

Daniel Pereira de Carvalho

*Monitoramento wireless de eficiência e condição de
operação de motores de indução trifásicos*

Uberlândia – MG

Dezembro / 2010

Copyright 2010 Daniel Pereira de Carvalho.

Daniel Pereira de Carvalho

Monitoramento wireless de eficiência e condição de operação de motores de indução trifásicos

Dissertação apresentada à Coordenação do Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:
Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade

MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
LABORATÓRIO DE AÇÃOAMENTOS ELÉTRICOS
UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Uberlândia – MG
Dezembro / 2010

*Dedico esta dissertação a meus pais,
cujo exemplo de honestidade e trabalho
tem sido um norteador para a minha vida,
para minha esposa, que tem
me dado apoio nos momentos mais difíceis
aos amigos e colegas de laboratório que sempre
estiveram disponíveis nas necessidades do dia a dia.*

“A atividade da engenharia, enquanto permanecer atividade, pode levar a criatividade do homem a seu grau máximo; mas, assim que o construtor pára de construir e se entrincheira nas coisas que fez, as energias criativas se congelam, e o palácio se transforma em tumba.”

Marshall Berman

Resumo

Estudos realizados por companhias de distribuição de energia elétrica em diversos segmentos do setor industrial demonstraram que aproximadamente 30% dos motores de indução trifásicos analisados estavam operando subdimensionados, ou seja, com uma carga inferior a 70% da carga nominal. Nestas condições motores de indução apresentam baixo rendimento.

Devido às características dos processos industriais os métodos tradicionais de análise de eficiência e operação não podem ser utilizados. Para atender aos requisitos destas aplicações foram propostos diversos métodos que necessitam apenas das tensões, correntes e em alguns casos da velocidade do rotor. De maneira geral estes métodos estimam, utilizando diferentes técnicas, o conjugado no eixo da máquina e calculam a potência de saída e a eficiência.

A proposta deste trabalho é desenvolver e implementar um método de monitoramento em tempo real das condições operacionais e da eficiência de motores de indução trifásicos operando em regime permanente. O método proposto estima, utilizando valores medidos das tensões e correntes trifásicas e o circuito equivalente da máquina, o conjugado e a velocidade do eixo e, com base nestas estimativas, calcula-se a potência de saída e a eficiência. O circuito equivalente da máquina é estimado através de um algoritmo iterativo que utiliza apenas os dados de placa da máquina e a resistência do estator.

Acompanhando tendências atuais, desenvolveu-se também um sistema com comunicação sem fio (*wireless*) onde, a partir de um computador central pode-se monitorar em tempo real as condições operacionais e a eficiência de um ou mais motores de uma planta industrial.

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento teórico do método proposto bem como o resultado de simulações computacionais sob diferentes situações. Por fim este trabalho apresenta uma implementação experimental do método onde seu desempenho é analisado em diversos motores.

Palavras-chave: motor de indução, estimador velocidade, estimador conjugado, circuito equivalente, eficiência.

Abstract

Researches conducted by energy distribution companies on several industry segments showed that about 30% of induction motors are operating undersized, i.e. with less than 70% of the rated load. Under these conditions induction motors have low efficiency.

Due to the characteristics of industrial processes, traditional methods of efficiency and operation analysis can not be used. In order to meet the requirements of these applications, several methods have been proposed. Most of these methods require only the measurement of voltages, currents and in some cases rotor speed. Often these methods estimate, using different techniques, the shaft torque and calculate the output power and efficiency.

The purpose of this study is to develop and implement a real-time method to monitor operating conditions and efficiency of induction motors operating at steady state. The proposed method, by means of measured three-phase voltages and currents and the equivalent circuit of the machine, estimates the shaft torque and speed. Then, based on these estimations, calculates the power output and efficiency. The machine equivalent circuit is estimated by an iterative algorithm that uses only the machine nameplate data and the stator resistance.

According to present tendencies a wireless system was developed were a central computer can monitor in real time the efficiency and the operational conditions of one or more motors in a industrial plant.

This document presents the theoretical development of the proposed method and the results of computer simulations under different situations. Finally it presents an experimental implementation of the method where its performance is evaluated for different motors.

Keywords: induction motor, speed estimator, torque estimator, equivalent circuit, efficiency.

Sumário

Lista de abreviaturas e siglas

Lista de símbolos

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

1	Introdução	p. 18
1.1	Motivação	p. 18
1.2	Discussão sobre monitoramento de eficiência e condição de operação de motores	p. 19
1.3	Objetivos do trabalho	p. 20
1.4	Apresentação do conteúdo do trabalho	p. 21
2	Métodos de Estimação de Eficiência	p. 23
2.1	Introdução	p. 23
2.2	Definição de Eficiência e Perdas	p. 23
2.3	Métodos de Estimação de Eficiência	p. 25
2.3.1	Métodos baseados na placa de identificação do motor	p. 26
2.3.2	Métodos baseados no escorregamento	p. 29
2.3.3	Métodos baseados na corrente	p. 31
2.3.4	Métodos baseados no circuito equivalente	p. 32
2.3.5	Métodos baseados na segregação das perdas	p. 36

2.3.6	Métodos baseados no conjugado	p. 37
2.3.7	Métodos baseados em técnicas heurísticas	p. 38
2.4	Discussão sobre os métodos apresentados	p. 39
2.5	Considerações finais	p. 40
3	Desenvolvimento do método de monitoramento da operação e eficiência em tempo real	p. 42
3.1	Introdução	p. 42
3.2	Método iterativo para obtenção dos parâmetros do circuito equivalente	p. 43
3.3	Desenvolvimento do método de monitoramento da operação e eficiência em tempo real	p. 58
3.4	Considerações finais	p. 62
4	Simulação do algoritmo de monitoramento da operação e eficiência em tempo real	p. 63
4.1	Introdução	p. 63
4.2	Simulação do algoritmo proposto utilizando o Matlab Simulink	p. 64
4.3	Conclusões	p. 70
5	Desenvolvimento experimental	p. 74
5.1	Introdução	p. 74
5.2	Unidade remota	p. 75
5.2.1	Círculo de aquisição e condicionamento de sinais	p. 75
5.2.2	Unidade de Processamento	p. 80
5.3	Módulo de comunicação	p. 84
5.4	Software de monitoramento	p. 86
5.5	Considerações finais	p. 87
6	Resultados experimentais e Considerações Teórico-experimental	p. 88

6.1	Introdução	p. 88
6.2	Resultados experimentais	p. 89
6.3	Considerações finais	p. 99
7	Conclusão	p. 100
Referências Bibliográficas		p. 102
Apêndice A – Listagens		p. 106
Apêndice B – Redes de Sensores Sem Fio (RSSF)		p. 109
B.1	Introdução	p. 109
B.2	Histórico	p. 109
B.3	Aplicações das RSSF	p. 110
B.3.1	Aplicações militares	p. 111
B.3.2	Monitoramento ambiental	p. 111
B.3.3	Aplicações na área da saúde	p. 111
B.3.4	Aplicações comerciais	p. 112
B.4	Características das RSSF	p. 112
B.5	Tecnologias para implementação de RSSF	p. 113
B.5.1	O padrão IEEE 802.11	p. 113
B.5.2	O padrão IEEE 802.15.1	p. 114
B.5.3	O padrão IEEE 802.15.4	p. 114

Lista de abreviaturas e siglas

EPE	Empresa de Pesquisa Energética,	p. 18
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais,	p. 18
COPEL	Companhia Energética do Estado do Paraná,	p. 18
CCM	Centros de Comando e Controle de Motores,	p. 20
TP	Transformador de potencias,	p. 20
TC	Transformador de corrente,	p. 20
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers,	p. 23
NEMA	National Electrical Manufacturers Association,	p. 27
JEC	Japanese Electrotechnical Committee,	p. 27
IEC	International Electrotechnical Commission,	p. 27
OHMF	Ontario Hydro's Modified Method F,	p. 34
SSFR	Standstill Frequency Response Method,	p. 35
AGT	Air Gap Torque,	p. 38
RSSF	Redes de Sensores Sem Fio,	p. 109
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems,	p. 109

Lista de símbolos

η	Rendimento,	p. 23
$P_{entrada}$	Potência de entrada,	p. 23
$P_{saída}$	Potência de saída,	p. 23
$P_{perdida}$	Potência total perdida,	p. 23
P_{ws}	Potência perdida por efeito Joule no estator,	p. 24
I_s	Corrente RMS no estator,	p. 24
R_s	Resistência do estator,	p. 24
P_{wr}	Potência perdida no rotor,	p. 24
P_{wferro}	Potência perdida no ferro,	p. 24
s	Escorregamento,	p. 24
P_{wfw}	Potência perdida por atrito e no enrolamento das bobinas,	p. 25
V_s	Tensão RMS no estator,	p. 25
P_{wcomp}	Perdas complementares não contabilizadas por P_{ws} , P_{wr} , P_{wferro} e P_{wfw} ,	p. 25
s_{nom}	Escorregamento nominal,	p. 29
$P_{saída_nom}$	Potência nominal da máquina,	p. 29
ω_{sinc}	Velocidade síncrona em rad/s,	p. 29
ω_r	Velocidade do rotor em rad/s,	p. 29
V_{nom}	Tensão nominal,	p. 30
I_{nom}	Corrente nominal,	p. 31
I_{vazio}	Corrente a vazio,	p. 31
R_r	Resistência do rotor,	p. 33
X_s	Reatância de dispersão no estator,	p. 33
X_r	Reatância de dispersão no rotor,	p. 33
X_m	Reatância de magnetização,	p. 33
R_o	Resistência que representa a perda no ferro,	p. 33
T_e	Conjugado no eixo do motor,	p. 37
T_e	Conjugado no entreferro do motor,	p. 38
$\cos\alpha_{vazio}$	Fator de potência para a máquina operando a vazio,	p. 54

Lista de Figuras

2.1	Distribuição das perdas em um motor de indução.	p. 24
2.2	Curvas de eficiência em função da carga	p. 27
2.3	Curva de corrente em função da carga real e assumida.	p. 32
2.4	Círculo equivalente de um motor de indução	p. 32
2.5	Círculo equivalente do motor de indução utilizado no método OHMF.	p. 34
2.6	Círculo equivalente do motor de indução utilizado no método do rotor bloqueado	p. 35
2.7	Círculo equivalente do motor de indução utilizado no método SSFR	p. 36
3.1	Curvas características dos motores das categorias A, B, C e D	p. 44
3.2	Círculo equivalente do motor de indução em condição nominal de operação .	p. 46
3.3	Círculo equivalente do motor de indução com rotor bloqueado	p. 47
3.4	(A) Malha do círculo equivalente do para as condições nominais; (B) Malha do círculo equivalente do rotor para a condição de rotor bloqueado	p. 50
3.5	Curvas características do motor W21 - 3 CV	p. 54
3.6	Algoritmo do método de análise de eficiência	p. 58
3.7	Curvas de conjugado e corrente em função da velocidade - Motor 3CV	p. 59
3.8	Curvas de conjugado e corrente em função da velocidade - Motor 3CV	p. 60
3.9	Curvas de conjugado em função da corrente	p. 60
3.10	Curvas de velocidade em função da corrente	p. 61
4.1	Simulação do sistema de monitoramento em tempo real	p. 63
4.2	Simulação do sistema de monitoramento - 220 [V] / 60 [Hz]	p. 66
4.3	Simulação do sistema de monitoramento - 198 [V] / 60 [Hz]	p. 66

