

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

CEZAR ROGÉRIO GUEDES

**OTIMIZAÇÃO ELÉTRICA DE UMA PONTE ROLANTE UTILIZANDO
CONTROLE VETORIAL COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

VITÓRIA

2018

CEZAR ROGÉRIO GUEDES

**OTIMIZAÇÃO ELÉTRICA DE UMA PONTE ROLANTE UTILIZANDO
CONTROLE VETORIAL COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

VITÓRIA

2018

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)
Sandra Mara Borges Campos – CRB-6 ES-000593/O

G924o Guedes, Cezar Rogério, 1980-
Otimização elétrica de uma ponte rolante utilizando controle
vetorial com enfraquecimento de campo / Cezar Rogério
Guedes. – 2018.
82 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Motores elétricos a indução. 2. Acionamento elétrico.
3. Controle vetorial. 4. Conversores de frequência. 5. Eficiência
energética. 6. Enfraquecimento de campo. I. Encarnação, Lucas
Frizera. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro
Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

CEZAR ROGÉRIO GUEDES

**OTIMIZAÇÃO ELÉTRICA DE UMA PONTE ROLANTE UTILIZANDO
CONTROLE VETORIAL COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

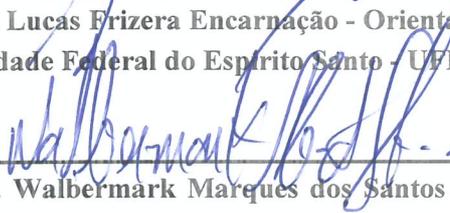
Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 28 de março de 2018.

COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES



**Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos - Membro Interno ao
PPGEE**
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES



Prof. Dr. Marcelo Brunoro – Membro Externo ao PPGEE
**Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Espírito
Santo - IFES**

*Que os vossos esforços desafiem as impossibilidades,
lembrai-vos de que as grandes coisas do homem foram
conquistadas do que parecia impossível.*

(Charles Chaplin).

*À minha família, meus amigos e, especialmente, à
minha esposa Fernanda e à minha filha Yasmin que
sempre me deram a força necessária para seguir em
frente nos momentos de dificuldade.*

À Deus, acima de tudo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por possibilitar esta conquista e sem o qual eu nada seria.

À minha família, pelo suporte nos momentos de desânimo e pela confiança na minha capacidade que sempre me transmitiram.

Aos colegas de trabalho que sempre me apoiaram.

Aos colegas de sala que sempre me ajudaram a superar os obstáculos, em destaque ao amigo Antonio Marcos Delai, que percorreu grande parte do caminho em parceria comigo.

Ao meu orientador, professor Dr. Lucas Frizzera Encarnação, pelo apoio e por me mostrar o caminho a seguir nos momentos de indefinição.

Gostaria de deixar um agradecimento especial à minha esposa Fernanda, pelo apoio incondicional e à minha filha Yasmin que, com sua existência e seu carinho, sempre me deu energia e força necessárias para continuar.

RESUMO

Este estudo apresenta a aplicação de uma otimização elétrica em um sistema de elevação de uma ponte rolante, em regime permanente, utilizando conversor de frequência com controle vetorial de fluxo. Foi utilizada a metodologia de enfraquecimento de campo em função do sobredimensionamento normalmente utilizado em aplicações em pontes rolantes.

A metodologia foi confirmada através de simulação com uma máquina genérica operando com várias combinações de cargas e correntes de magnetização. Uma aplicação típica foi escolhida na elevação auxiliar da ponte rolante 51PR12 na Área de Condicionamento da ArcelorMittal Tubarão. Esta ponte é utilizada para movimentar caçambas de carepa metálica, resultante do processo de escarfagem de placas de aço.

Resultados práticos foram obtidos, confirmando a aplicabilidade da metodologia. Definido o valor ótimo de referência de corrente de magnetização para o conversor, do ponto de vista de otimização energética, baseado no ciclo de trabalho operacional e calculado o ganho obtido.

O ciclo de trabalho operacional consiste em deixar uma caçamba vazia na posição de coleta e tirá-la após estar cheia de carepa. Não é possível alterar a referência da corrente de magnetização dinamicamente (trata-se de um parâmetro de configuração do conversor), então foi definido o valor ótimo de referência através de cálculos com as duas cargas e correntes de magnetização, mesclando as duas movimentações características.

ABSTRACT

This study shows a steady state hoist crane electrical optimization application using a vector control frequency converter. Field weakening methodology was used because of oversizing normally used in cranes application.

The methodology was confirmed by simulation with a generic machine operating in a large range of load and magnetization current. A typical application was chosen, in an auxiliary hoist at crane 51PR12 at Slab Conditioning Area on ArcelorMittal Tubarão. This crane is used to move metallic scrap bucket, resulted of steel slab scarfing process.

Practical results were obtained confirming the methodology. Defined the optimal magnetization current reference to drive, in energy optimization point of view, based on operational work cycle and calculated the gain obtained.

The operational work cycle consists to left an empty bucket at collecting position and takes it out when it is full. Isn't possible to change dynamically this current reference (is a configuration parameter of drive), so was defined the optimal reference based calculation with this two loads and optimal magnetization current, merging this two characteristic movements.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	14
1.1 ESTRUTURA DO TRABALHO	21
2 MOTORES ELÉTRICOS.....	23
2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	24
2.2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR GAIOLA DE ESQUILO	25
2.2.1 Modelamento matemático do motor de indução trifásico	27
3 ACIONAMENTOS ELÉTRICOS.....	36
3.1 CONTROLE ESCALAR.....	38
3.2 CONTROLE VETORIAL COM ORIENTAÇÃO DE FLUXO	40
4 OTIMIZAÇÃO ENERGÉTICA APLICADA A UM MOTOR DE INDUÇÃO.....	46
4.1 PERDAS EXISTENTES NO MOTOR DE INDUÇÃO	46
4.1.1 Perdas por Efeito Joule	47
4.1.2 Perdas por Correntes Parasitas (Foucault).....	47
4.1.3 Perdas por Histerese Magnética	48
4.1.4 Perdas por Atrito e Ventilação.....	48
4.1.5 Perdas Suplementares	48
4.2 METODOLOGIAS DE OTIMIZAÇÃO EXISTENTES.....	50
4.2.1 Controle de Estado Simples.....	50
4.2.2 Controle Baseado no Modelo de Perdas.....	51
4.2.3 Controle de Busca.....	51
4.3 FILOSOFIA DOS CONTROLADORES DE BUSCA	51
4.4 METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO UTILIZADA NO TRABALHO.....	52
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	55
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	64
7 APLICAÇÃO PRÁTICA DA METODOLOGIA.....	71
8 CONCLUSÃO	75
8.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	75
REFERÊNCIAS	77

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1- Placa de aço sendo transportada por Ponte Rolante	16
Figura 2 - Diagrama Unifilar Multimotores	17
Figura 3 - Diagrama Unifilar com um Motor	18
Figura 4 - Ponte Rolante 51PR12	19
Figura 5- Gráfico de velocidade e corrente da elevação auxiliar da 51PR12	20
Figura 6 - Classificação de Motores Elétricos	23
Figura 7- Princípio de Funcionamento do Motor Elétrico de Indução	24
Figura 8 - Forma construtiva do Motor de Indução com Rotor Gaiola Esquilo	26
Figura 9 - Circuito equivalente por fase, eixo ABC	28
Figura 10 - Relação entre os eixos ABC e dq0	31
Figura 11 - Circuito equivalente do motor de indução no eixo d	34
Figura 12 - Circuito equivalente do motor de indução no eixo d	34
Figura 13 - Visão geral básica de um conversor de frequência	37
Figura 14 - Curva tensão x velocidade com <i>boost</i> de tensão	39
Figura 15 - Circuito equivalente simplificado no eixo dq0	41
Figura 16 - Eixo d alinhado com o fluxo do rotor	41
Figura 17 - Diagrama de blocos do controle vetorial de fluxo orientado	44
Figura 18 – Localização das perdas no motor de indução	46
Figura 19 - Diagrama de Sankey de perdas no motor	49
Figura 20 - Distribuição de perdas num motor de indução de 15 CV	50
Figura 21 - Resposta de um algoritmo de busca para um motor de 1,5 kW	52
Figura 22 - Fluxograma da metodologia utilizada	53
Figura 23 - Diagrama de blocos da simulação efetuada	55
Figura 24 - Sinal de referência de velocidade aplicado na simulação	55
Figura 25 - Controlador da malha de velocidade	56
Figura 26 - Bloco de cálculo de escorregamento	56
Figura 27 - Somador para determinação da velocidade angular síncrona	57
Figura 28 - Controladores de corrente	57
Figura 29 - Sinais de tensão a serem aplicados no motor	58
Figura 30 - Fontes de tensão controladas	58
Figura 31 - Diagrama de blocos das medições de energia e coeficiente energético	60
Figura 32 - Blocos de cálculos de energia e coeficiente energético	61
Figura 33 - Coeficientes energéticos	61
Figura 34 - Acionamento da elevação auxiliar da ponte rolante 51PR12: (a) motor de indução e (b) conversor de frequência	64
Figura 35 - Caçambas de recolhimento de carepa: (a) vazia e (b) cheia	65
Figura 36 - Corrente no estator	67
Figura 37 - Potências com a caçamba vazia	68

Figura 38 - Potências com a caçamba cheia	68
Figura 39 - Fator de potência.....	69
Figura 40 - Diagrama fasorial das correntes do estator do motor em cada teste.....	69
Figura 41 - Velocidade e correntes da caçamba vazia na condição original.....	71
Figura 42 - Velocidade e correntes da caçamba vazia na condição ótima	71
Figura 43 - Velocidade e correntes da caçamba cheia na condição original.....	72
Figura 44 - Velocidade e correntes da caçamba cheia na condição ótima	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Estudos nas áreas de otimização energética em motores de indução.....	14
Tabela 2 - Consumo energético por classe (GWh).....	15
Tabela 3 - Motor utilizado na simulação	59
Tabela 4 - Resultados da simulação	62
Tabela 5 - Resultados experimentais	66

1 INTRODUÇÃO

Com a globalização de produtos e serviços e a entrada significativa da indústria chinesa no mundo, a competição entre grandes produtores industriais têm-se intensificado constantemente. Neste cenário, qualquer fator que possa aumentar a produtividade ou reduzir custos é fundamental para a sobrevivência das empresas e torná-las mais competitivas frente aos desafios deste mercado globalizado. Desta forma, vários estudos e implementações de projetos nas áreas de otimização energética se tornam a cada dia mais frequentes, conforme pode ser visto na Tabela 1.

Tabela 1 - Estudos nas áreas de otimização energética em motores de indução

ARTIGOS	METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO		TOPOLOGIA DE CONTROLE			REGIME DE APLICAÇÃO	
	CONTROLE DE BUSCA	MODELO DE PERDAS	NEURAL	FUZZY	OUTRA	TRANSITÓRIO	PERMANENTE
ABDIN; GHONEEM; DIAB; DERAZ, 2003	X		X				X
BAZZI; KREIN, 2010		X			X	X	X
BISWAS; MUKHERJEE; KAR, 2012		X	X			X	X
CACCIATO; CONSOLI; SCARCELLA; SCELBA; TESTA, 2006	X				X		X
CHAKRABORTY; TA; UCHIDA; HORI, 2002	X	X			X	X	X
CHAKRABORTY; HORI, 2003	X	X			X	X	X
CHELLIAH; YADAV; SRIVASTAVA; AGARWAL, 2009	X	X		X	X	X	X
CHOUDHARY; DUBEY; TIWARI; DEWANGAN, 2016	X		X				X
CHOUDHARY; DUBEY, 2016	X		X				X
DAS; PAL; MANOHAR, 2017	X				X		X
DI GENNARO; DOMÍNGUEZ; MEZA, 2014		X			X		X
EBRAHIM; BADR; ELGENDY; JAIN, 2010		X	X				X
HAMID; AMIN; AHMED; EI-GAMMAL, 2006	X	X			X		X
HU; LIU; HAMEYER, 2014		X			X	X	X
KHAMBADKONE; HOLTZ, 1991		X			X		X
KHEMIRI; SAKLY; MIMOUNI, 2015	X				X	X	X
KUMAR; CHAUHAN; SHRIVASTAVA, 2015		X			X		X
LI; XU; ZHANG, 2005	X			X			X
LIWEI; JUN; XUHUI, 2005	X			X			X
LIWEI; JUN; XUHUI; ZHENG, 2006	X			X			X
MINO-AGUILAR; MORENO-EGUILAZ; PRYMAK; PERACAULA, 2006		X	X				X
MORENO-EGUILAZ; CIPOLLA; PERACAULA; BRANCO, 1997	X			X			X
OBERMANN; HURST; BRADLEY; LORENZ, 2010		X			X	X	X
ODHANO; BOJOI; BOGLIETTI; ROSU; GRIVA, 2015		X			X	X	X
PELEGRIN; TORRICO; CARATI, 2013		X			X	X	X
PRYMAK; MORENO-EGUILAZ; PERACAULA, 2002		X	X				X
QU; RANTA; HINKKANEN; LUOMI, 2011		X			X	X	X
RAMESH; CHOWDHURY; CHOWDHURY; SAHA, 2006	X			X		X	X
REBOLLEDO; VALENZUELA, 2015		X			X		X
ROUABAH; ZIDANI; ABDELHADI, 2013	X			X			X
SCARMIN, 2011	X	X			X	X	X
SERGAKI, 2010	X	X		X			X
SERGAKI; ESSOUNBOULI; KALAITZAKIS; STAVRAKAKIS, 2010	X			X			X
SOUZA; BOSE, 1995	X			X			X
SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007	X			X			X
SREEJETH; SINGH; KUMAR, 2014	X		X				X
SRIDHARAN; KREIN, 2013		X			X		X
SRIDHARAN; KREIN, 2014		X			X		X
SRIDHARAN; KREIN, 2015		X			X		X
STRANDT; WEI, 2017		X			X		X
STUMPER; D'OTLINGER; KENNEL, 2013		X			X	X	X
STUMPER; KENNEL, 2013		X			X	X	X
SUTOPO; WIDJAYA, 2001	X			X			X
TAZERART; TAÏB; REKIOUA; REKIOUA, 2014		X			X		X
TOBNAGHI; ALIREZALOO; GHEYDI; BAROOGH; FARHADI, 2017		X			X		X
UDDIN; NAM, 2008		X			X	X	X
WAHEEDABEEVI; SUKESHKUMAR; NAIR, 2012		X			X		X
WEIB; GENSIOR, 2016		X			X	X	X
WINDISCH; HOFMANN, 2015	X	X			X	X	X
YANAMSHETTI; BHARATKAR; CHATTERJEE, 2009		X		X			X
YU; PEI; ZHANG, 2015		X	X			X	X
ZOTTIS, 2014	X	X			X		X

Fonte: Autor (2018)

Conforme pode ser visto na Tabela 1, existem diferentes metodologias de otimização e métodos de controle utilizados e as implementações podem buscar como objetivo a otimização em todo o ciclo operacional ou apenas durante o regime permanente.

Este tema é muito aplicado nas grandes indústrias e, dentre estas, as siderúrgicas se destacam em função do grande consumo energético requerido e o potencial de geração de energia própria devido a características do processo produtivo.

Outro fator determinante e cada dia mais influente nas decisões estratégicas das grandes indústrias é o impacto ambiental gerado por seus produtos e, principalmente, seus processos.

Estes investimentos em projetos de eficiência energética, aliados à crise política e econômica atual do país, são refletidos no consumo energético industrial brasileiro, classe com a segunda maior redução de consumo de 2015 para 2016 e uma das duas classes que reduziu o consumo nos últimos 5 anos, conforme pode ser visto na Figura 1 (EPE, 2017).

Tabela 2 - Consumo energético por classe (GWh)

	2012	2013	2014	2015	2016	$\Delta\%$ (2016/2015)	Part. % (2016)
Brasil	448.177	463.134	474.823	464.976	460.829	-0,9	100
Residencial	117.646	124.908	132.302	131.190	132.872	1,3	28,8
Industrial	183.475	184.685	179.106	168.856	164.557	-2,5	35,7
Comercial	79.226	83.704	89.840	90.768	87.873	-3,2	19,1
Rural	22.952	23.455	25.671	25.899	27.266	5,3	5,9
Poder público	14.077	14.653	15.354	15.189	15.092	-0,6	3,3
Iluminação pública	12.916	13.512	14.043	15.333	15.035	-1,9	3,3
Serviço público	14.525	14.847	15.242	14.730	14.969	1,6	3,2
Próprio	3.360	3.371	3.265	3.011	3.164	5,1	0,7

Fonte: EPE (2017)

Também se pode observar na Tabela 2 que, apesar das reduções de consumo, a classe industrial ainda foi a maior consumidora de energia elétrica do país em 2016 (EPE, 2017).

Os motores elétricos são responsáveis por cerca de 70% do consumo de energia industrial do Brasil, representando quase 30% do consumo de energia total do Brasil (ANEEL, 2015). Portanto, toda redução de consumo de energia destes equipamentos é de fundamental importância, sendo inclusive estimulada pela ANEEL, através do projeto “Incentivo à substituição de motores elétricos: promovendo a eficiência energética no

segmento de força motriz”, lançado com a publicação de chamada pública no Diário Oficial da União em 2015 (ANEEL, 2015).

Acionamentos de motores elétricos com velocidade variável têm aumentado significativamente na indústria. As razões para este aumento incluem otimização energética, melhor controle de velocidade e posição de máquinas e equipamentos, maior confiabilidade e redução no custo de conversores à base de eletrônica de potência para acionamentos elétricos (SWAMY; KUME, 2008; POPESCU, 2000). Dentre estes acionamentos, os conversores de frequência alimentando motores de indução de rotor “gaiola de esquilo” constituem o principal sistema de acionamento utilizado atualmente em função da melhor eficiência energética, da menor complexidade e menores custos de manutenção (NOVOTNY; LIPO, 1996).

A ArcelorMittal Tubarão, pertencente ao maior grupo siderúrgico do mundo e uma das maiores empresas siderúrgicas do Brasil, possui geração própria de energia através de 6 centrais termelétricas instaladas no seu parque industrial e integradas ao seu processo produtivo, demonstrando a importância deste recurso para a empresa. Nesta empresa existe uma área responsável pelo condicionamento das placas (tratamento superficial, inspeção, testes de ultrassom, pesagem e marcação). Grande parte do transporte das placas e subprodutos gerados (carepa seca, carepa molhada e restos cortados de placas) nesta área são realizados por equipamentos chamados de pontes rolantes, conforme pode ser visto na Figura 1.

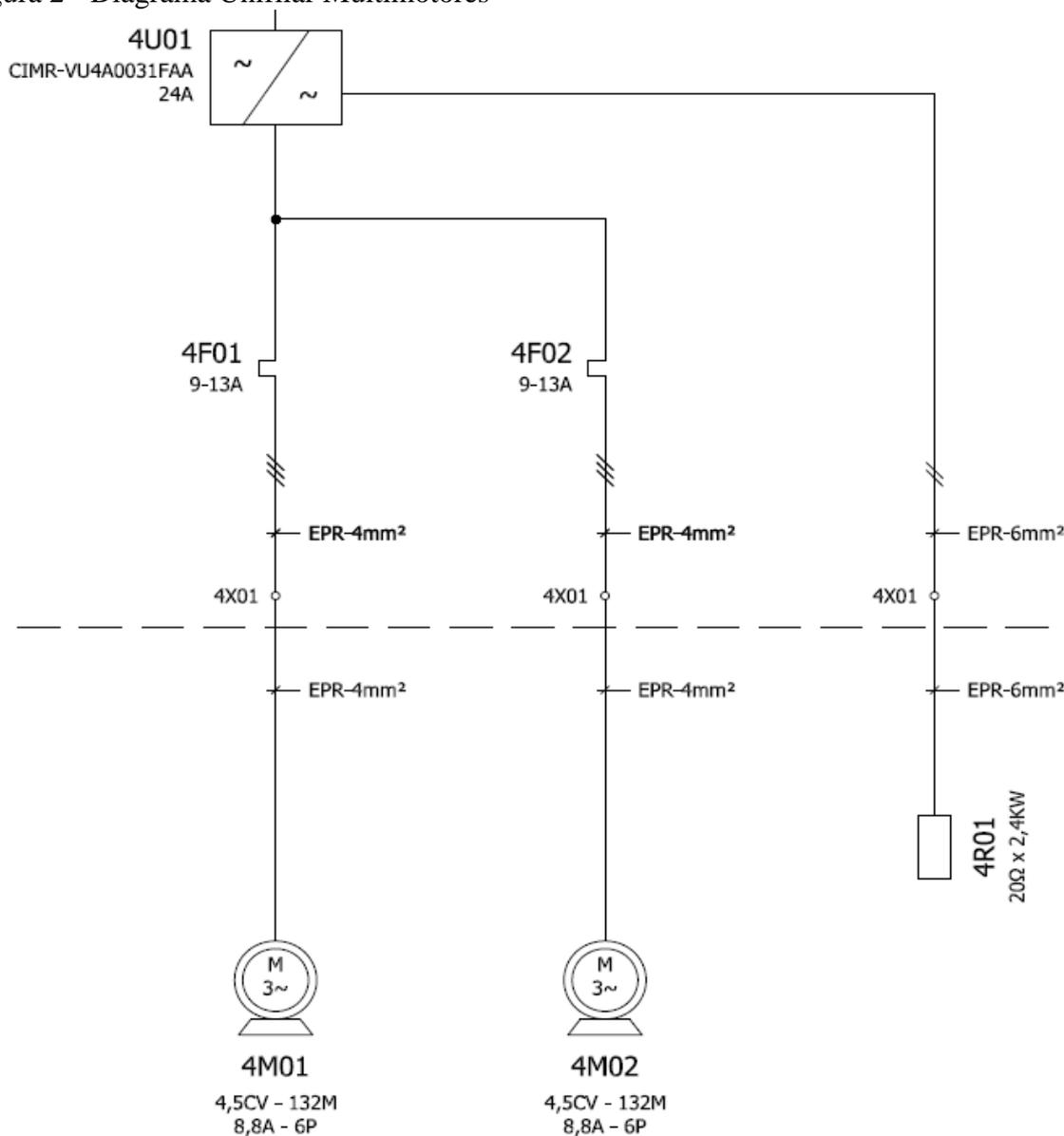
Figura 1- Placa de aço sendo transportada por Ponte Rolante



Fonte: Autor (2017)

Estas pontes rolantes possuem sistemas de acionamentos compostos por conversores de frequência e motores de indução com rotor gaiola para realização dos movimentos necessários: elevação principal, elevação auxiliar, translação da ponte, translação do carro e translação da cabine. Parte destes sistemas de acionamento utiliza o método de controle escalar, com sistemas multimotores sendo alimentados pelo mesmo conversor de frequência, conforme pode ser visto no Diagrama Unifilar apresentado na Figura 2.

