecânicas de atrito e ventilação da máquina, simplesmente por eliminação do termo T_c e multiplicando a equação pela velocidade mecânica da máquina.

Equação de perdas mecânicas,

$$P_{mec} = \frac{2}{P} \omega_r \left(J \left(\frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \right) + B \frac{2}{P} \omega_r \right) \quad (42)$$

3.5.2 Equações da tensão

Dado que as equações das tensões estáticas e rotóricas são representadas respectivamente abaixo,

$$V_{Sabc} = R_S i_{Sabc} + \frac{d}{dt} \varnothing_{Sabc} \quad (43)$$

$$V_{Rabc} = R_R i_{Rabc} + \frac{d}{dt} \varnothing_{Rabc} \quad (44)$$

É aplicada a matriz inversa de Clark, K^{-1} em i_S e i_R a fim de se obter as seguintes correntes estáticas e rotóricas em coordenadas $\alpha\beta$,

$$i_{S0\alpha\beta} = K^{-1} i_{Sabc} \quad (45)$$

$$i_{R0\alpha\beta} = K^{-1} i_{Rabc} \quad (46)$$

Substituindo (45) e (46) em (43) e (44), temos a representação das tensões do estator e rotor,

$$V_{S\alpha\beta} = R_S i_{S\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \varnothing_{S\alpha\beta} \quad (47)$$

$$V_{R\alpha\beta} = R_R i_{R\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \varnothing_{R\alpha\beta} \quad (48)$$

Aplicada a matriz inversa de Park modo genérico, B^{-1} , em (47) e (48), tem-se as seguintes tensões estatóricas e rotóricas na referência arbitrária.

$$V_{Sdq} = R_S i_{Sdq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sdq} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{Sdq} \frac{d(\Psi)}{dt} \quad (49)$$

$$V_{Rdq} = R_R i_{Rdq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rdq} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \Phi_{Rdq} \frac{d(\Psi - \theta)}{dt} \quad (50)$$

3.5.3 Equações de fluxo

A equação do fluxo do estator e rotor são definidos por,

$$\Phi_{Sabc} = L_S i_{Sabc} + L_{SR}(\theta) i_{Rabc} \quad (51)$$

$$\Phi_{Rabc} = L_{RS}(\theta) i_{Sabc} + L_R i_{Rabc} \quad (52)$$

Através das matrizes da transformada de Clark temos,

$$i_{R0\alpha\beta} = A^{-1} i_{Rabc} \quad (53)$$

$$i_{S0\alpha\beta} = A^{-1} i_{Sabc} \quad (54)$$

Obtemos o fluxo $\alpha\beta 0$ para o estator e rotor, respectivamente,

$$\Phi_{S0\alpha\beta} = A^{-1} L_S A i_{S0\alpha\beta} + A^{-1} L_{SR}(\theta) A i_{R0\alpha\beta} \quad (55)$$

$$\Phi_{R0\alpha\beta} = A^{-1} (L_{SR})^T(\theta) A i_{S0\alpha\beta} + A^{-1} L_R A i_{R0\alpha\beta} \quad (56)$$

Resolvendo as equações (55) e (56) acima e desconsiderando a sequência zero, obtém-se

$$\Phi_{S\alpha\beta} = L_{ls} \Pi i_{S\alpha\beta} + L_m B^{-1} i_{R\alpha\beta} \quad (57)$$

$$\Phi_{R\alpha\beta} = L_{lr} \Pi i_{R\alpha\beta} + L_m B^{-1} i_{S\alpha\beta} \quad (58)$$

Dessa forma, através do referencial genérico B^{-1} nas equações (57) e (58) obtemos as equações do fluxo dadas por,

$$\Phi_{Sdq} = L_s \Pi I_{Sdq} + L_m \Pi I_{Rdq} \quad (59)$$

$$\Phi_{Rdq} = L_r \Pi I_{Rdq} + L_m \Pi I_{Sdq} \quad (60)$$

(CÂMARA, 2002).

3.6 Modelo simplificado utilizando referência no fluxo rotórico

Esse sistema genérico reduziu a complexidade das equações e possibilitou o surgimento de outras referências arbitrárias. Por meio da manipulação de equações em um sistema genérico é possível simplificar ainda mais as equações e utilizar a referência no fluxo rotórico, onde se recorre ao referencial móvel. Esse modelo é aplicado no controle e aumento da eficiência do motor de indução.

Dada a equação do fluxo em (59) e (60) isola-se I_{Rdq} em (61) e (62).

$$\begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} - \frac{L_s}{L_m} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} = -\frac{L_m}{L_R} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_R} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} \quad (62)$$

Sabemos que I_{Rd} é dado por,

$$I_{Rd} = \frac{\Phi_{Rd} - L_m I_{Sd}}{L_R} \quad (63)$$

Substituindo (62) em (61), e isolando o fluxo rotórico, temos a seguinte equação,

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} = \frac{L_R}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{L_m^2 - L_s L_R}{L_m} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} \quad (64)$$

Isolado o fluxo estático em (64), temos,

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_R} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} - \frac{L_m^2 - L_S L_R}{L_m} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} \quad (65)$$

Dada a equação da tensão dq,

$$[V_R]_{dq} = [R_R][I_R]_{dq} + [\dot{\Phi}_R]_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\Phi_R]_{dq} \frac{d(\psi - \theta)}{dt} \quad (66)$$

As tensões rotóricas em (67) são consideradas zero, já que as barras do rotor são curto circuitadas.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Rd} \\ \dot{\Phi}_{Rq} \end{bmatrix} + [\omega_e - \omega_r] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Substituindo a equação (61) em (67),

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} - \frac{L_S R_R}{L_m} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Rd} \\ \dot{\Phi}_{Rq} \end{bmatrix} + [\omega_e - \omega_r] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} \quad (68)$$

Aplicando a derivada do fluxo rotórico (64) em (68) temos,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} - \frac{L_S R_R}{L_m} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{L_R}{L_m} \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Sd} \\ \dot{\Phi}_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{L_m^2 - L_S L_R}{L_m} \begin{bmatrix} \dot{I}_{Sd} \\ \dot{I}_{Sq} \end{bmatrix} + [\omega_e - \omega_r] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} \quad (69)$$

Substituímos a equação (65) do fluxo estático e sua derivada na equação (69) obtemos,

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Rd} \\ \dot{\Phi}_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_R L_m}{L_R} & 0 & -\frac{R_R}{L_R} & (\omega_e - \omega_r) \\ 0 & \frac{R_R L_m}{L_R} & -(\omega_e - \omega_r) & -\frac{R_R}{L_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} \quad (70)$$

Obtido em (49), a equação da tensão estática é representada pela seguinte equação,

$$[V_S]_{dq} = [R_S][I_S]_{dq} + [\dot{\Phi}_S]_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\Phi_S]_{dq} \frac{d(\psi)}{dt} \quad (71)$$

Substituindo o fluxo estatórico (65) na equação da tensão estatórica (71), tem-se,

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Sd} \\ \dot{\Phi}_{Sq} \end{bmatrix} = [R_S] \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_m \\ L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} - \frac{L_m^2 - L_S L_R}{L_R} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_S \end{bmatrix}_{dq} + \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix} \quad (72)$$

Substituindo (65) e (72) em (69) resulta em,

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{Sd} \\ \dot{I}_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} - \frac{L_m^2}{\sigma L_R L_S T_R} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_S}{\sigma L_S} - \frac{L_m^2}{\sigma L_R L_S T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\sigma L_R L_S T_R} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_R L_S} \\ -\frac{\omega L_m}{\sigma L_R L_S} & \frac{L_m}{\sigma L_R L_S T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_S} \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix} \quad (73)$$

Onde é definido que,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_R L_S} \quad (74)$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (75)$$

Considerado que o eixo de coordenadas d encontra-se alinhado com o fluxo rotórico, tem-se,

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ \Phi_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (76)$$

Assim, de (73) reescrevemos,

$$\dot{I}_{Sd} = -\frac{R_S I_{Sd}}{\sigma L_S} - \frac{L_m^2 I_{Sd}}{\sigma L_R L_S T_R} + \omega I_{Sq} + \frac{L_m \Phi_{Rd}}{\sigma L_R L_S T_R} + \frac{V_{Sd}}{\sigma L_S} \quad (77)$$

Quando aplicado (76) em (67) obtemos,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} + [\omega - \omega_R] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (78)$$

Com a substituição de (64) em (78),

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_R} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{L_m R_R}{L_R} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} + [\omega - \omega_R] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (79)$$

O eixo d e q tem como resultado, respectivamente,

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \varnothing_{Rd} - \frac{L_m R_R}{L_R} I_{Sd} + \dot{\varnothing}_{Rd} \quad (80)$$

$$0 = -\frac{R_R L_m}{L_R} I_{Sq} + [\omega - \omega_R] \varnothing_{Rq} \quad (81)$$

Como um motor em regime permanente I_{Sd} é constante, tem-se

$$\frac{L_m R_R}{L_R} I_{Sd} = \frac{R_R}{L_R} \varnothing_{Rd} \quad (82)$$

assim,

$$\varnothing_{Rd} = I_{Sq} L_m \quad (83)$$

Com a substituição do fluxo rotórico na equação (81) podemos obter a velocidade síncrona da máquina,

$$\omega_e = \omega_R + \frac{R_R I_{Sq}}{L_R I_{Sd}} \quad (84)$$

Dessa maneira aplicando (83), a equação (77) pode ser reescrita,

$$\dot{I}_{Sd} = -\frac{R_S I_{Sd}}{\sigma L_S} + \omega I_{Sq} + \frac{V_{Sd}}{\sigma L_S} \quad (85)$$

Com o uso da transformada de LAPLACE em (85), temos,

$$\dot{I}_{Sd} \sigma L_S + R_S I_{Sd} = \omega I_{Sq} \sigma L_S + V_{Sd} \quad (86)$$

Reorganizando a equação,

$$\frac{I_{Sd}(s)}{\omega I_{Sq}(s) \sigma L_S + V_{Sd}(s)} = \frac{1}{S \sigma L_S + R_S} \quad (87)$$

A partir da equação (73),

$$\dot{I}_{Sq} = -\omega I_{Sd} - \frac{R_S I_{Sq}}{\sigma L_S} - \frac{L_m^2 I_{Sq}}{\sigma L_S L_R T_R} - \frac{\omega_R L_m}{\sigma L_S L_R} \varnothing_{Rd} + \frac{V_{Sq}}{\sigma L_S} \quad (88)$$

De (70) e (73) obtemos,

$$\dot{\Phi}_{Rq} = \frac{R_R L_m I_{Sq}}{L_S} I_{Sq} - (\omega_e - \omega_R) \Phi_{Rd} - \frac{R_R}{L_S} \Phi_{Rq} \quad (89)$$

Assim, como o fluxo no eixo q e sua derivada são iguais a zero, encontramos,

$$I_{Sq} = \frac{(\omega_e - \omega_R) \Phi_{Rd}}{R_R L_m} L_R \quad (90)$$

Estabelecendo,

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (91)$$

Da equação (70), tem-se,

$$\dot{I}_{Sq} = -\omega_e I_{Sd} - \frac{R_S I_{Sq}}{\sigma L_S} - \frac{\omega_e L_m \Phi_{Rd}}{\sigma L_S L_R} + \frac{V_{Sq}}{\sigma L_S} \quad (92)$$

Aplicando (90) em (92) temos,

$$\sigma L_{LS} \dot{I}_{Sq} = -\sigma L_S \omega_e I_{Sd} - R_S I_{Sq} - \frac{\omega_e L_m}{L_R} \Phi_{Rd} + V_{Sq} \quad (93)$$

Sendo o distúrbio de torque dado por,

$$\Gamma df = -\frac{\omega_e L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \quad (94)$$

Como o fluxo do eixo direto é considerado constante, o termo Γdf é desconsiderado, já que pode ser interpretado como um distúrbio de torque,

$$\sigma L_S \dot{I}_{Sq} = -\sigma L_S \omega_e I_{Sd} - R_S I_{Sq} + V_{Sq} \quad (95)$$

Aplicando a transformada de LAPLACE em (95),

$$S \sigma L_S + R_S I_{Sq}(s) = -\sigma L_S \omega_e I_{Sd}(s) + V_{Sq} \quad (96)$$

Reescrevendo-a, temos,

$$\frac{I_{Sq}(s)}{-\sigma L_S \omega_e I_{Sd}(s) \sigma L_S + V_{Sq}(s)} = \frac{1}{S \sigma L_S + R_S} \quad (97)$$

O diagrama do modelo simplificado referenciado ao fluxo rotórico é apresentado abaixo,

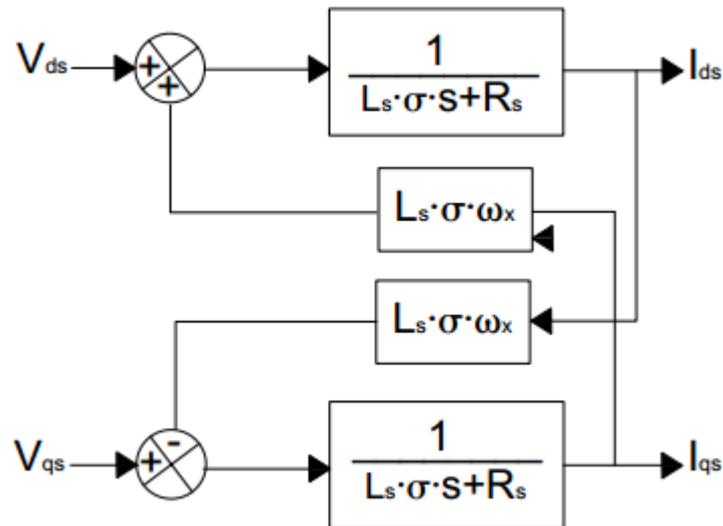


Figura 7 – Diagrama do modelo simplificado referenciado ao fluxo rotórico.

3.6.1 Planta elétrica

Os compensadores utilizados para a planta elétrica são conhecidos como proporcional integral (PI). Assim, deve se calcular os ganhos do controlador de forma independente, sendo representados por ganho proporcional e ganho integral.

São utilizados dois controladores PI aplicados no controle da planta elétrica, a fim de reduzir o acoplamento entre as correntes estatóricas I_d e I_q do motor, portanto é possível controlar a alimentação por tensão dq do motor com a variação da corrente de quadratura, responsável pelo controle torque, e da corrente direta, responsável pelo controle de fluxo.

A função de transferência do controlador PI dada pela equação (8) é utilizada na planta elétrica do motor em,

$$G_c(s) = K_{pe} + \frac{K_{ie}}{s} \quad (98)$$

Já a função de transferência da planta é representada por,

$$G_p(s) = \frac{1}{s\sigma L_s + R_s} \quad (99)$$

Dada que a função de transferência sistema em malha aberta é função da multiplicação das equações da planta e controlador, temos a seguinte equação,

$$Ts(s) = G_p(s)G_c(s) \quad (100)$$

Substituindo as equações (98) e (99) em (100),

$$Ts(s) = \frac{sK_{pe} + K_{le}}{s(\sigma L_s + R_s)} \quad (101)$$

Um sistema em malha fechada é representado pela seguinte função de transferência,

$$T(s) = \frac{Ts(s)}{1 + Ts(s)} \quad (102)$$

O sistema da equação (102) em malha fechada e com realimentação unitária é dado por,

$$T(s) = \frac{sK_{pe} + K_{le}}{s^2\sigma L_s + (K_{pe} + R_s)s + K_{le}} \quad (103)$$

Dividindo os termos da equação (103) por σL_s , obtemos a função de transferência dada por,

$$T(s) = \frac{\frac{sK_{pe}}{\sigma L_s} + \frac{K_{le}}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{(K_{pe} + R_s)s}{\sigma L_s} + \frac{K_{le}}{\sigma L_s}} \quad (104)$$

Considerando que a resistência R_s do estator é muito menor que o ganho do compensador temos,

$$T(s) = \frac{\frac{sK_{pe}}{\sigma L_s} + \frac{K_{le}}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{sK_{pe}}{\sigma L_s} + \frac{K_{le}}{\sigma L_s}} \quad (105)$$

Com isso obtemos a mesma expressão de um sistema de segunda ordem no domínio “s” representado por,

$$\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (106)$$

A largura de banda definida pela saída da planta sobre a referência, tem-se,

$$20\log\left(\frac{I(j\omega_b)}{I_{ref}(j\omega_b)}\right) = -3dB \quad (107)$$

Utiliza-se $-3.01dB$ de largura de banda para um ganho equivalente de 0.707,

$$\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0.707 \quad (108)$$

Resolvendo o módulo (108) da equação anterior, sendo que $j^2 = -1$, obtemos,

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + (\omega_n^2)^2}}{\sqrt{(-\omega_b^2 + \omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0.707 \quad (109)$$

Elevando os dois lados da equação ao quadrado de forma a retirar as raízes, tem-se,

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0.5[(-\omega_b^2 + \omega_n^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] \quad (110)$$

Reescrevendo a expressão acima, e isolando o termo ω_n^4 ,

$$\omega_n^4 = 0.5[(-\omega_b^2 + \omega_n^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \quad (111)$$

Dividindo os dois lados da equação por ω_n^4 , tem-se,

$$1 = 0.5\left[\left(1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2\left(\frac{\omega_b}{\omega_n}\right)^2\right] - 4\zeta^2\left(\frac{\omega_b}{\omega_n}\right)^2 \quad (112)$$

A fim de simplificação de cálculo, define-se,

$$a = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (113)$$

Substituindo o termo de (113) na equação (112),

$$1 = 0.5[(1-a)^2 + 4\zeta^2 a] - 4\zeta^2 a \quad (114)$$

Reescrevendo a equação de segundo grau,

$$0.5a^2 + (-2\zeta^2 - 1)a - 0.5 = 0 \quad (115)$$

Resolvendo a equação por *Bhaskara* encontramos,

$$a = (2\zeta^2 + 1) \pm \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} \quad (116)$$

Substituído agora a equação (113) em (116), temos,

$$\omega_b^2 = \omega_n^2 (2\zeta^2 + 1) \pm \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} \quad (117)$$

Reescrevendo a equação,

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (118)$$

Por meio das equações (105) e (106) referentes função transferência da planta e do sistema de segunda ordem da planta, é obtido as seguintes relações,

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{Pe}}{\sigma L_S} \quad (119)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_{Ie}}{\sigma L_S} \quad (120)$$

Após esses cálculos pode-se determinar o ganho do controlador K_{PS} isolando ω_n da equação (118) e substituindo na equação (119),

$$K_{Pe} = \frac{2\zeta\omega_b\sigma L_S}{\sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (121)$$

O ganho integral é obtido pela a seguinte equação de (118) em (120),

$$K_{Ie} = \frac{\omega_b^2 \sigma L_S}{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (122)$$

O diagrama da planta elétrica para os eixos dq é apresentado abaixo

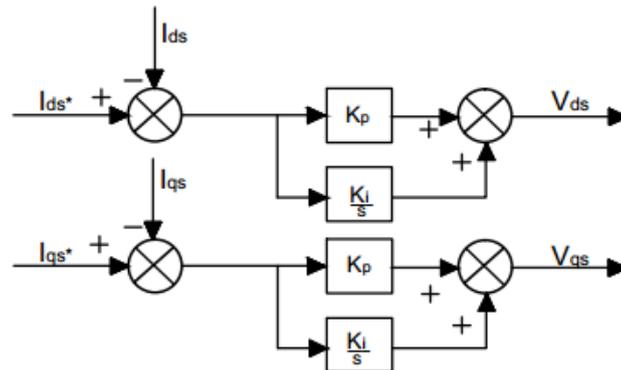


Figura 8 – Diagrama planta elétrica.