4.4	Simulação do sistema de monitoramento, considerando perdas - 220 [V] / 60 [Hz]	p. 69
4.5	Simulação do sistema de monitoramento, considerando perdas - 198 [V] / 60 [Hz]	p. 69
5.1	Arquitetura do sistema de monitoramento de operação e análise de eficiência	p. 74
5.2	Esquema do sistema de monitoramento	p. 75
5.3	Esquema do sensor LV20-P	p. 76
5.4	Esquema do sensor LA55-P	p. 77
5.5	Amplificador de instrumentação INA118	p. 78
5.6	Estágio de entrada do circuito de condicionamento de sinais	p. 79
5.7	Círculo de condicionamento de sinais	p. 79
5.8	Módulo de comunicação <i>Zigbee</i>	p. 85
5.9	Interface com o usuário do software de monitoramento	p. 86
6.1	Bancada de Testes	p. 88
6.2	Dados de placa do motor WEG 3HP - Standard	p. 90
6.3	Dados de placa do motor WEG 3HP - Alto Rendimento	p. 91
6.4	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP <i>standard</i> em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 92
6.5	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP <i>standard</i> em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 93
6.6	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP <i>standard</i> com tensão de alimentação 10% inferior a nominal desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 94
6.7	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP <i>standard</i> com tensão de alimentação 10% inferior a nominal considerando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 95

6.8	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 96
6.9	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 97
6.10	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 98
6.11	Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal considerando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 98
B.1	Topologias das redes ZigBee	p. 115

Lista de Tabelas

1.1	Rendimento em função do percentual de carga	p. 19
2.1	Comparação do rendimento entre os padrões IEEE 112-B e IEC 34-2.	p. 28
2.2	Valores assumidos de P_{wcomp} pelo padrão IEEE 112.	p. 37
2.3	Comparação entre os métodos de avaliação de eficiência	p. 41
3.1	Dados de placa do motor de indução	p. 43
3.2	Relação entre X_s e X_r em função da categoria - IEEE 112	p. 44
3.3	Relação entre X_s e X_r em função da categoria - ABNT NBR 5383-1	p. 45
3.4	Resultados obtidos dos parâmetros do CEQ ensaiados e estimados	p. 53
3.5	Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados considerando-se as perdas no enrolamento, por atrito e ventilação	p. 55
3.6	Comparação entre as eficiências informadas pelo fabricante e estimadas, desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 56
3.7	Comparação entre as eficiências informadas pelo fabricante e estimadas, considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 57
4.1	Dados de placa do motor - 3 CV 4 polos	p. 64
4.2	Parâmetros do CEQ ensaiados - 3 CV 4 polos	p. 64
4.3	Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados - 3 CV 4 polos	p. 65
4.4	Dados de placa do motor e dados de testes a vazio - 3 CV 4 polos	p. 68
4.5	Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados considerando-se as perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 68
4.6	Comparação entre os resultados simulados e estimados - 220[V] / 60 [Hz] . .	p. 72
4.7	Comparação entre os resultados simulados e estimados - 198[V] / 60 [Hz] . .	p. 72

4.8	Comparação entre os resultados simulados e estimados considerando perdas no ferro - 220[V] / 60 [Hz]	p. 73
4.9	Comparação entre os resultados simulados e estimados considerando perdas no ferro - 198[V] / 60 [Hz]	p. 73
6.1	Dados de placa do gerador C.C	p. 89
6.2	Parâmetros do CEQ motor 3HP <i>standard</i> estimado desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 90
6.3	Parâmetros do CEQ motor 3HP <i>standard</i> estimado considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 90
6.4	Parâmetros do CEQ motor 3HP alto rendimento estimado desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 91
6.5	Parâmetros do CEQ motor 3HP alto rendimento estimado considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 91
6.6	Resultados para motor motor 3HP <i>standard</i> em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação	p. 92
6.7	Resultados para motor 3HP <i>standard</i> em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 93
6.8	Resultados para motor 3HP <i>standard</i> com tensão de alimentação 10% inferior a nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 94
6.9	Resultados para motor com tensão de alimentação 10% inferior a nominal considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 95
6.10	Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 96
6.11	Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação nominal considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 96
6.12	Comparação entre as eficiências estimadas para o motor 3 HP <i>standard</i> e de alto rendimento em condições nominais de alimentação	p. 97
6.13	Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação	p. 97

Listagens

A.1 Listagem 1 p. 106

1 *Introdução*

1.1 Motivação

De acordo com o Boletim de Consumo de Energia Elétrica do ano de 2009 da Empresa de Pesquisa Energética (EPE) o setor industrial consome por volta de 46% de toda energia produzida no Brasil [1]. Estima-se que deste percentual os motores elétricos de indução sejam responsáveis por cerca de 50% do consumo, podendo chegar a 70% dependendo da região do país.

Uma pesquisa realizada pela CEMIG (Companhia Energética de Minas Gerais) com 3425 motores de indução trifásicos em diversos segmentos do setor industrial mostrou que 28,7% dos motores analisados operavam de forma superdimensionada e que 5,9% estavam subdimensionados. Outra pesquisa, realizada pela COPEL (Companhia Energética do Estado do Paraná) em aproximadamente 200 unidades industriais, mostrou que num total de 6108 motores analisados 37,5% encontravam-se superdimensionados, com uma carga abaixo de 70% do valor nominal [2].

A dificuldade no dimensionamento do motor deve-se, principalmente, aos procedimentos empíricos de projeto de equipamentos, falta de um modelo matemático que descreva a interação entre os diversos componentes da máquina e em última instância não se conhece o comportamento da carga acoplada ao eixo do motor. Tudo isso torna a escolha de um motor elétrico um processo de tentativa e erro.

Conforme demonstrado em [3] um motor que opera de forma superdimensionada apresenta uma redução no seu fator de potência e uma diminuição da sua eficiência.

A Tabela 1.1 apresenta o rendimento e o fator de potência em função do percentual da carga nominal [4]. Pode-se observar que a máquina tem um rendimento melhor quando trabalha com seu conjugado nominal.

Técnicas de monitoramento da eficiência e das condições de operação são importantes fer-

Tabela 1.1: Rendimento em função do percentual de carga

Potência		RPM	Rendimento			F. de Potência			
CV	kW		% da potência nominal						
			50	75	100	50	75	100	
1	0,75	1720	72,0	77,5	79,5	0,62	0,74	0,82	
5	3,7	1715	82,5	84,3	85,5	0,63	0,75	0,81	
10	7,5	1760	86,0	88,0	89,0	0,66	0,77	0,83	
25	18,5	1755	89,0	90,0	91,0	0,70	0,79	0,83	
50	37	1770	90,2	91,5	92,4	0,75	0,83	0,86	

ramentas para auxiliar no correto dimensionamento de motores, pois podem fornecer através de medições ou através de métodos de estimativa o comportamento da carga acoplada ao eixo, detecção de falhas (problemas no enrolamento do estator, barras do rotor quebradas, problemas em rolamentos, etc.) através, por exemplo, de técnicas de análise espectral, etc. Além disso tais técnicas podem melhorar significativamente a confiabilidade, disponibilidade e manutenção dos sistemas proporcionando economias significativas de energia e dinheiro.

1.2 Discussão sobre monitoramento de eficiência e condição de operação de motores

O teste em motores pode ser dividido em duas categorias: testes realizados em laboratório e testes com a máquina em serviço (ou teste de campo).

Via de regra os testes conduzidos em laboratório apresentam resultados melhores para avaliação das condições de operação e eficiência. Isso se deve ao uso de equipamentos especializados como dispositivos de carga, dinamômetros, geradores, etc., dispositivos de medição de conjugado instalados entre o motor e a carga para medir o conjugado no eixo utilizando, por exemplo, transdutores de conjugado rotativos ou *strain gauges*, equipamentos de medição de velocidade, tacômetros ópticos ou magnéticos.

Nos testes realizados em laboratório fontes potenciais de erro, por exemplo, tensão de alimentação, condições ambientais, etc. podem ser monitoradas e controladas permitindo que os erros nas medições possam ser reduzidos ao mínimo.

Por outro lado os testes em laboratório necessitam que o motor seja removido e transportado e, após o teste, montado novamente. Este processo pode exigir uma grande quantidade de pessoas ter um custo elevado, além de causar prejuízos devido à interrupção do processo pro-

dutivo. Outra desvantagem dos testes realizados em laboratório são os erros devido às possíveis diferenças entre as condições ambientais que o motor opera no laboratório e em campo.

Nos testes realizados em campo a máquina é testada no seu ambiente operacional, sem a interrupção do processo ao qual esta associada. As medições necessárias devem ser obtidas nos Centros de Comando e Controle de Motores (CCM) utilizando-se transformadores de potencial (TPs) e transformadores de corrente (TCs) ou diretamente nos terminais da máquina por meio de equipamentos não intrusivos como voltímetros e alicates amperímetro.

A principal vantagem em se testar motores no campo é que suas condições originais de operação são mantidas. Isto pode aumentar a confiabilidade e credibilidade dos testes. As medições realizadas em campo levam em consideração os desbalanceamentos e os harmônicos da fonte de alimentação, o que pode afetar o desempenho e o tempo de vida do equipamento.

Normalmente o conjugado no eixo da máquina não pode ser medido sem a interrupção do processo. Portanto, a potência mecânica deve ser estimada utilizando-se apenas as tensões, correntes e velocidade do rotor. Isto afeta o resultado final do teste, que apresenta erros maiores do que os testes realizados no laboratório.

1.3 **Objetivos do trabalho**

Devido às características de ininterruptibilidade dos processos industriais, os métodos tradicionais de análise de eficiência e operação não podem ser utilizados. Métodos não intrusivos, que necessitam apenas das tensões, correntes e velocidade do rotor enquanto o motor está em operação, foram desenvolvidos para atender aos requisitos destas aplicações.

Os métodos não intrusivos, geralmente, utilizam técnicas para estimar o conjugado no eixo do motor. Dependendo do caso pode ser utilizado o circuito equivalente da máquina ou outro modelo matemático que descreva a transferência eletromecânica de potência do motor. Estas técnicas também estimam, através dos parâmetros da máquina, algumas perdas, tais como, perdas por atrito e ventilação e perdas no núcleo. A precisão do método de análise de eficiência e operação está intimamente relacionada com o grau de precisão dessas estimativas e dos parâmetros da máquina.