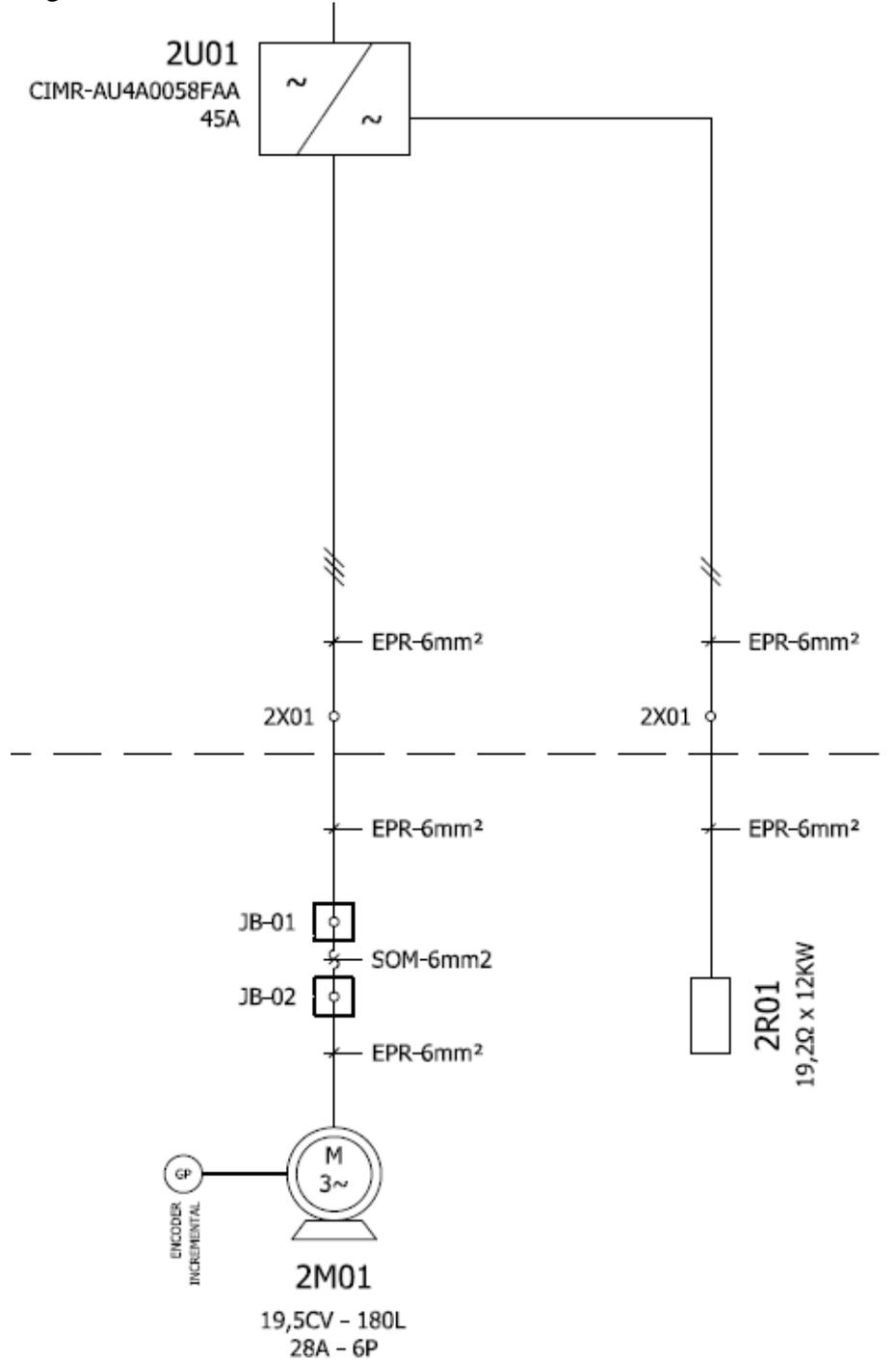
Figura 2 - Diagrama Unifilar Multimotores



Fonte: Documentação Interna ArcelorMittal Tubarão (2017)

Outra parte utiliza método de controle vetorial orientado pelo fluxo, em sistemas com apenas um motor sendo acionado pelo conversor de frequência, conforme pode ser visto no Diagrama Unifilar apresentado na Figura 3.

Figura 3 - Diagrama Unifilar com um Motor

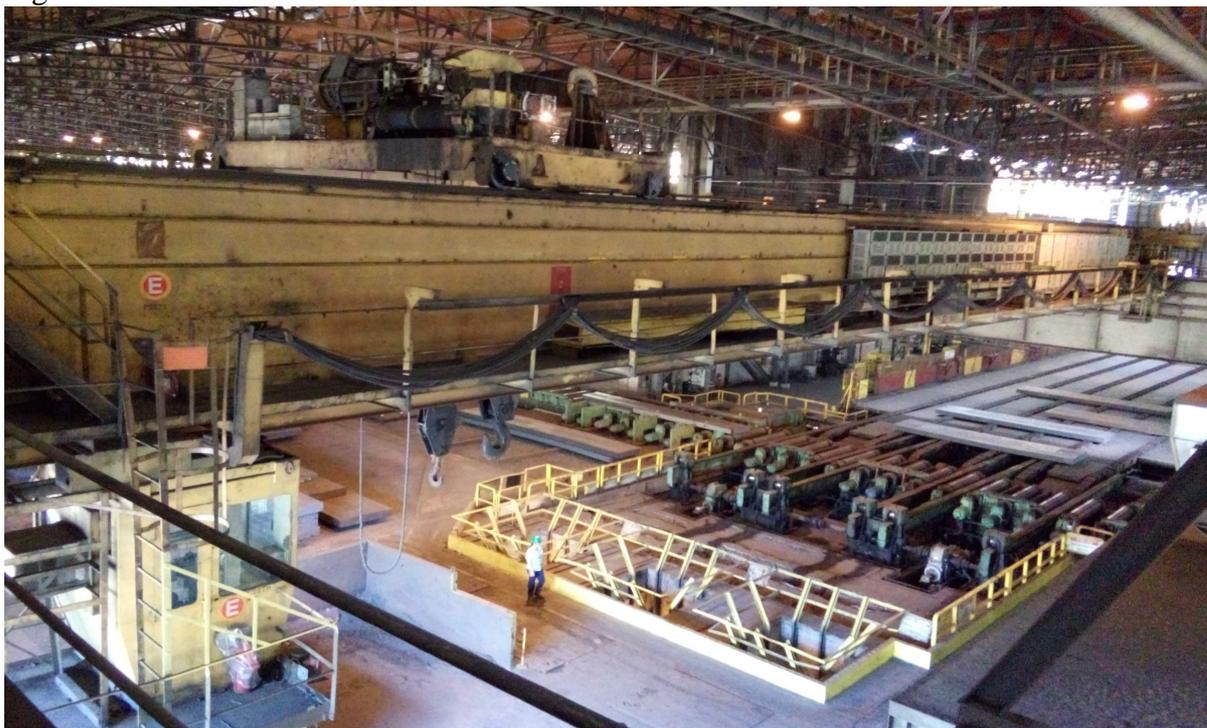


Fonte: Documentação Interna ArcelorMittal Tubarão (2017)

Em função de riscos operacionais, principalmente nos acionamentos referentes aos movimentos de elevação (principal e auxiliar), os conjuntos de acionamentos (conversores de frequência e motores), comumente, em aplicações práticas, são sobredimensionados em pelo menos 20%. Este fator leva os sistemas a trabalharem numa faixa de torque em torno de 20% menor que o torque nominal da máquina. Em alguns casos, este valor pode ser bem superior (pontes rolantes com elevações com mais de uma função).

Neste cenário, foi avaliada a condição da ponte rolante 51PR12, esta ponte é utilizada na movimentação de peças e materiais para auxílio em manutenções (esporadicamente) e, principalmente, movimentação das caçambas utilizadas na limpeza da carepa proveniente da escarfagem de placas na Esteira de Escarfagem (atividade realizada 2 vezes por semana), através sua elevação auxiliar. Na Figura 4 é ilustrada a ponte rolante 51PR12.

Figura 4 - Ponte Rolante 51PR12

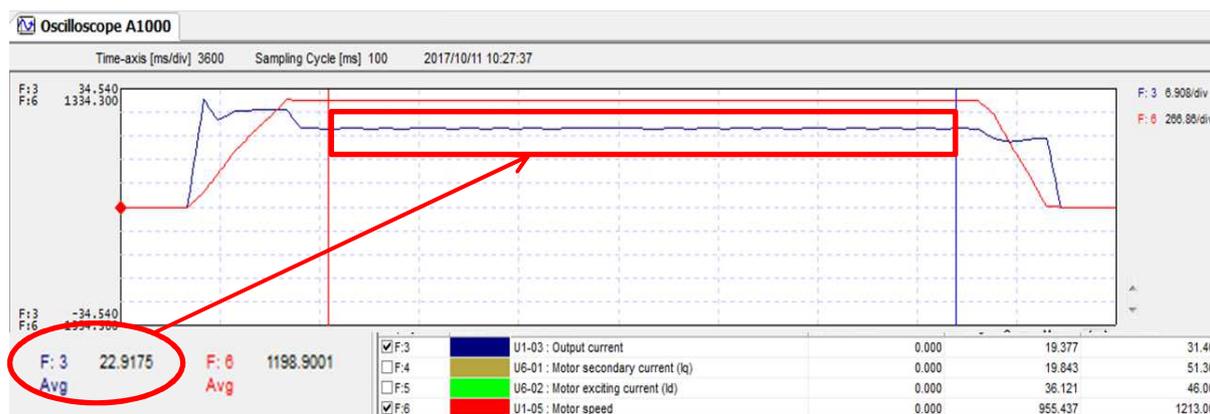


Fonte: Autor (2017)

Sua elevação auxiliar é acionada por um conversor de frequência com capacidade de corrente de saída de 75 A, alimentando um motor de 40 CV, 440 V, 50A e possui capacidade operacional de 16 toneladas, porém as caçambas de carepa não chegam nem à metade deste peso, mesmo quando estão completamente cheias de carepa.

Desta forma, a elevação auxiliar desta ponte rolante trabalha constantemente com torque de carga requerido abaixo de 50% do torque nominal do motor. Conforme pode ser visto na Figura 5, onde é ilustrada uma operação típica com caçamba cheia, registrada com utilização do software Drive Wizard Plus, utilizado para programação, diagnóstico de falhas e monitoração de variáveis, fornecido pela Yaskawa, fabricante do conversor de frequência utilizado neste acionamento.

Figura 5– Gráfico de velocidade e corrente da elevação auxiliar da 51PR12



Fonte: Autor (2017)

Conforme pode ser visto na Figura 5, a média da corrente em regime permanente é de 22,9175 A, que corresponde a 45,8% da corrente nominal de placa do motor.

O acionamento deste movimento consiste de um sistema com apenas um motor acionado pelo conversor, trabalha com controle vetorial orientado pelo fluxo em malha fechada (realimentação de velocidade através de encoder) por exigir um controle preciso de velocidade.

Em face deste tipo de controle e das condições operacionais deste movimento nesta ponte rolante, este trabalho tem como objetivo identificar o melhor ponto de operação, do ponto de vista de eficiência energética, para realização dos trabalhos principais (retirada de caçambas de carepa) da elevação auxiliar da 51PR12. Porém, as alterações somente terão efeito nos movimentos de subida e em regime permanente, pois durante a descida o motor trabalha como um gerador e a energia regenerada é dissipada sobre um banco de resistência, não sendo reaproveitada e o sistema utilizado na aplicação real possui limitações para análise dos dados em regime transitório. Assim, propõe-se a alteração do ponto de operação do acionamento elétrico através da manipulação manual da corrente de magnetização parametrizada no conversor de frequência. O valor original deste parâmetro, nesta aplicação,

consiste na corrente à vazio do motor, que é identificada pelo próprio conversor de frequência através da rotina de autoajuste, realizada pelo conversor durante o *start-up* do sistema com o objetivo de levantar os parâmetros do modelo matemático e as constantes de programação relativos ao motor.

A metodologia de otimização, inicialmente, é validada através de simulação de uma máquina genérica, no Matlab/Simulink. Foi utilizado, como referência, o processo de movimentação da elevação auxiliar da 51PR12 e identificado o ponto ótimo de operação para diversos torques de carga através da manipulação da corrente de magnetização, ou seja, reduzir a magnetização da máquina para identificar o ponto de menor utilização de energia elétrica para realizar o trabalho mecânico necessário.

Após comprovação em simulação, esta metodologia foi aplicada na elevação auxiliar da 51PR12 e foram coletados dados reais para confirmação da otimização do processo através de análise pontual em regime permanente das variáveis elétricas que o conversor de frequência manipula para acionamento do motor (tensões, correntes e potências) e confirmação da realização do trabalho mecânico requerido através da análise de variáveis mecânicas medidas pelo sistema (velocidade e tempos de aceleração e desaceleração).

Finalmente, foi então avaliado e estabelecido o valor de corrente de magnetização que melhor se aplicou a este sistema, levando em consideração os regimes de serviço mais comuns.

De posse destas informações, pôde ser calculado o ganho em economia de energia estimado para esta aplicação após a implantação da otimização de controle sugerida.

1.1 ESTRUTURA DO TRABALHO

No capítulo 2, foram apresentados os conceitos e o modelamento matemático do motor de indução, equipamento objeto deste estudo.

No capítulo 3, foram apresentados os conceitos dos métodos de controle mais utilizados pelos conversores de frequência de baixa tensão, principalmente o método de controle vetorial com orientação de fluxo, que foi o utilizado neste estudo.

No capítulo 4, foram apresentadas as perdas decorrentes do processo de conversão eletromecânica de energia em máquinas elétricas e, de forma sucinta, as metodologias mais utilizadas de otimização no acionamento de motores elétricos. Finalmente, é detalhada a metodologia desenvolvida para busca do ponto ótimo, do processo abordado.

No capítulo 5, é apresentada uma simulação de acionamento com controle vetorial de fluxo orientado, com motor genérico no Matlab/Simulink, e os resultados obtidos.

No capítulo 6, são apresentados os resultados de testes experimentais em ambiente industrial.

No capítulo 7, são apresentados uma aplicação prática na elevação auxiliar da ponte rolante 51PR12, o método utilizado e a definição do ponto ótimo operacional, os cálculos de energia elétrica gasta para cada condição estudada, a comparação da energia gasta no ponto ótimo e a energia gasta na condição original e os ganhos obtidos.

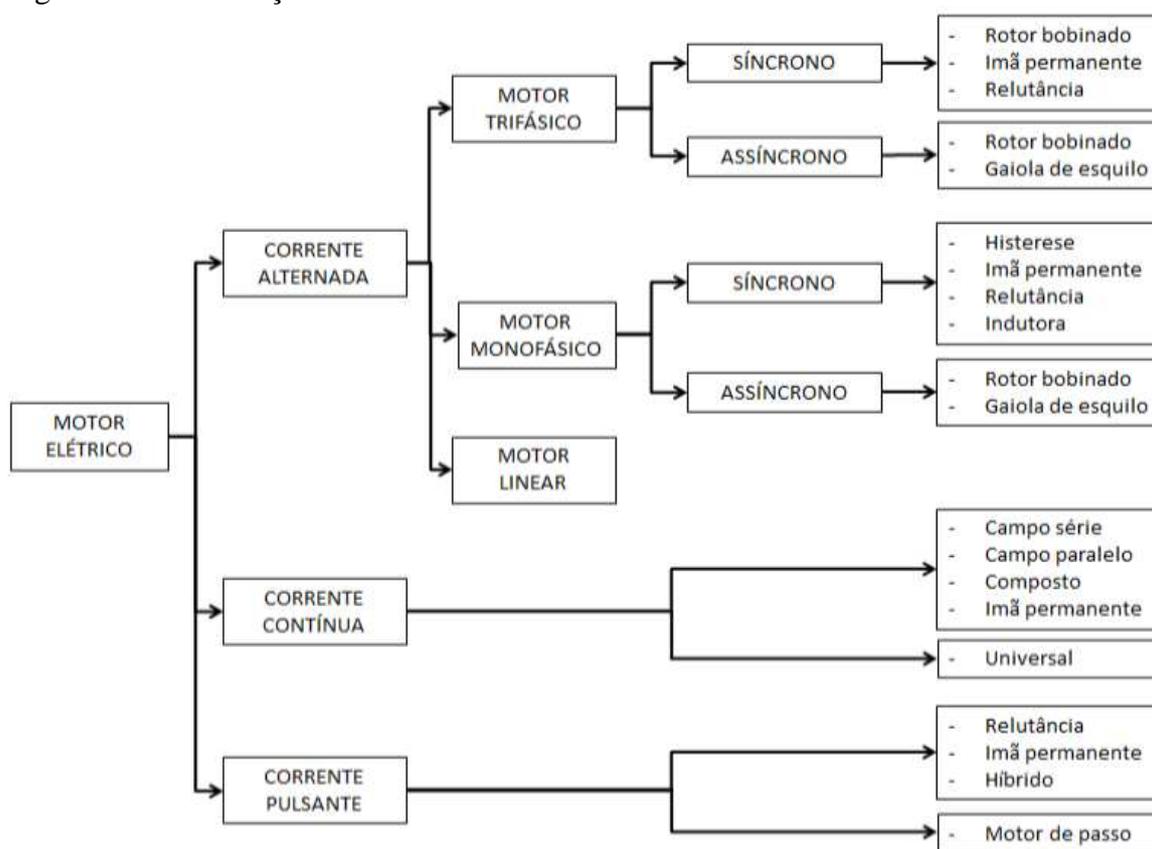
Finalmente, no capítulo 8, são apresentadas a conclusão do trabalho e as sugestões para futuros estudos.

2 MOTORES ELÉTRICOS

O motor elétrico foi um dos pilares dos avanços industriais e sua utilização se expandiu de forma a se tornar um dos equipamentos mais utilizados em indústrias, suas grandes vantagens em relação às máquinas a vapor e a combustão estão no seu rendimento, robustez e menor complexidade (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Este equipamento utiliza a conversão eletromecânica de energia através de um campo magnético de acoplamento. A energia elétrica fornecida pode ser em corrente contínua ou corrente alternada, e esta, pode ser monofásica ou polifásica (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012). Na Figura 6 são mostrados os diversos tipos de motores elétricos.

Figura 6 - Classificação de Motores Elétricos



Fonte: Chapman (2013), Adaptado pelo Autor (2018)

Os princípios que formam a base de operação dos motores de corrente alternada, de corrente contínua e de corrente pulsante são governados pelas mesmas leis físicas fundamentais (Leis de Eletromagnetismo) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

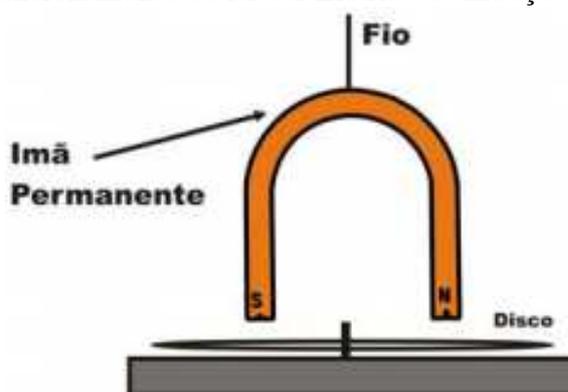
2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Os motores utilizam a Lei da Força de Lorentz para transformarem a energia armazenada em um campo eletromagnético em energia mecânica, esta lei define a força mecânica exercida sobre um condutor elétrico, percorrido por corrente elétrica interagindo com um campo eletromagnético. Desta forma, pode-se dividir o motor elétrico, de forma simplificada, em duas partes: uma fixa, responsável para produzir o campo eletromagnético (estator) e outra giratória, responsável por produzir força mecânica quando percorrida por corrente elétrica (rotor). O espaço existente entre o rotor e o pacote magnético do estator é chamado de entreferro (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012).