3.7 Modelagem mecânica do motor

Para se realizar a modelagem mecânica do motor é levado em consideração o torque mecânico da máquina, que é resultado do torque elétrico subtraído do distúrbio de carga. Sendo que o torque mecânico é função do coeficiente de atrito, momento de inércia e velocidade angular.

O torque elétrico do motor é representado em (123), sendo esse, definido para que haja equilíbrio entre o torque elétrico e torque mecânico.

$$T_e = J\dot{\omega}_R + B_n\omega_R + \tau_d \quad (123)$$

Já o torque mecânico é representado por,

$$T_m = J\dot{\omega}_R + B_n\omega_R \quad (124)$$

Llevando em consideração que a variação de carga do motor é muito lenta, o distúrbio de torque τ_d será considerado zero, e a posição angular será representada

por $\dot{\theta}_R = \dot{\omega}_R$, assim através da equação (124) podemos representar o sistema mecânico em equações de estados.

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (125)$$

A saída do sistema dado por,

$$Y = CX \quad (126)$$

O vetor e o sinal de entrada do sistema, respectivamente, seguem,

$$X = [\omega_R \quad \theta_R]^T \quad (127)$$

$$u = T_e \quad (128)$$

As matrizes são representadas,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (129)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (130)$$

$$C = [0 \quad 1]^T \quad (131)$$

Dessa forma a equação (125) pode ser representada na forma matricial, como segue abaixo,

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_R \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_R \\ \theta_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (132)$$

A saída do sistema representa a velocidade rotórica angular em,

$$Y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \omega_R \\ \theta_R \end{bmatrix} \quad (133)$$

Equação do torque elétrico no referencial genérico é,

$$T_e = \frac{N_p L_m^2 I_{sd} I_{sq}}{L_R} \quad (134)$$

Considerando a equação do torque elétrico (134) e mantendo a corrente I_{sq} constante, podemos representar o torque da seguinte maneira,

$$T_e = K_T I_{sq} \quad (135)$$

Onde I_{sq} é a corrente estatórica, e K_T é uma constante de torque representada por,

$$K_T = \frac{N_p L_m^2 I_{sd}}{L_R} \quad (136)$$

Através da equação (132), representada na forma matricial, (133) e ainda substituindo o T_e podemos encontrar a planta mecânica da máquina,

$$\dot{\omega}_R = \frac{-B_n \omega_R + K_T I_{sq}}{J} \quad (137)$$

Aplicando a transformada de Fourier,

$$\frac{\omega_R(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{K_T}{SJ + B_n} \quad (138)$$

Reorganizando a equação (138) encontramos a função de transferência da planta mecânica,

$$\frac{\omega_R(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{K_T}{SJ + B_n} \quad (139)$$

3.7.1 Planta mecânica

Da mesma maneira que as manipulações de equações realizada no controle de corrente PI, podem ser realizadas no controle de velocidade, por meio de uma planta mecânica da máquina. Assim, podemos encontrar os ganhos do compensador do controle mecânico da máquina.

A planta mecânica tem como finalidade controlar a velocidade da máquina por meio da inércia da carga, torque e distúrbio de torque, coeficiente de atrito e velocidade angular (CÂMARA, 2002).

A função de transferência do controlador PI da equação (8) é utilizada na planta mecânica do motor pela seguinte equação,

$$G_c(s) = K_{Pm} + \frac{K_{Im}}{s} \quad (140)$$

A função de transferência da planta mecânica obtida em (139) é dada por,

$$G_p(s) = \frac{K_T}{sJ + B_n} \quad (141)$$

O sistema em malha aberta é função da multiplicação das equações da planta e controlador,

$$Ts(s) = G_p(s)G_c(s) \quad (142)$$

Realizando a manipulação de equações,

$$Ts(s) = \frac{sK_T K_{Pm} + K_T K_{Im}}{s(sJ + B_n)} \quad (143)$$

Um sistema em malha fechada é dada pela função de transferência,

$$Tmec(s) = \frac{Ts(s)}{1 + Ts(s)} \quad (144)$$

Aplicando o sistema em malha fechada e com realimentação unitária, obtemos,

$$Tmec(s) = \frac{sK_T K_{Pm} + K_{Im} K_T}{Js^2 + (B_n K_T K_{Pm}) + K_{Im} K_T} \quad (145)$$

Dividindo os termos da equação por J e considerando que o coeficiente de atrito seja insignificante comparado com o ganho $K_T K_{PS}$, podemos desprezá-lo, assim obtemos a função de transferência dada por,

$$Tmec(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_{ref}} = \frac{\frac{sK_T K_{Pm}}{J} + \frac{K_{Im} K_T}{J}}{s^2 + \frac{sK_T K_{Pm}}{J} + \frac{K_{Im} K_T}{J}} \quad (146)$$

Com isso obtemos a mesma expressão de um sistema de segunda ordem no domínio “s” representado por,

$$\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (147)$$

A largura de banda definida pela saída da planta sobre a referência, tem-se 3.01dB, o que equivale a um ganho de 0.707, assim,

$$20\log\left(\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{ref}(j\omega_b)}\right) = -3.01dB \quad (148)$$

De maneira análoga a realizada pelo controlador PI de corrente, podemos resolver para o controlador de velocidade. Utilizando as equações (146) e (147) referentes função transferência da planta e do sistema de segunda ordem da planta, é obtido os ganhos do controlador PI de velocidade.

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{Pm}K_T}{J} \quad (149)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_{Im}K_T}{J} \quad (150)$$

O ganho do controlador K_{Pm} é obtido isolando ω_n da equação (118) e substituindo na equação (149),

$$K_{Pm} = \frac{2\zeta\omega_b J}{K_T \sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (151)$$

O ganho integral é garantido, substituindo (118) em (150), pela a seguinte equação,

$$K_{Im} = \frac{\omega_b^2 J}{K_T (2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (152)$$

Dessa forma, o sistema do motor será estabelecido da seguinte maneira,

$$\frac{I_{sq}(s)}{\omega_{ref}(s) - \omega_R(s)} = K_{Pm} \frac{K_{Im}}{S} \quad (153)$$

(VIEIRO, 2013), (VIEIRA, 2008), (GASTALDINI, 2008)

O diagrama da planta mecânica é apresentado abaixo,

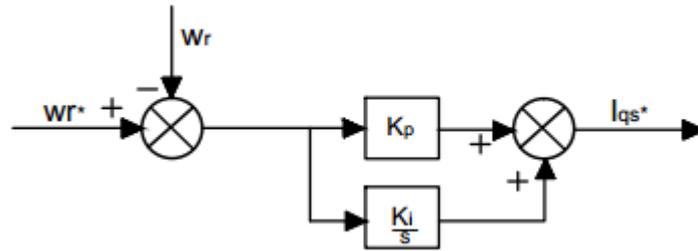


Figura 9 – Diagrama planta mecânica.

3.8 Simulações do modelo matemático

O modelo matemático apresentado foi implementado no software Matlab/Simulink, de modo a obter as respectivas formas de onda das tensões, correntes, velocidade angular da máquina e torque de carga de um motor de indução trifásico.

Na Tabela 1, são fornecidos os parâmetros da máquina utilizados para as simulações.

Tabela 1 – Parâmetros do motor

Parâmetros	
P_n	10 KVA
V_n	380 Vrms
f	60 Hz
R_R	1 Ω
R_S	0.7 Ω
l_{lR}	0.01 H
l_{lS}	0.01 H
L_m	0.2 H
J	0.02 Kg.m ²
B	0.005752 N.m.s
p	2
K_{pe}	3.3120
K_{ie}	173.4128
K_{pm}	0.1773
K_{im}	0.7467

Na figura abaixo, é apresentado o diagrama do controle implementado no software Matlab/ Simulink. Onde, temos o sistema de transformada de Clark e Park, controladores de corrente e velocidade (PI) projetados de acordo com os ganhos K_p e K_i obtidos através da planta mecânica e elétrica. O controle é realizado através do Controlador de Campo Orientado Indireto (IFOC) no referencial do fluxo rotórico com referência móvel.

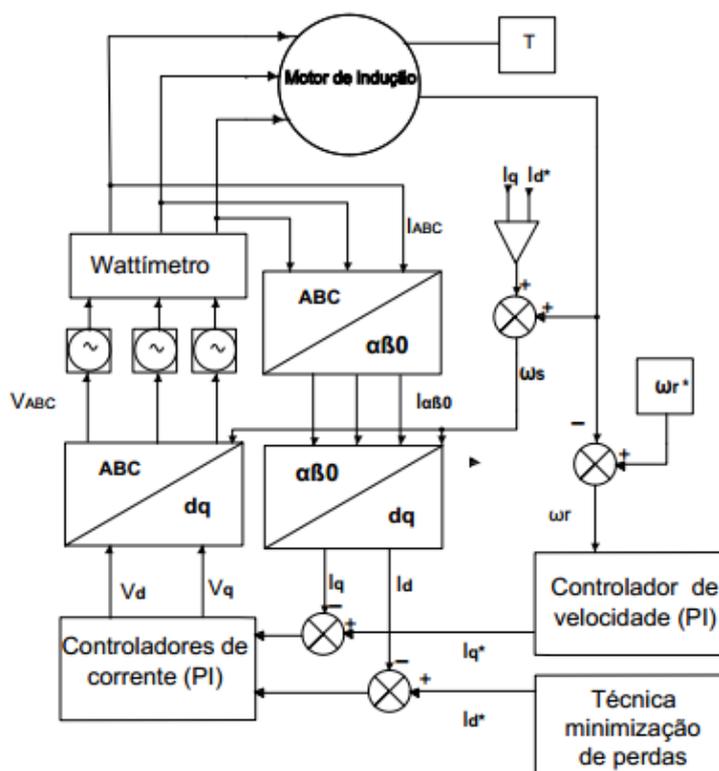


Figura 10 – Modelo controlador IFOC.

Abaixo, é possível analisar o comportamento do motor de indução para o sistema de controle imposto através dos gráficos obtidos pelo software Matlab/ Simulink.

Aplicando uma corrente de referência no eixo direto de 5,5 A obtemos o seguinte o comportamento da velocidade do motor, na qual necessita de 6 segundos para estabilizar na referência do controlador de velocidade, que é de de 900 rpm.

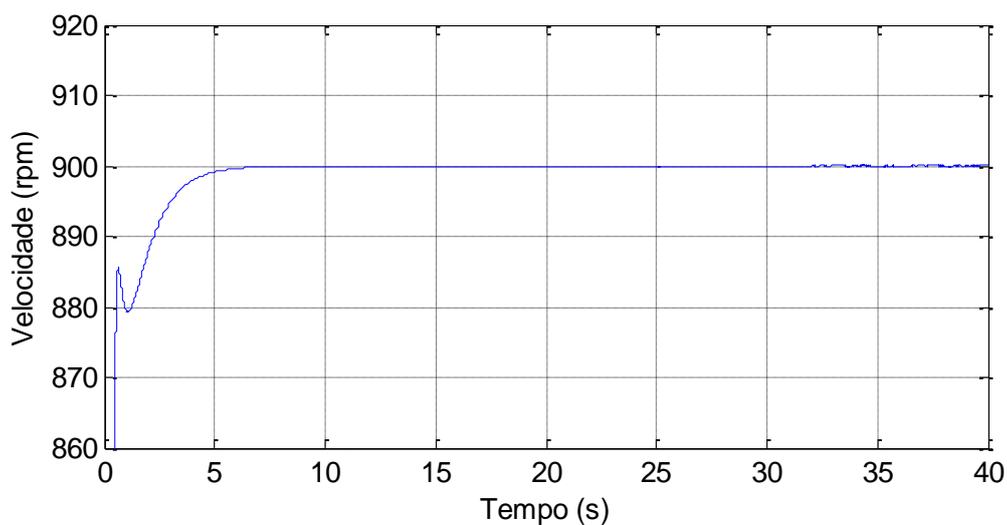


Figura 11 – Velocidade do controlador IFOC.

A corrente de linha no sistema abc, drenada pelo motor, tem picos de 6,63 e -6,63 A e estabiliza em aproximadamente 0,5 segundos .

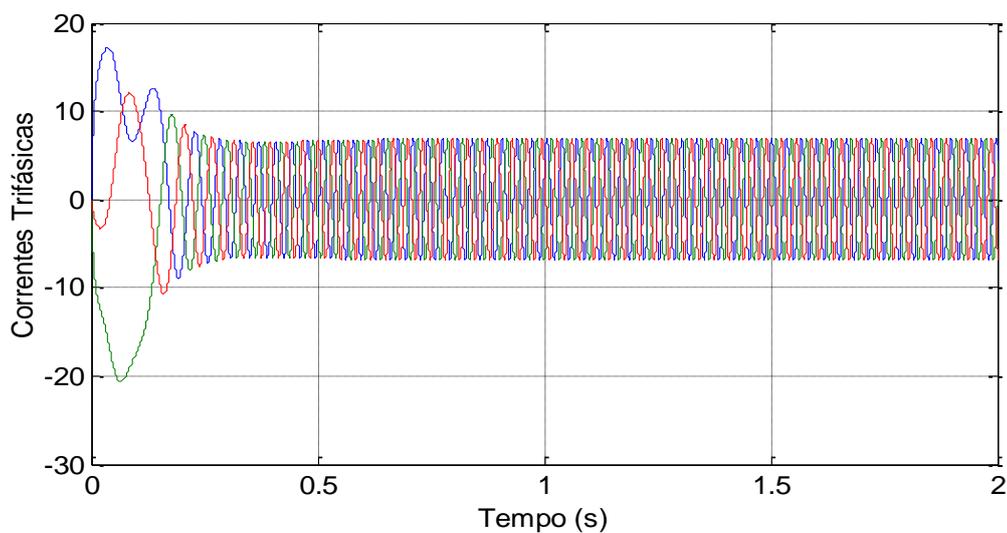


Figura 12 – Correntes trifásicas de linha do controlador IFOC.

A tensão trifásica de linha que alimenta o motor de indução tem picos de 388 e -388 V estabilizando em 5 segundos.

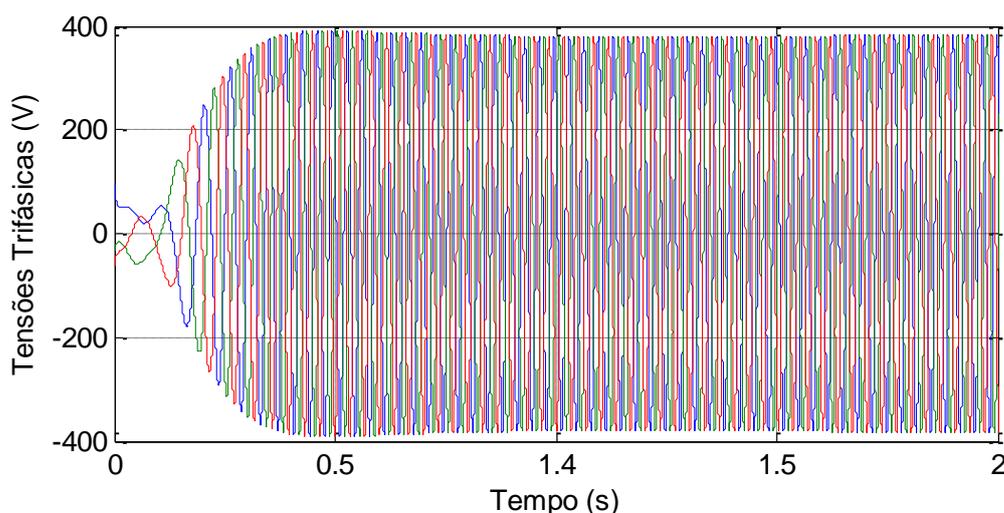


Figura 13 – Tensão trifásica de linha do controlador IFOC.