Os parâmetros elétricos do motor e o cálculo das perdas são obtidos por meio de testes sem carga e da medição da resistência do estator. O procedimento completo para a realização dos cálculos dos parâmetros do circuito equivalente são descritos detalhadamente no IEEE Std. 112 [5].

Devido a impossibilidade de se utilizar o método proposto pelo IEEE Std. 112, visto que o mesmo exige ensaios complexos da máquina, este trabalho propõe um método não intrusivo para análise de eficiência e operação de motores de indução em serviço.

O método proposto é baseado no circuito equivalente da máquina. Ele utiliza os dados fornecidos pelo fabricante e a resistência do estator para estimar os parâmetros do circuito equivalente. As perdas no núcleo, por atrito e ventilação podem ser incluídas caso seja possível a realização de teste sem carga com a máquina ou mesmo utilizando-se os dados fornecidos pelo fabricante. O método realiza, por meio do monitoramento dos valores de tensão e corrente da máquina, estimativas do conjugado, da velocidade e da eficiência.

Com o propósito de realizar a validação experimental do método proposto foi desenvolvido um sistema composto de hardware e software que permite o monitoramento em tempo real da operação e da eficiência de motores de indução trifásicos.

O sistema desenvolvido utiliza técnicas de transmissão de dados sem fio e permite o acompanhamento da operação de um conjunto de motores. Ele fornece medições das tensões e correntes trifásicas, potência de entrada e dados estimados tais como velocidade do rotor, conjugado e eficiência. Com base nos dados fornecidos pelo sistema, o usuário pode, por exemplo, identificar falhas na alimentação da máquina, máquinas operando sub ou super dimensionadas, etc.

1.4 Apresentação do conteúdo do trabalho

O Capítulo 2 é uma revisão bibliográfica onde são apresentados os principais conceitos utilizados nesse trabalho. São apresentadas diversas técnicas de estimativa de eficiência de motores de indução. Essas técnicas são classificadas de acordo com a metodologia utilizada e grau de intrusividade. No final desse capítulo é apresentada uma tabela que realiza uma comparação entre os métodos analisados.

O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do método proposto para monitoramento da operação e da eficiência de motores de indução trifásicos. Esse capítulo é dividido em duas partes. A primeira parte mostra o desenvolvimento do algoritmo de determinação dos parâmetros do circuito equivalente utilizando os dados de placa do motor e a resistência do estator. A segunda parte mostra o algoritmo de monitoramento em tempo real da operação e da eficiência do motor de indução trifásico.

Para determinação dos parâmetros do circuito equivalente foi utilizado o algoritmo pro-

posto por Neto [6]. Esse algoritmo utiliza, além dos dados de placa, a resistência de estator da máquina. Esse algoritmo foi modificado de forma que fosse possível considerar as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

O sistema desenvolvido para validar o método desenvolvido é apresentado no Capítulo 5. Esse Capítulo mostra o desenvolvimento dos sistemas de hardware e software bem como os equipamentos e a metodologia utilizados para realização dos testes. Ao final deste Capítulo são apresentados os resultados experimentais.

O Capítulo 7 realiza uma síntese do trabalho efetuado, apresentando os resultados obtidos e enfatizando os benefícios técnicos e econômicos que o monitoramento das condições operacionais e da eficiência proporciona. Também são propostos alguns pontos para trabalhos futuros.

O Apêndice A mostra uma implementação em Matlab do algoritmo de cálculo dos parâmetros do circuito equivalente com base nos dados de placa.

No Apêndice B é apresentada uma breve introdução às redes de sensores sem fios. São apresentados os principais conceitos relacionados a essa tecnologia, quais padrões de comunicação sem fios são adequados para implementação dessas redes e sua utilização em diversos segmentos.

2 *Métodos de Estimação de Eficiência*

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos utilizados neste trabalho. É mostrada uma pesquisa bibliográfica dos principais métodos de análise de eficiência realizando uma análise e uma classificação dos métodos estudados. São apresentados também métodos baseados em heurísticas para determinação dos parâmetros elétricos do motor de indução.

2.2 Definição de Eficiência e Perdas

Em sistemas de conversão de energia define-se eficiência como sendo a relação entre a potência produzida e a potência fornecida pelo sistema, sendo assim a eficiência de um motor pode ser definida pela Equação (2.1)

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{P_{entrada} - P_{perdida}}{P_{entrada}} = 1 - \frac{P_{perdida}}{P_{entrada}} \quad (2.1)$$

onde:

$P_{entrada}$: potência de entrada, medida nos terminais da máquina;

$P_{saída}$: potência de saída, medida ou calculada no eixo da máquina;

$P_{perdida}$: potência total perdida.

Pode-se observar na Equação (2.1) que, conhecida a potência de entrada, o cálculo da eficiência de um motor se resume no cálculo da potência total perdida.

O padrão IEEE 112 parte 5 [5] define cinco tipos de perdas. A Figura 2.1 ilustra a distribuição destas perdas em uma máquina de indução.

1. **Perdas por efeito Joule no estator (P_{ws})**. A Equação (2.2) calcula as perdas estatóricas

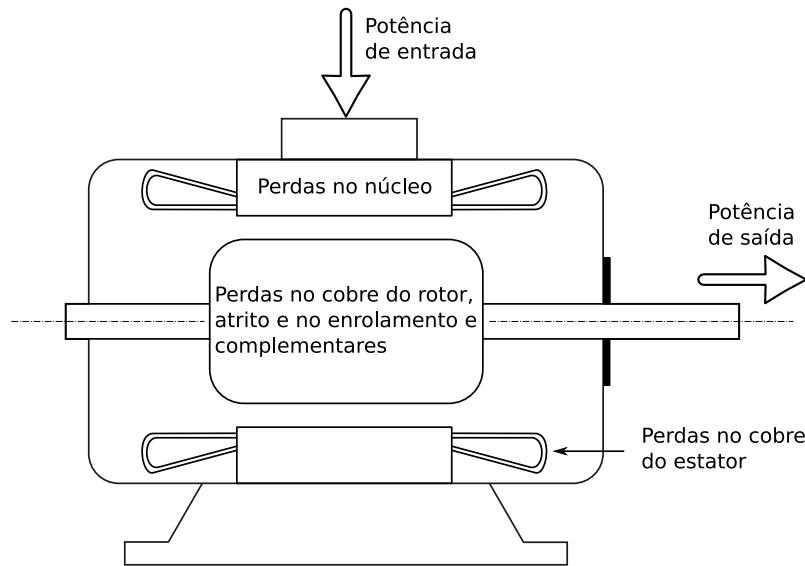


Figura 2.1: Distribuição das perdas em um motor de indução.

para uma máquina trifásica.

$$P_{ws} = 3.R_s.I_s^2 \quad (2.2)$$

onde:

P_{ws} potência perdida por efeito Joule no estator;

R_s resistência do estator;

I_s corrente RMS no estator.

2. **Perdas por efeito Joule no rotor (P_{wr}).** Inclui perdas por contato da escova para máquinas com rotor bobinado, deve ser determinado por unidade de escorregamento. A Equação (2.3) calcula as perdas rotóricas para uma máquina operando como motor, enquanto que a Equação (2.4) calcula as perdas rotóricas para uma máquina operando como gerador.

$$P_{wr} = (P_{entrada} - P_{ws} - P_{wferro}).s \quad (2.3)$$

$$P_r = (P_{entrada} + P_{ws} + P_{wferro}).s \quad (2.4)$$

onde:

P_{wr} potência perdida no rotor;

P_{wferro} potência perdida no ferro;

s escorregamento.

3. **Perdas no ferro (P_{wferro})**. São perdas devido a histerese de magnetização e correntes parasitas no material magnético. Variam aproximadamente com o quadrado da tensão de entrada, mas para uma tensão de entrada fixa apresentam um valor aproximadamente constante para uma carga que varia de vazio à carga nominal.
4. **Perdas por atrito e no enrolamento da bobina (P_{wfw})**. São perdas mecânicas devido ao atrito nos rolamentos, mancais e devido ao enrolamento das bobinas.

Para se calcular P_{wferro} e P_{wfw} deve ser realizado um ensaio a vazio do motor. Nesta situação a $P_{entrada}$ corresponde ao somatório de todas as perdas da máquina, portanto pode-se calcular P_{wferro} e P_{wfw} de acordo com a Equação (2.5) e P_{ws} pode ser calculado utilizando-se a Equação (2.2).

$$P_{wferro} + P_{wfw} = P_{entrada} - P_{ws} \quad (2.5)$$

A separação de P_{wferro} e P_{wfw} pode ser realizada fazendo-se medições da tensão (V_s), corrente (I_s) e potência de entrada ($P_{entrada}$) na frequência nominal com a tensão variando de 125% da tensão nominal até o ponto onde uma redução da tensão resulta em um aumento da corrente [5].

Em seguida plota-se um gráfico de $P_{entrada} - P_{ws}$ versus V_{in} e estende-se a curva até o ponto onde $V_{in} = 0$. O ponto de interseção da curva com o eixo $P_{entrada} - P_{ws}$ corresponde a P_{wfw} .

5. **Perdas complementares (P_{wcomp})**. São perdas devido às frequências fundamental e altas na estrutura da máquina, correntes circulantes no enrolamento do estator e harmônicas no cobre do rotor. São proporcionais ao quadrado da corrente no rotor.

$$P_{wcomp} = P_{perdida} - (P_{wferro} + P_{wfw} + P_{entrada} + P_{ws}) \quad (2.6)$$

A determinação das perdas complementares é um problema para qualquer método de cálculo de eficiência. Estas perdas podem ser obtidas de forma indireta utilizando-se a Equação (2.6).

2.3 Métodos de Estimação de Eficiência

Diferente dos testes de eficiência realizados em laboratório os testes de eficiência realizados com máquinas em campo não podem, em sua grande maioria, utilizar os métodos propostos pelo

padrão IEEE 112. Isto é devido à diversas características inerentes aos processos industriais tais como ininterruptibilidade, dificuldade de acesso ao eixo da máquina para obtenção de dados como conjugado, velocidade, etc.

Nas últimas décadas, diversos métodos de estimação de eficiência foram propostos. É comum na literatura ver esses métodos classificados de acordo com o seu grau de intrusividade. O grau de intrusividade é determinado pelos dados necessários para efetuar os cálculos e, principalmente, de acordo com a dificuldade técnica e financeira de se obtê-los. A seguir têm-se uma listagem de diversas medidas utilizadas nos métodos de cálculo de eficiência.

- leitura de dados na placa de identificação do motor;
- velocidade do rotor;
- corrente;
- tensão;
- potência de entrada;
- resistência do estator e
- conjugado no eixo da máquina.

Hsu e Sorenson [7], Hsu *et al.* [8] e Lu *et al.* [9] apresentaram estudos sobre os principais métodos de estimação de eficiência classificando-os de acordo com suas características físicas, precisão, grau de intrusividade e metodologia de cálculo. Esta sessão apresenta um breve resumo de alguns desses métodos.