Para produzir campo magnético o estator precisa possuir propriedades magnéticas, sendo um ímã permanente (o campo magnético é inerente ao material que o compõe) ou um material ferromagnético, que converte a energia elétrica proveniente de uma fonte elétrica externa em um campo eletromagnético. A grande maioria dos motores utilizados, principalmente em maiores potências, possui um estator de material ferromagnético, que é envolvida por bobinas de condutores elétricos (fios de cobre) que recebem energia de uma fonte elétrica externa para então convertê-la em um campo eletromagnético através de fluxo magnético (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012). O rotor, por sua vez, também é formado por material ferromagnético envolto em bobinas de fios de cobre. No caso de motores de indução do tipo gaiola de esquilo, os rotores são formados por barras curto-circuitadas, o que reduz o nível de manutenção requerido pelo equipamento e aumenta a robustez operacional.

Na Figura 7 pode-se ver, de forma simplificada, o princípio de funcionamento do motor elétrico de indução.

Figura 7- Princípio de Funcionamento do Motor Elétrico de Indução



Fonte: Marques; Sambaqui; Duarte (2013)

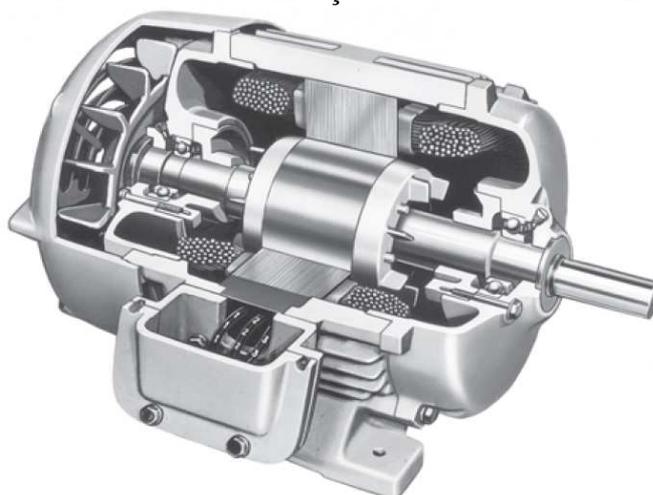
Na Figura 7 é mostrado um ímã permanente e um disco livre para girar, o ímã permanente é suspenso por um fio, sobre um disco metálico, preso por um pino em um mancal de ferro. Têm-se então, um circuito magnético série que é composto pelo ímã permanente, os entreferros e a placa de ferro, por onde ocorre fluxo magnético produzido pelo ímã permanente. O disco acompanha o movimento de rotação do ímã permanente devido à circulação de correntes que são induzidas em função do movimento relativo entre o disco e o ímã permanente. Enquanto o ímã continua seu movimento em relação ao disco, ocorre a indução de correntes parasitas e o surgimento de pólos magnéticos com polaridades opostas. O disco, desta forma, gira no mesmo sentido que o ímã permanente, mas sua velocidade deve ser menor, para que haja uma velocidade relativa entre o ímã permanente e o disco metálico (MARQUES; SAMBAQUI; DUARTE, 2013; KOSOW, 1982).

2.2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR GAIOLA DE ESQUILO

Atualmente, são os motores mais utilizados na indústria, principalmente pelas suas características de robustez, flexibilidade, alto rendimento e baixa necessidade de manutenção (NOVOTNY; LIPO, 1996). Inicialmente, estes motores eram utilizados apenas em aplicações com velocidade constante, ou pequeno conjunto de velocidades constantes. Isso se devia em função das dificuldades no controle de velocidade destes motores com as tecnologias de eletrônica de potência desenvolvidas até então. Porém, com os avanços conseguidos na tecnologia de eletrônica de potência, principalmente no que se refere aos semicondutores de potência, possibilitando um elevado controle de velocidade e torque, os motores de indução com rotor gaiola de esquilo passaram a ser amplamente utilizados.

Nos motores de indução a corrente alternada é fornecida diretamente aos terminais do estator, ao passo que no rotor as correntes são provenientes de indução magnética. Em função da interação dos campos magnéticos gerados pelas correntes de estator, surge um campo magnético resultante girante. O movimento relativo entre este campo magnético (fluxo magnético que atravessa o entreferro da máquina) e os condutores do rotor da máquina faz surgir corrente elétrica nestes e, conseqüentemente, aparece uma força mecânica que produz o movimento giratório do rotor (CHAPMAN, 2013). Na Figura 8 é mostrada uma vista construtiva do motor de indução.

Figura 8 - Forma construtiva do Motor de Indução com Rotor Gaiola Esquilo



Fonte: Chapman (2013)

A sequência abaixo demonstra o ciclo de funcionamento do motor após a energização do mesmo:

- ✓ O fluxo variável no tempo, gerado pelo estator, induz uma tensão nos condutores do rotor, provocando a circulação de corrente elétrica. Esta corrente gera um campo magnético fixo no rotor que, interagindo com o campo magnético girante produzido pelas correntes do estator, faz com que apareça um torque que leva o rotor a entrar em movimento;
- ✓ O movimento do rotor segue o sentido do campo girante, pois tenta efetuar o alinhamento dos campos. Porém, como é necessária uma variação do fluxo para existir uma tensão induzida, o rotor não consegue atingir a velocidade do campo girante;
- ✓ Esta diferença de velocidade é tal que a tensão induzida estabeleça uma corrente que gere o conjugado necessário para manter o movimento (equilíbrio);
- ✓ Para um motor operando à vazio, o conjugado necessário deve equilibrar as perdas do motor (atrito, ventilação, etc.). Por este motivo o conjugado é baixo, necessitando de pouca corrente, conseqüentemente, pouca tensão induzida, causada por pequena variação de fluxo. Levando o rotor a velocidades próximas do campo girante;
- ✓ Para um motor operando com carga, a velocidade deve reduzir (aumento da diferença entre as velocidades síncrona e do rotor), para aumento da tensão induzida, das correntes rotóricas e do conjugado.

2.2.1 Modelamento matemático do motor de indução trifásico

A tensão aplicada nos terminais do motor induz fluxo magnético, parte deste fluxo é disperso e outra parte atravessa o entreferro da máquina e atua no rotor da mesma.

A onda de fluxo de entreferro gera forças contraeletromotrizes (FCEMs) trifásicas equilibradas nas fases do estator (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012).

A tensão nos terminais do estator difere da FCEM pela queda de tensão na impedância de dispersão do estator (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012). Dessa forma, a impedância de dispersão e a tensão nos terminais do motor podem ser expressas conforme as equações (1) e (2):

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (1)$$

$$V_s = E_r + I_s \cdot (R_s + jX_s) \quad (2)$$

Onde:

Z_s é a impedância do estator

R_s é a resistência do estator

X_s é a reatância de dispersão do estator

V_s é a tensão aplicada ao estator

E_r é a FCEM gerada no rotor pelo fluxo de entreferro

I_s é a corrente do estator

A corrente I_s do estator pode ser decomposta em duas componentes:

- Uma componente de carga, corrente que circula pelo rotor I_r ;
- Uma componente de excitação I_φ .

O rotor de uma máquina de indução é curto-circuitado, dessa forma, a impedância vista pela tensão induzida é simplesmente a impedância de curto-circuito do rotor. Considerando o número de espiras por fase do rotor referido como sendo igual ao número de espiras do estator, e como a velocidade relativa da onda de fluxo em relação ao rotor é

dependente da velocidade relativa entre rotor e estator (escorregamento), temos a equação (3) (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012):

$$Z_r = \frac{R_r}{s} + jX_r \quad (3)$$

Onde:

Z_r é a impedância do rotor

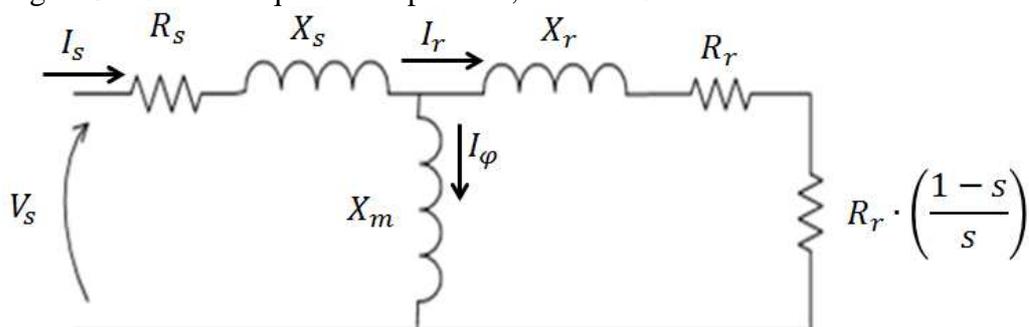
R_r é a resistência do rotor

s é o escorregamento

X_r é a reatância de dispersão do rotor

Desta forma, chega-se ao circuito equivalente, por fase, no eixo ABC, mostrado na Figura 9, onde X_m é a reatância de magnetização da máquina.

Figura 9 - Circuito equivalente por fase, eixo ABC



Fonte: Fitzgerald; Kingslay; Umans (2012). Modificado pelo Autor (2018).

Como pode ser visto, as tensões na máquina de indução são dependentes das resistências e das indutâncias de estator e de rotor (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012). As resistências são praticamente fixas, variam apenas com a temperatura de operação da máquina.

As indutâncias são divididas em indutâncias próprias e indutâncias mútuas de estator e rotor. As indutâncias próprias relacionam o fluxo concatenado a um enrolamento com a corrente elétrica que circula o mesmo enrolamento e que produz este fluxo, seja para o estator como para o rotor. Estas indutâncias são fixas e, se a máquina for simétrica, todas as indutâncias do estator são iguais, o mesmo acontecendo para o rotor (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Porém, as indutâncias mútuas, que relacionam o fluxo concatenado a um enrolamento com a corrente que circula em outro enrolamento podem ser:

- Fixas: no caso das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator ou entre os enrolamentos do rotor. Pois não existe movimento relativo entre estes enrolamentos.
- Variáveis, quando relaciona fluxos concatenados no estator com correntes circulantes em enrolamentos do rotor. Pois existe movimento relativo entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor.

Esta variação ocorre em função do movimento relativo entre os enrolamentos fixos do estator e os enrolamentos girantes do rotor (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Com isto, para determinar o fluxo concatenado em cada fase do estator, considera-se a indutância própria da fase, as indutâncias mútuas das outras duas fases do estator (fixas) e as três indutâncias mútuas das fases do rotor relacionadas à referida fase do estator, conforme pode ser visto nas equações de (4) a (6): (GASPARETTO, 2006).

$$\begin{aligned} \varphi_{as} = & (L_{ls} + L_{ms}) \cdot i_{as} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{bs} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{cs} + L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \cdot i_{ar} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \\ & \cdot i_{br} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{cr} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{bs} = & (L_{ls} + L_{ms}) \cdot i_{bs} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{cs} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{as} + L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \cdot i_{br} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \\ & \cdot i_{cr} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{ar} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{cs} = & (L_{ls} + L_{ms}) \cdot i_{cs} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{as} - \frac{L_{ms}}{2} \cdot i_{bs} + L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \cdot i_{cr} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \\ & \cdot i_{ar} + L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{br} \end{aligned} \quad (6)$$

Onde:

φ_{as} é o fluxo concatenado na fase a do estator

φ_{bs} é o fluxo concatenado na fase b do estator

φ_{cs} é o fluxo concatenado na fase c do estator

L_{ls} é a indutância de dispersão

L_{ms} é a indutância de magnetização

i_{as} é a corrente da fase a no estator

i_{bs} é a corrente na fase b no estator

i_{cs} é a corrente na fase c no estator

i_{ar} é a corrente da fase a no rotor

i_{br} é a corrente da fase b no rotor

i_{cr} é a corrente da fase c no rotor

L_{sr} é a indutância mútua estator-rotor

θ_r é o ângulo de posição do rotor

Para determinar as tensões na máquina, são necessárias seis equações escalares, conforme equações de (7) a (12): (GASPARETTO, 2006).

$$v_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \quad (7)$$

$$v_{bs} = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \quad (8)$$

$$v_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (9)$$

$$v'_{ar} = R'_r \cdot i'_{ar} + \frac{d\varphi'_{ar}}{dt} \quad (10)$$

$$v'_{br} = R'_r \cdot i'_{br} + \frac{d\varphi'_{br}}{dt} \quad (11)$$

$$v'_{cr} = R'_r \cdot i'_{cr} + \frac{d\varphi'_{cr}}{dt} \quad (12)$$

Onde:

v_{as} é a tensão no estator da fase a

v_{bs} é a tensão no estator da fase b

v_{cs} é a tensão no estator da fase c

v'_{ar} é a tensão no rotor, referida ao estator, da fase a

v'_{br} é a tensão no rotor, referida ao estator, da fase b

A transformação de eixos é realizada de acordo com a matriz de transformação indicada nas equações (13) e (14):

$$f_{qs} = k \cdot \left[f_{as} \cdot \cos(\theta) + f_{bs} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + f_{cs} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (13)$$

$$f_{ds} = k \cdot \left[f_{as} \cdot \sin(\theta) + f_{bs} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + f_{cs} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (14)$$

Onde:

f_{qs} é a variável relativa ao estator no eixo q de coordenadas dq0

f_{ds} é a variável relativa ao estator no eixo d de coordenadas dq0

f_{as} é a variável relativa ao estator no eixo a de coordenadas ABC

f_{bs} é a variável relativa ao estator no eixo b de coordenadas ABC

f_{cs} é a variável relativa ao estator no eixo c de coordenadas ABC

θ é o ângulo instantâneo entre os eixos de coordenadas ABC e dq0

k é a relação entre as variáveis dos dois sistemas de coordenadas

A constante k pode ser utilizada de forma a manter uma relação entre as variáveis, invariante na amplitude ($k = \frac{2}{3}$) ou invariante na potência ($k = \sqrt{\frac{2}{3}}$). Ainda com intuito de simplificação matemática, utiliza-se notação vetorial para o modelamento. Desta forma, multiplica-se f_{ds} pelo operador j e subtrai-se de f_{qs} , aplicando a Relação de Euler, chega-se as equações de transformação (15) e (16):

$$f_{qds} = e^{-j\theta} \cdot f_{abcs} \quad (15)$$

$$f_{qdr} = e^{-j(\theta-\theta_r)} \cdot f_{abcr} \quad (16)$$

Aplicando as equações (15) e (16) no circuito equivalente do motor, obtemos:

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \quad (17)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \quad (18)$$

$$v'_{dr} = R'_r \cdot i'_{dr} + \frac{d'\varphi_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \cdot \varphi'_{qr} \quad (19)$$

$$v'_{qr} = R'_r \cdot i'_{qr} + \frac{d'\varphi_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \cdot \varphi'_{dr} \quad (20)$$

$$\varphi_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_{ms} \cdot (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (21)$$

$$\varphi_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{ms} \cdot (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (22)$$

$$\varphi'_{dr} = L_{sr} \cdot i'_{dr} + L_{ms} \cdot (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (23)$$

$$\varphi'_{qr} = L_{sr} \cdot i'_{qr} + L_{ms} \cdot (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (24)$$

Onde:

v_{ds} é a tensão do estator no eixo d de coordenadas dq0

v_{qs} é a tensão do estator no eixo q de coordenadas dq0

v'_{dr} é a tensão do rotor relativa ao estator no eixo d de coordenadas dq0

v'_{qr} é a tensão do rotor relativa ao estator no eixo q de coordenadas dq0

i_{ds} é a corrente do estator no eixo d de coordenadas dq0

i_{qs} é a corrente do estator no eixo q de coordenadas dq0

i'_{dr} é a corrente do rotor relativa ao estator no eixo d de coordenadas dq0

i'_{qr} é a corrente do rotor relativa ao estator no eixo q de coordenadas dq0

φ_{ds} é o fluxo concatenado do estator no eixo d de coordenadas dq0

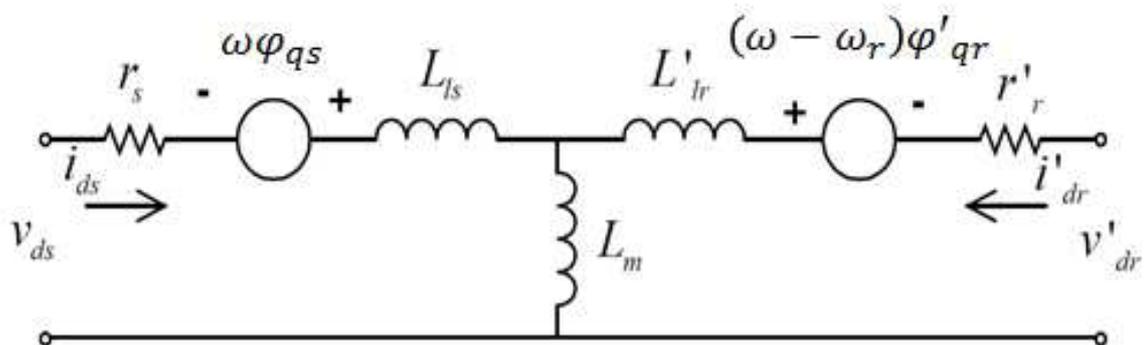
φ_{qs} é o fluxo concatenado do estator no eixo q de coordenadas dq0

φ'_{dr} é o fluxo concatenado do rotor relativo ao estator no eixo d de coordenadas dq0

φ'_{qr} é o fluxo concatenado do rotor relativo ao estator no eixo q de coordenadas dq0

Desta forma, o circuito equivalente do motor de indução, no eixo d, pode ser representado conforme a Figura 11 (NOVOTNY; LIPO, 1996).

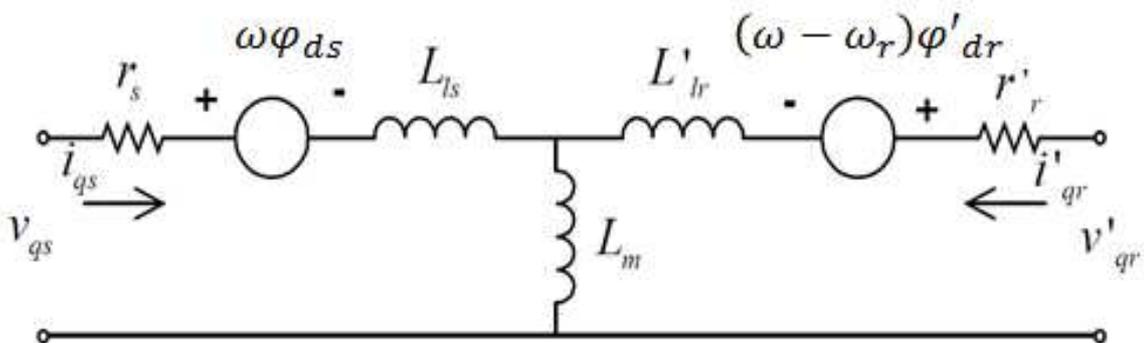
Figura 11 - Circuito equivalente do motor de indução no eixo d



Fonte: Novotny; Lipo (1996).

E o circuito equivalente do motor de indução, no eixo q, pode ser representado conforme a Figura 12 (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Figura 12 - Circuito equivalente do motor de indução no eixo q



Fonte: Novotny; Lipo (1996).

Quando se utiliza motor de indução com rotor gaiola de esquilo, as tensões de rotor (v'_{dr} e v'_{qr}) são iguais a zero, pois o rotor é curto-circuitado (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Da mesma forma, o torque também pode ser expresso em grandezas dq0, conforme pode ser visto na equação (25):

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_{ms}^2}{L_r} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (25)$$

Onde:

T_e é o torque elétrico produzido pelo motor

P é o número de pólos do motor

L_r é a indutância do rotor

Conforme visto neste capítulo, nas equações de modelamento do motor de indução, é utilizada uma transformada de eixos e notação vetorial. Desta forma, ocorre uma simplificação matemática e uma independência entre eixos, uma vez que o novo sistema de coordenadas possui apenas dois eixos perpendiculares entre si.

Esta simplificação é bastante útil quando se utiliza controle vetorial de fluxo orientado para acionamento da máquina, conforme será detalhado no próximo capítulo.

3 ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

Com o avanço dos semicondutores de potência, acionamentos de motores de indução trifásicos com frequência variável se tornaram os principais equipamentos utilizados para movimentação de cargas na indústria.

Estes acionamentos são compostos de três partes principais: uma entrada retificadora, um barramento de corrente contínua e uma unidade inversora de saída (NOVOTNY; LIPO, 1996), (SEGUNDO; RODRIGUES, 2015).

A entrada retificadora normalmente é composta de um retificador não controlado de seis pulsos, e é responsável por receber a alimentação alternada de entrada e fornecer energia para o barramento de corrente contínua.

Em alguns casos, este retificador é controlado e utilizado em operação de quatro quadrantes, desta forma, o acionamento passa a ter capacidade regenerativa e consegue fornecer energia para a rede de alimentação nos momentos de frenagem, em que um torque mecânico está sendo fornecido à máquina, com esta trabalhando como um gerador (NOVOTNY; LIPO, 1996).