Através da figura abaixo é possível observar o comportamento das correntes dos eixos dq, onde é imposta uma referência de corrente de eixo direto fixa em 5,5A. Assim, a corrente do eixo em quadratura é gerada pelo controlador de velocidade fornecendo um pico de 19,25 A em 0,05 segundos e estabilizando em 1,5 segundos em 3,704 A.

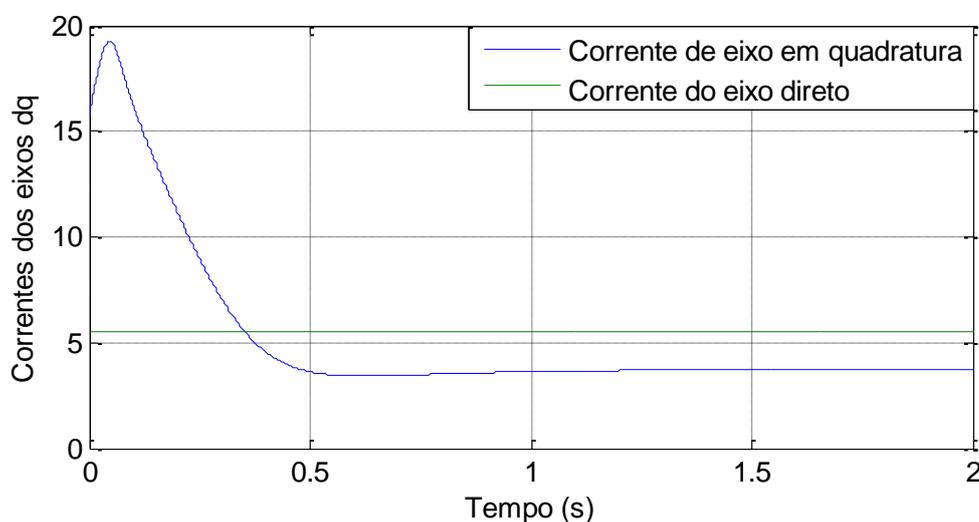


Figura 14 – Correntes dos eixos dq do controlador IFOC.

4 TÉCNICAS DE CONTROLE COM MINIMIZAÇÃO DE PERDAS

Quando o motor opera em baixas velocidades, as perdas de núcleo, que são representadas pelas perdas de histerese e Foucault, se tornam mais acentuadas que as perdas no cobre. À medida que, a velocidade aumenta as perdas no cobre começam a ser dominantes, dessa forma, para determinada velocidade e torque

existe uma relação entre as perdas do núcleo e do cobre em que ocorre uma menor quantidade de perdas do motor e que podem ser controladas através do nível de fluxo. Assim, como essas perdas são em função da corrente direta e em quadratura, o nível de corrente é investigado para minimizar as perdas.

Vários controladores foram desenvolvidos a fim de melhorar o rendimento de máquinas elétricas. Podemos dividir as técnicas de minimização de perdas em método online, onde o controlador realiza uma pesquisa em tempo real da posição mais eficiente do motor através de controladores de busca (SC), rede neural, *particle swarm optimization* (PSO), entre outros. Outra possibilidade é o método offline, onde são desenvolvidas equações matemáticas que abrangem as perdas do motor, tal como o modelo de perdas (LMC).

Diversas técnicas foram desenvolvidas com o intuito melhorar rendimento de máquinas elétricas através do ajuste da corrente de eixo direto. Alguns autores buscaram desenvolver técnicas offline a fim de encontrar a eficiência do motor, porém para simplificar os cálculos negligenciam a indutância de magnetização.

ROWAN; LIPO (1983), KUSKO; GALLER (1983) e KIRSCHEN; NOVOTNY; SUWANWISOOT (1984) equacionaram as perdas do motor e empregaram o controle escalar para otimização do motor.

LORENZ; YANG (1992) contemplaram todas as perdas de cobre e ferro do motor para formular o modelo de perda. Através da função provinda das perdas, e algumas restrições, o ponto ótimo do fluxo é calculado online para o controle vetorial.

KIOSKERIDIS; MARGARIS (1996) negligenciaram a indutância de magnetização para o controle escalar, a fim de facilitar os cálculos do modelo, que abrange as perdas de cobre, núcleo e stray. Da mesma maneira que anteriormente, GARCIA et al. (1994) eliminaram a indutância de magnetização, porém a função foi desenvolvida de forma fechada em um modelo vetorial sob coordenadas $qd0$.

Já BERNAL; CERRADA; FAURE (2000) aplicaram um modelo generalizado do sistema de GARCIA et al. (1994) para os diferentes modelos de motores. ABRAHAMSEN et al. (1998) aplicam as técnica de controle de perdas para diferentes tipos e tamanhos de motores, porém esses autores negligenciam as indutâncias de magnetização .

Devido ao erro ocasionado pela desconsideração da indutância de dispersão autores buscaram técnicas em que empregam a indutância.

LIM; NAM (2004) consideraram um modelo simplificado do motor de indução com perda no ferro sem sacrificar a indutância de magnetização, já que uma queda de tensão surge quando o motor opera em alta velocidade, além disso, as restrições de corrente e tensão são consideradas para gerar o nível de fluxo ótimo. Na mesma posição, REN et al. (2008) consideram a indutância.

HUSSEIN; MUTSCHLER (2010b) determinou um modelo de perdas, na qual abrangem as perdas de cobre, a perda de ferro, fricção, ventilação, stray, e as perdas harmônicas do motor. Assim o nível de fluxo ótimo é ajustado por uma função que dispõem a maior parte das perdas e engloba a não linearidade da indutância magnetização.

HUSSEIN; MUTSCHLER (2010a) para um sistema acarretar melhoria no fator de potência e estabilidade para distúrbios de carga, um controlador LMC sem a utilização de sensores é aplicado no controle vetorial com campo orientado indireto.

NAM; UDDIN (2006) desenvolveram um trabalho e consideraram a indutância magnetizante, a resistência de perda é referenciada para a corrente de magnetização do rotor, logo, nenhuma indutância é considerada no lado do rotor.

Os mesmos autores Nam e Uddin, em 2008, desenvolveram a técnica LMC agregado a um controlador adaptativo não linear backstepping (ABNC), de tal forma que o lado do rotor não dependa da indutância de magnetização, porém é considerada e incorporada em outros parâmetros. Assim, a técnica é projetada de forma a englobar perda de ferro, incertezas dos parâmetros de resistência do rotor e de torque de carga.

Alguns métodos de pesquisa online foram adotados por meio do monitoramento da potência de entrada.

SUL E PARK (1988) utilizaram o escorregamento ótimo de modo que a potência de entrada seja minimizada. Através de uma tentativa de erro é definido o escorregamento ótimo sem a necessidade de conhecer todos os parâmetros do motor e então armazenado em uma memória do microprocessador. Assim, para uma mesma condição de operação o deslizamento ótimo é rastreado na tabela. FAMOURI; CATHEY (1991) expandiu o trabalho para a unidade de escalar.

KIRSCHEN et al. (1985) utilizam uma técnica baseada no controle adaptativo em campo orientado, na qual se faz uma simples monitoração da potência de entrada para modificar o fluxo através de passos até encontrar a mínima potência de entrada.

KIM; HA; KO (1992) utilizaram o método de pesquisa de Fibonacci para encontrar o nível de fluxo do rotor que minimize a potência de entrada. Dessa forma, a velocidade e o fluxo são dissociados por um controle não linear, com o propósito de melhorar o desempenho dinâmico e diminuir as pulsações de torque.

Já SOUSA et al. (1995) fundamentou-se na técnica de KIRSCHEN et al. e utilizou o controlador baseado na lógica fuzzy para fazer o controle em tempo real, assim, resolveu o problema das pulsações de torque por meio de um compensador feedforward. Na mesma abordagem, KUSKO E GALLER (1983) analisaram a aplicação do método de Sousa et al. (1985) para motor CC.

MOREIRA et al. (1991) apresentou dois esquemas de controle, sendo um para reduzir a corrente de eixo direto de modo a empregar a componente de terceira harmônica do fluxo do entreferro, e outro, o controle para utilização do sinal da componente de terceira harmônica na estimativa da velocidade sem o uso de sensor.

TA; HORI (2001) aplicaram a técnica da seção áurea por resultar em um método insensível as variações de parâmetros do sistema, além de não necessitar o conhecimento da velocidade e torque. Os autores aplicaram um filtro simples para contornar as ondulações de torque, porém, ainda há problemas na seleção do limite da corrente direta superior e inferior para iniciar o algoritmo.

Uma técnica adota por alguns autores é a técnica online de otimização por enxame de partículas (PSO). Na década de 1960 J. Holland introduziu a técnica de Algoritmo Genérico, conhecida por ser um algoritmo de busca estocástica baseado na evolução natural das espécies.

HAMID et al. (2006) adotaram uma técnica computacional de pesquisa baseada em um sistema natural de busca da otimização, também conhecida por enxame de partículas (PSO), desenvolvida por Kennedy e Eberhart, que consiste em encontrar o ponto de máxima eficiência em função do torque e velocidade.

HAMID (2007) aprofundou o estudo e elaborou um controlador Multi Objective Particle Swarm Optimization, MOPSO, com o propósito de aumentar a eficiência e maximizar o fator de potência pelo do ajuste do fluxo. Enquanto o PSO obtém uma solução única, o principal objetivo da Multi-Objetivo (MO) é encontrar um conjunto de soluções ótimas aceitáveis com o propósito de selecionar outras possibilidades de soluções.

Após a análise de alguns métodos e tendo em vista que cada método expõe alguma vantagem preponderante em relação a outro, algumas publicações propõem o uso conjunto entre dois métodos de modo a obter um melhor desempenho na otimização. Essa junção de métodos é denominada na literatura como métodos híbridos, em que busca obter as vantagens de cada método, a fim de propor um método mais eficiente (CHAKRABORTY; HORI, 2003).

SOUZA A.; ARAGÃO FILHO; SOUSA D. (2007) aplicaram um método híbrido, na qual utilizou o controlador de busca online com base no método de Rosenbrock, a fim de determinar o mínimo nível de fluxo que resulta na mínima potência de entrada. O método de busca é utilizado para rastrear pequenos desvios da posição ótima e então é registrada em um controlador fuzzy. Entretanto essa técnica necessita de aprendizagem inicial para cada faixa de potência do motor até obter o resultado desejado. De modo semelhante KUMAR; SAKTHIBALA; PALANISWAMI (2010) utilizou o modelo híbrido do PSO e a lógica Fuzzy para minimizar as perdas e dessa forma otimizar a eficiência. Assim, o PSO minimiza as perdas e uma melhora da eficiência é conseguida pelo ajuste das correntes direta e em quadratura. Posteriormente os resultados ótimos são armazenados em uma tabela de pesquisa e inseridos no bloco de controle.

CHAKRABORTY; HORI (2003) desenvolvem um método híbrido que combina LMC e SC.

AGUILAR et al. (2006) apresentaram uma abordagem baseada no modelo de perdas e na rede neural para estimarem o fluxo com a utilização de estimadores online para o rotor, resistência do estator e indutância mútua. Assim, é realizado o treinamento da rede neural inserindo alguns parâmetros de entrada como, velocidade, torque, resistência rotórica e indutância mútua.

SERGAKI; STAVRAKAKIS (2008) associam as características do LMC para os estados transitórios, e o controlador fuzzy e SC nos estados estacionários. Durante variações de torque e velocidade, ocasionados principalmente no início do processo, a corrente direta é determinada a partir do LMC. Já, quando o motor entra em estado estacionário, o processo de busca é realizado por controladores de busca associados a lógica fuzzy por decréscimo ou aumento da corrente direta.

CHELLIAH (2009) apresenta um estudo com a aplicação do controlador PSO associado a um controlador Fuzzy Proporcional Integral, em lugar ao controlador PI,

para melhorar a performance dinâmica durante a ativação do controle de otimização e estabilizar a máquina.

RAMESH et. al. (2006) apresentam uma técnica com o uso da lógica Fuzzy empregada de forma a atuar como supervisor em redução dos níveis de fluxo. A lógica Fuzzy também é aplicada durante estado estacionário, agregado a um controlador de pesquisa a fim de otimizar a eficiência.

Assim, este trabalho utiliza o método online de SOUZA A.; ARAGÃO FILHO; SOUSA D. (2007) para realizar a técnica de busca, por se tratar de um método simples e eficiente. Para uma análise comparativa à técnica offline, foi utilizado o método de LIM; NAM (2004), onde fornece um equacionamento contemplando a indutância de magnetização, perdas elétricas e variações de resistências.

4.1 Técnica de otimização da eficiência por meio de busca online

O controlador de pesquisa (SC), também conhecido na literatura como técnica de pesquisa, é um método de pesquisa da solução de máxima eficiência através de uma abordagem feedback (CHAKRABORTY; HORI, 2003).

Uma notável vantagem desse método é não depender do conhecimento dos parâmetros da máquina, já que a dependência desses parâmetros envolvem equacionamentos de grandes complexidades o que pode dificultar a estimativa do fluxo ótimo, além da intervenção do fator temperatura que pode provocar uma mudança dos parâmetros reais da máquina e dificultar ainda mais sua implementação (LIWEI; JUN; XUHUI, 2005).

O controlador de busca baseia-se na medição da potência de entrada por meio de um sinal de realimentação, onde já se considera as perdas do conversor e não dependem dos parâmetros da máquina (QU; HINKKANEN, 2003).

Existem diferentes algoritmos de pesquisa online para implementar o controlador de busca, neste trabalho foi adotado o algoritmo por Rosenbrock, já que é um algoritmo eficiente e de fácil implementação, que pode facilmente encontrar o ponto de máxima eficiência através de passos de busca.

O método Rosenbrock determina o valor mínimo de uma função, no caso desse trabalho a função é a curva da potência de entrada.

Para encontrar o ponto mínimo da função é realizada uma varredura do sinal representado por certo número de pontos, então é realizada a subtração entre pontos vizinhos. Assim, o método passa a analisar o sinal dessa subtração com o intuito de orientar a direção da mínima potência.

Nesse método uma variável de controle, corrente do eixo direto, é ajustada online com base na potência de entrada por meio da realimentação. Assim, são definidos os passos de procura, através de um ganho na corrente do eixo direto, e então uma variável de atuação inicia uma varredura da corrente direta para uma potência mínima de entrada. Para cada passo que a variável de controle executa é realizada uma medição da potência de entrada, então é verificada a potência medida anteriormente e comparada com a medição atual. O algoritmo continua a reduzir a variável até se detectar um aumento de potência, nesse instante a variável é definida com a metade do valor do passo anterior e a corrente de produção de fluxo (I_d) é ajustada, obtendo a máxima eficiência (CHAKRABORTY; HORI, 2003).

A restrição do controlador é inicializar a busca em regime permanente, pois para qualquer oscilação de torque ou velocidade, a busca não chega a uma solução, devido à perturbação na potência de medição. Outro ponto vem próximo a solução, na qual a busca nunca cessa, já que as perdas não são muito sensíveis as variações de corrente de eixo direto (CHAKRABORTY; HORI, 2003).

Como o controle é realizado em malha fechada a redução do fluxo causa a diminuição do torque e da velocidade. Assim, o controlador de velocidade aumenta a corrente em quadratura para restaurar o torque e velocidade para os parâmetros determinados. Dessa forma, qualquer pulsação de torque altera a corrente de eixo direto além de provocar oscilações no motor.

Algumas desvantagens do método são a lenta convergência e distúrbios de torque devido ao ajuste dos passos da variável de controle durante o processo de pesquisa, além de necessitar sensores de velocidade no monitoramento da potência (QU; HINKKANEN, 2003),(SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007).

Além disso outros inconvenientes desse método são a elevada frequência de comutação do inversor, os ruídos de potência e a busca que muitas vezes não é terminada devido às oscilações de potência ocasionadas pela lentidão para se chegar ao ponto ótimo. Assim muitos autores aumentam os passos de busca de maneira a acelerar a convergência e conseguir terminar a busca.

O aumento de passos ocasionam pulsações de torque, sendo amenizada com a aplicação de um filtro passa-baixa. Em algumas aplicações essa técnica é definida inicialmente com passos longos para acelerar a convergência, e depois de um tempo é reduzida em passos menores para uma maior precisão e menores pulsações (UDDIN; NAM, 2008).