2.3.1 **Métodos baseados na placa de identificação do motor**

Os métodos que utilizam as informações contidas na placa de identificação do motor são os menos intrusivos, pois, via de regra não são necessários testes ou medições para se calcular a eficiência da máquina. Em geral estes métodos apresentam bons resultados apenas quando a curva de eficiência em função da carga é aproximadamente constante. A Figura 2.2 ilustra as curvas de eficiência em função da carga para motores de 1 CV, 10 CV e 100 CV com 2 e 8 polos [4]. Pode-se observar nesta figura que a eficiência varia pouco para cargas entre 50% e 100% para os motores de 8 polos, entretanto, esta variação é bem mais acentuada para os motores de 2 polos.

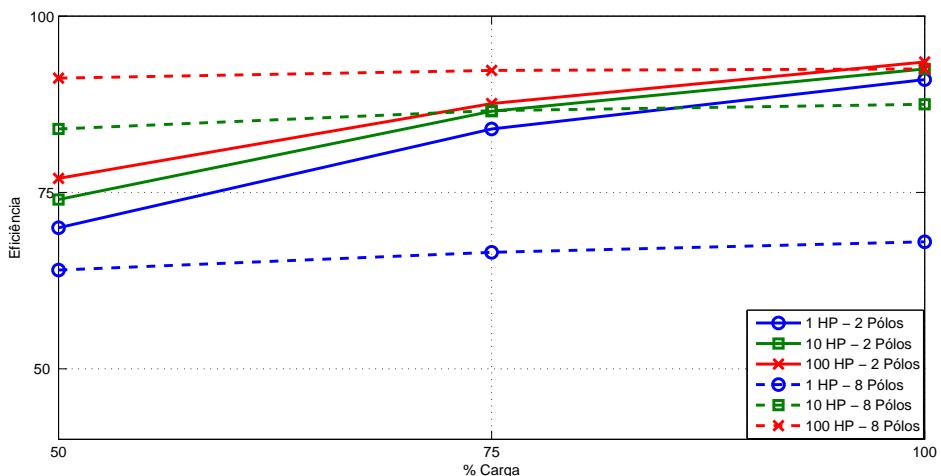


Figura 2.2: Curvas de eficiência em função da carga

Portanto, os métodos baseados na placa de identificação do motor podem apresentar bons resultados para um determinado grupo de máquinas e resultados bastante imprecisos para outro grupo.

1. **Método baseado nos dados de placa padrão:** Assume-se que a eficiência é constante e igual ao indicado na placa de identificação do motor.

A eficiência estampada na placa pode ser obtida por diferentes métodos, os três mais utilizados são: National Electrical Manufacturers Association (NEMA) que utiliza o padrão IEEE 112, o Japanese Electrotechnical Committee (JEC) e o International Electrotechnical Commission (IEC). Estes padrões não são compatíveis entre si e podem apresentar resultados diferentes. A Tabela 2.1 [10] apresenta os valores médios de eficiência calculados segundo os métodos IEEE 112-B [5] e IEC34-2 [11] na potência nominal para 89 motores de diferentes potências. Esta tabela mostra que o padrão IEC 34-2 fornece um valor de eficiência superestimado com uma diferença esperada de aproximadamente 1%.

A utilização deste método possui três problemas. Primeiro, a utilização de diferentes metodologias para o cálculo da eficiência do motor. Segundo, a realização de manutenções por exemplo, motores com enrolamento refeito, nestes motores os dados na placa de identificação podem não ser mais válidos. As perdas por efeito Joule podem ter sido modificadas por alteração do comprimento ou mesmo por uma alteração na bitola do condutor. E por último, mas não menos importante são as condições ambientais, desbalanceamento de tensão, harmônicas, temperatura, etc., nas quais os testes para obtenção dos dados da placa foram efetuados. Estas condições podem ser muito diferentes daquelas que o motor encontra-se em operação.

Tabela 2.1: Comparação do rendimento entre os padrões IEEE 112-B e IEC 34-2.

Potência nominal (HP)	60 Hz		
	IEC 34-2 89 motores	IEEE 112-B 89 motores	Diferença
1	84,4%	84,1%	-0,3%
1,5	83,4%	83,1%	-0,3%
2	84,6%	83,7%	-0,9%
3	86,6%	85,7%	-0,9%
5	88,8%	88,3%	-0,5%
5,5	88,5%	87,3%	-1,2%
7,5	90,2%	89,7%	-0,5%
10	90,9%	90,1%	-0,8%
15	91,8%	90,7%	-1,1%
20	92,3%	90,8%	-1,5%
25	93,1%	92,0%	-1,1%
30	93,3%	92,1%	-1,2%
40	94,0%	93,0%	-1,0%
50	94,4%	93,5%	-0,9%
60	94,2%	93,3%	-0,9%
75	94,8%	93,9%	-0,9%
100	95,3%	94,5%	-0,8%

2. **Volgelsang e Benning opções I e II [12]:** Este é uma variação do método baseado na placa de identificação padrão, também pode ser encontrado na literatura como um método baseado na segregação das perdas [7], ele utiliza um equipamento comercial denominado *"Motor Analyzer"*.

Existem duas opções com diferentes níveis de intrusividade. A opção I apresenta uma precisão de até 1%. É necessário realizar testes com a máquina operando a vazio, com carga nominal e desconectada da rede. Também são necessários dados de tensão, corrente, resistência e velocidade. O teste com a máquina operando a vazio torna esta opção do método bastante intrusiva e difícil de ser executado com a máquina em campo.

A opção II utiliza os dados da placa de identificação e dispensa a realização de testes com a máquina operando a vazio. Os dados de tensão, corrente, resistência e velocidade ainda são necessários. Esta opção é bem menos intrusiva que a opção I, mas, como consequência tem-se uma diminuição da precisão.

2.3.2 Métodos baseados no escorregamento

A principal vantagem em se utilizar os métodos baseados no escorregamento é a simplicidade, eles se baseiam, principalmente na medida da velocidade do rotor [8, 13–17]. Os métodos baseados no escorregamento presumem que o percentual de carga é aproximadamente proporcional à razão entre o escorregamento medido e o escorregamento nominal [9], como mostrado na Equação (2.7). O escorregamento é uma função da velocidade e pode ser calculado pela razão da diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade do eixo do motor pela velocidade síncrona, conforme Equação (2.8).

$$P_{saída} = \frac{s}{s_{nom}} \cdot P_{saída_nom} \quad (2.7)$$

onde:

s_{nom} escorregamento nominal;

$P_{saída_nom}$ potência nominal da máquina.

$$s = \frac{\omega_{sinc} - \omega_r}{\omega_{sinc}} \quad (2.8)$$

onde:

ω_{sinc} velocidade síncrona;

ω_r velocidade do rotor [rad/s].

A velocidade pode ser medida facilmente por um tacômetro óptico com baixo grau de intrusão.

1. **Método baseado no escorregamento padrão:** Neste método assume-se que a carga é proporcional à razão entre o escorregamento medido e o escorregamento nominal.

Este método pode apresentar resultados melhores que o método padrão baseado na placa de identificação do motor, principalmente quando a curva de eficiência pela carga não for aproximadamente plana [8].

Uma vez determinada a potência de saída, Equação (2.7), pode-se utilizar uma curva de eficiência em função da carga, tal como apresentado na Figura 2.2, para determinar a eficiência do motor. De forma alternativa pode-se combinar o método padrão com outras medidas, por exemplo potência de entrada, para obter a eficiência utilizando-se a Equação (2.1) ou (2.9) [13].

$$\eta = \frac{s}{s_{nom}} \cdot \frac{P_{saída_nom}}{P_{entrada}} \quad (2.9)$$

O método padrão apresenta duas fontes principais de erro, a primeira vem do fato que a razão do escorregamento representa um percentual da carga, entretanto a eficiência não é igual a um percentual da carga. A segunda fonte de erro é a variação entre a velocidade nominal e a velocidade síncrona. De acordo com o padrão NEMA MG1 [18] a diferença entre a velocidade nominal e a velocidade medida com carga e frequência nominais a uma temperatura de 25°C pode sofrer uma variação de até 20%. Isto significa que pode-se ter uma imprecisão da ordem de 20% no escorregamento informado na placa de identificação quando o motor estiver operando no campo introduzindo erros significativos no cálculo da eficiência.

Quando o motor de indução está operando a vazio a velocidade medida é muito próxima da velocidade síncrona. Consequentemente o método básico apresenta um precisão maior para cargas relativamente pequenas do que para cargas com valores mais próximos ao nominal.

2. Ontario Hydro's Compensated Slip Method: Um dos principais problemas do método padrão baseado em escorregamento é que ele não leva em consideração as variações na tensão. Em um determinado escorregamento, a potência de saída é proporcional a tensão de entrada ao quadrado. Assim, quanto maior a diferença entre a tensão de operação do motor em relação a tensão nominal, utilizada pelo fabricante para calcular a potência de saída, maior é o erro.

Para compensar a variação da tensão e melhorar a precisão do método padrão este método propõe a utilização de um fator de correção. A Equação (2.10) é utilizada para calcular a eficiência neste método.

$$\eta = \frac{s}{s_{nom}} \cdot \frac{P_{saída_nom}}{P_{entrada}} \cdot \frac{V_s}{V_{nom}} \quad (2.10)$$

3. Método do Escorregamento Simplificado: Este é o método mais simples de cálculo de eficiência. O método original assume que P_{ws} é zero [19]. Portanto o cálculo da eficiência se resume a Equação (2.11).

$$\eta = (1 - s) \quad (2.11)$$

Em um motor de indução típico as perdas no estator correspondem por cerca de 40% das

perdas totais. Portanto o método do escorregamento simplificado pode ser melhorado se for levando-se em consideração P_{ws} , Equação (2.12) [16].

$$\eta = (1 - s) \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot I_s^2 \cdot R_s}{P_{\text{entrada}}}\right) \quad (2.12)$$

A eficiência estimada por este método é sempre maior que a eficiência real pois não leva em consideração P_{wferro} , P_{wfw} e P_{wcomp} .

2.3.3 Métodos baseados na corrente

De maneira análoga aos métodos baseados no escorregamento, os métodos baseados na corrente assumem que o percentual da carga é aproximadamente igual à razão entre a corrente estatórica medida e a corrente nominal [8, 13–16]. Portanto $P_{\text{saída}}$ pode ser calculado utilizando-se a Equação (2.13).

$$P_{\text{saída}} = \frac{I_s}{I_{\text{nom}}} \cdot P_{\text{saída_nom}} \quad (2.13)$$

A corrente pode ser facilmente obtida utilizando-se alicates amperímetro. Não existe a necessidade de desconectar a máquina da rede de energia o que implica em um baixo grau de intrusividade.

Uma vez calculado $P_{\text{saída}}$ a eficiência pode ser obtida utilizando-se as curvas de eficiência em função da carga, Figura 2.2, ou combinando com a potência de entrada medida e calcular a eficiência utilizando-se a Equação (2.1).