Nas topologias com entrada não controlada, a energia absorvida da carga durante os processos de frenagem é dissipada sobre resistores através de um circuito de frenagem dinâmica com utilização de semicondutores.

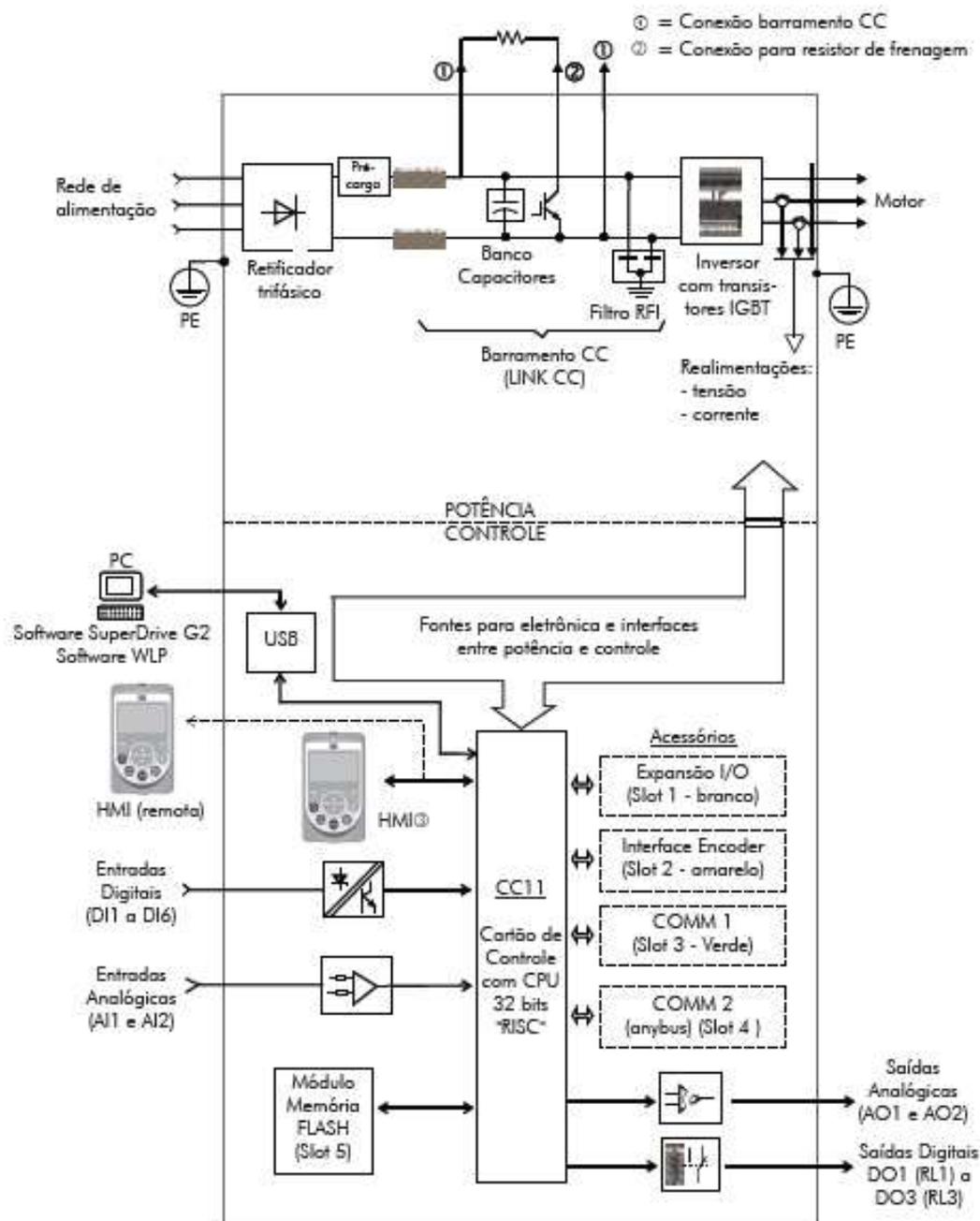
O barramento de corrente contínua é responsável por filtrar as variações de tensão e corrente elétrica e fornecer energia para o circuito inversor de saída. Este barramento também envia a energia regenerada para ser dissipada nos resistores de frenagem ou devolve esta energia para a rede, em caso de retificadores de entrada regenerativos (quatro quadrantes).

O inversor de saída é responsável por alimentar a máquina em corrente alternada através do chaveamento de uma ponte inversora de semicondutores controlados com modulação por largura de pulso (PWM) e operação em quatro quadrantes.

Diversas topologias de potência e controle foram desenvolvidas e atendem as mais variadas aplicações, com alta confiabilidade, boa resposta dinâmica e flexibilidade. Algumas destas topologias são amplamente utilizadas pelos fabricantes de acionamentos e outras são utilizadas apenas por fabricantes específicos, detentores de *know-how*, desenvolvido em parceria para solução das mais diversas demandas industriais.

Uma visão básica de um conversor de frequência variável pode ser vista na Figura 13.

Figura 13 - Visão geral básica de um conversor de frequência



Fonte: Weg (2011).

Na Figura 13 pode-se visualizar o diagrama de blocos básico que representa o circuito de potência, na parte superior, assim como as várias interfaces de controle, monitoração e parametrização, na parte inferior.

Estes acionamentos se dividem em dois grupos básicos:

- ✓ CSI: conversor com operação como fonte de corrente
- ✓ VSI: conversor com operação como fonte de tensão

Principalmente em baixa tensão, a topologia mais utilizada se baseia em conversores VSI, desta forma, o barramento de corrente contínua é conectado a um banco de capacitores para filtrar as oscilações da tensão em corrente contínua.

O método de controle utilizado pode ser escalar ou vetorial com orientação de fluxo, e a malha de controle de velocidade pode ser com ou sem realimentação, de acordo com a aplicação e os requisitos de resposta necessários.

3.1 CONTROLE ESCALAR

O torque desenvolvido em um motor assíncrono também pode ser expresso pela equação (26): (LUGLI, A. B.; ARAÚJO, F.M.; FLORIANO, G. H. F.; SILVA, J. P.; HENRIQUES, J. P.; VOLPATO, R. M. and MASSELLI, M. C., 2015).

$$T_e = K_t \cdot \varphi_m \cdot i_r \cdot \cos \theta_r \quad (26)$$

Onde:

K_t é a constante de torque da máquina

$i_r \cdot \cos \theta_r$ é a parcela ativa da corrente no rotor.

Desconsiderando as quedas de tensão na resistência e na reatância dos enrolamentos do estator, o fluxo magnetizante é diretamente proporcional a razão do valor eficaz da tensão estatórica e de sua frequência, conforme pode ser visto na equação (27): (LUGLI, A. B.; ARAÚJO, F.M.; FLORIANO, G. H. F.; SILVA, J. P.; HENRIQUES, J. P.; VOLPATO, R. M. and MASSELLI, M. C., 2015).

$$\varphi_m = K_\varphi \cdot \frac{v_s}{f_s} \quad (27)$$

Onde:

K_φ é a constante de fluxo de máquina

v_s é a tensão aplicada ao estator da máquina

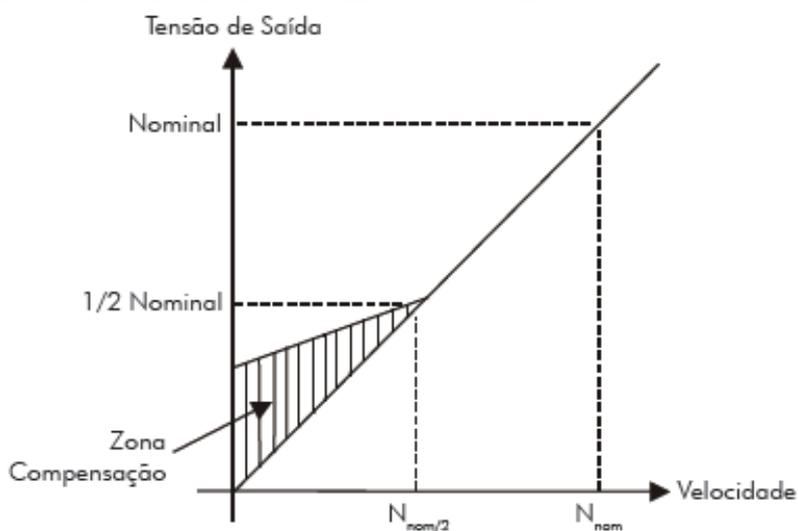
f_s é a frequência de alimentação da máquina

O controle escalar consiste, basicamente, na variação da tensão e frequência de alimentação do motor, com a manutenção da relação $\frac{v_s}{f_s}$ constante. Desta forma, é possível variar a velocidade da máquina sem redução do torque nominal (WEG, 2011).

Este controle é bastante utilizado em aplicações mais simples, que não exijam resposta dinâmica rápida e/ou aplicações com multimotores sendo acionados pelo mesmo conversor.

A precisão no controle de torque e velocidade possui limitações, principalmente em baixas rotações (WEG, 2011), apesar de utilizar uma compensação de tensão, para manter magnetismo mínimo suficiente na máquina, para operações nesta condição. Esta compensação, também chamada de *boost* se faz necessário, pois com tensões reduzidas as quedas de tensão no estator deixam de ser tornar desprezíveis. A Figura 14 mostra uma curva típica de um controle escalar.

Figura 14 - Curva tensão x velocidade com *boost* de tensão



Fonte: Weg (2011).

Pode-se observar na Figura 14 que abaixo de aproximadamente 50% da curva de velocidade, ocorre compensação de tensão.

A vantagem deste controle é sua simplicidade e facilidade de parametrização do conversor. Normalmente este controle é utilizado em sistemas de malha aberta, sem realimentação de velocidade da máquina e que não demandem uma precisão muito apurada. Ficando o controle de velocidade baseado no escorregamento da máquina (WEG, 2011).

3.2 CONTROLE VETORIAL COM ORIENTAÇÃO DE FLUXO

Permite o controle independente das variáveis do eixo d (eixo de magnetização, normalmente alinhado com o fluxo do rotor) e do eixo q (eixo de torque, normalmente utilizado para controle de velocidade) em função da ortogonalidade entre estes eixos. Desta forma, o sistema de acionamento pode trabalhar com duas malhas independentes para controlar a corrente de magnetização i_{ds} (corrente no eixo d) e a corrente de torque i_{qs} (corrente no eixo q). Esta independência entre as malhas de magnetização e de torque são imprescindíveis para aplicação de metodologias de controle e/ou otimização que utilizem enfraquecimento de campo, conforme aplicação neste trabalho.

Este controle se baseia no conhecimento das equações dinâmicas do motor, de forma a determinar o posicionamento físico do eixo do fluxo magnetizante da máquina, para então realizar o alinhamento do eixo d que deve permanecer alinhado com o eixo do fluxo magnetizante. Quando ocorre este sincronismo diz-se que o fluxo está orientado (NOVOTNY; LIPO, 1996). Quando o controle utiliza apenas grandezas elétricas para determinar o ângulo de posição do fluxo magnetizante da máquina, é chamado de controle direto, e quando utiliza uma medição mecânica da velocidade do rotor é chamado de indireto (NOVOTNY; LIPO, 1996).

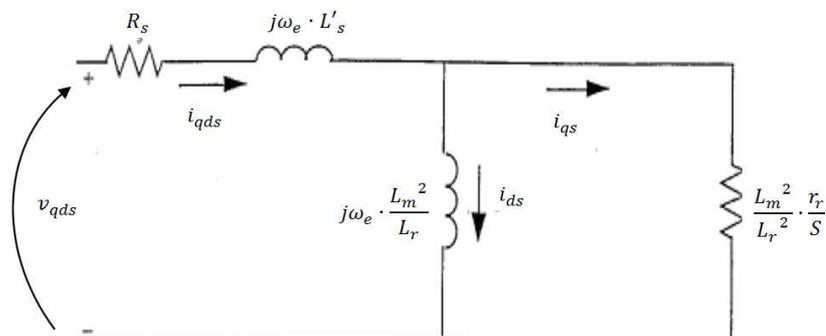
Uma vez desacoplado, o sistema de controle pode controlar a máquina através da variação das grandezas de torque ou da variação das grandezas de fluxo. Normalmente opta-se por manter o fluxo constante e realizar o controle através de comandos de torque, uma vez que a resposta dinâmica é menos complexa e mais rápida.

Nesta situação, normalmente a máquina é mantida magnetizada em sua totalidade (1,0 pu) para que possa gerar o torque nominal e a malha de controle é baseada na manipulação da corrente de torque.

Este controle garante maior precisão no controle de torque da máquina em toda a faixa de velocidade, além de ter uma melhor resposta dinâmica às variações no processo, se comparado ao controle escalar. Porém, em função da grande dependência dos parâmetros da máquina, é muito importante que o modelo matemático da mesma esteja coerente com os dados reais. Para isto, é fundamental a utilização da função de autoajuste, presente em todos os conversores de frequência comerciais, para levantamento de todos os dados necessários ao controle.

A Figura 15 mostra o circuito equivalente simplificado do motor de indução, em coordenadas dq.

Figura 15 - Circuito equivalente simplificado no eixo dq0

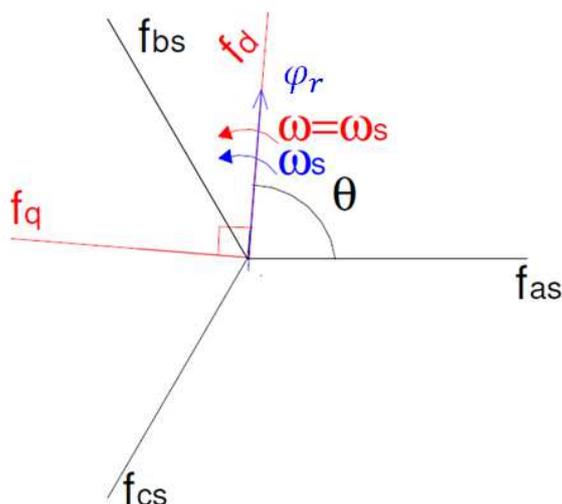


Fonte: Novotny; Lipo (1996).

Como pode ser visto na Figura 15, existe um desacoplamento entre a corrente de magnetização (i_{ds} circula no ramo de magnetização) e de torque (i_{qs} circula no rotor). A corrente total no estator da máquina i_{qds} é calculada através da soma vetorial destas duas correntes.

A integral da velocidade indica o ângulo a ser utilizado na transformação de eixos para definição das tensões a serem aplicadas no eixo-abc através do circuito trifásico de alimentação do estator, de forma a manter o sistema orientado, conforme mostrado na Figura 16.

Figura 16 - Eixo d alinhado com o fluxo do rotor



Fonte: Gasparetto (2006). Alterado pelo Autor (2018).

Pode-se notar, na Figura 16 que o eixo d está coincidente com o vetor de fluxo no rotor da máquina φ'_r , com isto, chega-se as equações (28) e (29):

$$\varphi'_{dr} = \varphi'_r \quad (28)$$

$$\varphi'_{qr} = 0 \quad (29)$$

Analisando as equações (19) e (20), considerando que as tensões no rotor de um motor com gaiola de esquilo são iguais a zero e partindo da premissa de que o sistema está com o fluxo orientado, validando assim as equações (28) e (29), têm-se as equações (30) e (31):

$$0 = R'_r \cdot i'_{dr} + \frac{d\varphi'_{dr}}{dt} \quad (30)$$

$$0 = R'_r \cdot i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \varphi'_{dr} \quad (31)$$

Os fluxos também podem ser expressos pelas equações (32) a (35): (NOVOTNY; LIPO, 1996).

$$\varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i'_{qr} \quad (32)$$

$$\varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i'_{dr} \quad (33)$$

$$\varphi'_{qr} = L_r \cdot i'_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \quad (34)$$

$$\varphi'_{dr} = L_r \cdot i'_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \quad (35)$$

Aplicando (29) em (34), têm-se:

$$i'_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs} \quad (36)$$

Uma vez que, com o fluxo orientado, temos a equação (37):

$$i'_{dr} = 0 \quad (37)$$

A frequência de escorregamento da máquina pode ser expressa por (38):

$$\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r) \quad (38)$$

Aplicando (36), (37) e (38) em (31), temos a equação (39):

$$\omega_{sl} = \frac{Rr}{Lr} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (39)$$

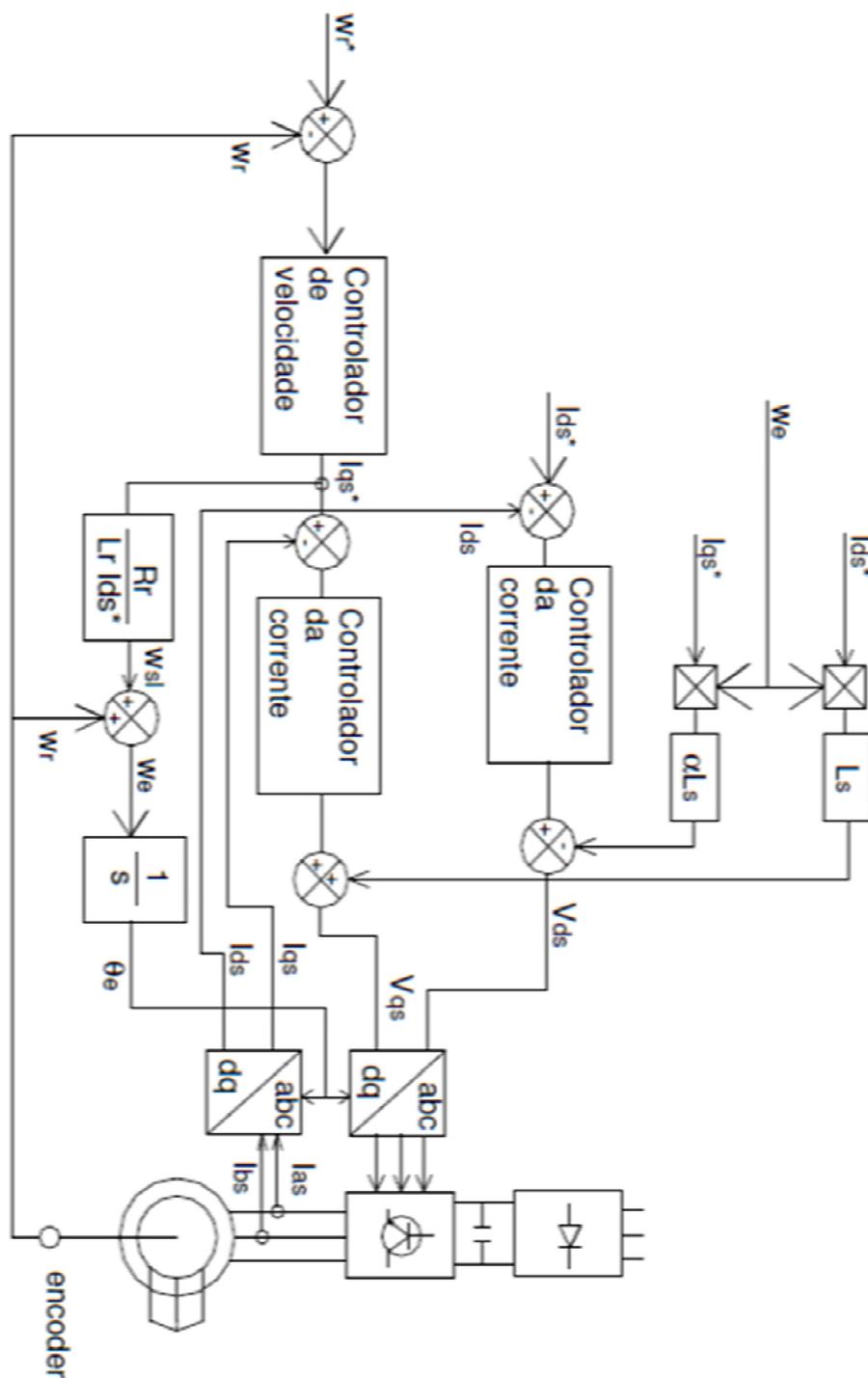
A equação (39) implica que para cada conjunto $\frac{i_{qs}}{i_{ds}}$ para controle de torque, só há uma única frequência de escorregamento. Esta frequência de escorregamento será então manipulada de forma a garantir a orientação do fluxo.

Esta orientação será mantida através da utilização do ângulo θ_e de transformação de eixos (ABC \leftrightarrow dq0) resultante da integral da velocidade síncrona ω_e , calculada através da soma da velocidade do rotor ω_r com a velocidade de escorregamento ω_{sl} .

Porém, existe um acoplamento cruzado entre os eixos, o fluxo φ_{qs} afeta a tensão V_{ds} e o fluxo φ_{ds} afeta a tensão V_{qs} . Conforme pode ser identificado nas equações (17) e (18).

A Figura 17 mostra o diagrama de blocos de um acionamento com controle vetorial de malha fechada de velocidade. Neste diagrama, algumas variáveis são seguidas de '*', indicando que as mesmas são entradas de referência de comando para o sistema.

Figura 17 - Diagrama de blocos do controle vetorial de fluxo orientado



Fonte: Gasparetto (2006)

Pode-se notar, pelo diagrama de blocos da Figura 17, que os controles de corrente são independentes, o que possibilita a manipulação individual de cada corrente pelo sistema de acionamento.