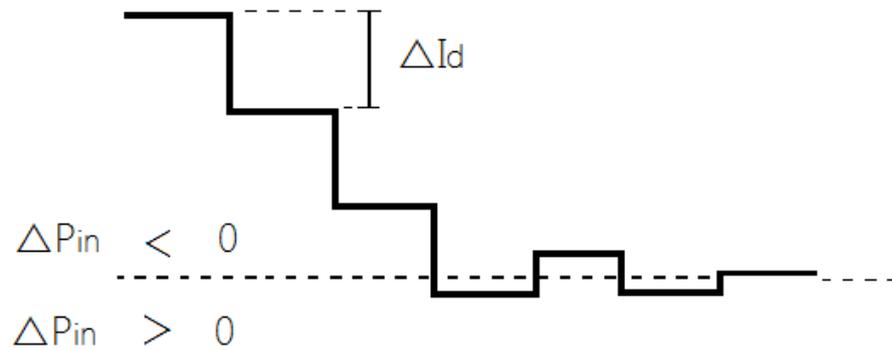


Figura 15 – Diagrama referente ao modelo adaptativo de busca.
Tabela 2 – Ganhos do controlador.

	$\Delta Id > 0 = 1$	$\Delta Id < 0 = -1$
$\Delta P_{in} > 0 = -\frac{1}{2}$	$S = -\frac{1}{2}$	$S = \frac{1}{2}$
$\Delta P_{in} < 0 = 1$	$S = 1$	$S = -1$

A potência de análise é feita pela potência atual menos a potência anterior,

$$\Delta P_{in}(x) = P_{in}(x) - P_{in}(x-1) \quad (154)$$

O passo de corrente é obtido pela corrente atual subtraído da corrente anterior,

$$\Delta I(x) = I(x) - I(x-1) \quad (155)$$

A corrente de ajuste é alcançada pela corrente nominal atual adicionada ao passo de corrente de cada iteração, além disso, é acrescentado um sinal (S_p) e um ganho (G) ao passo da corrente. O sinal é introduzido a fim de orientar o controlador se haverá um acréscimo ou decréscimo de corrente.

Já o ganho é definido para uma mudança de velocidade de convergência, esse parâmetro define a precisão do algoritmo, porém como consequência de uma maior precisão surgirá alguns efeitos indesejáveis, tal como pulsações de torque.

A equação é dada a seguir,

$$I_{ref}^*(x+1) = I_{ref}^*(x) + \Delta I \cdot S_p \cdot G \quad (156)$$

Fazendo a subtração da potência de entrada atual com a anterior, caso a potência for negativa, e a corrente de eixo direto também for negativa haverá um decréscimo de corrente de eixo direto.

Para análise dos resultados foi implementado no software Matlab/Simulink um controlador de busca aplicado em um motor de indução com uma velocidade de referência de 900 rpm, ou seja 50% abaixo da nominal, e empregado torque de 11,1 N.m.

A corrente de eixo direto, responsável pelo controle do fluxo, tem referência fixada em 8 A e ganho sofre decrementos em degraus de 0,05 pelo controlador de eficiência até encontrar o ponto de máxima eficiência em 5,366 A, necessitando de 60 segundos para entrar em regime permanente estável. No mesmo gráfico, da Figura 16, a corrente de eixo em quadratura é de 3,797 A e requer de 60 segundos para estabilizar. É possível verificar que no momento do acionamento do motor a corrente de eixo em quadratura que controla o torque tem um pico de 14,54 A.

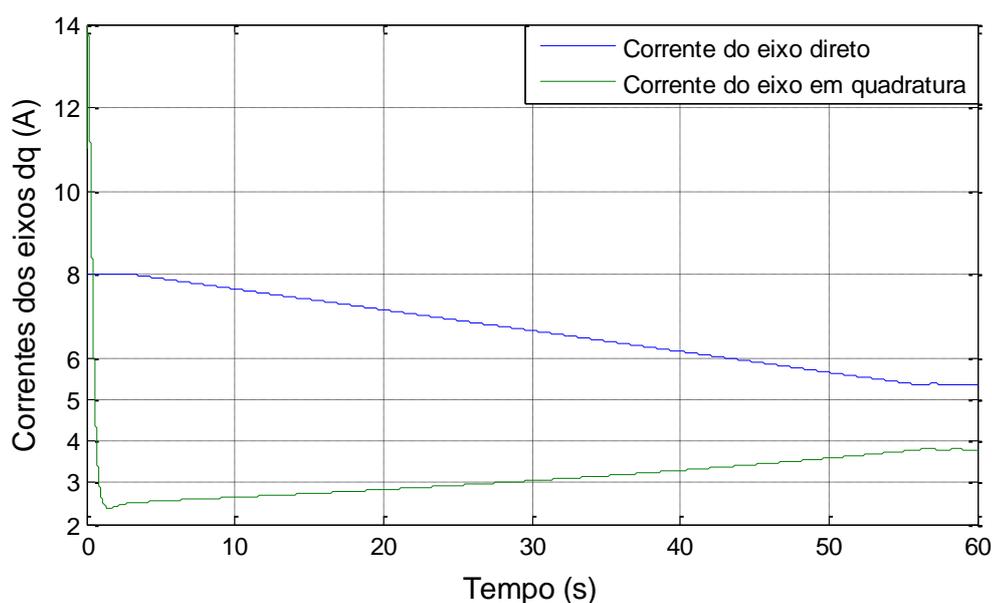


Figura 16 – Correntes eixos qd do controlador SC.

Na Figura 17, a potência consumida pelo motor tem um pico de 1333,4 W. Logo, após 3 segundos, quando o motor atinge regime permanente, o algoritmo de eficiência entra em operação. A potência é reduzida, devido a corrente de eixo direto ser decrementada, porém é observado que a velocidade sofre uma queda e então, após 55 segundos, o motor atinge sua velocidade nominal com uma pequena elevação de potência, em seguida a potência estabiliza em 1162,2 W.

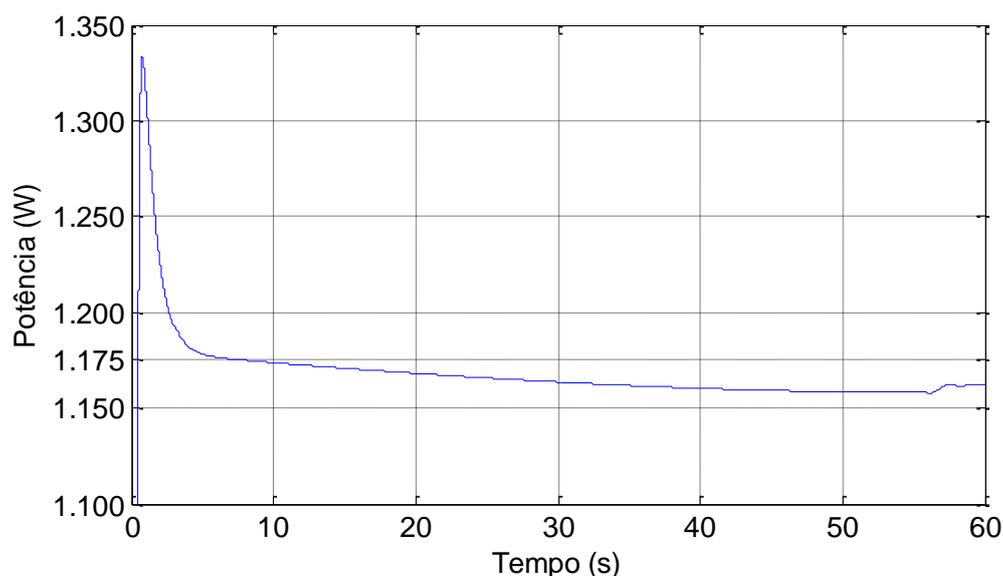


Figura 17 – Potência de entrada estimada pela técnica de SC.

Na Figura 18, abaixo, é possível verificar o comportamento da velocidade do motor de indução imposta uma referência de 900 rpm. Na partida do motor a velocidade tem um pico de 1001,6 rpm, a partir de 4,5 segundos até 55 segundos a velocidade sofre uma queda linear até atingir 896.5 rpm devido a ação do decremento da corrente de eixo direto. Logo após os 55 segundos a corrente estabiliza e a velocidade retorna aos 900 rpm.

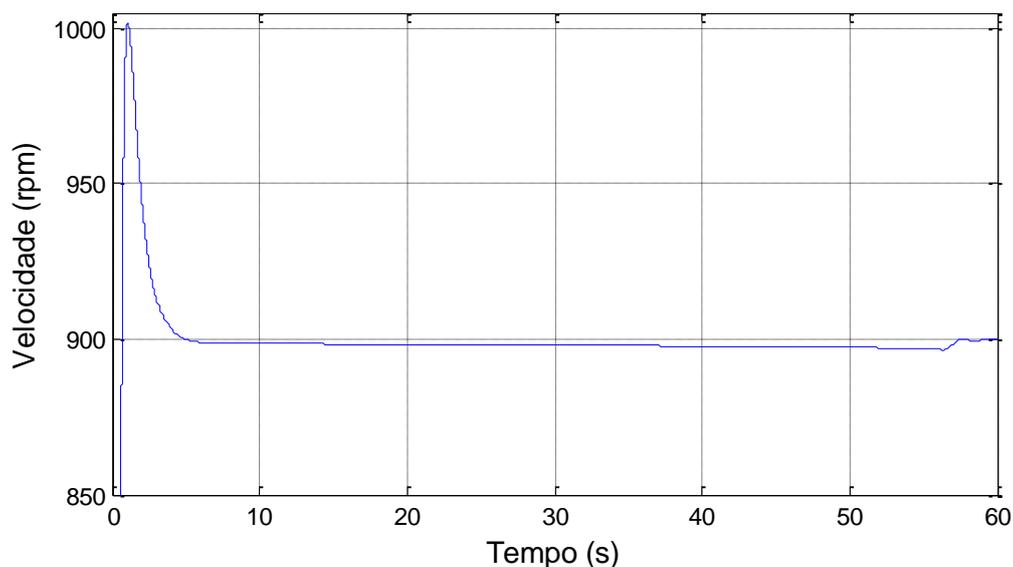


Figura 18 – Velocidade do motor com uso da técnica de SC .

Para uma melhor análise é apresentado o gráfico da eficiência na Figura 19 do motor de indução trifásico, onde após os 55 segundos a eficiência máxima pelo método de busca é atingida em 90,2 %.

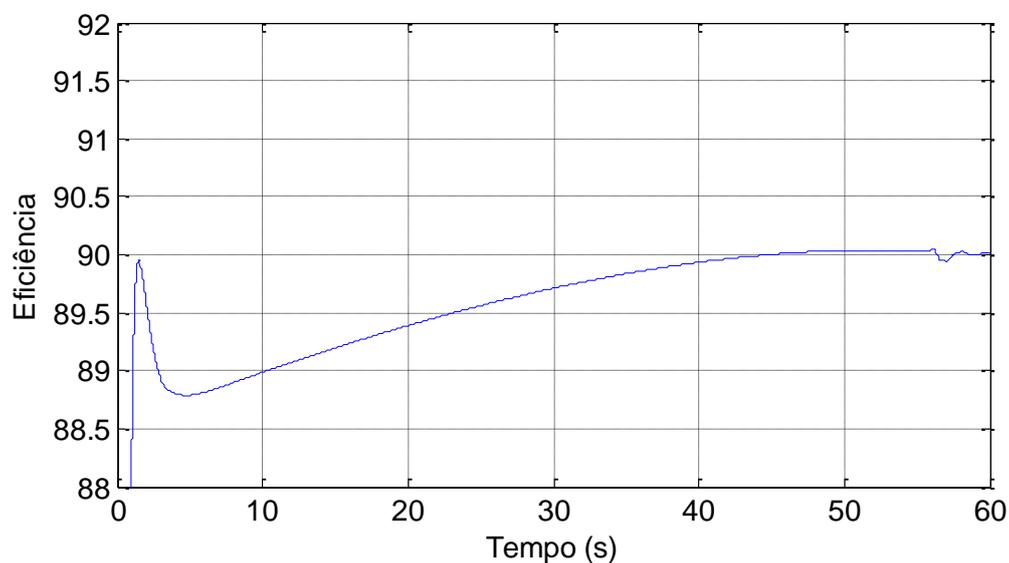


Figura 19 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC.

Na próxima condição, um degrau de 4 N.m de torque é imposto ao motor após 65 segundos de operação, assim o motor passa a operar com torque de 11,1 N.m para 15,1 N.m durante a busca da eficiência conforme a Figura 20.

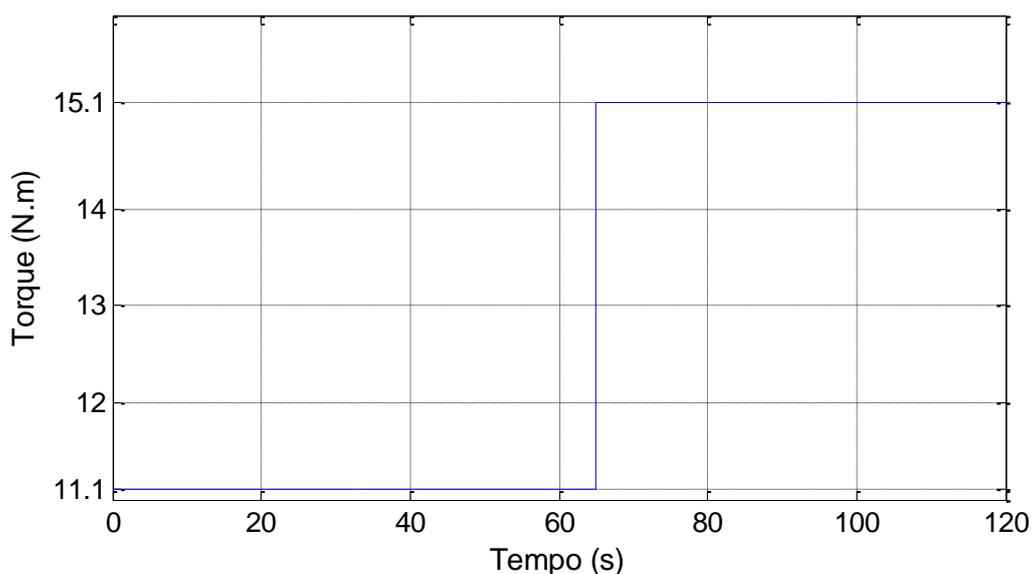


Figura 20 – Torque de 4 N.m incrementado ao motor.

Na Figura 21, com o degrau de torque aplicado no motor aos 65 segundos a corrente de eixo direto sofre um incremento de 5,367 A para 6,324 A e a corrente do eixo de quadratura passa de 3,796 A para 4,329 A em aproximadamente 50 segundos após o incremento de torque.

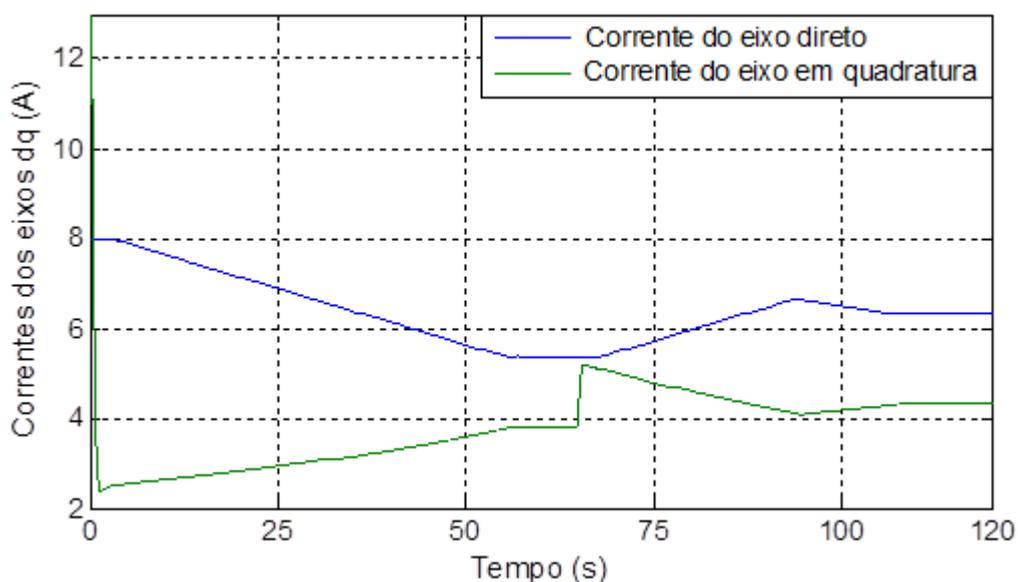


Figura 21 – Correntes eixos qd do controlador SC com degrau de torque.

O comportamento da velocidade na Figura 22 teve uma elevação de 1000 rpm nos cinco segundos iniciais. Porém, torna a cair para 896,5 rpm devido ao decremento de corrente de eixo direto. Posterior ao degrau de torque a velocidade

sofre uma queda para 820 rpm durante 3 segundos e retorna a referência, no entanto só após 50 segundos entra em regime estacionário e estabiliza nos 900 rpm, instante em que foi encontrado a corrente de máxima eficiência.