A Equação (2.13) apresenta alguns problemas. Pode-se observar na Figura 2.3 (A) que a curva assumida do percentual de carga apresenta um erro relativamente grande para cargas pequenas. A carga geralmente é superestimada [8]. É o oposto ao que se observa no método do escorregamento padrão onde tem-se erros maiores para cargas próximas a carga nominal.

Caso a corrente a vazia da máquina seja conhecida, I_{vazio} , a Equação (2.14) pode ser usada para calcular $P_{\text{saída}}$. Para se obter I_{vazio} é necessário que se faça um teste a vazia da máquina o que aumenta consideravelmente o grau de intrusividade. A Figura 2.3 (B) ilustra a curva de carga em função da corrente medida para a Equação (2.14). Ao utilizar esta equação tem-se, geralmente, uma carga subestimada.

$$P_{\text{saída}} = \frac{(I_s - I_{\text{vazio}})}{(I_{\text{nom}} - I_{\text{vazio}})} \cdot P_{\text{saída_nom}} \quad (2.14)$$

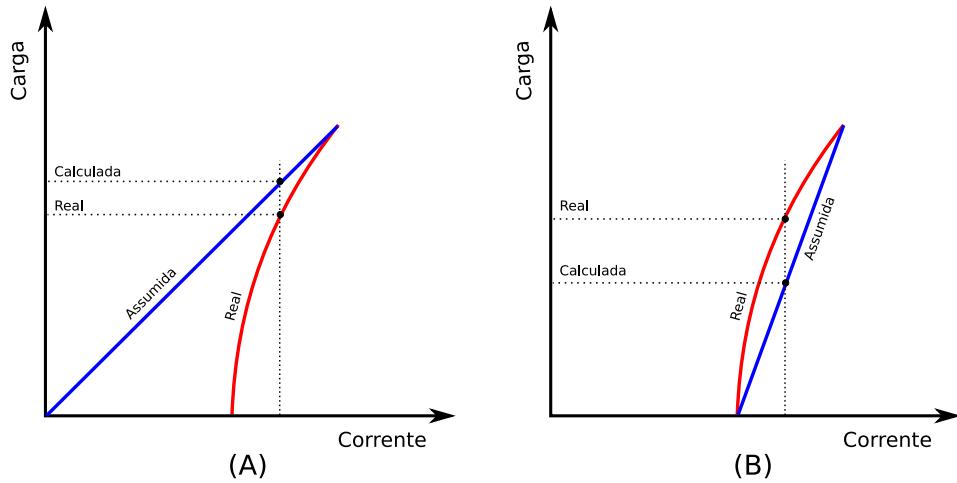


Figura 2.3: Curva de corrente em função da carga real e assumida.

Conforme proposto por Hsu *et al.* [8] uma média das Equações (2.13) e (2.14) pode fornecer um resultado com uma precisão maior de $P_{saída}$.

Uma outra fonte de erro para os métodos baseados em corrente decorre do fato que o padrão NEMA MG-1 [18] cita que, para uma máquina operando com suas características nominais de tensão, frequência e potência de saída sua corrente nominal pode variar em até 10% em relação ao valor apresentado na placa de identificação.

2.3.4 Métodos baseados no circuito equivalente

Através do circuito equivalente pode-se calcular aspectos importantes do desempenho em regime permanente de um motor de indução, tais como: variações de corrente, velocidade, perdas em função do conjugado de carga, etc. A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente de um motor de indução apresentado em [20] cap. 7.

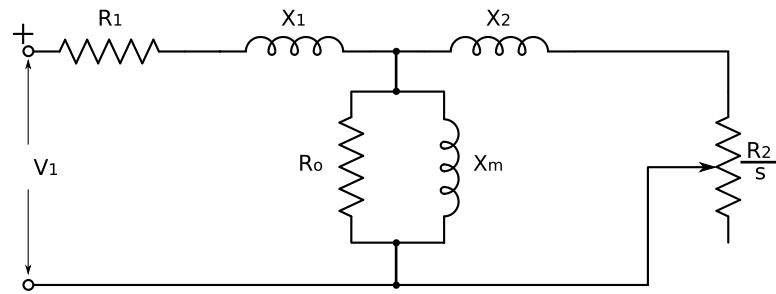


Figura 2.4: Circuito equivalente de um motor de indução

onde:

R_s resistência estatórica;

R_r resistência rotórica;

X_s reatância de dispersão do estator;

X_r reatância de dispersão do rotor;

X_m reatância de magnetização;

R_o representa as perdas no ferro e

s o escorregamento. O escorregamento representa os efeitos da carga no circuito equivalente do motor de indução.

A principal vantagem em se calcular a eficiência utilizando o circuito equivalente é que pode-se calcular o desempenho da máquina para qualquer carga, desde que os valores das impedâncias sejam conhecidos.

O problema com os métodos que utilizam circuito equivalente é que os valores das impedâncias variam consideravelmente com a temperatura e quando a velocidade do motor varia desde o rotor parado até a velocidade sem carga [8].

Os métodos baseados no circuito equivalente diferem entre si principalmente na maneira de se calcular as impedâncias. A forma de se obter estes dados pode afetar significativamente a precisão e o grau de intrusividade de cada método e consequentemente sua usabilidade.

A seguir são enumerados diversos métodos que utilizam o circuito equivalente para calcular a eficiência do motor de indução.

1. **Métodos Padrão (IEEE Std 112 Método F/F1):** Estes métodos são os principais exemplos de cálculo de eficiência utilizando o circuito equivalente. Procedimentos detalhados sobre como efetuar os testes podem ser encontrados em IEEE Std. 112 [5].

Para se determinar os parâmetros do circuito equivalente no método IEEE 112 F1 são necessários testes de impedância, testes com a máquina operando a vazio variando a tensão de alimentação e testes com o rotor bloqueado.

O teste de impedância determina os valores da resistência do rotor, R_r , e das reatâncias de dispersão do estator e rotor, X_s e X_r respectivamente. O padrão IEEE 112 propõe quatro métodos diferentes de se realizar este teste. Os métodos 1, 2 e 4 são testes com rotor bloqueado, no método 3 o teste é realizado a vazio ou com uma carga pequena com uma tensão tal que o escorregamento é aproximadamente igual ao escorregamento nominal.

Para se determinar a reatância de magnetização, X_m , resistência de perdas no ferro, atrito e perdas no enrolamento, R_o , deve ser realizado um teste com a máquina operando a vazio.

No método IEEE 112 F ainda é necessário a realização de testes com o rotor removido e com a rotação invertida.

Estes métodos são bastante invasivos e pouco utilizados para testes em campo. Pode-se combiná-los com métodos estatísticos e/ou com métodos que utilizam os dados da placa de identificação para poder simplificar a determinação dos valores das impedâncias tornando-os menos intrusivos.

2. **Ontario Hydro's Modified Method F (OHMF):** Este método é uma versão simplificada do método IEEE 112 F discutido no item 1 proposta por Ontário Hydro [15, 21].

Este método elimina a necessidade dos testes com tensão variável do método IEEE 112 F1. São necessários apenas testes com a máquina operando a vazio e com carga nominal, ambos na tensão nominal. As tensões de linha, corrente de fase, potência de entrada, fator de potência e resistência do estator têm que ser medidas tanto com a máquina operando a vazio quanto com a carga nominal. O escorregamento nominal também deve ser medido.

O circuito equivalente utilizado pelo método OHMF é ligeiramente diferente do apresentado na Figura 2.4. Nesta versão do circuito equivalente, Figura 2.5, os elementos do ramo de magnetização estão em série enquanto que no utilizado nos métodos IEEE 112 F/F1 estão em paralelo. Esta alteração simplifica a versão sem carga do circuito equivalente como mostrado em Hydro [21].

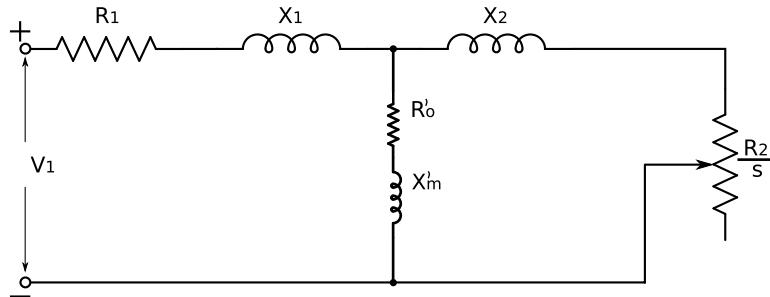


Figura 2.5: Circuito equivalente do motor de indução utilizado no método OHMF.

O método OHMF ignora as perdas por atrito, no enrolamento e as perdas complementares, mas o circuito equivalente pode ser alterado para incluir estas perdas.

3. **Nameplate Equivalent Circuit Method (ORMEL96):** Este método é considerado um dos menos intrusivos pois calcula o valor das impedâncias do circuito equivalente a partir dos dados disponíveis na placa [8, 14–16] de identificação do motor e também o valor de R_s , entretanto a velocidade do rotor ainda é necessária.

A exemplo do método OHMF descrito anteriormente neste capítulo, este também utiliza uma versão modificada do circuito equivalente usado nos métodos IEEE 112 F/F1. Neste

método é inserida uma resistência parasita no circuito do rotor o que permite levar em consideração P_{wcomp} , P_{wfw} e até mesmo o efeito pelicular no rotor.

A precisão do método ORMEL96 está intimamente relacionada com a precisão dos dados da placa de identificação que de acordo com o padrão NEMA MG1 [18] pode apresentar imprecisões da ordem de 20%. Obviamente, quando são informados explicitamente os valores de P_{wcomp} , P_{wfw} e do efeito pelicular no rotor a precisão do método depende da qualidade destes dados.

4. **Método do rotor bloqueado:** Este método utiliza um circuito equivalente com dois rotores [15, 22], como mostrado na Figura 2.6. Para se obter os parâmetros do circuito equivalente devem ser realizados testes com rotor bloqueado e um teste completo com a máquina rodando a vazio de acordo com o padrão IEEE 112 [5].

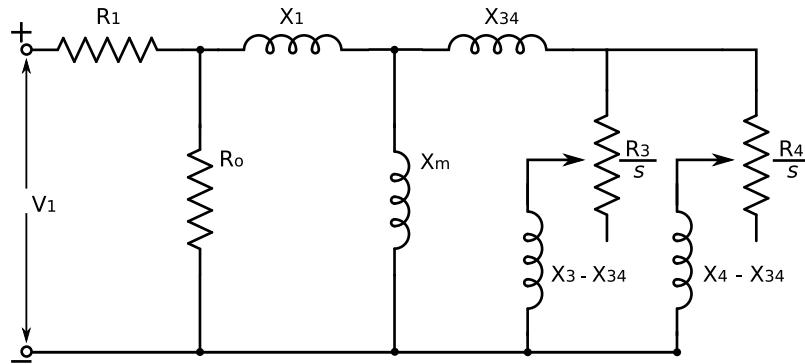


Figura 2.6: Circuito equivalente do motor de indução utilizado no método do rotor bloqueado

O teste com o rotor bloqueado deve ser realizado, preferencialmente, em duas frequências diferentes, ou, de forma alternativa, pode ser feito um teste na frequência nominal juntamente com um teste com carga nominal.