Neste capítulo foram apresentados os métodos de controle escalar e vetorial com fluxo orientado, normalmente utilizados pelos conversores de frequência. Foi determinado o equacionamento básico que rege estes controles e as estratégias de implementações.

O controle vetorial com orientação de fluxo foi detalhado em função de ser a topologia de controle utilizada neste trabalho. Tendo, inclusive, sua malha de controle apresentada em diagrama de blocos no final do capítulo.

No capítulo seguinte serão apresentadas estratégias de otimização energética em aplicações com uso de motores de indução trifásicos, em sua maioria utilizando enfraquecimento de campo, o que só é aplicável quando se utiliza o controle vetorial com fluxo orientado apresentado neste capítulo.

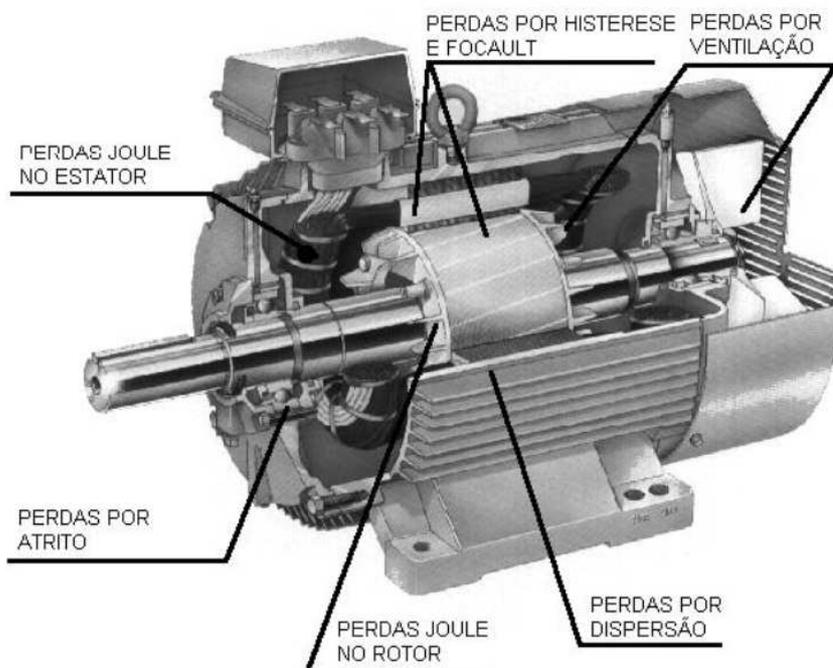
4 OTIMIZAÇÃO ENERGÉTICA APLICADA A UM MOTOR DE INDUÇÃO

O motor é um conversor eletromecânico de energia, o mesmo recebe energia elétrica, nos enrolamentos do estator, proveniente de uma fonte externa, e a transforma em energia mecânica que fornece torque girante ao rotor da máquina. Para realizar o acoplamento entre a energia elétrica e a energia mecânica o motor utiliza os princípios do eletromagnetismo (FITZGERALD; KINGSLAY; UMANS, 2012).

4.1 PERDAS EXISTENTES NO MOTOR DE INDUÇÃO

Em todas estas fases de conversão (recebimento de energia elétrica, transferência eletromagnética e geração de torque mecânico) existem perdas (YAMACHITA, 2013). Na Figura 18 pode ser visualizado um motor de indução em corte, com as indicações das perdas.

Figura 18 – Localização das perdas no motor de indução



Fonte: Yamachita (2013)

Estas perdas serão detalhadas nas seções a seguir:

4.1.1 Perdas por Efeito Joule

Ocorrem em função da passagem de corrente elétrica através de um condutor, por este motivo ocorrem no cobre dos enrolamentos do estator e do rotor da máquina. Estas perdas são diretamente proporcionais ao quadrado da corrente que circula nos enrolamentos. Estas perdas são determinadas através da equação (40) abaixo: (YAMACHITA, 2013).

$$P_J = R_s \cdot I_s^2 + R_r \cdot I_r^2 \quad (40)$$

Onde:

P_J é a perda por efeito Joule

4.1.2 Perdas por Correntes Parasitas (Foucault)

Ocorrem em função da passagem de correntes elétricas induzidas pela variação do fluxo no material ferromagnético da máquina. Estas correntes não são equilibradas e tendem a se concentrar na superfície do material. Como são diretamente proporcionais à frequência aplicada, estas perdas podem ser desprezadas no rotor da máquina. Estas perdas são determinadas através da equação (41) abaixo: (YAMACHITA, 2013).

$$P_F = V \cdot K_F \cdot B_m^2 \cdot f_s^2 \cdot e^2 \quad (41)$$

Onde:

P_F é a perda por corrente parasita

V é o volume total do material

K_F é uma constante relativa ao material

B_m é a densidade de fluxo máxima

f_s é a frequência de variação do fluxo

e é a espessura de laminação do material

4.1.3 Perdas por Histerese Magnética

Ocorrem em função da alternância da polaridade do campo magnético aplicado na máquina e que causa efeito sobre o material ferromagnético da mesma. Como são diretamente proporcionais à frequência aplicada, estas perdas podem ser desprezadas no rotor da máquina. Estas perdas são determinadas através da equação (42) abaixo: (YAMACHITA, 2013).

$$P_H = V \cdot K_H \cdot B_m^\alpha \cdot f_s \quad (42)$$

Onde:

P_H é a perda por histerese

K_H é uma constante de perda por histerese

α é o coeficiente de Steinmetz, situa-se na faixa de 1,5 a 2,5

4.1.4 Perdas por Atrito e Ventilação

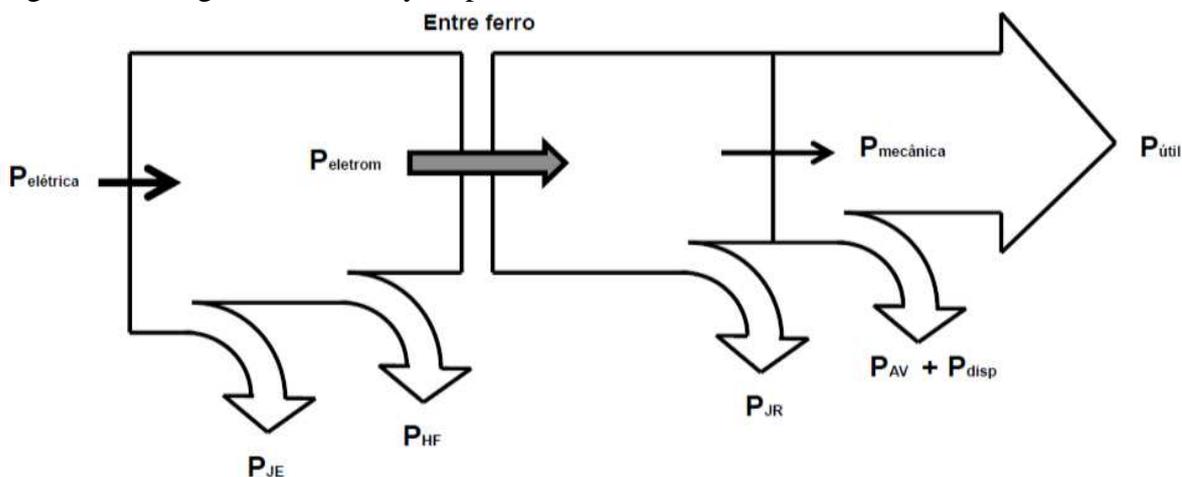
Ocorrem devido aos atritos dos mancais e à ventilação do motor. São perdas puramente mecânicas e, em condições normais, constituem a menor parcela de perdas em motores. Dependem do tipo de mancal, da lubrificação, do sistema de ventilação, da velocidade de rotação e do estado de conservação do motor (YAMACHITA, 2013).

4.1.5 Perdas Suplementares

Incluem todas as perdas não classificadas anteriormente, também chamadas de perdas por dispersão ou perdas adicionais. Normalmente ocorrem em função de imperfeições mecânicas e irregularidades no entreferro, distribuição não uniforme das correntes, fluxo disperso, efeitos de saturação eletromagnética, entre outras razões. Estão ligadas diretamente ao projeto e construção da máquina e podem, se tiverem seus fatores causadores bem avaliados e tratados durante estas fases, exercer grande contribuição no rendimento da máquina (YAMACHITA, 2013).

A relação entre a potência elétrica de entrada e a potência mecânica útil de saída é mostrada no Diagrama de Sankey presente na Figura 19.

Figura 19 - Diagrama de Sankey de perdas no motor



Fonte: Yamachita (2013)

Onde:

$P_{elétrica}$ é a potência elétrica total de entrada

$P_{eletrom}$ é a potência eletromagnética que atravessa o entreferro da máquina

$P_{mecânica}$ é a potência mecânica que chega ao rotor da máquina

$P_{útil}$ é a potência mecânica útil de saída

P_{JE} representa as perdas por Efeito Joule no estator

P_{HF} representa as perdas no ferro por Histerese e Correntes Parasitas

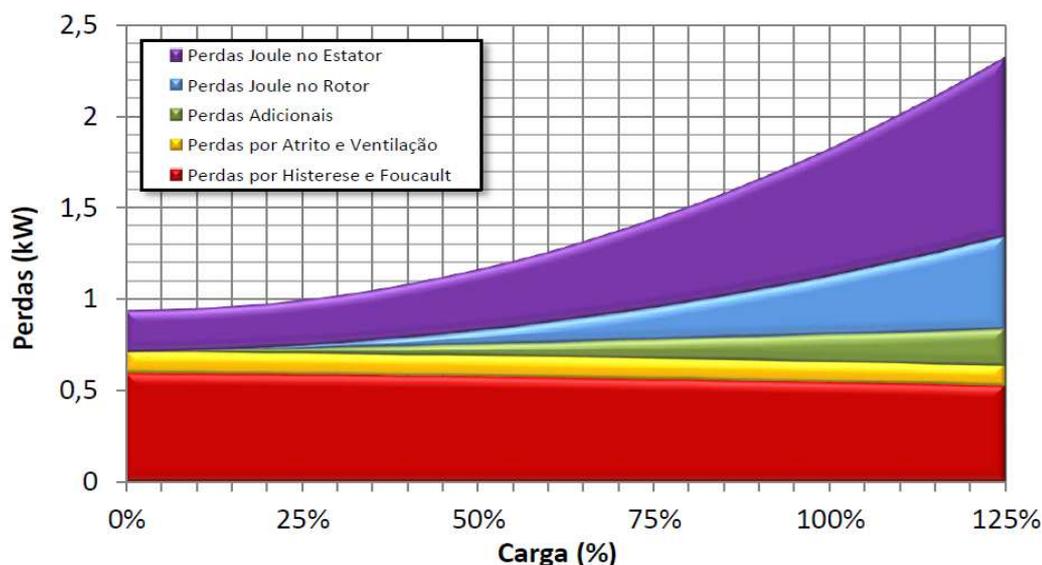
P_{JR} representa as Perdas por Efeito Joule no rotor

P_{AV} representa as perdas por Atrito e Ventilação

P_{disp} representa as perdas por Dispersão (suplementares)

A distribuição percentual de perdas em um motor varia de acordo com a carga aplicada ao seu eixo. A Figura 20 mostra esta variação para um motor típico de 15 CV.

Figura 20 - Distribuição de perdas num motor de indução de 15 CV



Fonte: Yamachita (2013)

Pode-se notar na Figura 20 que as perdas por Efeito Joule muito significativas, principalmente quando se trabalha com correntes elevadas. Desta forma, é assertivo focar em metodologias que busquem redução da corrente elétrica na máquina quando se busca o ponto ótimo de trabalho, principalmente para cargas acima de 50% da carga nominal. Para cargas reduzidas, a redução da corrente de trabalho também produz bons resultados. Porém, para estas condições, a otimização é aplicada sobre as perdas no estator.

4.2 METODOLOGIAS DE OTIMIZAÇÃO EXISTENTES

Para aumento da eficiência do motor através da redução das perdas por Efeito Joule, existem três métodos usualmente utilizados (SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007; CHAKRABORTY; HORI, 2003).

4.2.1 Controle de Estado Simples

Este método consiste na manipulação de uma variável, como o deslocamento do fator de potência ou frequência de escorregamento para um valor constante ou uma proporção pré-definida. Este ponto de operação definido é escolhido através de cálculos e análises simplificadas e apontam para o ponto de máxima eficiência operacional. Alguns autores

consideram que não se trata de um método e, sim, uma forma simplificada do método baseado no modelo de perdas (SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007; CHAKRABORTY; HORI, 2003).

4.2.2 Controle Baseado no Modelo de Perdas

Este método utiliza um modelo baseado no sistema de perdas para calcular o fluxo ótimo para operação da máquina para cada velocidade e torque requerido de carga. Possui a vantagem de ter uma resposta rápida, porém sua eficiência é totalmente dependente do correto modelo matemático da máquina que está sendo controlada. Por este motivo, possui limitações, uma vez que os parâmetros do modelo da máquina variam em função da temperatura de operação e de efeitos de saturação (SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007; CHAKRABORTY; HORI, 2003).

4.2.3 Controle de Busca

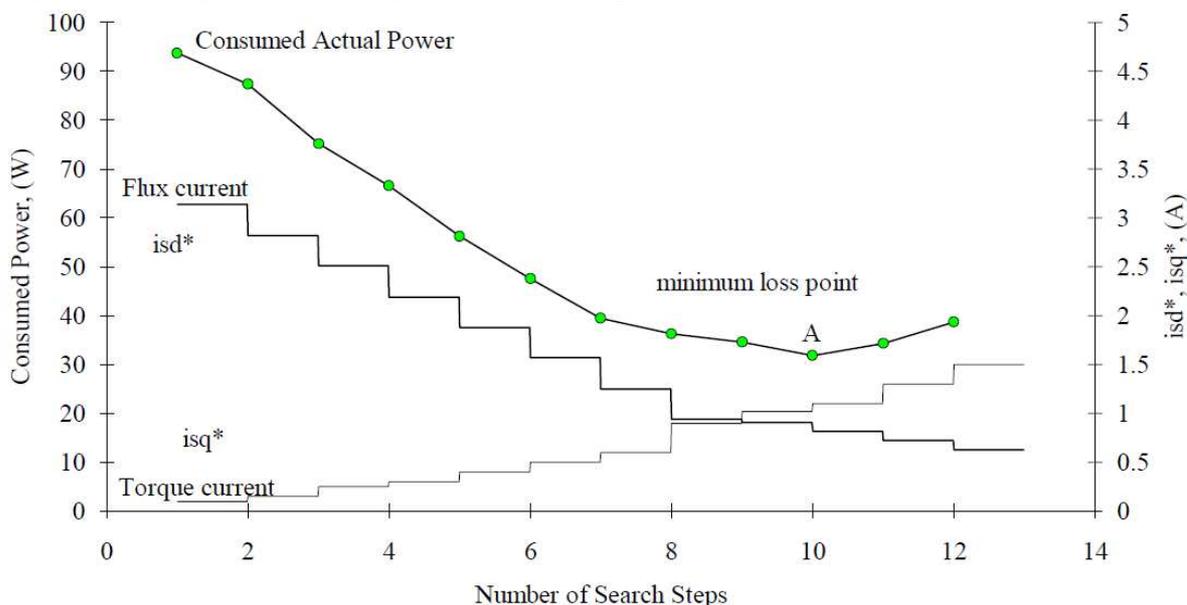
Este método consiste na variação iterativa do fluxo da máquina, em regime permanente de operação, e medição da potência de entrada da mesma até encontrar o ponto de mínima potência (menor perda). Como as perdas são proporcionais ao quadrado da corrente, existirá um ponto de inflexão da curva. É bastante indicado para acionamentos em controle vetorial, pois é possível variar apenas a corrente de fluxo da máquina em função do desacoplamento das correntes que o controle vetorial proporciona (SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007; CHAKRABORTY; HORI, 2003).

4.3 FILOSOFIA DOS CONTROLADORES DE BUSCA

Consiste na redução do fluxo magnético, através da manipulação da corrente de magnetização i_d em função da potência de entrada consumida, em regime permanente, buscando um ponto ótimo de operação, de acordo com a aplicação específica e da estrutura do hardware de potência que implementará o sinal de alimentação (KHAMBADKONE; HOLTZ, 1991; MORENO-EGUILAZ; CIPOLLA; PERACAUOLA; BRANCO, 1997).

Na Figura 21 são mostrados resultados experimentais com um motor de 1,5 kW operando com carga constante.

Figura 21 - Resposta de um algoritmo de busca para um motor de 1,5 kW



Fonte: Moreno-Eguilaz; Cipolla; Peracaula; Branco (1997)

Na Figura 21, pode-se observar que a redução do fluxo da máquina causa um aumento da corrente de torque, pois o torque mecânico requerido é constante e o torque gerado pelo motor é função destas duas variáveis (i_{ds} e i_{qs}), conforme foi mostrado na equação (23).

No ponto ótimo (ponto A do Figura 21) ocorre um equilíbrio entre as perdas no cobre e no ferro da máquina. A partir deste ponto, quando o fluxo é reduzido o aumento de i_q passa a se tornar elevado e a eficiência da máquina começa a reduzir.

4.4 METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO UTILIZADA NO TRABALHO

Neste trabalho, foi utilizado o conceito do método do controle de busca. Porém, em função das limitações impostas pela aplicação real, em ambiente industrial, não foi utilizado um buscador automático.

O ponto de operação do acionamento elétrico foi alterado através da manipulação da corrente de magnetização parametrizada no conversor de frequência. O valor original deste parâmetro nesta operação consiste na corrente à vazio do motor e é identificado pelo próprio

conversor de frequência através da rotina de auto-ajuste, realizada pelo conversor durante *start-up* do sistema, que tem como objetivo obter os parâmetros do modelo e constantes de programação relativas ao motor.

Na Figura 22 é mostrado o fluxograma com a sequência de implementação da metodologia.

Figura 22 - Fluxograma da metodologia utilizada



Fonte: Autor (2018).

Conforme pode ser visto na Figura 22, inicialmente foram realizadas simulações com uma máquina genérica, em ambiente Simulink/Matlab. Nestas simulações, foram levantados vários pontos operacionais na faixa de torques de carga e correntes de magnetização aplicáveis em um sistema real. Para cada condição, foram calculadas a energia mecânica e elétrica utilizadas para que a máquina respondesse a um perfil de velocidade desejado, de acordo com a aplicação de utilização mais comum da elevação auxiliar da ponte rolante 51PR12. O perfil de velocidade manteve os tempos de aceleração (1,0 s) entre a partida e a velocidade nominal e de desaceleração (2,0 s) entre a velocidade nominal e a parada. Porém, para redução do esforço

computacional, foi reduzido o tempo de funcionamento em regime. Foi então calculado um coeficiente energético do sistema, através da divisão da energia elétrica consumida pela energia mecânica utilizada na movimentação. Foram então identificadas as condições ótimas para cada torque requerido de carga, do ponto de vista de eficiência energética, e a corrente de magnetização ideal para cada condição operacional.

Foram realizados testes práticos para comprovação da aplicabilidade da metodologia em uma aplicação específica. A corrente de magnetização na condição nominal foi determinada através da rotina de auto-ajuste do conversor de frequência. Esta corrente foi manipulada através da alteração, em *steps*, do parâmetro específico do conversor. Foram determinadas as correntes de magnetização que melhor atendiam as duas condições comumente utilizadas nesta aplicação. Estas correntes foram determinadas pela identificação dos pontos de menor consumo de energia elétrica para realização das movimentações mecânicas (estes pontos não são, necessariamente, os pontos de menor corrente elétrica).

Através de cálculos foi estimada a energia gasta em cada ciclo operacional, que consiste na movimentação de uma caçamba vazia para a posição de coleta e na retirada da mesma após ter sido preenchida com as carepas a serem descartadas. Foi então definida a corrente de magnetização que melhor atendia ao ciclo operacional, do ponto de vista de eficiência energética. Finalmente foi calculado o ganho percentual com a aplicação da metodologia, comparado à condição original.

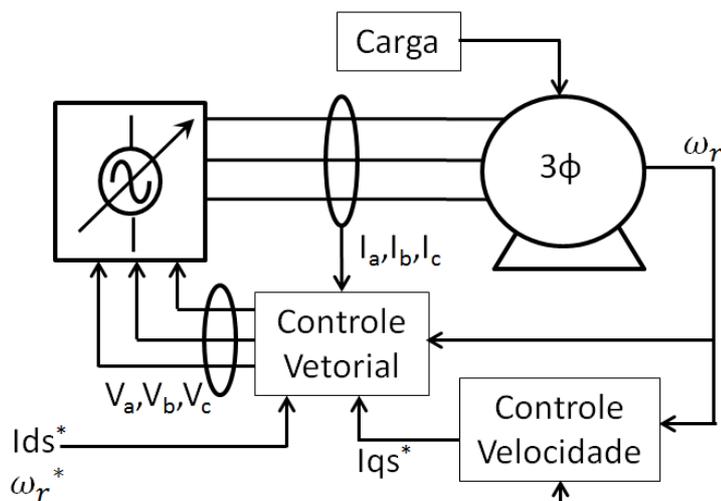
Com objetivo de facilitar a análise dos resultados obtidos, foram criados os gráficos de potências, corrente de estator e fator de potência para cada teste efetuado. Também foram criados os gráficos com os vetores de corrente para cada teste.