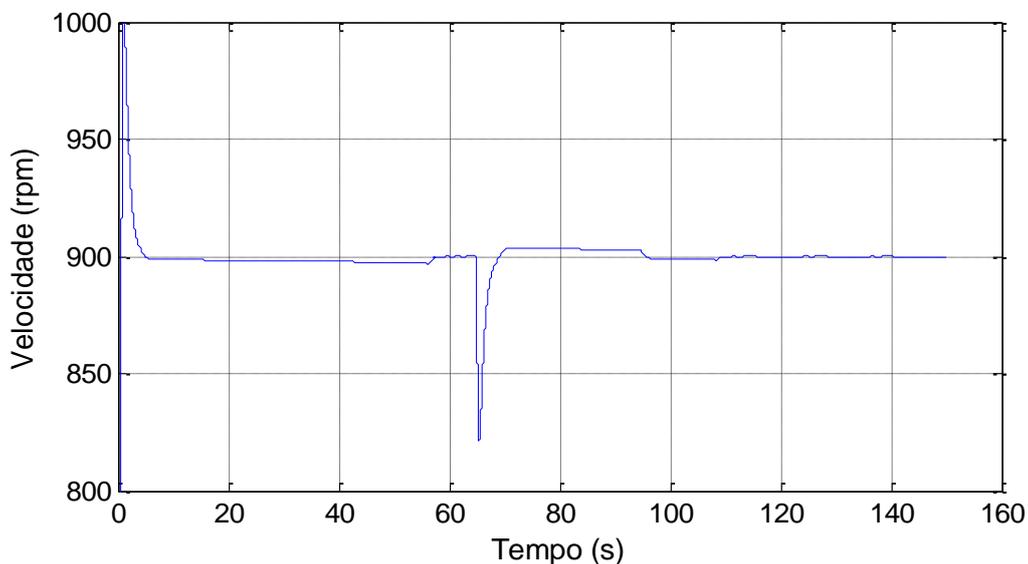


Figura 22 – Velocidade do motor utilizando a técnica de SC com degrau de torque.

Em uma análise na Figura 23, a potência consumida é reduzida, no entanto ocorre um pequeno degrau de potência aos 55 segundos devido a velocidade rotórica retornar a referência de 900rpm, logo após a potência estabiliza em 1162,2 W. Decorrido o degrau do torque a potência passa para 1561,348 W

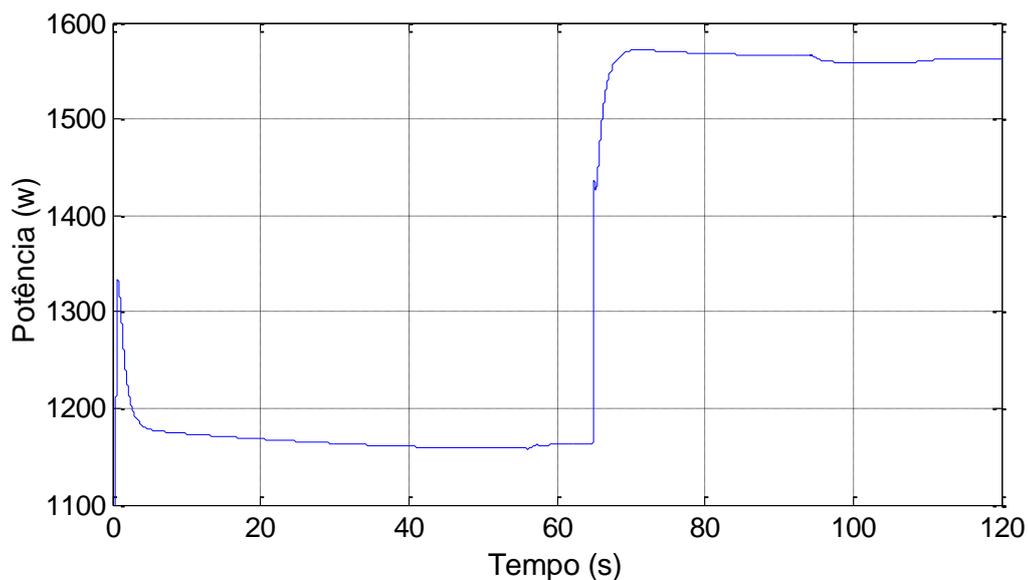


Figura 23 – Potência estimada pela técnica de SC com degrau de torque.

A eficiência do motor atinge 90,013% com torque de 11,1 N.m, contudo após o incremento de carga de 4 N.m a eficiência do motor aumenta para 91,145%. Um aumento de eficiência de 94% é observado, na Figura 24, aos 65 segundos, no entanto é consequência da queda de velocidade no instante da entrada de carga ao motor.

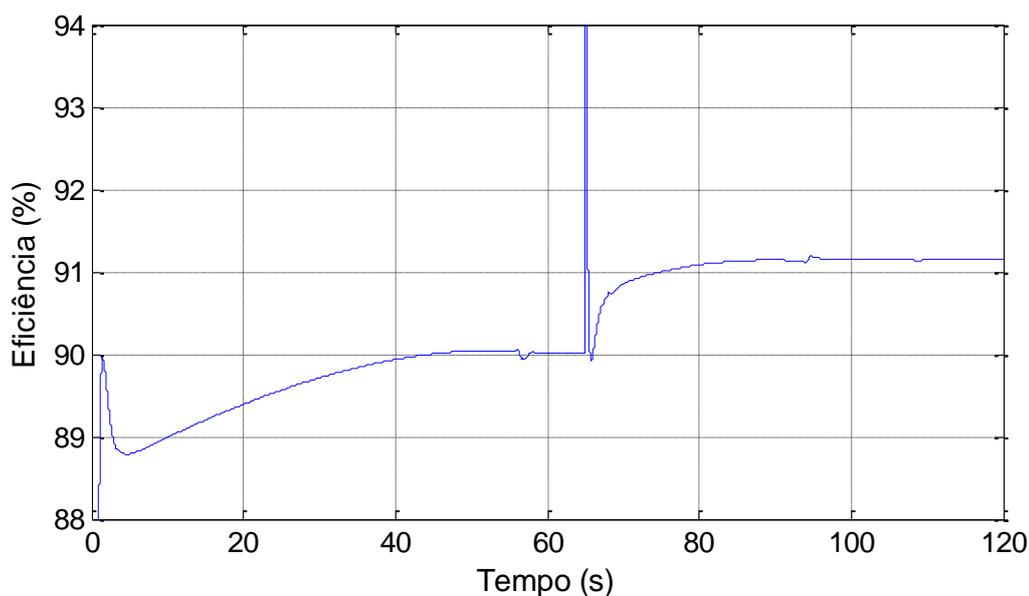


Figura 24 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC com degrau.

4.2 Técnica offline por modelo de perdas do motor de indução

A técnica de controle LMC foi desenvolvida para realizar uma rápida estimação de fluxo e originar poucas oscilações de torque de modo a superar o tempo convergência da técnica de pesquisa na qual se caracterizava por ser lenta.

O LMC estima um fluxo ótimo analiticamente por meio de um modelo de perdas do motor. A técnica é considerada uma abordagem simples, já que não necessita monitorar a corrente e velocidade e potência, dessa maneira realiza os cálculos das perdas totais do motor de modo a selecionar o nível de fluxo que minimize ao máximo essas perdas.

Esse método fornece uma saída rápida e com pouca oscilação, assim gera um ótimo desempenho durante operação transitória.

Um inconveniente é a dependência dos parâmetros da máquina que muitas vezes são desconhecidas pelos usuários, como a resistência e indutância de magnetização. Além disso, algumas perdas do motor são negligenciadas em consequência da necessidade dos parâmetros da máquina, por outro lado esses

parâmetros podem alterar consideravelmente devido à influência da temperatura ou efeito pelicular, o que leva a um pequeno erro de estimação do fluxo ótimo (WAHEEDABEEVI; SUKESHKUMAR; NAIR, 2012), (HAMID; AMIN, AHMED; EL-GAMMAL, 2006), (KIOSKERIDIS; MARGARIS, 1996).

O desempenho do controlador LMC depende de uma modelagem correta para estimar as perdas reais do motor. Porém, à medida que se pretende uma maior precisão, ocorre um aumento de complexidade para a estimação, devido a isso existe um equilíbrio entre precisão e complexidade.

O controle por LMC é realizado de maneira feedforward por meio da corrente direta que controla o fluxo da máquina, esse controle também recebe de maneira online a velocidade da máquina e a corrente de eixo direto (CHAKRABORTY; HORI, 2003).

No equacionamento devem ser consideradas as perdas no cobre do rotor e estator, perdas no núcleo que representam a maior parte das perdas, além das perdas complementares e as perdas mecânicas de fricção e ventilação (UDDIN; NAM, 2008).

Dessa maneira, o circuito equivalente é referenciado ao fluxo rotórico para se determinar as perdas do motor. Onde, a resistência de perdas é adicionada em paralelo a uma indutância de magnetização.

A orientação ótima do fluxo é encontrada com referência na velocidade elétrica do estator. Assim, o ajuste do fluxo magnético é obtido com o apropriado balanço entre perdas de cobre e ferro.

Alguns autores desenvolvem modelos com as perdas de ferro sem negligenciar a indutância de magnetização. Essa simplificação pode ser eficiente quando a máquina opera em baixas frequências, porém em alta velocidade angular elétrica a queda de tensão em cima a indutância magnetizante começa a ser significativa (LIM; NAM, 2003).

Muitos algoritmos de minimização de perdas offline foram desenvolvidos para fornecerem respostas rápidas e boa precisão. Um desses métodos foram aplicados na tentativa de encontrar o ponto de máxima eficiência.

As tensões V_{dm} V_{qm} são as representadas respectivamente por,

$$V_{dM} = -\omega_e \frac{L_M L_{TR}}{L_R} i_{sq} \quad (157)$$

$$V_{qM} = \omega_e \frac{L_M}{L_R} (L_{IR} i_{Sd} + \phi_{Rd}) \quad (158)$$

Assim V_{qm} é dada por,

$$V_{qM} = \omega_e L_M i_{Sd} \quad (159)$$

A potência de perdas presentes em um motor são dadas pelas perdas no cobre do estator e rotor, núcleo, fricção e ventilação, complementares, e harmônicas.

Perdas diversas e perdas mecânicas não ultrapassam a 30% da soma de todas perdas do motor e são assumidas permanecerem constantes.

São representadas pela seguinte equação.

$$P_{perdas} = P_{CuS} + P_{CuR} + P_{ferro} + P_{mec} + P_{har} \quad (160)$$

Perdas no cobre do estator, rotor e perdas de ferro são equacionadas, respectivamente, abaixo,

$$P_{CuS} = R_S (i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) \quad (161)$$

$$P_{CuR} = R_R (i_{Rd}^2 + i_{Rq}^2) \quad (162)$$

$$P_{ferro} = \frac{1}{R_M} (V_{dM}^2 + V_{qM}^2) \quad (163)$$

Dado que a referência é representada no eixo fluxo rotórico, sendo $\lambda_{Rq} = 0$ temos,

$$i_{Rq} = -\frac{L_M}{L_R} i_{Sq} \quad (164)$$

Devido o referencial estátorico, aplicamos (164) em (163), obtendo as perdas rotóricas,

$$P_{CuR} = \left(\frac{L_M}{L_R} \right)^2 i_{Sq}^2 \quad (165)$$

A soma total das perdas levadas em consideração para a otimização são dadas por,

$$P_{perdas} = P_{CuS} + P_{CuR} + P_{ferro} \quad (166)$$

Substituindo as pedas no ferro, cobre e núcleo em (166) encontramos,

$$P_{perdas} = R_S (i_{Sd}^2 + i_{Sq}^2) + R_R \frac{L_M^2}{L_R^2} i_{Sq}^2 + \frac{1}{R_M} \left(\omega_e^2 L_M^2 \left(\frac{L_{lR}}{L_R} \right)^2 i_{Sq}^2 + \omega_e^2 L_M^2 i_{Sd}^2 \right) \quad (167)$$

Rearranjando a equação temos,

$$P_{perdas} = i_{Sd}^2 \left(R_S + \frac{\omega_e^2 L_M^2}{R_M} \right) + i_{Sq}^2 \left(R_S + \frac{R_R L_M^2}{L_R^2} + \frac{\omega_e^2 L_M^2 L_{lR}^2}{R_M L_R^2} \right) \quad (168)$$

Assim, a expressão que minimiza as perdas é encontrada por meio da derivação das perdas em relação a corrente de eixo direto.

$$\frac{dP_{perdas}}{di_{Sd}} = i_{ds} = \sqrt{\frac{R_q}{R_d}} i_{Sq} \quad (169)$$

Onde,

$$R_q = R_S + \frac{R_R L_M^2}{L_R^2} + \frac{\omega_e^2 L_M^2 L_{lR}^2}{R_M L_R^2} \quad (170)$$

e

$$R_d = R_R + \frac{\omega_e^2 L_M^2}{R_R} \quad (171)$$

O inconveniente nesse método no trabalho proposto é a necessidade da resistência magnetizante, o que na prática é conseguida por meio de ensaios, porém no software Matlab/Simulink proposto, os modelos não contemplam a resistência de perdas. No entanto, através da retirada do coeficiente de atrito do modelo do Simulink e um monitoramento da potência de entrada e saída para uma eficiência ótima é possível determinar as perdas do motor, visto que que essas perdas não contemplam as perdas mecânicas, assim isolando as perdas na equação (167) do controle LMC podemos encontrar a resistência de perdas.

Os outros parâmetros são possíveis de serem encontrados através do próprio modelo do motor do Simulink.

Após implementar o modelo matemático no Matlab/ Simulink são obtidos alguns gráficos da otimização por meio do controle LMC, em que representam as correntes dos eixos qd, velocidade, potência e eficiência alcançada pela técnica.

Na Figura 25, a corrente de eixo direto é fixada em 8 A e após decorridos dois segundos o algoritmo inicia a busca da corrente ótima. Por se tratar de um modelo de equacionamento o valor é estimado de imediato, porém existe uma oscilação com duração de 2 segundos em que geram picos de 5,11 A e - 2,6 A em razão do controlador de velocidade não conseguir responder de imediato a essa mudança drástica de corrente fixada com a estimada. Após o tempo de ajuste do controlador a corrente estabiliza em 4,587 A decorridos 10 segundos do acionamento. Já, a corrente do eixo de quadratura tem um pico de 14,9 A, após esse pico sofre uma oscilação de 5,36 A e -1,22 A em razão da drástica mudança de corrente, e então estabiliza em 4,442 A.

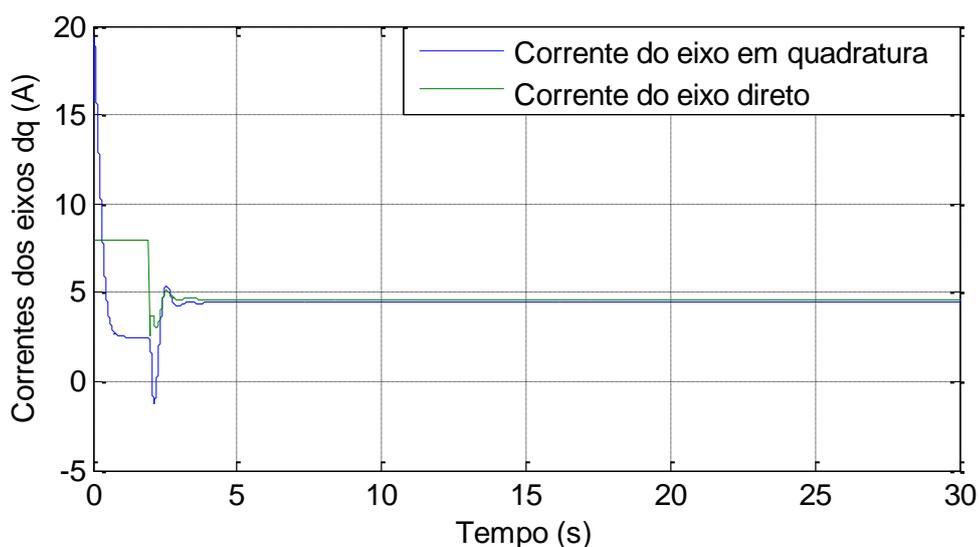


Figura 25 – Correntes eixos qd do controlador LMC.

Em decorrência da oscilação da corrente, a potência sofre uma exorbitante oscilação o que gera um pico de 1865,6 W. Decorridos 10 segundos do acionamento a potência estimada de máxima eficiência estabiliza em 1166,859 W, conforme a Figura 26.

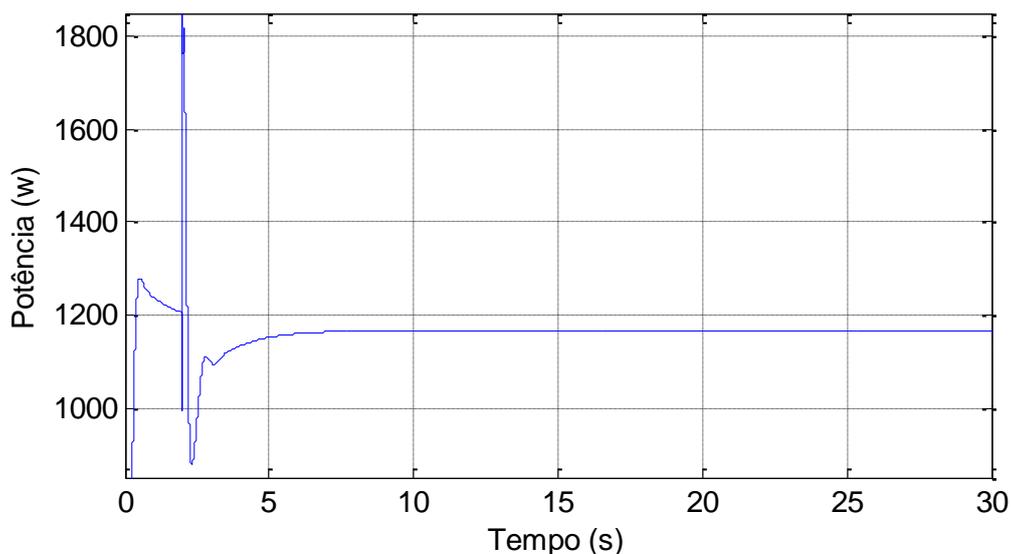


Figura 26 – Potência de entrada estimada pela técnica de LMC.