Devido a complexidade e ao alto grau de intrusividade dos testes necessários para se calcular os valores dos parâmetros do circuito equivalente, o método do rotor bloqueado dificilmente é executado em uma máquina em campo.

5. **Standstill Frequency Response Method (SSFR):** [23, 24] Tal como o método do rotor bloqueado, este também utiliza um circuito equivalente com dois rotores Willis [24], Figura 2.7. Os parâmetros do circuito equivalente são obtidos medindo a impedância do motor para frequências variando de 0,01Hz a 500Hz com o rotor parado. A principal vantagem deste método é que não é necessário o teste com a máquina operando a vazio.

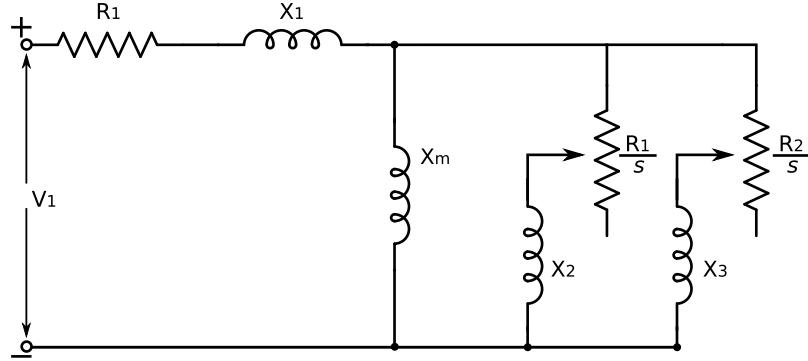


Figura 2.7: Circuito equivalente do motor de indução utilizado no método SSFR

2.3.5 Métodos baseados na segregação das perdas

Os métodos baseados na segregação das perdas são os mais diretos. Eles simplesmente medem ou estimam cada componente de $P_{perdida}$ (P_{ws} , P_{wr} , P_{wferro} , P_{wfw} e P_{wcomp}) e subtraem da potência de entrada ($P_{entrada}$). De uma maneira geral, estes métodos são bastante precisos. Estudos realizados em OHMF [21] indicaram uma precisão de aproximadamente 2%.

Existem diversos métodos baseados na segregação das perdas, sendo que alguns deles são muito complicados e intrusivos enquanto outros baseiam-se em fatores empíricos para estimar as perdas.

1. **IEEE Standard 112 Método E/E1:** [5] Estes são os métodos propostos pelo padrão IEEE 112 para cálculo da eficiência utilizando segregação de perdas.

Com a exceção de situações bastante específicas o método IEEE Standard 112 E não é muito útil para determinar a eficiência de equipamentos no campo. Os testes com rotor removido e rotação invertida utilizados para determinar P_{wcomp} nas frequências fundamental e altas são excessivamente invasivos e complexos.

O método IEEE Standard 112 Método E1 simplifica consideravelmente o método E visto que não é necessário executar os testes de rotor removido e rotação invertida. Ele utiliza valores empíricos para P_{wcomp} , Tabela 2.2.

Entretanto ainda é necessário efetuar um teste completo com a máquina operando a vazio, com tensão variável, e um teste com carga variável o que inviabiliza, para a maioria dos casos, testes em campo.

2. **Ontario's Hydro Modified Method E (OHME):** Este é uma simplificação do método IEEE 112 E1 proposta por Hydro [21]. Ele elimina a necessidade de realizar testes com a máquina desconectada da carga e com tensão variável o que diminui consideravelmente

seu grau de intrusividade.

O método OHME assume as perdas P_{wfw} e P_{wferro} combinadas como sendo de 3,5% a 4,2% da potência nominal P_{wcomp} de acordo com a Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Valores assumidos de P_{wcomp} pelo padrão IEEE 112.

Potência da Máquina	Perda Percentual
1 - 125 HP	1,8%
126 - 500 HP	1,5%
501 - 2499 HP	1,2%
2500 HP acima	0,9%

As únicas medidas necessárias para efetuar o cálculo da eficiência são a resistência estatórica, que pode ser estimada baseada na corrente, a potência de entrada e a velocidade do rotor.

Devido ao baixo grau de intrusividade e a boa precisão o método OHMF é bastante adequado para medições de eficiência para a máquina em campo.

2.3.6 Métodos baseados no conjugado

A forma mais direta de se calcular a eficiência de um motor é calcular ou estimar o conjugado no eixo da máquina, T_e , e a velocidade do rotor, ω_r . Com $P_{entrada}$, T_e e ω_r medidos ou estimados pode-se facilmente determinar a eficiência através da Equação (2.15).

$$\eta = \frac{T_e \cdot \omega_r}{P_{in}} \quad (2.15)$$

onde:

T_e conjugado no eixo do motor.

1. **Método padrão:** Este método consiste em medir a potência de saída (T_e e ω_r) diretamente do eixo da máquina, sem a necessidade de calcular as perdas separadamente.

O método padrão é o método mais preciso para o cálculo da eficiência, mas é o mais intrusivo. O alto custo e a dificuldade de instalação dos torquímetros inviabilizam técnica e financeiramente este método para a maioria das aplicações industriais.

2. **Método Air Gap Torque (AGT):** Este método, proposto por [25, 26], é baseado nas

conhecidas equações do torque de entreferro, T_g . Ele utiliza apenas amostras da tensão de linha, corrente de fase e a resistência estatórica para calcular T_g .

A potência de saída é igual ao produto entre a velocidade do rotor, ω_r , e o conjugado de entreferro, T_g , menos as perdas associadas ao rotor (P_{wr} , P_{wfw} e P_{wcomp}) que devem ser obtidas pelos testes sem carga.

A principal vantagem do método AGT é que ele leva em consideração o desbalanceamento das tensões e correntes o que representa mais fielmente as condições de operação da máquina em campo. Como principal desvantagem deste método pode-se destacar a necessidade de testes sem carga para determinar as perdas associadas ao rotor.

2.3.7 Métodos baseados em técnicas heurísticas

O algoritmo genético é uma técnica de otimização e busca utilizada para encontrar soluções aproximadas de problemas complexos. É uma classe particular de algoritmos evolutivos que utilizam técnicas inspiradas pela biologia tais como hereditariedade, mutação, seleção natural e recombinação (ou *crossing over*).

Nos algoritmos genéticos a busca por uma solução otimizada para um problema inicia-se a partir de uma solução inicial aleatória. A cada geração novos conjuntos de soluções são obtidos, onde, algumas são selecionadas e recombinadas e servem como entrada para iterações posteriores.

Algoritmos genéticos diferem dos algoritmos tradicionais de otimização em basicamente quatro aspectos [27]:

- baseiam-se em uma codificação do conjunto das soluções possíveis, e não nos parâmetros da otimização em si;
- os resultados são apresentados como uma população de soluções e não como uma solução única;
- não necessitam de nenhum conhecimento derivado do problema, apenas de uma forma de avaliação do resultado;
- utilizam transições probabilísticas e não regras determinísticas.

Uma das aplicações dos algoritmos genéticos é a determinação dos parâmetros elétricos do motor de indução. De maneira geral estes métodos utilizam um conjunto de dados coletados por medições em campo e calculam os parâmetros do circuito equivalente.

Pillay *et al.* [28] apresentaram um algoritmo para determinação dos parâmetros do circuito equivalente utilizando os dados de placa. Neste trabalho são apresentados resultados de diversos algoritmos bem como uma comparação com o algoritmo Newton-Raphson [29].

Alonge *et al.* [30] propuseram um método offline para identificação dos parâmetros matemáticos e mecânicos da máquina. Os parâmetros são calculados através de dados coletados durante um ensaio em campo da máquina. Para a realização deste ensaio a máquina deve estar conectada a um inversor de frequência, o que torna este método inviável para um grande número de aplicações.

Huang *et al.* [31] é apresentaram uma solução baseada em algoritmos genéticos que calcula valores otimizados dos parâmetros elétricos do motor de indução através da minimização do erro entre variáveis do modelo dinâmico e medidas realizadas na máquina.

No trabalho desenvolvido por Phumiphak e Chat-uthai [32] foi proposto um algoritmo baseado em algoritmos genéticos para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução trifásico. O método proposto utiliza medições realizadas em campo, tensão, corrente, velocidade, fator de potência e, opcionalmente o conjugado. Este método é adequado para estimar a eficiência para máquinas operando entre 50% e 100% do conjugado nominal. A grande desvantagem deste método consiste na necessidade de se medir a velocidade.

Nagendrappa e Prakash [33] utilizaram um conjunto de dados obtidos através dos testes em campo, são eles: tensão de alimentação, corrente, potência elétrica, resistência do estator e velocidade do rotor. Os dados podem ser obtidos para um ou dois pontos de operação e não necessitam estar próximos da operação a vazio ou com carga nominal. Este método, apesar de eliminar o inconveniente de medir o conjugado, ainda existe a necessidade de efetuar medições de velocidade. Ele tem como vantagem não desprezar as perdas suplementares que introduzem erros na estimação de eficiência.

2.4 Discussão sobre os métodos apresentados

Este capítulo apresentou uma pesquisa bibliográfica sobre diversos métodos de avaliação de eficiência de motores de indução. Os métodos apresentados foram classificados, de acordo com sua metodologia, em 7 categorias são elas: 1) Métodos baseados na placa de identificação do motor; 2) Métodos baseados no escorregamento; 3) Métodos baseados na corrente; 4) Métodos baseados no circuito equivalente; 5) Métodos baseados na segregação das perdas; 6) Métodos baseados no conjugado; 7) Métodos baseados em técnicas heurísticas. A Tabela 2.3 realiza uma comparação entre estes métodos.

Tradicionalmente, a avaliação do desempenho de motores de indução inclui procedimentos efetuados em bancadas de laboratório e possuem resultados bastante precisos. A maioria dos métodos apresentados neste capítulo se enquadram nesta categoria. Entretanto, devido ao alto grau de intrusividade e ao alto custo destes métodos eles não podem ser aplicados para avaliação do rendimento de motores no campo.

Dentre os métodos avaliados apenas 3 apresentam as características técnicas necessárias para realizar o monitoramento em tempo real da eficiência e das condições de operação, são eles: ORMEL96, OHME e AGT.

Os métodos ORMEL96 e OHME, possuem baixo grau de intrusividade e boa precisão, $\pm 4\%$ e $\pm 2\text{-}3\%$ respectivamente [8], entretanto, os dois métodos exigem que a velocidade do rotor seja medida o que pode inviabilizar a utilização do método.