Neste capítulo foram apresentadas as perdas existentes no motor de indução trifásico e as metodologias de otimização utilizadas. Foi detalhada a metodologia utilizada neste trabalho e apresentado um fluxograma com cada etapa do desenvolvimento do trabalho. Nos próximos capítulos, cada uma destas etapas será detalhada e os resultados obtidos serão apresentados.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para simulação foi desenvolvido um controle vetorial orientado pelo fluxo que controla uma fonte de alimentação, representando um conversor de frequência com topologia de fonte de tensão (CRPWM), conectada aos terminais do motor, conforme pode ser visto na Figura 23.

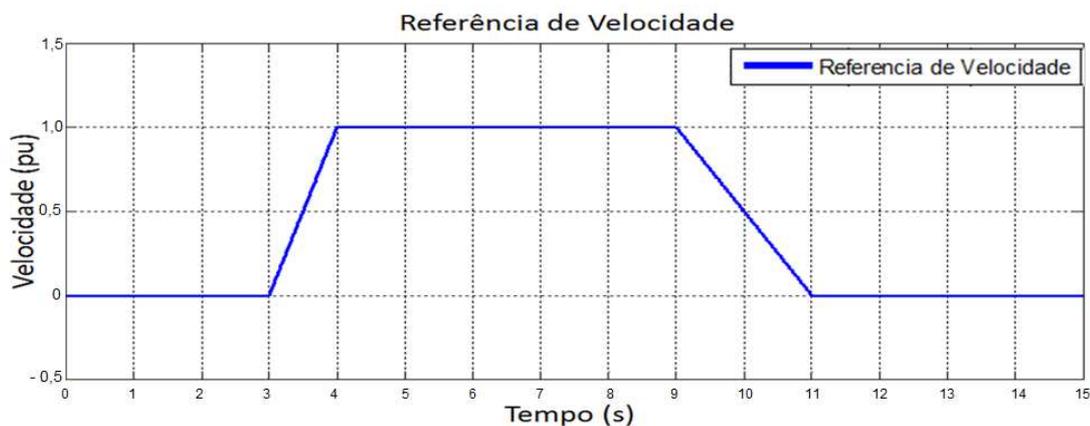
Figura 23 - Diagrama de blocos da simulação efetuada



Fonte: Autor (2017)

Um sinal de referência de velocidade foi implementado de acordo com a aplicação típica da ponte rolante real, conforme pode ser observado na Figura 24.

Figura 24 - Sinal de referência de velocidade aplicado na simulação

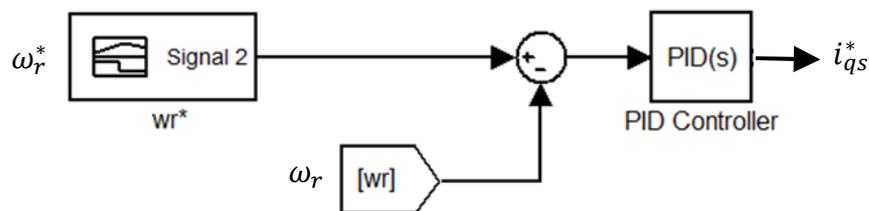


Fonte: Autor (2017)

Na aplicação real, o motor acelera desde a sua partida até a velocidade nominal no intervalo de tempo de 1,0 segundo, em seguida, o movimento permanece em máxima velocidade por aproximadamente 45,0 segundos com a caçamba vazia ou 90,0 segundos com a caçamba cheia, para então desacelerar por 2,0 segundos até a parada total. Esta diferença de tempo em velocidade nominal, entre as caçambas cheia e vazia, ocorre porque a caçamba vazia é içada a partir do piso do galpão e a caçamba cheia é içada a partir do fosso de retirada de carepas, que fica num nível abaixo do piso. Na simulação, para reduzir esforço computacional e, como não interfere na qualidade dos resultados, apesar de considerar tanto o regime transitório como o permanente, o tempo de movimentação foi reduzido para 5,0 segundos.

Uma malha de controle de velocidade foi criada, com um controlador PID, conforme pode ser visto na Figura 25. Este controlador foi sintonizado empiricamente e, seus ganhos foram definidos com $K_p = 10$ (proporcional), $K_i = 300$ (integral) e $K_d = 0$ (derivativo).

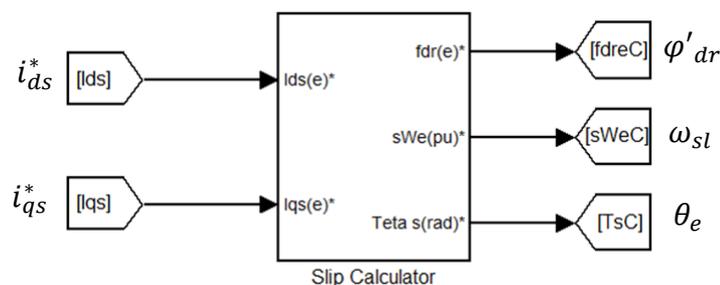
Figura 25 - Controlador da malha de velocidade



Fonte: Autor (2017)

A saída deste controlador envia um sinal de referência da corrente de torque i_{qs}^* para o bloco de cálculo de escorregamento, que também recebe uma referência de corrente de magnetização i_{ds}^* que é alterada manualmente para execução das simulações. Conforme pode ser visto na Figura 26.

Figura 26 - Bloco de cálculo de escorregamento

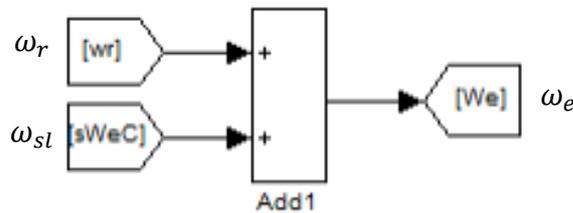


Fonte: Autor (2017)

O bloco de cálculo de escorregamento calcula o escorregamento $s\omega_e$, conforme mostrado na equação (39), que mantém a orientação do fluxo para o ponto de operação desejado, assim como o fluxo do rotor no eixo d e o ângulo θ .

O escorregamento calculado é somado com a velocidade do rotor da máquina (medida através da realimentação) para obtenção da velocidade angular síncrona, que é utilizada para determinação do ângulo a ser utilizado nas transformações de eixo $ABC \rightarrow dq0$ e $dq0 \rightarrow ABC$. Conforme pode ser visto na Figura 27.

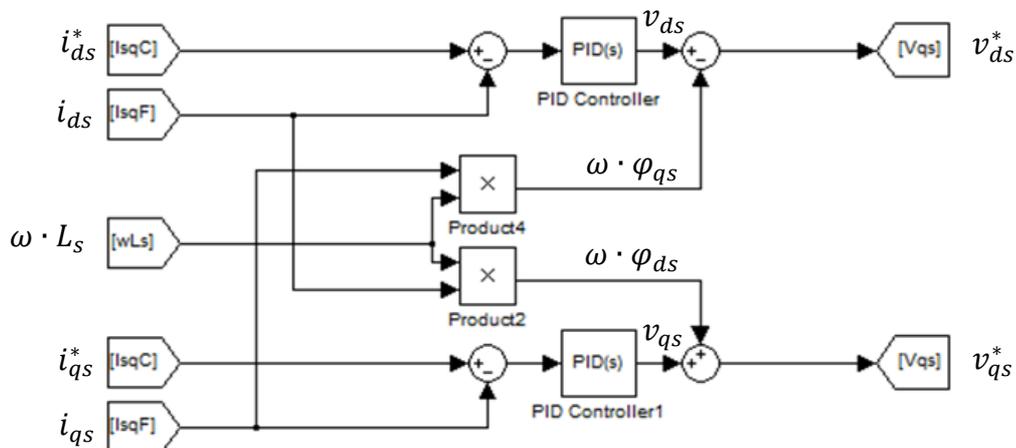
Figura 27 - Somador para determinação da velocidade angular síncrona



Fonte: Autor (2017)

Dois malhas de controle para as correntes de referência i_{qs}^* e i_{ds}^* foram implementadas, com controladores PID, conforme pode ser visto na Figura 28. Estes controladores foram sintonizados empiricamente e, seus ganhos foram definidos com $K_p = 10$ (proporcional), $K_i = 300$ (integral) e $K_d = 0$ (derivativo) tanto para a malha de i_{qs}^* como para a malha de i_{ds}^* .

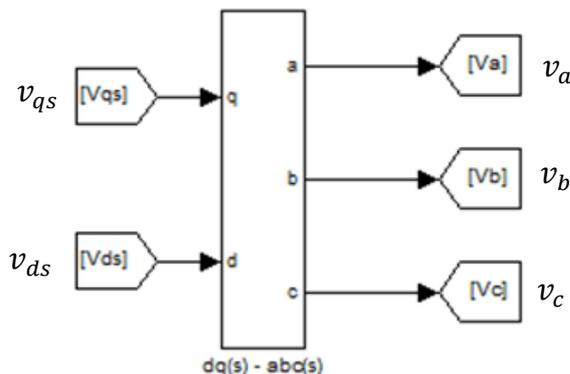
Figura 28 - Controladores de corrente



Fonte: Autor (2017)

As saídas destas malhas de controle de corrente correspondem às tensões v_{qs} e v_{ds} que devem passar por uma matriz de transformação inversa $dq0 \rightarrow ABC$ de forma a definir as tensões v_a , v_b e v_c a serem aplicadas ao motor, conforme pode ser visto na Figura 29.

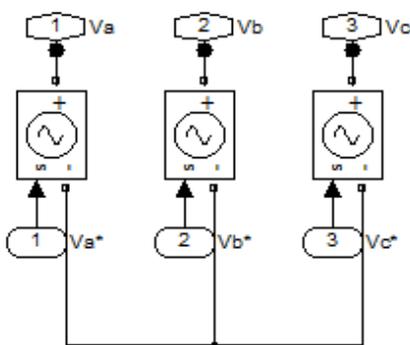
Figura 29 - Sinais de tensão a serem aplicados no motor



Fonte: Autor (2017)

Finalmente, estas tensões são aplicadas ao motor através do controle de três fontes de tensão controladas, conforme pode ser visto na Figura 30, simulando um acionamento com conversor de frequência de tensão imposta VSI. Neste tipo de acionamento a unidade inversora sintetiza a alimentação do motor através da manipulação de uma tensão contínua, fornecida pelo barramento CC. Desta forma, a substituição do conversor de frequência por uma fonte de tensão controlada para efetuar a simulação não traz nenhum prejuízo significativo aos resultados.

Figura 30 - Fontes de tensão controladas



Fonte: Autor (2017)

Foi utilizada uma máquina genérica de indução com rotor gaiola ($Z_{base} = 56,73 \Omega$, $i_{base} = 8,12 A$, $i_{d_{base}} = 2,44 A$), conforme apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 - Motor utilizado na simulação

Motor Simulado		
Grandeza	Valor	Unidade
Potência	5,0	HP
Tensão	460	V
Velocidade	1750	rpm
Frequência	60	Hz
Rs	0,10	pu
Lls	0,10	pu
Rr	0,15	pu
Llr	0,10	pu
Lm	3,00	pu

Fonte: Autor (2017)

Para cada ponto operacional foram calculadas a energia mecânica, a energia elétrica e um coeficiente energético (desenvolvido neste trabalho), conforme informado nas equações (43) a (45).

$$\varepsilon_m = \int T \cdot \omega dt \quad (43)$$

$$\varepsilon_e = \int [(v_a \cdot i_a) + (v_b \cdot i_b) + (v_c \cdot i_c)] dt \quad (44)$$

$$C_\varepsilon = \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_m} \quad (45)$$

Onde:

ε_m é a energia mecânica gasta

T é o torque exigido de carga

ω é a velocidade angular do rotor

v_a é a tensão aplicada à fase a do estator

i_a é a corrente aplicada à fase a do estator

v_b é a tensão aplicada à fase b do estator

i_b é a corrente aplicada à fase b do estator

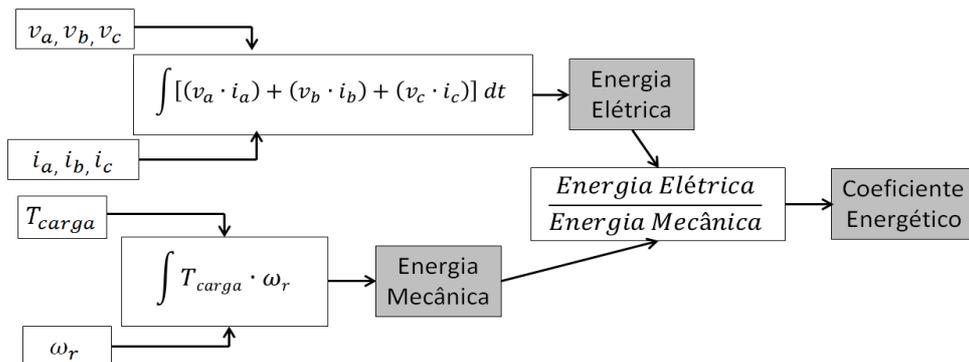
v_c é a tensão aplicada à fase c do estator

i_c é a corrente aplicada à fase c do estator

C_ε é o coeficiente energético calculado.

A Figura 31 mostra os diagramas de blocos utilizados para realização destes cálculos no software.

Figura 31 - Diagrama de blocos das medições de energia e coeficiente energético



Fonte: Autor (2017)

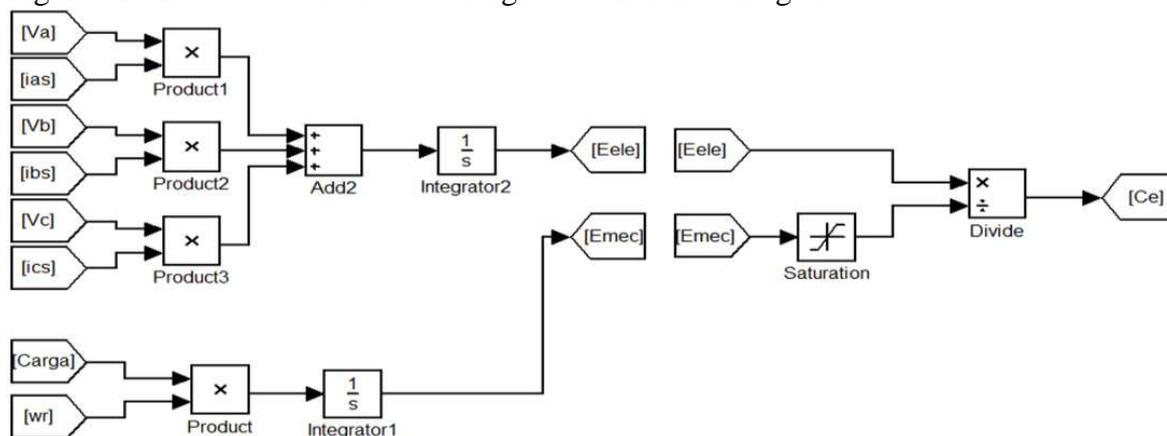
Este coeficiente foi desenvolvido para facilitar a análise dos resultados e gráficos, durante a determinação dos pontos de maior eficiência energética. Ele representa o inverso da eficiência, uma vez que a eficiência de uma máquina elétrica, também chamada de rendimento, pode ser calculada pela equação (46): (YAMACHITA, 2013).

$$\eta = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{elétrica}}} \quad (46)$$

A opção pela utilização deste coeficiente energético foi para manter uma correlação com as metodologias dos otimizadores por controle de busca, que buscam o ponto mínimo como condição ótima (SOUZA; ARAGÃO FILHO; SOUSA, 2007; CHAKRABORTY; HORI, 2003).

Os blocos utilizados na simulação para efetuar estes cálculos são mostrados na Figura 32.

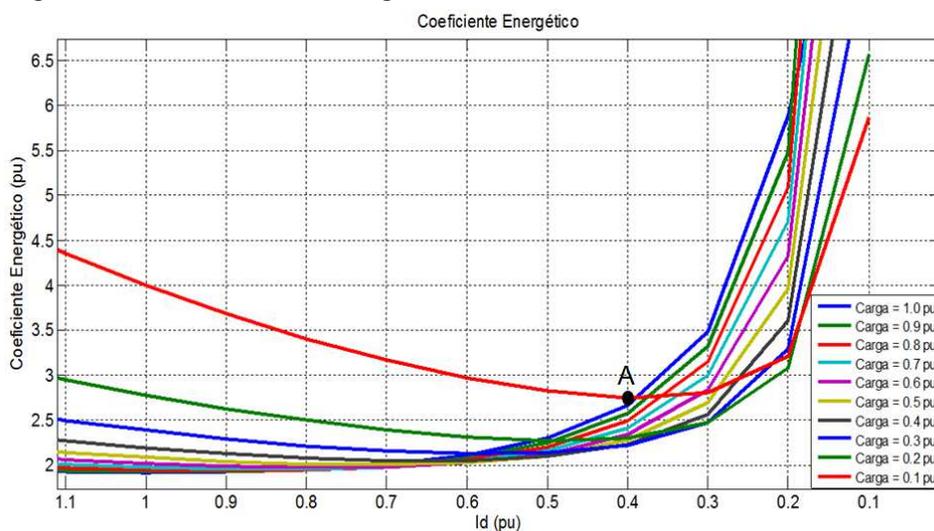
Figura 32 - Blocos de cálculos de energia e coeficiente energético



Fonte: Autor (2017)

A Figura 33 mostra o coeficiente energético em função da corrente de magnetização para cargas de 0,1 a 1,2 pu.

Figura 33 - Coeficientes energéticos



Fonte: Autor (2017)

Como as perdas são proporcionais ao quadrado da corrente, existirá um ponto de inflexão da curva. Este ponto representa o ponto ótimo operacional porque representa a menor

potência gasta para realização do trabalho mecânico requerido. Como por exemplo, o ponto A, que representa o ponto ótimo para a curva de 0,1 pu de corrente de magnetização.

Na Tabela 4 são mostrados os resultados encontrados nas simulações. Em (a) é apresentada a energia mecânica necessária para realização do movimento, em (b) a energia elétrica consumida pelo motor e em (c) o coeficiente energético.

Tabela 4 - Resultados da simulação

ENERGIA MECÂNICA (pu)												
Corrente de Magnetização - Id (pu)												
Carga (pu)	1,2	1,1	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
1,0	6,481	6,479	6,477	6,474	6,471	6,467	6,462	6,454	6,443	6,423	6,385	6,270
0,9	5,835	5,833	5,831	5,829	5,827	5,823	5,819	5,813	5,804	5,788	5,757	5,664
0,8	5,188	5,187	5,185	5,184	5,182	5,179	5,176	5,171	5,163	5,151	5,127	5,053
0,7	4,545	4,544	4,543	4,542	4,540	4,538	4,535	4,532	4,526	4,516	4,498	4,441
0,6	3,893	3,892	3,892	3,891	3,890	3,888	3,886	3,883	3,879	3,872	3,859	3,817
0,5	3,249	3,249	3,248	3,248	3,247	3,246	3,244	3,243	3,240	3,235	3,225	3,196
0,4	2,597	2,597	2,596	2,596	2,595	2,595	2,594	2,593	2,591	2,588	2,582	2,563
0,3	1,948	1,939	1,939	1,939	1,939	1,938	1,938	1,937	1,936	1,934	1,931	1,921
0,2	1,299	1,299	1,299	1,299	1,299	1,299	1,298	1,298	1,298	1,297	1,295	1,291
0,1	0,650	0,650	0,650	0,650	0,650	0,650	0,650	0,650	0,649	0,649	0,649	0,648
(a)												
ENERGIA ELÉTRICA (pu)												
Corrente de Magnetização - Id (pu)												
Carga (pu)	1,2	1,1	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
1,0	12,570	12,460	12,400	12,440	12,610	12,960	13,620	14,830	17,180	22,410	37,550	119,900
0,9	11,460	11,320	11,240	11,230	11,330	11,590	12,100	13,060	14,960	19,220	31,560	98,800
0,8	10,370	10,200	10,090	10,040	10,080	10,250	10,630	11,380	12,870	16,250	26,090	79,740
0,7	9,360	9,109	8,971	8,883	8,869	8,966	9,229	9,781	10,920	13,530	21,170	62,880
0,6	8,217	8,016	7,853	7,737	7,675	7,704	7,864	8,245	9,071	11,000	16,680	47,770
0,5	7,232	6,953	6,770	6,627	6,531	6,500	6,573	6,811	7,373	8,726	12,770	34,980
0,4	6,122	5,892	5,692	5,527	5,402	5,322	5,320	5,437	5,777	6,647	9,307	24,020
0,3	5,095	4,841	4,628	4,444	4,293	4,180	4,117	4,139	4,302	4,791	6,357	15,140
0,2	4,082	3,834	3,611	3,414	3,245	3,107	3,004	2,953	2,989	3,204	3,982	8,490
0,1	3,082	2,829	2,600	2,395	2,214	2,058	1,931	1,833	1,786	1,821	2,086	3,805
(b)												
COEFICIENTE ENERGÉTICO (pu)												
Corrente de Magnetização - Id (pu)												
Carga (pu)	1,2	1,1	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
1,0	1,940	1,923	1,914	1,922	1,949	2,004	2,108	2,298	2,666	3,489	5,881	19,123
0,9	1,964	1,941	1,928	1,927	1,944	1,990	2,079	2,247	2,578	3,321	5,482	17,444
0,8	1,999	1,966	1,946	1,937	1,945	1,979	2,054	2,201	2,493	3,155	5,089	15,781
0,7	2,059	2,005	1,975	1,956	1,954	1,976	2,035	2,158	2,413	2,996	4,707	14,159
0,6	2,111	2,060	2,018	1,988	1,973	1,981	2,024	2,123	2,338	2,841	4,322	12,515
0,5	2,226	2,140	2,084	2,040	2,011	2,002	2,026	2,100	2,276	2,697	3,960	10,945
0,4	2,357	2,269	2,193	2,129	2,082	2,051	2,051	2,097	2,230	2,568	3,605	9,372
0,3	2,616	2,497	2,387	2,292	2,214	2,157	2,124	2,137	2,222	2,477	3,292	7,881
0,2	3,142	2,952	2,780	2,628	2,498	2,392	2,314	2,275	2,303	2,470	3,075	6,576
0,1	4,743	4,354	4,001	3,686	3,408	3,168	2,973	2,822	2,750	2,805	3,215	5,875
(c)												

Fonte: Autor (2017)

Nas informações de energia elétrica e coeficiente energético foram destacados os valores otimizados (referentes às melhores combinações carga x i_d).