A velocidade do motor sofre oscilação, posto que o controlador de velocidade é mais lento que a mudança da corrente de eixo direto. Assim, há uma oscilação de velocidade de 1120 rpm e 745 rpm. Após 10 segundos a velocidade entra em regime estacionário de 900 rpm, momento em que foi encontrado a corrente de eficiência máxima do motor, conforme a Figura 27.

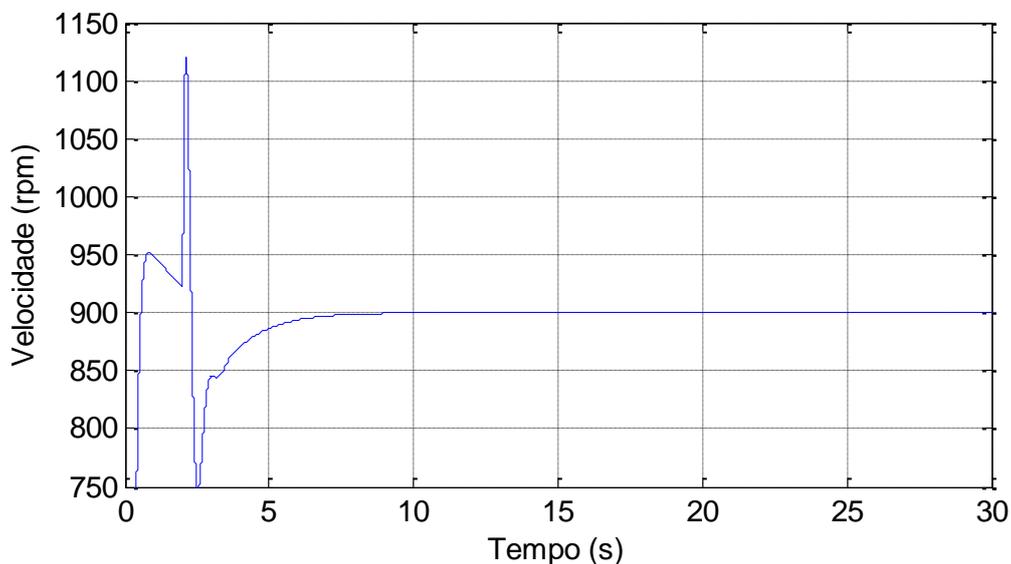


Figura 27 – Velocidade do motor utilizando a técnica de LMC.

Na Figura 28, a eficiência do motor com o controle LMC gera uma oscilação inicial devido a oscilação entre potência de entrada e saída, decorridos 10 segundos o controlador atinge 89,652 % de eficiência.

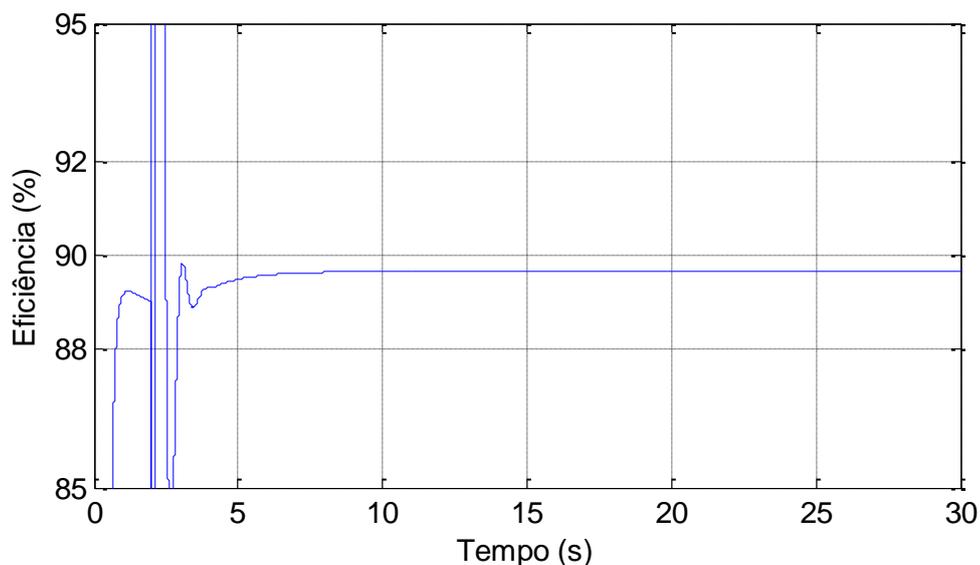


Figura 28 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de LMC.

A fim de verificar o comportamento do motor quando incrementado uma carga o torque de 11,1 N.m sofre um acréscimo de 4 N.m após 20 segundos do acionemnto, com isso o motor opera com torque total de 15,1 N.m.

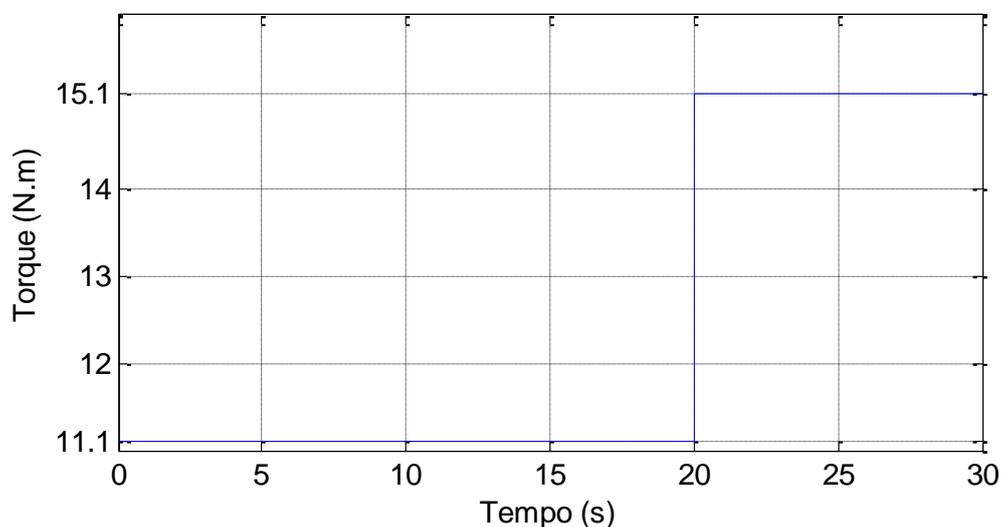


Figura 29 – Torque de 4 N.m incrementado ao motor.

A corrente de eixo direto e em quadratura se comportam de maneira similar com a estimação sem o degrau de torque, no entanto, após o incremento de carga a corrente de eixo direto tem um pico de 5,91 A, devido a uma perturbação de velocidade, logo após decorridos 2 segundos, a corrente de eixo direto estabiliza em

5,132 A. Já a corrente de eixo em quadratura gera um pico de 6,25 A e estabiliza em 5,149 A sucedido 2 segundos.

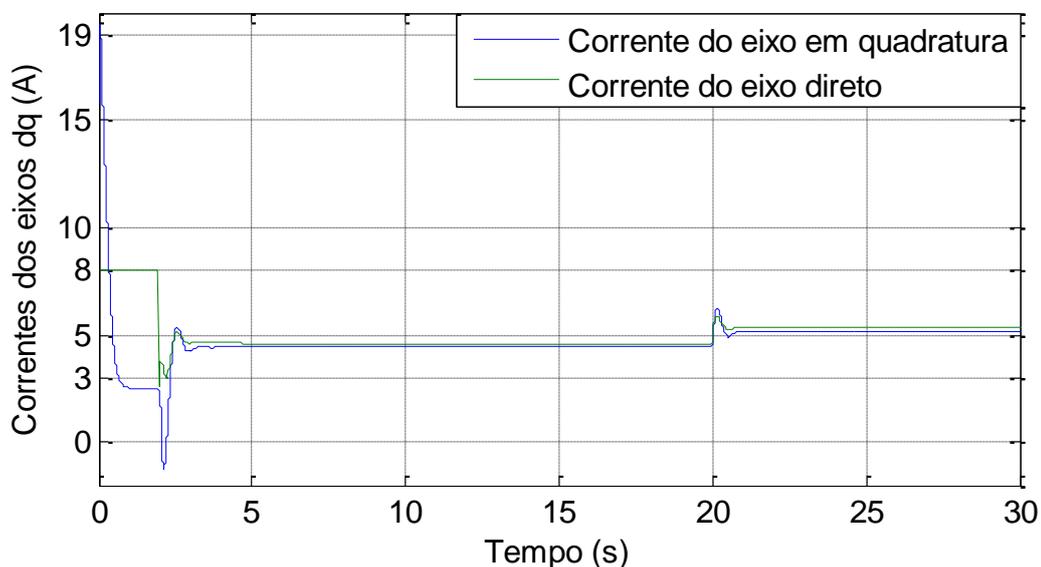


Figura 30 – Correntes eixos qd do controlador LMC com degrau de torque.

A Figura 31 mantém o mesmo comportamento da potência consumida pelo motor anterior ao incremento de carga, da Figura 26. No entanto, após o degrau de torque a potência tem um pico de 1573,7 W, o que leva 3 segundos para estabilizar em 1567,769 W.

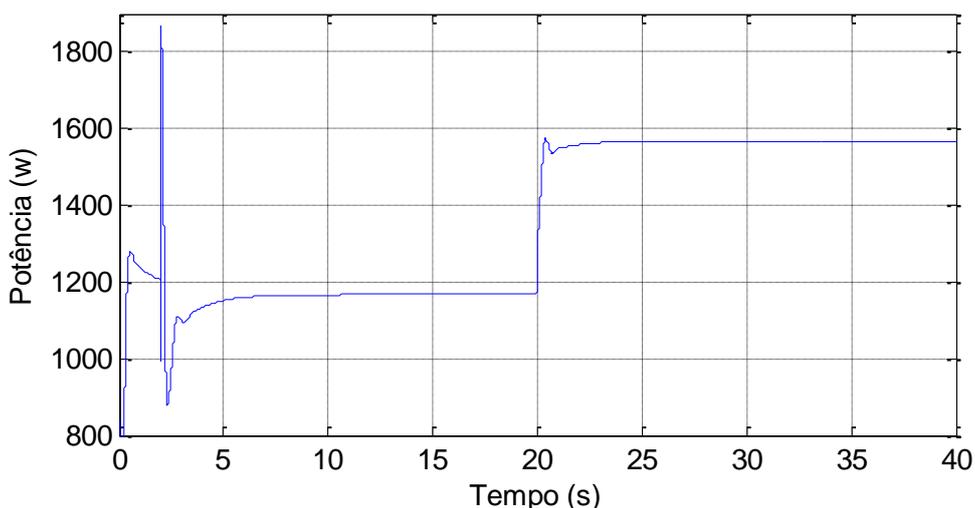


Figura 31 – Potência de entrada estimada pela técnica LMC com degrau.

A velocidade do motor, da Figura 32, tem um pico de 952 rpm durante os 2 segundos iniciais, em seguida o controlador estima a corrente de otimização do motor e conseqüentemente sofre oscilação de 1117,3 rpm e 745 rpm, passados 10

segundos iniciais a velocidade estabiliza nos 900 rpm. Após a entrada da carga ocorre uma queda de velocidade, assim sendo, a velocidade cai para 802 rpm e decorridos 10 segundos estabiliza nos 900 rpm.

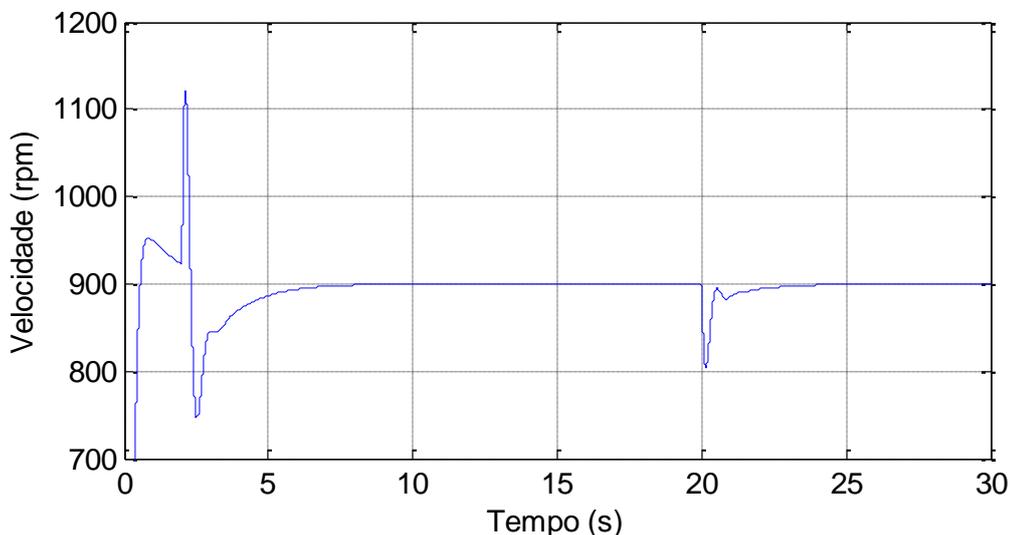


Figura 32 – Velocidade do motor utilizando a técnica LMC com degrau de torque.

Por meio do gráfico da Figura 33 temos o comportamento oscilatório nos instantes iniciais, devido a oscilação da potência, sendo possível após 10 segundos encontrar 89,653% de eficiência. Posteriormente a entrada da carga a eficiência pelo método LMC eleva-se para 90,772%.

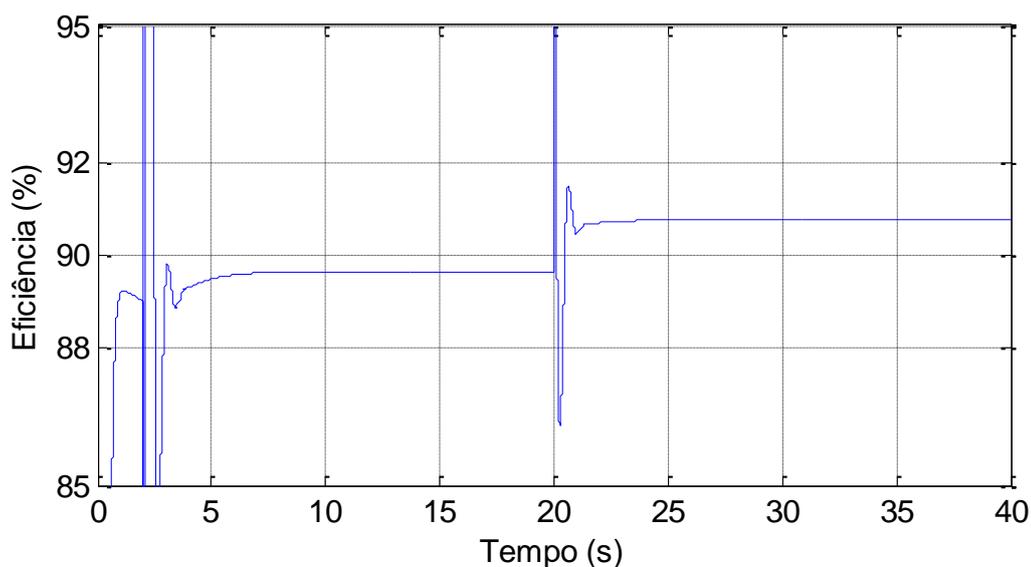


Figura 33 – Eficiência alcançada com o uso da técnica de SC.

4.3 Limitações das técnicas online e offline

Como se observa nas simulações realizadas com o método SC, um processo muito lento comparado com o LMC é produzido, porém numa tentativa de aumentar a rapidez da convergência uma limitação no passo de pesquisa surge, para demonstrar o comportamento indesejável do método foi ajustado um aumento do passo de ganho do controlador, de 0,05 para 0,5, para o torque de 11,1 N.m e velocidade de 900 rpm.

Na Figura 34, abaixo, é apresentado o comportamento do gráfico da velocidade em função do passo de otimização em 0,5 .