O AGT proposto por [25] possui uma excelente precisão, $\pm 0,5\%$ [8], visto que considera as perdas devido ao desbalanceamento nas tensões e correntes o que reflete bem o ambiente industrial. Entretanto ele exige, além da medição da velocidade, testes a vazio com a máquina para determinar as perdas no ferro e por atrito e ventilação.

O método proposto neste trabalho, que será apresentado no capítulo seguinte, é baseado no circuito equivalente da máquina, e tem como principal vantagem estimar a velocidade do rotor e o conjugado da máquina o que elimina a necessidade de se instalar sensores na máquina o que contribui para diminuir o grau de intrusividade.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos utilizados no decorrer deste trabalho. Foram apresentadas as definições das diversas fontes de perda de potência em motores de indução trifásicos. Foram apresentados também diversos métodos que permitem calcular a eficiência de motores de indução.

Entre os métodos apresentados apenas três possuem as características necessárias para realizar o monitoramento em campo. Ainda assim, exigem que sejam instalados sensores na máquina ou que sejam realizados ensaios com a mesma.

O capítulo seguinte apresentará o método não intrusivo monitoramento de operação e eficiência de motores de indução trifásico.

Tabela 2.3: Comparação entre os métodos de avaliação de eficiência

Método de teste	Testes e medições								Desempenho	
	Vazio	Carga nominal	Desconectado	V/f variável	Velocidade do rotor	Conjugado	Dados de placa	Resistência do estator	Intrusividade	Erro
Placa padrão	Não	Não	Não	Não	Não	Não	Sim	Não	Baixa	10%
V & B [I]	Sim	Não	Sim	Não	Medido	Não	Não	Medido	Alta	N/A
V & B [II]	Não	Não	Sim	Não	Medido	Não	Sim	Medido	Média	2,50%
Escorregamento padrão	Não	Não	Sim	Não	Medido	Não	Sim	Medido	Baixa	7%
Escorregamento compensado	Não	Não	Sim	Não	Medido	Não	Sim	Medido	Baixa	N/A
Escorregamento simplificado	Não	Não	Sim	Não	Medido	Não	Sim	Medido	Baixa	N/A
Método baseado na corrente	Sim	Não	Não	Não	Não	Não	Sim	Não	Média	6%
IEEE Std 112 Método F	Sim	Não	Sim	Sim	Medido	Não	Sim	Medido	Alta	5%
ORMEL96	Não	Não	Opcional	Não	Medido	Não	Sim	Opcional	Baixa	4%
Rotor bloqueado	Sim	Não	Sim	Sim	Medido	Não	Sim	Não	Alta	N/A
SSFR	Sim	Não	Sim	Sim	Medido	Não	Não	Medido	Alta	N/A
IEEE Std 112 Método E	Sim	Sim	Sim	Sim	Medido	Não	Sim	Medido	Alta	3%
OHME	Não	Não	Não	Não	Medido	Não	Sim	Medido	Média	2-3%
Conjugado padrão	Não	Não	Não	Não	Medido	Medido	Não	Medido	Alta	0,5%
AGT	Sim	Não	Não	Não	Medido	Estimado	Não	Não	Alta	< 0,5%

3 *Desenvolvimento do método de monitoramento da operação e eficiência em tempo real*

3.1 Introdução

No Capítulo 2 foram apresentados diversos métodos de estimação de eficiência. No entanto a maioria deles exigem a realização de diversos ensaios, na maioria das vezes, complexos para serem realizados em campo ou caros demais, inviabilizando a análise de eficiência do equipamento.

Neste capítulo é proposto um método de baixa intrusividade de monitoramento em tempo real da operação e da eficiência de motores de indução trifásicos. Os parâmetros operacionais monitorados pelo método são: tensões e correntes trifásicas, potência de entrada e fator de potência, medidos nos terminais da máquina e velocidade e conjugado, estimados utilizando o circuito equivalente. A eficiência da máquina é calculada usando-se uma estimativa da potência de saída.

O método proposto baseia-se no circuito equivalente do motor de indução. Os parâmetros do circuito equivalente são obtidos de forma não intrusiva utilizando-se os dados fornecidos pelo fabricante juntamente com o valor da resistência do estator, Neto [6]. Conhecidos os parâmetros do circuito equivalente, as condições operacionais da máquina podem ser estimadas utilizando-se as tensões e correntes medidas.

O método desenvolvido é apresentado em duas etapas. A primeira apresenta o algoritmo que permite determinar, de forma não intrusiva, os parâmetros do circuito equivalente da máquina, e a segunda etapa descreve o algoritmo de monitoramento em tempo real da operação e da eficiência.

3.2 Método iterativo para obtenção dos parâmetros do circuito equivalente

Para que os parâmetros do circuito equivalente possam ser obtidos sem a realização de ensaios com a máquina, é utilizado o método iterativo proposto por Neto [6]. Este método utiliza apenas os dados de placa da máquina, como mostrado na Tabela 3.1, e a resistência do estator para estimar os parâmetros do circuito equivalente.

Tabela 3.1: Dados de placa do motor de indução

Modelo	Modelo da máquina
C.V.	Potência em cavalos vapor
Polos	Número de polos
Tensão delta	Tensão nominal para operação em delta
Tensão estrela	Tensão nominal para operação em estrela
Corrente delta	Corrente nominal para operação em delta
Corrente estrela	Corrente nominal para operação em estrela
Frequência	Frequência de operação nominal
Categoria	Categoria da máquina
RPM	Velocidade de operação nominal em RPM
C_p/C_n	Relação entre o conjugado de partida e o nominal
I_p/I_n	Relação entre a corrente de partida e a corrente nominal

O cálculo dos parâmetros elétricos do motor de indução trifásico tem como ponto de partida a Equação (3.1) apresentada por [20].

$$X_s = k \cdot X_r \quad (3.1)$$

onde:

k é uma constante que depende da categoria da máquina analisada;

X_s é a reatância de dispersão do estator e;

X_r é a reatância de dispersão do rotor (vista do estator).

A norma NEMA MG1 [18] divide os motores de indução em 6 classes diferentes são elas:

- categoria B : os motores desta categoria são considerados motores padrão e são utilizados na maioria das aplicações. Possuem conjugado de partida e fator de potência altos. Podem ser encontrados em bombas, ventiladores e máquinas diversas;

- categoria A : possuem conjugado de partida igual ao da categoria B, entretanto a corrente de partida é mais elevada. Este motor é recomendado para cargas que possuem grande variação, por exemplo máquinas injetoras;
- categoria C : possuem conjugado de partida maior do que os motores da classe A e B, em torno de 200% do conjugado nominal. São utilizados em cargas com alto conjugado inicial e que necessitam de velocidade constante, por exemplo, compressores e esteiras transportadoras;
- categoria D : possuem o mais alto torque de partida aliado com uma baixa corrente de partida. Operam com escorregamentos elevados, em torno de 5% a 13%. São utilizados em cargas que exigem alto conjugado de partida, por exemplo, presas excêntricas.
- categoria E : são motores da categoria B com alta eficiência e;
- categoria F : motores com baixo conjugado e corrente de partida mais baixos que os motores da classe B. São utilizados em cargas que podem ser partida facilmente.

A Tabela 3.2 [5] ilustra os valores de k em função da categoria da máquina, a Figura 3.1 mostra as curvas típicas de conjugado em função do escorregamento para os motores das categorias A, B, C e D.

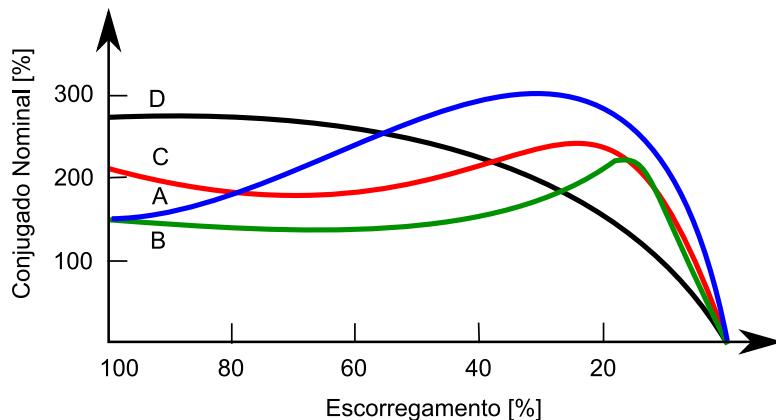


Figura 3.1: Curvas características dos motores das categorias A, B, C e D

Tabela 3.2: Relação entre X_s e X_r em função da categoria - IEEE 112

Motores	k
Categoria A	1,000
Categoria B	0,667
Categoria C	0,428
Categoria D	1,000

A norma brasileira ABNT NBR-15626-1 [34] divide, de acordo com as características de torque, escorregamento e corrente de partida, os motores de indução trifásicos em três categorias D, H e N. As principais características e aplicações de cada categoria são:

- categoria D : possuem torque de partida elevado, corrente de partida normal e grande escorregamento. Usados principalmente em aplicações que possuem picos periódicos de carga, por exemplo, prensas excêntricas;
- categoria H : possuem torque de partida alto, corrente de partida normal e pequeno escorregamento. Usados em aplicações que possuem cargas de inércia elevada tais como correias transportadoras, peneiras, britadores, elevadores;
- categoria N : possuem torque de partida normal, corrente de partida normal e pequeno escorregamento. São utilizados nos mais diversos equipamentos por exemplo, bombas, ventiladores, máquinas operatrizes, etc.

A Tabela 3.3 [35] mostra os valores de k , sugeridos pelo padrão ABNT NBR 5383-1, em função da categoria da máquina.

Tabela 3.3: Relação entre X_s e X_r em função da categoria - ABNT NBR 5383-1

Motores	k
Categoria D	0,78
Categoria N	0,68
Categoria H	0,58

As incógnitas da Equação (3.1) são X_s e X_r , portanto, para resolvê-la, é necessário mais uma equação envolvendo apenas X_s e X_r como incógnitas. Esta equação pode ser obtida analisando-se o circuito equivalente da máquina nas condições nominais e com rotor bloqueado.

Analizando-se inicialmente o circuito equivalente em condições nominais, como mostrado na Figura 3.2, pode-se obter as Equações 3.2 e 3.3:

$$|E| = |V_s - (R_s + jX_s)I_s| \quad (3.2)$$

$$|E| \cdot |I_r| \operatorname{sen} \theta = X_r \cdot |I_s|^2 + |E| \cdot |I_m| \quad (3.3)$$

Ao substituir a Equação (3.2) na Equação (3.3) e isolar X_r obtém-se uma equação de X_r em função de X_s .