Como a energia mecânica é dependente apenas do movimento solicitado, a mesma permanece constante para cada carga simulada. Porém, como os cálculos realizados pelo software de simulação utilizam algoritmos de resolução matemática baseados nos valores amostrados durante as simulações, estes valores apresentaram uma pequena variação (3,26% no pior caso) em função da rotina de simulação ter utilizado um tempo de amostragem dinâmico para as simulações. Este tempo era alterado automaticamente pelo software para otimizar o esforço computacional. Esta variação não traz prejuízos significativos para a qualidade dos resultados.

Neste capítulo foram apresentadas as premissas utilizadas para realização das simulações e os resultados alcançados. Estes resultados foram importantes para a validação da metodologia de otimização proposta.

Uma vez validada, a metodologia será submetida a testes práticos em ambiente industrial e seus resultados serão analisados. Todo o processo de testes práticos será abordado, em detalhes, no próximo capítulo.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para comprovação prática, foram realizados os testes na elevação auxiliar da 51PR12 da Área de Condicionamento de Placas da ArcelorMittal Tubarão. Este acionamento é composto por um motor de 40 CV (30 kW), 440 V, 50 A, 1183 rpm, sendo alimentado por um conversor de frequência de 75A, modelo CIMR-AU4A0088FAA do fabricante Yaskawa. O motor é acoplado diretamente a um redutor que, por sua vez, é acoplado a um dromo, onde são instalados cabos de aço para movimentação do guincho da elevação auxiliar da ponte rolante.

O sistema trabalha com controle vetorial orientado pelo fluxo com realimentação de velocidade através de encoder. Na Figura 34 são mostrados o motor de indução (a) e o conversor de frequência (b) utilizados nos testes práticos.

Figura 34 - Acionamento da elevação auxiliar da ponte rolante 51PR12: (a) motor de indução e (b) conversor de frequência



(a)



(b)

Fonte: Autor (2017)

O *software* utilizado para alteração dos parâmetros e coleta das variáveis medidas foi o Drive Wizard Plus, versão 4.0. Foi utilizada a função de auto-ajuste do próprio inversor de frequência para definir a corrente de magnetização de base. Esta corrente consiste na corrente à

vazio do motor, desconsiderando perdas. O valor encontrado pelo conversor foi igual a 18,8 A e este valor foi admitido como $i_d = 1,0$ pu.

Através da equação (47) foi calculada a corrente de torque i_q para a carga nominal ($i_s = 50$ A), o valor desta corrente foi de 46,3 A, admitida como $i_q = 1,0$ pu.

$$i_s = \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} \quad (47)$$

Inicialmente, foram testados vários pontos de operação (i_d) para duas cargas típicas movimentadas por este sistema, que consistem nos movimentos de posicionamento de caçamba vazia para coleta de carepas e na remoção da caçamba cheia para descarte. Na Figura 35 são mostradas uma caçamba de carepa vazia (a) e uma caçamba de carepa cheia (b).

Figura 35 - Caçambas de recolhimento de carepa: (a) vazia e (b) cheia



Fonte: Autor (2017)

Só foram analisados os movimentos de içamento da carga, pois durante a descida, a máquina trabalha como gerador e a energia gerada é absorvida pelo conversor de frequência e dissipada num banco de resistências. Foram coletados os gráficos de correntes, tensões e velocidade. Os valores médios em regime, com velocidade nominal, foram calculados através do software.

Na Tabela 5 são mostrados os resultados práticos. Em (a) têm-se a corrente total do estator, em (b) têm-se a tensão aplicada aos terminais do motor, em (c) têm-se a corrente de torque i_q , em (d) têm-se a tensão de torque v_q , em (e) têm-se a corrente de magnetização i_d e em (f) têm-se a tensão de magnetização v_d .

Tabela 5 - Resultados experimentais

Corrente Total - A	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Is (VAZIA)	19,39	17,8	16,43	15,19	14,31	13,73	13,39	13,06	12,89	12,88
Is (CHEIA)	22,92	22,26	21,78	21,54	21,39	21,34	21,28	21,28	21,36	21,47
(a)										
Tensão Total - V	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Vs (VAZIA)	427,7	398,05	368,55	339,92	317,71	300,36	287,46	278,31	269	271,76
Vs (CHEIA)	428,91	412,97	397,32	384,74	374,76	368,2	361,61	355,79	355,1	355,89
(b)										
Corrente Iq - A	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Iq (VAZIA)	5,17	6,82	7,81	7,82	9,39	10,42	11,06	11,95	12,42	13,05
Iq (CHEIA)	14,41	15,60	16,67	17,87	18,85	19,67	20,32	21,00	21,08	21,19
(c)										
Tensão Vq - V	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Vq (VAZIA)	427,41	395,72	365,5	333,41	303,82	276,5	249,64	221,56	192,82	175,05
Vq (CHEIA)	428,22	408,25	388,27	368,63	350,59	332,38	312,71	292,54	273,44	260,97
(d)										
Corrente Id - A	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Id (VAZIA)	20,35	18,19	15,59	13,51	11,48	9,58	7,49	5,67	3,70	2,50
Id (CHEIA)	20,07	17,89	15,67	13,50	11,41	9,57	7,62	5,60	3,69	2,53
(e)										
Tensão Vd - V	CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO - pu									
	1,1	1,0	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Vd (VAZIA)	-16,08	-30,38	-48,61	-68,16	-92,98	-117,16	-143,28	-167,78	-186,68	-206,95
Vd (CHEIA)	-33,64	-59,7	-84,24	-108,78	-134,06	-157,55	-180,96	-204,52	-224,89	-242,39
(f)										

Fonte: Autor (2017)

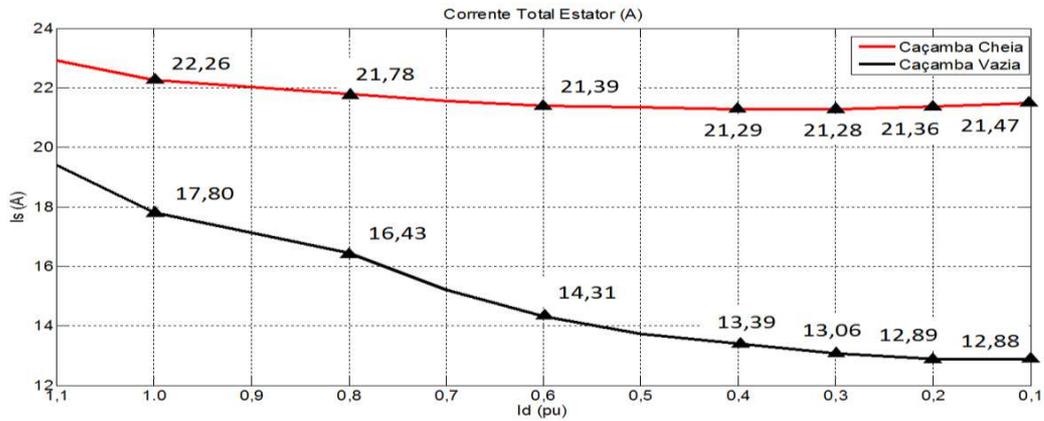
Utilizando novamente a equação (47) na condição nominal de i_d (1,0 pu) foram calculadas as cargas (em pu), utilizando o valor médio medido pelo conversor e calculado pelo software de programação e monitoração para definição de i_c para as duas condições:

- ✓ Caçamba vazia (0,14 pu)
- ✓ Caçamba cheia (0,34 pu).

Na Figura 36 é mostrado o gráfico do módulo da corrente do estator do motor em cada ponto de operação. Através do gráfico é possível identificar o ponto de operação de

menor corrente estatórica para cada carga típica operacional. Para a caçamba vazia o ponto correspondente é $i_d = 0,1$ pu e para caçamba cheia $i_d = 0,3$ pu.

Figura 36 - Corrente no estator



Fonte: Autor (2017)

Comparando os pontos de operação de menor corrente, conforme apresentado na Figura 36, com os cálculos realizados, a técnica proposta é validada. Pois os valores de menor corrente estatórica ocorrem nos pontos em que i_d , em pu, se encontra próximo ao valor da carga, também em pu (0,3 pu e 0,1 pu).

Com as correntes e tensões, foram calculadas as potências que o conversor forneceu ao motor, conforme as equações (48) a (50) mostradas abaixo.

$$P = V_q \cdot I_q + V_d \cdot I_d \quad (48)$$

$$Q = V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q \quad (49)$$

$$S = \sqrt{(P^2 + Q^2)} \quad (50)$$

Onde:

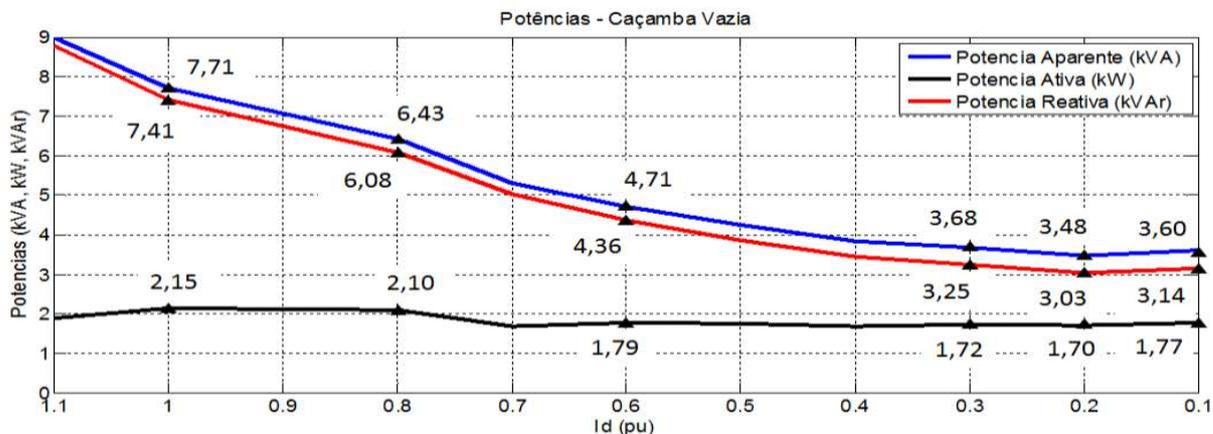
P é a potência ativa

Q é a potência reativa

S é a potência aparente

Os gráficos com as potências calculadas em cada ponto de operação, com a caçamba vazia, são mostrados na Figura 37.

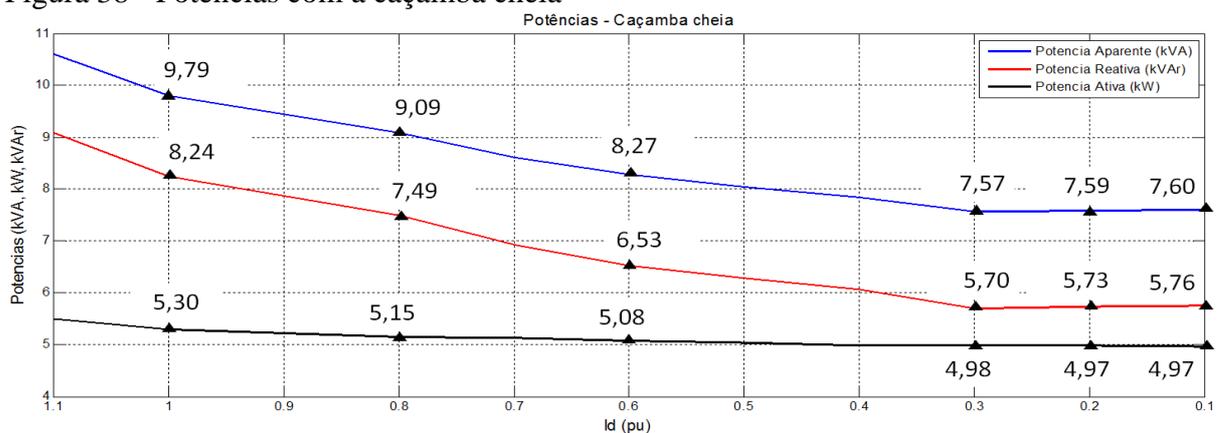
Figura 37 - Potências com a caçamba vazia



Fonte: Autor (2017)

Os gráficos com as potências calculadas em cada ponto de operação, com a caçamba cheia, são mostrados na Figura 38.

Figura 38 - Potências com a caçamba cheia

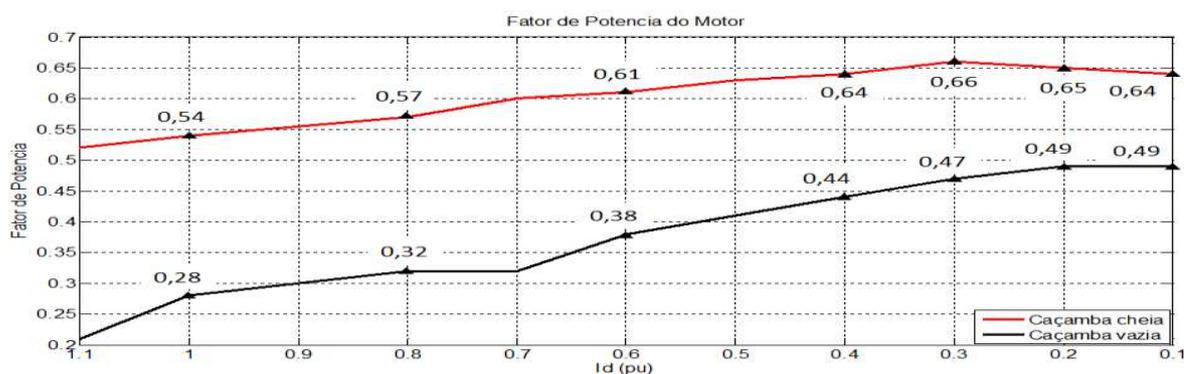


Fonte: Autor (2017)

Pelos gráficos pode-se confirmar que a potência ativa é praticamente constante, pois é uma função da carga. Existe significativa redução na potência reativa, causada pela redução

da corrente de magnetização da máquina. A potência aparente reduz em função da menor potência reativa consumida. Apesar da menor corrente para a caçamba vazia, durante os testes, ter sido encontrada em $i_d = 0,1$ pu, a potência ótima foi encontrada em $i_d = 0,2$ pu, devido a variação da tensão aplicada pelo conversor, pois o mesmo manipula as tensões v_q e v_d por se tratar de um conversor de tensão imposta e a potência fornecida à máquina é a multiplicação destas tensões impostas pelas correntes resultantes. Na Figura 39 é mostrado o fator de potência em cada ponto de operação.

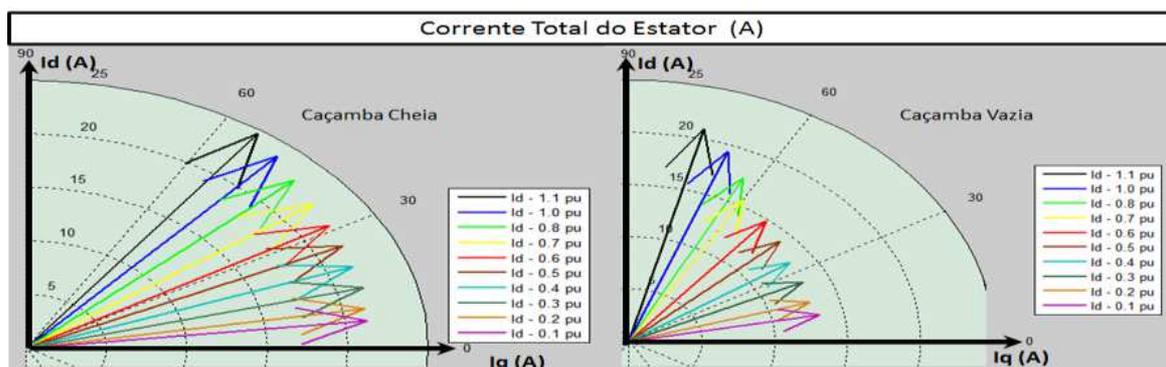
Figura 39 - Fator de potência



Fonte: Autor (2017)

Pode-se notar que o melhor fator de potência ocorre próximo aos pontos ótimos, pois o sistema executa a operação, consumindo a potência ativa requerida pela carga, com o menor valor de potência aparente consumida. Com a redução na corrente de magnetização, ocorre a aproximação da corrente total ao eixo de torque, conforme visto na Figura 40. Desta forma, o módulo da corrente total e o ângulo do fator de potência são reduzidos.

Figura 40 - Diagrama fasorial das correntes do estator do motor em cada teste



Fonte: Autor (2017)

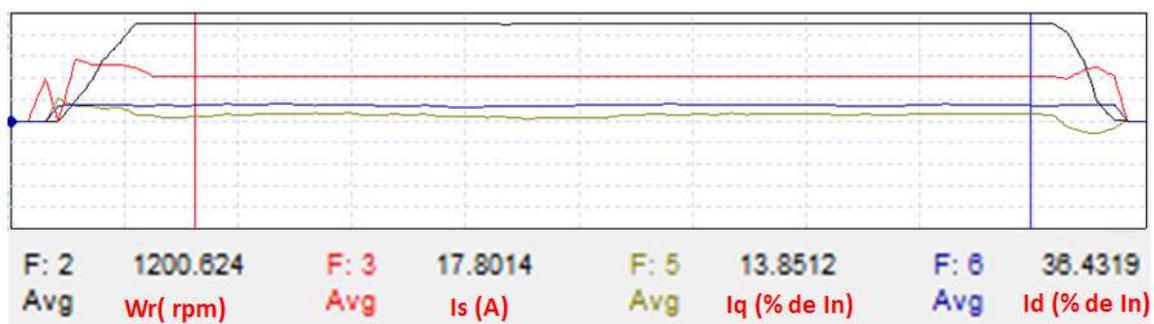
Neste capítulo foram detalhados os testes experimentais para validação da metodologia proposta em aplicações reais. Os resultados coletados foram satisfatórios e as limitações inerentes à aplicação em sistemas comerciais utilizados em ambiente industrial foram atendidas.

No próximo capítulo será detalhada a aplicação prática no sistema de acionamento abordado e calculado o valor ótimo de i_d a ser utilizado de forma permanente para funcionamento otimizado do sistema.

7 APLICAÇÃO PRÁTICA DA METODOLOGIA

Para a aplicação prática da metodologia proposta, foram analisadas as respostas nos pontos ótimos de operação. O gráfico de velocidade e corrente para a elevação da caçamba vazia na condição original ($i_d = 1,0$ pu) é mostrado na Figura 41.

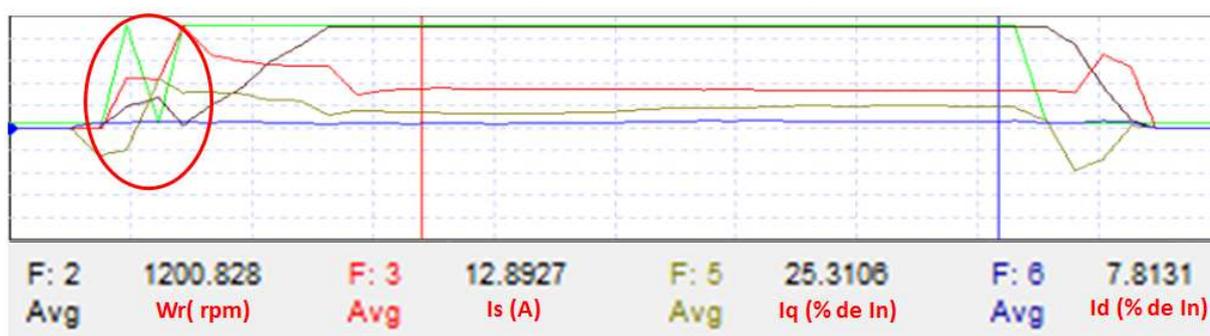
Figura 41 - Velocidade e correntes da caçamba vazia na condição original



Fonte: Autor (2017)

O gráfico de velocidade e corrente para a elevação da caçamba vazia na condição ótima ($i_d = 0,2$ pu) é mostrado na Figura 42.