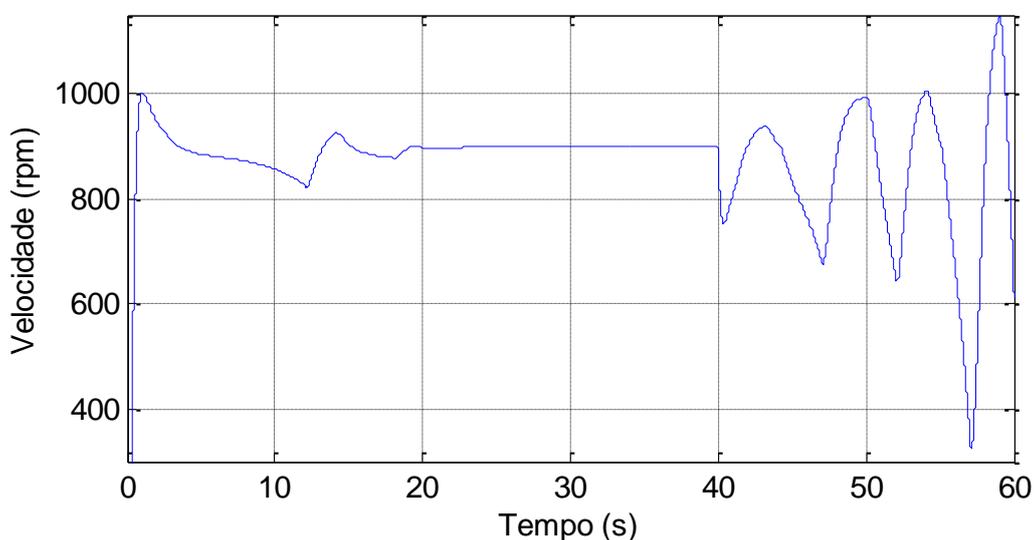


Figura 34 – Velocidade do motor utilizando a técnica SC com passo de 0,5.

Verifica-se que uma enorme perturbação na velocidade ocorre devido ao grande passo de ajuste corrente de eixo direto, em consequência do controlador de velocidade não responder de imediato à resposta dos degraus de corrente.

Na Figura 35 Figura 35, em consequência da velocidade, a potência sofre impacto direto.

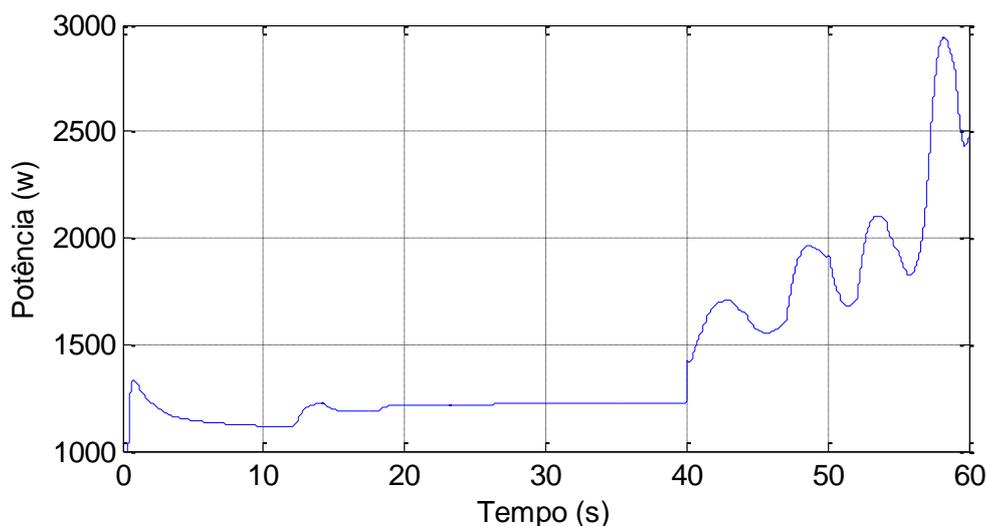


Figura 35 – Potência de entrada com passos de 0,5 pela técnica de SC.

Dessa forma a potência entra em regime oscilatório e o controlador de corrente não consegue encontrar a corrente de otimização do motor, em razão da potência ser diretamente monitorada pelo processo de busca.

Um passo do ganho de 0,005 para o controlador SC foi estabelecido na Figura 36.

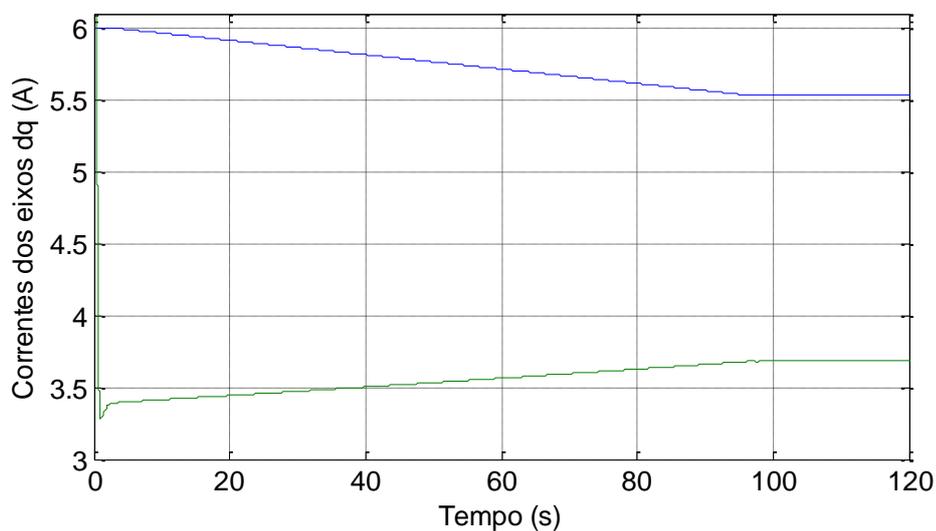


Figura 36 – Correntes dos eixos dq para controle SC com passo de 0,005.

Conforme apresentado, quando utilizado uma passo menor, o controlador de busca conduz a uma maior aproximação do ponto exato de otimização, dessa forma a corrente de eixo direto estabilizou em 5,5363 A com uma potência consumida de

1162,0374 W, de forma a elevar a eficiência para 90,03 %. Porém o tempo de convergência elevou-se para 120 segundos partindo de uma corrente fixa em 6 A.

Uma outra análise é realizada com o método LMC para o torque de 11.1 N.m e velocidade de 900rpm de modo a verificar o comportamento do distúrbio oscilatório inicial, em razão da drástica mudança do valor da corrente de eixo direto ocasionadas pela entrada do processo de estimação de corrente de máxima eficiência. Um valor próximo ao estimado pelo modelo de perdas é fixada na referência da corrente de eixo direto a fim de verificar seu comportamento.

No gráfico da Figura 37, abaixo, uma corrente foi fixada no valor de máxima eficiência encontrado pela equação do modelo de perdas , sendo de 4,587 A.

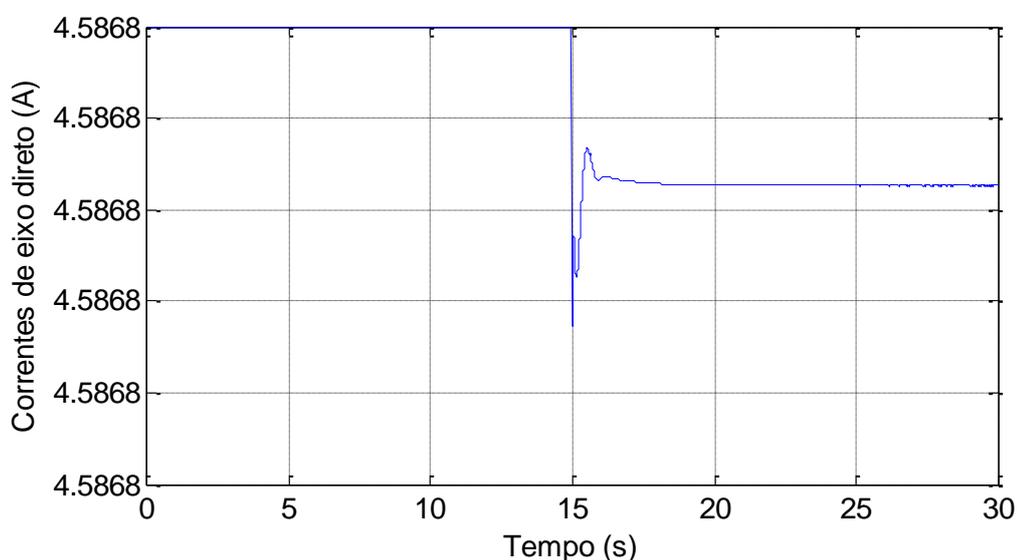


Figura 37 – Corrente de eixo direto na referência de 4,5868 A para técnica LMC.

É possível verificar que há uma perturbação no momento do acionamento do algoritmo, porém o valor do ponto de máxima eficiência durante a oscilação mantém-se inalterado.

Na análise da velocidade da Figura 38, uma mudança de corrente de eixo direto provoca uma pequena perturbação de velocidade .

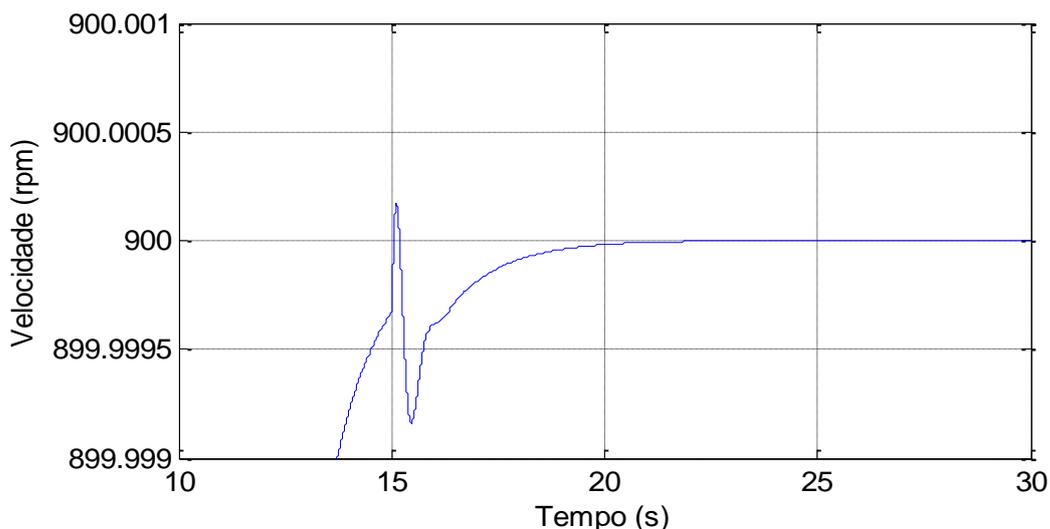


Figura 38 – Potência de entrada com valor I_d fixado na máxima eficiência.

Assim é possível verificar que a oscilação ocasionada pelo modelo de perdas nos instantes iniciais tem influência direta com o de degrau da mudança de corrente de eixo direto. Visto que o controlador de velocidade é lento e não consegue responder a variações imediatas do controlador de corrente.

4.4 Análise dos métodos

Fixando alguns valores de corrente em eixo direto no controlador de corrente, é possível através de iterações encontrar o ponto próximo da máxima eficiência.

Tabela 3 é realizada a iteração da corrente para diferentes situações de torque e velocidade aplicados ao motor de indução.

Tabela 3 – Otimização para diferentes operações por iteração da corrente de I_d .

		ITERAÇÃO			
Torque (N.m)	Velocidade (rpm)		Mínima	Máxima	Média
11,1	900	Corrente (A)	5,50	5,70	5,60
		Potência (w)	1162,0491	1162,112	1162,0438
15,1	900	Corrente (A)	6,25	7,00	6,44
		Potência (w)	1565,651	1562,450	1561,270
20,0	900	Corrente (A)	7,00	8,00	7,50
		Potência (w)	2051,015	2051,864	2050,418
30,0	900	Corrente (A)	8,50	9,25	9,00
		Potência (w)	3049,615	3048,764	3048,507
05,0	900	Corrente (A)	3,50	4,00	3,75

		Potência (w)	0553,686	0553,285	0553,204
11,1	500	Corrente (A)	5,00	6,00	5,50
		Potência (w)	0661,558	0661,398	0660,427
11,1	1300	Corrente (A)	5,00	7,00	6,00
		Potência (w)	1629,916	1634,780	1628,780

Através da tabela é possível verificar que a corrente de máxima eficiência com velocidade de 900rpm e torque de 11.1N.m está próxima de 5.6 A. Essa mesma análise é realizada nos gráficos anteriores, pelos método de SC e LMC.

É possível verificar que uma elevada alteração do ponto de máxima eficiência da corrente é ocasionada em razão da mudança de torque e isso reflete também em diferente consumo de energia. Na Tabela 4 as mesmas situações de torque e velocidade da Tabela 3 foram aplicados ao motor de indução com o propósito de analisar o comportamento da técnica de busca.

Tabela 4 – Otimização para diferentes operações por SC.

SC				
Torque (N.m)	Velocidade (rpm)	Corrente (A)	Potencia (W)	Tempo (s)
11,1	900	5.3666	1162.2000	72
15,1	900	6.3240	1561.3480	58
20,0	900	7.1165	2050.5753	45
30,0	900	8.7064	3048.8766	30
05,0	900	3.6539	0553.2792	110
11,1	500	5.3164	0660.5596	78
11,1	1300	5.4143	1683.9973	77

O método de busca trouxe valores muito próximos do ponto de máxima eficiência, e através da análise da potência é possível verificar que os valores consumidos pelo motor são aproximados.

Um ponto mais exato poderia ser conseguido através da diminuição do passo de busca, que se encontra em 0,05. Porém, diminuir o passo significa deixar o contrador mais lento. Por outro lado, aumentar o passo pode acarretar oscilações de potência e o controlador de busca realizar uma leitura de potência equivocada, logo não conseguir rastrear o ponto de otimização.

Na Tabela 5 é aplicado a mesma situação de operação anterior recorrendo a técnica offline de perdas.

Tabela 5 – Otimização para diferentes operações por LMC.

LMC				
Torque (N.m)	Velocidade (rpm)	Corrente (A)	Potencia (W)	Tempo (s)
11,1	900	4,5868	1166,8594	10
15,1	900	5,3167	1567,7697	10
20,0	900	6,0928	2058,8920	10
0,0	900	7,4292	3061,1600	10
05,0	900	3,1647	0555,4705	10
11,1	500	5,0882	0661,1911	10
11,1	1300	4,1376	1696,5224	10

Os resultados dessa técnica demonstram um maior distanciamento do ponto de máxima eficiência em relação a técnica online. Isso é causado pela dificuldade de se obter um modelo de perdas matemático que represente precisamente as perdas do motor. Além disso, nesse modelo, as perdas complementares e histereses são negligenciadas no modelo. Também podemos perceber que para algumas situações o controle offline estima um valor aproximado do ponto de otimização, no entanto, isso é influenciado devido a um comportamento não linear da resistência de perdas do motor. No entanto, o modelo de perdas offline é um processo rápido de estimação.

Na Tabela 6, é representada a eficiência dos controladores de acordo com o respectivos torque e velocidade.

Tabela 6 – Eficiência dos controladores SC e LMC.

Eficiência			
Torque (N.m)	Velocidade (rpm)	LMC (%)	SC (%)
11,1	900	89.6526	90.0120
15,1	900	90.7722	91.1456
20,0	900	91.5492	91.9205
30,0	900	92.3620	92.7342
05,0	900	84.8335	85.1695
11,1	500	87.8986	87.9826
11,1	1300	89.0682	89.7306

Na Tabela 6, é possível verificar que o controlador de busca, em todas as situações, trouxe uma maior eficiência utilizando passo de 0,05, essa eficiência poderia ser elevada para uma passo menor, porém o processo de busca ficaria muito lento. O controlador por modelo de perdas offline da mesma forma respondeu

a uma otimização, porém com menor precisão, por outro lado o tempo da solução ocorreu em um período de tempo menor.

Assim os controladores SC e LMC possuem suas particularidades e dependendo da situação é mais conveniente usar um ou outro, portanto vai depender do tempo que um motor opera e sua intensidade de variação de torque ou velocidade.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse trabalho de conclusão de curso apresentou um estudo sobre controladores de velocidade com otimização da eficiência online por meio de um método de busca, e da técnica offline mediante utilização de um modelo de perda, com o propósito de obter um aumento da eficiência de motores de indução trifásicos.

Para obter esse sistema de controle foi adquirido um modelo de motor de indução através do software Matlab/Simulink e a modelagem matemática foi utilizada para validar o modelo.

A modelagem matemática utiliza as transformadas de Clark e Park, a fim de transformar um modelo convencional abc em um sistema de dois eixos, direto e em quadratura, em que controlam o fluxo e o torque, respectivamente, de maneira independente. O sistema de controle desse trabalho é referenciado ao fluxo rotórico em um referencial móvel onde foi utilizado o controle vetorial IFOC, sendo compostos por controladores PI para a planta elétrica em que utilizam controladores de corrente, e a planta mecânica que é constituída pelo controlador de velocidade.

Para isso foram apresentados os tipos de controladores mais usuais para obtenção da função de transferência desta máquina, assim sendo possível projetar os controladores PI da malha de controle no intuito de obter os ganhos proporcionais e integrais do controlador.

Diante da correta modelagem é possível implementar o controlador de eficiência em uma abordagem comparativa entre o método online e offline na otimização da eficiência de motores de indução.