Figura 42 - Velocidade e correntes da caçamba vazia na condição ótima



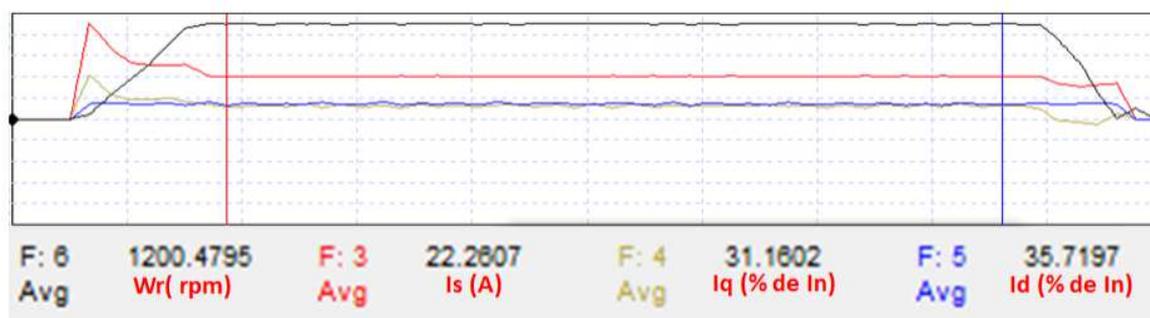
Fonte: Autor (2017)

Conforme pode ser visto nas Figuras 41 e 42, a corrente i_q aumenta, porém, a redução de i_d é mais significativa, proporcionando uma redução na corrente total do estator, uma vez que esta é a soma vetorial de i_q e i_d , conforme mostrado em (47).

Também pode ser observado que durante esta fase dos testes ocorreu uma variação na referência de velocidade durante o início do movimento (destacado na Figura 42), curva representada pela cor verde. Esta variação foi causada manualmente, uma vez que esta referência de velocidade é um comando para o conversor de frequência que é produzido por um operador, através de uma manete com cinco pontos de operação, onde cada ponto determine um valor de referência fixo de velocidade. Esta ocorrência, não prevista no planejamento dos testes, influenciou positivamente na análise dos resultados, pois comprovou a capacidade de resposta do sistema de acionamento mesmo em variações críticas e não comumente realizadas.

O gráfico de velocidade e corrente para a elevação da caçamba cheia na condição original ($i_d = 1,0$ pu) é mostrado na Figura 43.

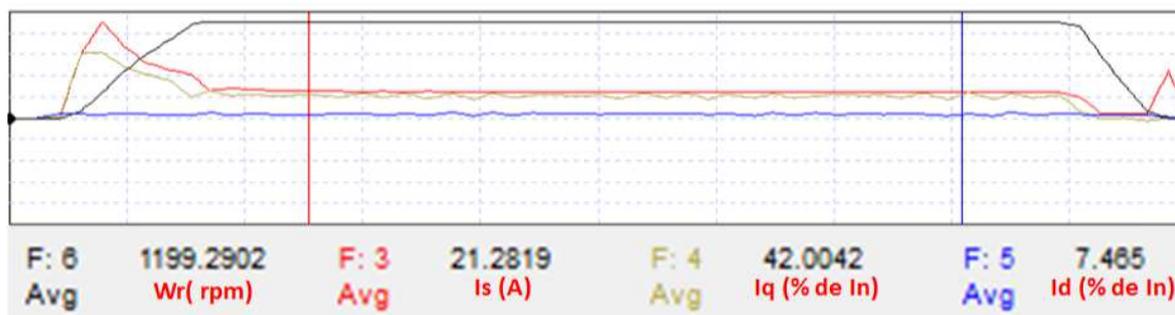
Figura 43 - Velocidade e correntes da caçamba cheia na condição original



Fonte: Autor (2017)

O gráfico de velocidade e corrente para a elevação da caçamba cheia na condição ótima ($i_d = 0,3$ pu) é mostrado na Figura 44.

Figura 44 - Velocidade e correntes da caçamba cheia na condição ótima



Fonte: Autor (2017)

Conforme pode ser visto nas Figuras 43 e 44, a corrente i_q aumenta, porém, a redução de i_d é mais significativa, proporcionando uma redução na corrente total do estator, uma vez que esta é a soma vetorial de i_q e i_d , conforme mostrado em (47).

Também se pode notar que a curva de respostas de velocidade nas condições otimizadas com panela vazia, Figura 42 e panela cheia, Figura 44, apresentam perfis coerentes com as respostas de velocidade na condição original. Esta manutenção de uma corrente sem variações bruscas durante as acelerações e desacelerações, tempos de aceleração e desaceleração condizentes com a programação do conversor de frequência e estabilidade durante o período de regime permanente aliados a percepção visual do movimento garantem que não foram causados novos esforços, sobrecargas ou qualquer fator mecânico negativo.

Em função de a referência de corrente de magnetização ser um parâmetro fixo do conversor de frequência, não é possível atualizá-lo a cada operação. Desta forma, para cada teste executado o parâmetro referente à corrente de magnetização teve que ser ajustado no conversor de frequência, o que implicou num elevado tempo para levantar todas as respostas.

Utilizando a equação (24), foi calculada a energia consumida, em regime permanente, por cada ciclo de retirada de carepa (uma movimentação de 45s com a caçamba vazia e uma movimentação de 90s com a caçamba cheia) com os valores de corrente de magnetização variando entre os dois valores otimizados. Ou seja, foi calculada a energia total, em regime permanente, consumida em um ciclo operacional, com o conversor de frequência parametrizado para cada uma das duas correntes de magnetização encontradas nos pontos ótimos de cada carga.

Dessa forma, utilizando os valores de potência consumida em regime permanente nos pontos ótimos de operação para a caçamba vazia (0,2 pu) e caçamba cheia (0,3 pu) e convertendo a duração do ciclo para horas, chegou-se aos seguintes valores:

$$E1_{(0,2 \text{ pu})} = (3,48 \cdot 0,0125) + (7,59 \cdot 0,025) = 233,3 \text{ Wh}$$

$$E2_{(0,3 \text{ pu})} = (3,68 \cdot 0,0125) + (7,57 \cdot 0,025) = 235,3 \text{ Wh}$$

Ficou então definida, como valor ótimo para operação mista das duas cargas características desta aplicação, a corrente de magnetização de 0,2 pu, que corresponde a

3,76 A, uma vez que a corrente de magnetização nominal $i_{d(1,0 pu)}$ é igual a 18,8 A, pois é o ponto de menor gasto de energia.

Foi então calculada a energia requerida na condição original:

$$E_{(1,0 pu)} = (7,71 \cdot 0,0125) + (9,79 \cdot 0,025) = 341,1 Wh$$

Após comparação, identificado que a aplicação da metodologia proposta apresentou um ganho de 107,8 Wh durante o regime permanente, para cada ciclo operacional de retirada de carepa. Representando uma economia de energia de 31,6%.

Neste capítulo foram demonstrados, detalhadamente, os cálculos realizados para determinação do valor da corrente de magnetização a ser aplicado no sistema real, em ambiente industrial, de forma permanente. Também foram apresentados os ganhos obtidos nesta aplicação.

No capítulo seguinte serão apresentadas a conclusão e as considerações finais sobre este trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

8 CONCLUSÃO

O método de otimização através da busca do ponto ótimo operacional, na ótica de consumo de energia, com enfraquecimento de campo através da manipulação da corrente de magnetização, em regime permanente, se mostrou eficiente. Principalmente para acionamento de cargas com baixo torque requerido e longos períodos de funcionamento em regime permanente.

A proximidade dos torques requeridos das duas cargas se mostrou favorável à metodologia, por aproximar o ponto ótimo de cada carga e viabilizar a busca por um ponto operacional que atendesse ambas as cargas de forma otimizada. Desta forma, indica-se a aplicação desta metodologia apenas para sistemas de acionamento com cargas fixas ou com pequenas variações, conforme tratado neste trabalho.

Outro fator decisivo para implementação real e definitiva desta metodologia nesta aplicação real em ambiente industrial foi a não ocorrência de prejuízos ao sistema mecânico, decorrentes das alterações realizadas no sistema elétrico.

Considerando a grande quantidade de motores instalados nas grandes empresas, esta metodologia tem um potencial considerável de economia de energia, principalmente se aplicada em motores de grande porte e maior utilização.

Outro ganho importante que resulta deste trabalho é o aumento na vida útil dos equipamentos envolvidos em função da redução da corrente elétrica consumida. Com a redução da corrente de trabalho no sistema, houve uma redução no calor produzido por Efeito Joule, tanto no motor como nos componentes de potência de todo o acionamento elétrico. Como resultado, ocorreu redução de temperatura nestes componentes e um aumento de vida útil, não calculado neste trabalho, dos equipamentos utilizados.

8.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Têm-se como sugestões de trabalhos futuros:

- ✓ Avaliação de outras aplicações e comparativo dos processos mais indicados para aplicação desta metodologia;
- ✓ Estudo de ganhos de vida útil de acionamentos e motores em função menor temperatura de trabalho, associada à redução da corrente elétrica;

- ✓ Análise do comportamento e das respostas do sistema durante transitório de velocidade (aceleração e desaceleração);
- ✓ Análise do comportamento e das respostas do sistema durante movimentos de descida de carga (regeneração de energia);
- ✓ Desenvolvimento de sistema para alteração dinâmica da corrente de magnetização, baseado numa tabela pré-programada com valores ótimos para i_d , de acordo com a carga a ser acionada.

REFERÊNCIAS

ABDIN, E. S.; GHONEEM, G. A.; DIAB, H. M. M.; and DERAZ, S. A. Efficiency Optimization of a Vector Controlled Induction Motor Drive Using an Artificial Neural Network, **The 29th Annual Conference of Industrial Electronics Society - IECON**, 2003.

ANEEL- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, **Ministério de Minas e Energia**, <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/11/aneel-estimula-troca-de-motores-eletricos-para-promover-eficiencia-energetica>, 2015.

BAZZI, A. M.; KREIN, P. T. **Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines**, 2010.

BISWAS, D.; MUKHERJEE, K.; and KAR, N. C. A Novel approach towards Electrical Loss Minimization in Vector Controlled Induction Machine Drive for EV/HEV, **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, 2012.

CACCIATO, M.; CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; SCELBA, G.; and TESTA, A. Efficiency Optimization Techniques via Constant Optimal Slip Control of Induction Motor Drives, **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion – SPEEDAM**, 2006.

CHAKRABORTY, C.; TA, M.; UCHIDA, T.; and HORI, Y. Fast Search Controllers for Efficiency Maximization of Induction Motor Drives Based on DC Link Power Measurement, **Power Conversion Conference**, 2002.

CHAKRABORTY, C.; HORI, Y. Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives, **IEEE Transactions on industrial applications**, Vol. 39, N° 4, 2003.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**, 5ª edição, McGraw Hill, 2013.

CHELLIAH, T.R.; YADAV, J.G.; SRIVASTAVA, S.P.; and AGARWAL, P. 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**, 2009.

CHOUDHARY, P. K.; DUBEY, S. P.; TIWARI, B.; and DEWANGAN, B. Efficiency Optimization of Induction Motor Drive using Artificial Neural Network, **International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)**, 2016.

CHOUDHARY, P. K.; DUBEY, S. P. Efficiency Optimization of Induction Motor Drive in Steady- State using Artificial Neural Network, **International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)**, 2016.

DAS, S.; PAL, A.; and MANOHAR, M. **Adaptive Quadratic Interpolation for Loss minimization of Direct Torque Controlled Induction Motor Driven Electric Vehicle**, Indian Institute of Technology, 2017.

DI GENNARO, S.; DOMÍNGUEZ, J. R.; and MEZA, M. A. **Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss**, 2014.

EBRAHIM, O. S.; BADR, M. A.; ELGENDY, A. S.; and JAIN, P. K. **ANN-Based Optimal Energy Control of Induction Motor Drive in Pumping Applications**, 2010.

EPE – Empresa de Pesquisa Energética, Ministério de Minas e Energia, ANEEL, **Anuário estatístico de energia elétrica, 2017**.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLAY, JR, C. and UMANS, S. D. **Máquinas elétricas. 6ª Edição**, Bookman, 2012.

GASPARETTO, R. **Controle vetorial do motor de indução**, Projeto de conclusão de curso, não publicado, 2006.

HAMID, R. H. A.; AMIN, A. M. A.; AHMED, R. S.; and EI-GAMMAL, A. A. A. New technique for maximum efficiency and minimum operating cost of induction motors based on particle swarm optimization (PSO), **Eleventh International Middle East Power Systems Conference**, 2006.

HU, Z.; LIU, Q.; and HAMEYER, K. Loss Minimization of Speed Controlled Induction Machines in Transient States considering System Constraints, **17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, 2014.

KHAMBADKONE, A.; HOLTZ, J. **Vector controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme**, University of Wuppertal, Germany, 1991.

KHEMIRI, W.; SAKLY, A.; and MIMOUNI, M. F. Performance Comparison For Loss Optimization Techniques Of FOC Induction Motor Drive, **12th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices**, 2015.

KOSOW, I. L. **Máquinas elétricas e transformadores**, Volume 1, Globo, 1982.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; and SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**, Second Edition, Wiley-Interscience, 2002.

KUMAR, B.; CHAUHAN, Y. K.; and SHRIVASTAVA, V. Investigations on Energy Efficient Sensorless Induction Motor Drive, **International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA2015)**, 2015.

LI, J.; XU, L.; and ZHANG, Z. A New Efficiency Optimization Method on Vector Control of Induction Motors, **IEEE International Conference on Electric Machines and Drives**, 2005.

LIWEI, Z.; JUN, L.; and XUHUI, W. A New Fuzzy Logic Based Search Control for Efficiency Optimization of Induction Motor Drives, **International Power Engineering Conference**, 2005.

LIWEI, Z.; JUN, L.; XUHUI, W.; and ZHENG, T. Q. Systematic Design of Fuzzy Logic Based Hybrid On-Line Minimum Input Power Search Control Strategy for Efficiency Optimization of IM, **5th International Power Electronics and Motion Control Conference**, 2006.

LUGLI, A. B.; ARAÚJO, F.M.; FLORIANO, G. H. F.; SILVA, J. P.; HENRIQUES, J. P.; VOLPATO, R. M. and MASSELLI, M. C. Controle vetorial e escalar para motores de indução trifásicos, II Seminário de Automação Industrial e Sistemas Eletro-Eletrônicos – SAISEE, 2015.

MARQUES, L.S.B.; SAMBAQUI, A. B. K.; and DUARTE, J. **Apostila de máquinas elétricas**, Ifes - Joinvile, 2013.

MINO-AGUILAR, G.; MORENO-EGUILAZ, J.M.; PRYYMAK, B.; and PERACAULA, J. A Neural Network Based Optimal Rotor Flux Estimator for Efficiency Optimization of an Induction Motor Drive, **ISIE**, 2006.

MORENO-EGUILAZ, J.; CIPOLLA, M.; PERACAULA, J.; and BRANCO, P. J. C. Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using a fuzzy logic based supervisor, **28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 1997.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T.A. **Vector control and dynamics of AC drives**, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, First Published, Oxford University Press, 1996.

OBERMANN, T. R.; HURST, Z. D.; BRADLEY, B. F.; and LORENZ, R. D. Deadbeat-Direct Torque & Flux Control Motor Drive Using a Single Control Law to Minimize Motor Losses, **International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, 2010.

ODHANO, S. A.; BOJOI, R.; BOGLIETTI, A.; ROSU, S. G.; and GRIVA, G. **Maximum Efficiency per Torque Direct Flux Vector Control of Induction Motor Drives**, 2015.

PELEGRIN, J.; TORRICO, C. R.C.; and CARATI, E. G. **A new model based control strategy for energy efficiency improvement of induction motors with variable load**, UTFPR, 2013.

POPESCU, M. Induction motor modelling for vector control purposes, Helsinki University of Technology, **Laboratory of Electromechanics, Report, Espoo 2000**.

PRYYMAK, B.; MORENO-EGUILAZ, J. M.; and PERACAULA, J. Neural Network based Efficiency Optimization of an Induction Motor Drive with Vector Control, **28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society – IECON**, 2002.

QU, Z.; RANTA, M.; HINKKANEN, M.; and LUOMI, J. Loss-Minimizing Flux Level Control of Induction Motor Drives, **IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, 2011.

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

REBOLLEDO, A. A. C.; VALENZUELA, M. A. **Expected Savings Using Loss-Minimizing Flux on IM Drives - Part I: Optimum Flux and Power Savings for Minimum Losses**, 2015.

ROUABAH, Z.; ZIDANI, F.; and ABDELHADI, B. Fuzzy Efficiency Enhancement of Induction Motor Drive, **4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**, 2013.

SCARMIN, A. **Otimização da eficiência energética no acionamento de motores de indução utilizando técnicas de controle adaptativo em tempo discreto**, UTFPR, 2011.

SEGUNDO, A. K. R.; RODRIGUES, C. L. C. **Eletrônica de potência e acionamentos elétricos**, IFES - Ouro Preto, 2015.

SERGAKI, E. S. Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives, **XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM**, 2010.

SERGAKI, E. S.; ESSOUNBOULI, N.; KALAITZAKIS, K. C.; and STAVRAKAKIS, G. S. Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect-FOC AC Drives, **XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM**, 2010.

SOUSA, G. C. D.; BOSE, B. K. **Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive**, 1995.

SOUZA, D. A.; ARAGÃO FILHO, W. C. P.; and SOUSA, G. C. D. Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors, **IEEE Transactions on industrial applications**, Vol. 54, N° 4, 2007.

SREEJETH, M.; SINGH, M.; and KUMAR, P. Efficient Operation of IM Drive Through Selection of Optimal V/f Ratio, **Power India International Conference (PIICON)**, 2014.

SRIDHARAN, S.; KREIN, P. T. Performance and Efficiency Enhancement of Induction Machine Drives: Duality-Based Approach to VSI and CSI Control, **4th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics**, COMPEL, 2013.

SRIDHARAN, S.; KREIN, P. T. Induction Motor Drive Design for Traction Application Based on Drive-Cycle Energy Minimization, **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC**, 2014.

SRIDHARAN, S.; KREIN, P. T. System-Level Loss Minimization of VSI-Based Induction Motor Drives, **Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, 2015.

STRANDT, A.; WEI, L. **Comparison of Steady-State Induction Motor-Drive Efficiency Control Schemes**, 2017.

STUMPER, J. F.; D'OTLINGER, A.; and KENNEL, R. **Loss Minimization of Induction Machines in Dynamic Operation**, 2013.

STUMPER, J. F.; KENNEL, R. Real-time dynamic efficiency optimization for induction machines, **American Control Conference (ACC)**, 2013.

SUTOPO, B.; WIDJAYA, S. F. D. Energy saving algorithm on induction motors controlled by a 68HC11 microcontroller system using fuzzy logic approaching, **4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems - IEEE PEDS**, 2001.

SWAMY, M.; KUME, T. **Present state and a futuristic vision of motor drive technology**, Yaskawa Electric Corporation, 2008.

TAZERART, F.; TAÏB, N.; REKIOUA, T.; REKIOUA, D.; and TOUNZI, A. Direct Torque Control Optimization with Loss Minimization of Induction Motor, **International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)**, 2014.

TOBNAGHI, D. M.; ALIREZALOO, M.; GHEYDI, M.; BAROOGH, F. A.; and FARHADI, P. Induction Motor Drive Design based on Efficiency Optimization and Drive Loss Minimization, **10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering**, ATEE, Romania, 2017.

UDDIN, M. N.; NAM, S. W. **Development of a Nonlinear and Model-Based Online Loss Minimization Control of an IM Drive**, 2008.

WAHEEDABEEVI, M.; SUKESHKUMAR, A.; and NAIR, N. S. New Online Loss-Minimization-Based Control of Scalar and Vector-Controlled Induction Motor Drives, **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, 2012.

WEG – Inversor de Frequência – **Manual de programação**, Versão 3.1X, Número 0899.5664/05, 2011.

WEIB, R.; GENSIOR, A. A model-based loss-reduction scheme for transient operation of induction motors, **18th European Conference on Power Electronics and Applications**, 2016.

WINDISCH, T.; HOFMANN, W. Loss Minimizing and Saturation Dependent Control of Induction Machines in Vehicle Applications, **IECON2015**, 2015.

YAMACHITA, R. A. **Determinação de perdas e rendimento em motores elétricos empregando termografia infravermelha**, 2013.

YANAMSHETTI, R.; BHARATKAR, S.S.; CHATTERJEE, D.; and GANGULI, A.K. A Hybrid Fuzzy Based Loss Minimization Technique for fast Efficiency Optimization for Variable Speed Induction Machine, **6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology**, 2009.

YU, J.; PEI, W.; and ZHANG, C. **A Loss-Minimization Port-Controlled Hamilton Scheme of Induction Motor for Electric Vehicles**, 2015.

ZOTTIS, R. **Análise comparativa entre técnicas de otimização de eficiência para acionamento e controle de velocidade de motores de indução trifásicos**, UNIPAMPA, 2014.