Na estimação da corrente de eixo direto de máxima eficiência, em uma abordagem online, utilizou-se o controlador de busca, SC, na qual se aplica uma variação de corrente em eixo direto no instante em que faz o monitoramento da potência consumida pelo motor. Esse método não necessita do conhecimento de nenhum outro parâmetro, e dessa forma a exata convergência depende do passo aplicado no degrau de corrente em eixo direto. O tempo de convergência é grande se comparado com o LMC, e na tentativa de aumentar o passo de convergência, a fim de diminuir o tempo de busca, uma oscilação é provocada no sistema de modo a impossibilitar o monitoramento da potência. Em vista disso um limite de passo é admitido no algoritmo de busca, já que a diminuição do passo provoca o aumento do tempo de busca

O método offline utiliza um modelo de perdas, LMC, em que é necessário o conhecimento dos parâmetros do motor e velocidade estatórica. Assim sendo, existe um impasse nesse método, já que além da dificuldade de se obter os parâmetros da máquina esses mesmos sofrem alteração de valores em consequência da temperatura do motor. Por outro lado, o tempo de convergência é menor, dessa forma em poucos segundos o motor já opera em máxima eficiência. Por se tratar de um modelo matemático existem diferentes equações que abordam as perdas do motor, logo a estimação de um valor de corrente ótima depende de uma correta modelagem matemática, o que é dificilmente conseguida.

Uma favorável otimização de eficiência é alcançada por ambos os métodos de otimização, a escolha de qual utilizar depende da aplicação, ou seja, o tempo em que o motor opera sem mudança de velocidade ou torque.

Para comparação entre os métodos online e offline foram apresentados resultados através de simulações efetuadas no software Matlab/Simulink. Portanto os resultados foram comprovados pelas teorias propostas, assim os métodos podem ser utilizados em sistemas de controle vetorial implementados para a máquina de indução trifásica em prática.

Com os estudos realizados com controladores de otimização, sugere-se para trabalhos futuros a implementação do método de otimização por enxame de partículas, PSO, ou ainda, aplicação de métodos híbridos mediante uso dos controladores de busca, modelo de perdas ou técnicas fuzzy. Dessa forma será possível realizar uma comparação com outros métodos de otimização.

REFERÊNCIAS

- AARNIOVUORI, L. et al. **Measurements and Simulations of DTC Voltage Source Converter and Induction Motor Losses**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 59, n.5, p. 2277-2287, May, 2012.
- ABRAHAMSEN, Flemming, et al. **On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications**. IEEE Transactions On Industry Applications, v. 34, n. 4, p. 822-831, Jul./Aug, 1998.
- ALMEIDA, Bruno DE. **Modelagem do motor de indução em estudos de estabilidade de tensão**. 114 f. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.
- AGUILAR, G. Mino. **A Comparative Analysis of Two Neural-Network-Based Estimators for Efficiency Optimization of an Induction Motor Drive**. International Power Electronics Congress, p. 1-6, Oct, 2006.
- AZZOLIN, Rodrigo Zelir. **Identificação Automática dos Parâmetros Elétricos de Motores de Indução Trifásicos**. 103 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.
- BERNAL, Fidel Fernández; CERRADA, Aurelio García; FAURE, Roberto. **Model-Based Loss Minimization for DC and AC Vector-Controlled Motors Including Core Saturation**. IEEE Transactions On Industry Applications. v. 36, p. 755-763, May./Jun, 2000.
- BOGLIETTI, A. et al. **Influence of the Sinusoidal Supply Frequency on the Induction Motor Stray Load Losses**. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , v. 59, n.5, p. 1847-1851, May, 2012.
- BRERETON, D. S.; LEWIS D. G.; YOUNG C. G. **Representation of Induction Motor Loads During Power System Stability Studies**. IEEE Transactions of the American Institute of Electrical Engineers , v. 76, p. 451 – 460. Aug, 1957.
- CÂMARA, Helder Tavares. **Controle adaptativo robusto por modelo de referência aplicado a motores de indução trifásicos**. 161 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.
- CARVALHO, Carlos Eduardo DE. **Análise comparativa de técnicas MRAS aplicadas à estimação de velocidade de máquinas de indução trifásicas**. 102 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2005.
- CHAKRABORTY, Chandan; HORI, Yoichi. **Fast Efficiency Optimization Techniques for the Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drives**. IEEE Transactions on Industry Applications. v.39, n.4, p.1070-1076, Jul./Ago. 2003.

CHAPMAN, Stephen J. **Máquinas Elétricas**. 3. ed. Mc Graw Hill, 2000.

CHELLIAH, T.R.; YADAV, J.G.; SRIVASTAVA, S.P.; AGARWAL, Pramod. **Optimal Energy Control of Induction Motor by Hybridization of Loss Model Controller Based on Particle Swarm Optimization and Search Controller**. World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing, p.1178-1183, 2009.

DIAB, Ahmed A. Zaki; KOTIN, Denis A.; PANKRATOV, Vladimir V. **Speed Control of Sensorless Induction Motor Drive Based On Model Predictive Control**. IEEE XIV International Conference On Micro/Nanotechnologies And Electron Devices EDM, p. 269-274, 2013.

EINLOFT, Diego. **Projeto automático de controle de velocidade sem sensor mecânico para motores de indução trifásicos**. 106 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

EL-SOUSY, Fayez F. M. **Adaptive Dynamic Sliding-Mode Control System Using Recurrent RBFN for High-Performance Induction Motor Servo Drive**. IEEE Transactions On Industrial Informatics, v. 9, n.4, p. 1922-1936, Nov, 2013.

FAMOURI, P.; CATHEY, J. J. **Loss minimization control of an induction motor drive**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, p. 32–37, Jan./Feb, 1991.

FERNANDES, Marc Lamas. **Modelação e Controlo de um Motor Brushless**. 46 f. Relatório Final (Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.

FITZGERALD A. E.; KINGSLEY, Charles Jr.; UMANS, Stephen D. **Maquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6 ed. : Artmed, 2006.

GARCIA, G. O.; MENDES LUIS, J. C.; WATANABE, E. H. **An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive**. IEEE Transactions On Industrial Electronics, v.41, p.533-539, Oct. 1994.

GASPARETTO, Radamés. **Projeto de conclusão controle vetorial do motor de indução**. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2006.

GASTALDINI, Cristiane Cauduro. **Controle de velocidade sensorless de motores de indução trifásicos sujeitos a distúrbios de torque**. 134 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

GONZALEZ, A.; HERNANDEZ, C.; ARJONA, M. A. **A Novel High-Efficiency Parallel-Winding Connection for a Three-Phase Induction Motor Fed by a Single-Phase Power Supply**. IEEE Transactions On Energy Conversion, v.29, n.2, p. 269-277, Jun. 2014.

HAMID, Radwan H. A.; AMIN, Amr M. A.; AHMED, Refaat S.; EL-GAMMAL, Adel A. A. **New Technique For Maximum Efficiency And Minimum Operating Cost Of**

Induction Motors Based On Particle Swarm Optmization (PSO). Power Systems Conference, Eleventh International Middle East. p. 416-420, 2006.

HAMID, Radwan H. A.; AMIN, Amr M. A.; AHMED, Refaat S.; EL-GAMMAL, Adel A. **Optimal Operation of Induction Motors Based on Multi-Objective Particle Swarm Optimization (MOPSO).** Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. p.1079-1084, Nov. 2007.

HWANG, Young H.; PARK, K. Ki; YANG, Hai W. **Robust Adaptive Backstepping Control for Efficiency Optimization of Induction Motors with Uncertainties.** IEEE International Symposium on Industrial Electronics, p. 878-883, 2008.

HUSSEIN, Emad; MUTSCHLER, Peter. **Improving and Measuring the Efficiency of the Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor.** IEEE 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, p.681-688. 2010.

HUSSEIN, Emad; MUTSCHLER, Peter. **Optimal Flux Loss Model Based of Speed Sensorless Vector Control Induction Motor.** International Conference on Power Electronics, Machines and Drive. n. 6, p.6, abr. 2010.

IORDANI, Kioskeridis; MARGARIS, Nikos. **Loss Minimization in Induction Motor Adjustable-Speed Drives.** IEEE Transactions On Industrial Electronics. v.43 p. 226-231, Feb. 1996.

KIM ,G. K.; HA I. J.; KO M. S. **Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency.** IEEE Transactions on Industry Applications, v.39, p. 323–333, Aug. 1992.

KIOSKERIDIS, I.; MARGARIS, N. **Loss minimization in induction motor adjustable speed drives.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 43, p.226–231, Feb. 1996.

KIOSKERIDIS, I.; MARGARIS, N. **Loss minimization in scalar controlled induction motordrives with search controllers.** IEEE Transactions on Industry Applications, Journals & Magazines, v. 11, p.213–220, Feb. 1996.

KIRSCHEN, Daniel S.; NOVOTNY, Donald W.; LIPO, Thomas A. **On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive.** IEEE Transactions on industry applications. v. IA-21, n. 4, p. 610-616, May./Jun. 1985.

KIRSCHEN, Daniel S.; NOVOTNY, Donald W.; LIPO, Thomas A. **Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive.** Power Engineering Review, IEEE . v. 2, n.1, p.34, 1987.

KIRSCHEN, Daniel S.; NOVOTNY, Donald W., SUWANWISOOT, Warin. **Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives.** IEEE Transactions On Industry Applications, v. IA-20, n.5, p. 1244-1250, Sep./Oct. 1984.

KUMAR, K.Ranjith; SAKTHIBALA, D.; PALANISWAMI S. **Efficiency Optimization of Induction Motor Drive using Soft Computing Techniques**. International Journal of Computer Applications. v. 3, n.1, p. 6-12, Jun. 2010.

KUSKO, Alexandre; GALLER, Donald. **Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives**. IEEE Transactions On Industry Applications, v. IA-19, n.4, p.561-570, Jul./Aug. 1983.

KOSOW, Irving L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 4. Ed. : Editora Globo, 1982.

KRAUSE, Paul C.; WASUNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D. **Analysis of Electric Machinery and Drive System**. IEEE Press & Wiley Interscience USA. n.5, 2002.

KRON, G. **Equivalent Circuits of Electric Machinery**. John Wiley and Sons, New York, 1951.

LIM, S.; NAM, K. **Loss-minimising control scheme for induction motors**. IEEE Proceedings Electric Power Applications. v.151, p.385-397. 2004.

LIWEI, Zhang; JUN, Liu; XUHUI, Wen. **A New Fuzzy Logic Based Search Control for Efficiency Optimization of Induction Motor Drives**. Power Engineering Conference, p. 1-526. 2005.

LORENZ, Robert D.; YANG, Sheng-Ming. **Efficiency-Optimized Flux Trajectories for Closed-Cycle Operation of Field-Orientation Induction Machine Drives**. IEEE Transactions On Industry Applications. v. 28, p.574-580, May. /Jun.1992.

MACHADO, Kleyser Cuzzuol. **Impacto de tensões desequilibradas em motores de indução trifásicos**. 54 f. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2008.

MAGZOUN, Muawia A.; SAAD, Nordin B; IBRAHIM, Rosdiazli B. **Analysis and Modeling of Indirect Field-Oriented Control for PWM-driven Induction Motor Drives**. IEEE Conference on Clean Energy and Technology, p. 488-493, 2013.

MENGHAL, P. M.; LAXMI, A. Jaya. **Neural Network Based Dynamic Simulation of Induction Motor Drive**. IEEE International Conference on Power Energy and Control, Energy and Control (ICPEC), p. 556-571, 2013.

MINO AGUILAR, G.; MORENO EGUILAZ, J.M.; PRYYMA, B.; PERACAUL, J.; BERISTAIN, J. A. **A Comparative Analysis of Two Neural-Network-Based Estimators for Efficiency Optimization of an Induction Motor Drive**. International Power Electronics Congress 10th IEEE, p. 6, Oct. 2006.

MOREIRA, Julio C.; LIPO, Thomas A.; BLASKO, V. **Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor drive**. IEEE Transactions on industry applications. v. 21, n. 5, Sep./Oct. 1991.

Nam, Sang Woo; Uddin, M. Nasir. **Model-Based Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics v. 3, p. 2367-2372, Jul. 2006.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4 ed. ABDR, 2003.

PARK, R. H. **Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I** . IEEE Transactions of the American Institute of Electrical Engineers , p. 350-355, 2013.

POUNGCHING-NGAM et al. **The Optimal Energy and Environmental Management Criteria of Used Induction Motor in Thailand to Enhance Economic Value**. IEEE Transactions On Industrial Informatics, International Conference and Utility Exhibition on Power and Energy Systems v. 9, n.4, p. 4, Nov. 2011.

Projetos De Sistemas De Controle: **Controladores Do Tipo Proporcional, Integral e Diferencial**. Pontifícia Universidade do Rio Grande do Sul.

QU, Zengcai; HINKKANEN, Marko. **Loss-Minimizing Control os synchronous Relutance Motors – A Review**. IEEE International Conference on Industrial Technology, p. 350-355, 2013.

RAMESH, L.; CHOWDHURY, S. P.; CHOWDHURY, S.; SAHA, A. K. ; SONG, Y. H. **Efficiency Optimization of Induction Motor Using a Fuzzy Logic Based Optimum Flux Search Controller**. International Conference on Drives and Energy Systems Drives and Energy Systems, p. 1-6, 2006.

RAMESH, Tejavathu; PANDA, A. K.; KUMAR, S. Shiva. **Type-1 and Type-2 Fuzzy Logic Speed Controller Based High Performance Direct Torque and Flux Controlled Induction Motor Drive**. IEEE India Conference, p. 6, 2013.

REGINATTO, Romeu. **Modelagem do motor de indução**. 52 f. Relatório Técnico; Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.

REN, JinQi; LI, YaoHua; Xu, Wei; WANG, Ke; **Loss Model Establishment and Efficiency Optimization Control of Single Sided Linear Induction Motor**. IEEE International Conference on Industrial Technology, p. 1-5, 2008.

ROWAN, Timothy M.; LIPO, Thomas A. **A Quantitative Analysis of Induction Motor Performance Improvement by SCR Voltage Control**. IEEE Transactions On Industry Applications, v. IA-19, n.4, p. 545-556, Jul./Aug, 1983.

SCARMIN, Alcir. **Otimização da eficiência energética no acionamento de motores de indução utilizando técnicas de controle adaptativo em tempo discreto**. 109 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato branco, 2011.

SERGAKI, Eleftheria S.; STAVRAKAKIS, George S. **Online Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC**

Vector Controlled Motors. International Conference on Electrical Machines. p. 7, 2008.

SEVERINO, Púplio B. **Um Estudo de Estimativa de Fluxo e Conjugado em Motores de Indução Trifásicos – Implementação Utilizando DSP.** 97 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2005.

SOUSA, G.C.D.; BOSE, B.K.; CLELAND, J.G. **A fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive.** IEEE Transactions on Industry Applications. v. 42, p. 192–198, 1995.

SOUSA, Kleiton De Moraes. **Validação de modelo térmico e elétrico de motor de indução empregando redes de bragg em fibra ótica.** 122 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2011.

SOUZA, Durval de Almeida; ARAGÃO FILHO, Wilson C. P. de; SOUSA, Gilberto Costa Drumond. **Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors.** IEEE Transactions On Industrial Electronics. v.54, n.4, p. 2157-2164, Aug. 2007.

SOUZA JÚNIOR, Antonio Barbosa DE. 73 f. **Estudo e implementação de um servoposicionador aplicando controle vetorial indireto a um motor de indução trifásico.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

SOWMIYA, M.; RENUKADEVI, G.; RAJAMBAL, K. **IFOC of Five-Phase Induction Motor Drive.** IEEE International Conference on Power, Energy and Control, p. 304-309, 2013.

STĂNESCU, Dan Gabriel; BOJOI, Iustin Radu; NICOLAE, Petre Marian. **Dynamic Performance of a Speed Sensorless Induction Motor Drive with Flux Weakening Operation.** IEEE Department of Electrical Engineering, International Conference on Applied and Theoretical Electricity, v. 59, n.5, p. 2277-2287, May. 2012.

STANLEY, H. C. **An Analysis of the Induction Motor,** IEEE Electrical Engineering, v. 57, p. 751-755, 1938.

SUL, S.K.;PARK, M.H. **A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor.** IEEE Transactions on Industry Applications, p. 192–199, 1988.

TA, Cao-Minh; HORI, Yoichi. **Convergence Improvement of Efficiency-Optimization Control of Induction Motor Drives.** IEEE Transactions On Industry Applications. v.37, n.6, p.1746-1753, Nov./Dec, 2001.

UDDIN, M. Nasir; NAM, Sang Woo. **Development of a Nonlinear and Model-Based Online Loss Minimization Control of an IM Drive.** IEEE Transactions On Energy Conversion. v.23, n.4, p. 1015-1024, Dec. 2008.

UDDIN, M. Nasir; NAM, Sang Woo. **New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive**. IEEE Transactions On Energy Conversion. v.23, n.2, p. 926-933, Mar. 2008.

VIEIRA, Rodrigo Padilha. **Servocontrole de velocidade aplicado a motores de indução monofásicos sem sensor es mecânicos**. 113 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

VIEIRO, Júnior. **Modelagem Matemática E Controle Do Motor Brushless Dc**. 92 f. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2013.

WAHEEDABEEVI, M.; SUKESHKUMAR. A; NAIR, N. S. **New Online Loss-Minimization-Based Control of Scalar and Vector-Controlled Induction Motor Drives**. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. p. 1-7, Dec. 2012.