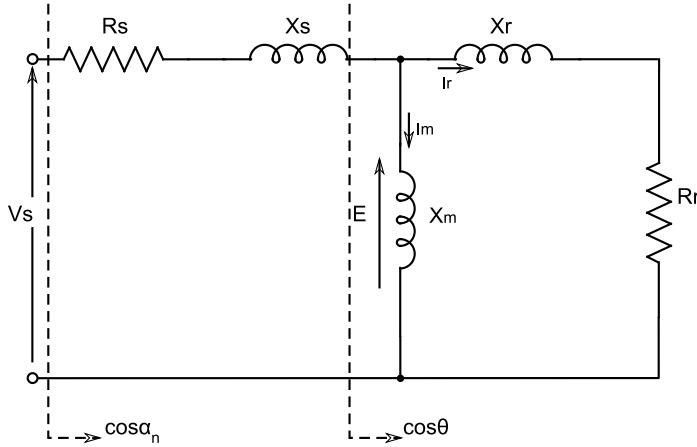


Figura 3.2: Circuito equivalente do motor de indução em condição nominal de operação

$$X_r = \frac{|V_s - (R_s + jX_s)I_s| \cdot (|I_s| \sin \theta - |I_m|)}{|I_r|^2} \quad (3.4)$$

Para que X_r na Equação (3.4) fique apenas em função de X_s é necessário determinar o valor das incógnitas θ , $|I_m|$ e $|I_r|$.

O ângulo θ pode ser obtido pela relação entre a potência ativa fornecida ao rotor, P_r , e a potência aparente, P_a , fornecida ao circuito do rotor em paralelo com a impedância de magnetização, Equação (3.5).

$$\cos \theta = \frac{P_r}{|P_a|} \quad (3.5)$$

onde:

P_r potência ativa fornecida ao rotor e;

P_a potência aparente.

A potência aparente é obtida pela Equação (3.6)

$$P_a = |E| |I_s| \quad (3.6)$$

Se as perdas no ferro, por atrito e ventilação e complementares forem desconsideradas, a potência P_r equivale a potência ativa que o motor absorve por fase menos a potência perdida por fase na resistência do estator.

$$P_r = |V_s| \cdot |I_s| \cos \alpha_n - R_s |I_s|^2 \quad (3.7)$$

Substituindo-se a Equação (3.2) na Equação (3.6) obtém-se a Equação (3.8).

$$P_a = |V_s - (R_s + jX_s)I_s| \cdot |I_s| \quad (3.8)$$

Utilizando-se as Equações (3.5), (3.7) e (3.8) pode-se escrever o valor de $\cos\theta$ apenas em função de X_s , Equação (3.9), visto que todas as grandezas relacionadas já são conhecidas.

$$\cos\theta = \frac{|V_s| |I_s| \cos\alpha_n - R_s |I_s|^2}{|V_s - (R_s + jX_s)I_s| \cdot |I_s|} \quad (3.9)$$

Uma vez que o valor de θ é conhecido ainda resta determinar o valor de $|I_m|$ e $|I_r|$ na Equação (3.4).

Para se calcular o valor de $|I_m|$ pode-se utilizar a Equação (3.10), obtida pela análise do circuito equivalente da máquina em condições nominais.

$$|I_m| = \frac{|E|}{X_m} \quad (3.10)$$

O próximo passo é escrever X_m em função de X_s para isso será analisado o circuito equivalente da máquina para a condição de rotor bloqueado, como mostrado na Figura 3.3.

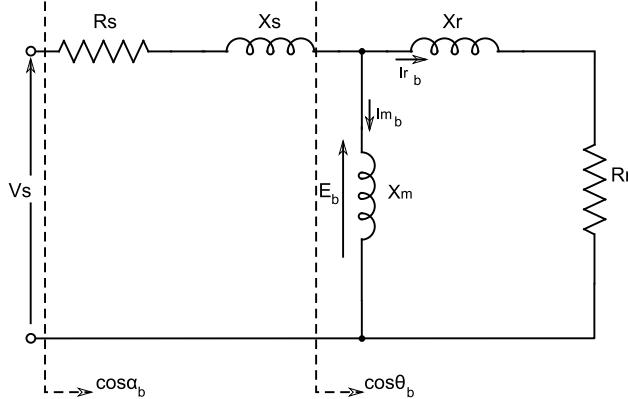


Figura 3.3: Circuito equivalente do motor de indução com rotor bloqueado

Analizando-se o circuito mostrado na Figura 3.3 pode-se escrever a Equação 3.11.

$$|I_{m_b}| = \frac{|E_b|}{X_m} \quad (3.11)$$

Isolando-se X_m na Equação (3.10) e substituindo na Equação (3.11) obtém-se a Equação (3.12)

$$|I_m| = \frac{|E|}{|E_b|} \cdot I_{mb} \quad (3.12)$$

Para que $|I_m|$ fique em função apenas de X_s é necessário escrever as incógnitas $|I_{mb}|$ e $|E_b|$ em função de X_s .

Retomando ao circuito apresentado na Figura 3.3 pode-se expressar $|E_b|$ de acordo com Equação (3.13).

$$|E_b| = |V_s - (R_s + jX_s)I_p| \quad (3.13)$$

onde:

I_p corrente de partida ou com rotor bloqueado do estator.

Agora, para que $|E_b|$ fique em função apenas de X_s é necessário calcular o fator de potência do circuito para a condição de rotor bloqueado, $\cos\alpha_b$. Esse cálculo é realizado de maneira análoga a $\cos\theta$, ou seja, é calculado pela relação entre a potência ativa e a potência aparente, ambas na condição de rotor bloqueado.

$$\cos\alpha_b = \frac{P_b}{P_{ab}} \quad (3.14)$$

A potência fornecida ao rotor com o mesmo bloqueado é obtida pela Equação (3.15).

$$P_{rb} = \frac{C_p \cdot \omega_s}{3} \quad (3.15)$$

onde:

C_p conjugado de partida e;

ω_s velocidade síncrona.

É comum na literatura expressar C_p como um percentual da razão entre o conjugado de partida e o conjugado nominal, Y , e ω_s como sendo a relação entre a velocidade nominal e o escorregamento. Portanto a Equação (3.15) pode ser apresentada como a Equação (3.16).

$$P_{rb} = \frac{Y \cdot C_n \omega_n}{300 \cdot (1 - s_n)} \quad (3.16)$$

O produto $C_n \cdot \omega_n$ pode ser considerado, com pequeno erro, pois foram desprezadas as perdas

rotacionais, a potência mecânica da máquina P_m .

A potência P_b pode ser obtida pela soma das perdas no cobre do estator com a potência entregue ao rotor bloqueado por fase, P_{rb} .

$$P_b = R_s \cdot |I_p|^2 + P_{rb} \quad (3.17)$$

Substituindo-se o valor de P_{rb} calculado utilizando a Equação (3.16) na Equação (3.17) obtém-se a Equação (3.18) para P_b .

$$P_b = R_s \cdot |I_p|^2 + \frac{Y \cdot P_m}{300 \cdot (1 - s_n)} \quad (3.18)$$

Para que o cálculo de $\cos\alpha_b$ possa ser concluído ainda falta determinar P_{ab} que é igual ao produto entre a tensão no estator e a corrente de partida, como mostrado na Equação (3.19).

$$P_{ab} = |V_s| \cdot |I_p| \quad (3.19)$$

Substituindo-se as Equações (3.18) e (3.19) na Equação (3.14) obtém-se a Equação (3.20).

$$\cos\alpha_b = \frac{R_s \cdot |I_p|^2 + \frac{Y \cdot P_m}{300 \cdot (1 - s_n)}}{|V_s| \cdot |I_p|} \quad (3.20)$$

Como o valor de α_b está em função apenas de grandezas conhecidas pode-se reescrever a Equação (3.13) apenas em função de X_s .

$$|E_b| = |V_s| - (R_s + jX_s) |I_p| \angle -\alpha_b \quad (3.21)$$

Uma vez que o valor de E_b na Equação (3.12) já foi expresso apenas em função de grandezas conhecidas resta apenas determinar o valor de I_{mb} para que a mesma seja expressa apenas em função de X_s .

Para o cálculo de I_{mb} é analisado a malha do rotor do circuito equivalente nas condições nominais e com rotor bloqueado, Figuras 3.4 (A) e (B).

Pela análise das Figuras 3.4 (A) e (B) pode-se obter as Equações (3.22) a (3.25).

$$\operatorname{tg}\Psi_r = \frac{|I_s| \operatorname{sen}\theta - |I_m|}{|I_s| \operatorname{cos}\theta} \quad (3.22)$$

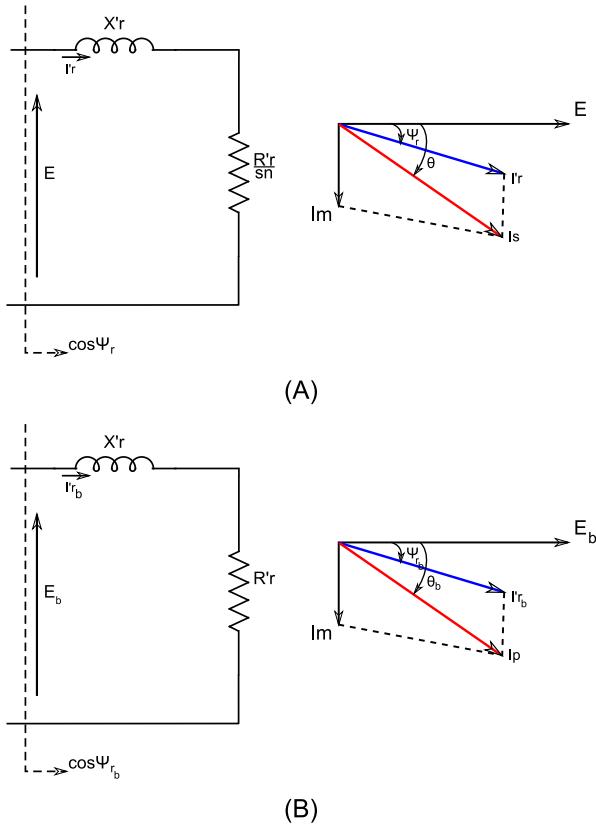


Figura 3.4: (A) Malha do circuito equivalente do para as condições nominais; (B) Malha do circuito equivalente do rotor para a condição de rotor bloqueado

$$\operatorname{tg} \Psi_{r_b} = \frac{|I_p| \operatorname{sen} \theta_b - |I_{m_b}|}{|I_p| \operatorname{cos} \theta_b} \quad (3.23)$$

$$\operatorname{tg} \Psi_r = \frac{s_n \cdot X_r}{R_r} \quad (3.24)$$

$$\operatorname{tg} \Psi_{r_b} = \frac{X_r}{R_r} \quad (3.25)$$

onde:

Ψ_r - ângulo do fator de potência do rotor em condições nominais;

Ψ_{r_b} - ângulo do fator de potência do rotor para a condição de rotor bloqueado.

Substituindo-se a Equação (3.25) na Equação (3.24) pode-se expressar $\operatorname{tg} \Psi_r$ de acordo com a Equação (3.26).

$$\operatorname{tg} \Psi_r = s_n \cdot \operatorname{tg} \Psi_{r_b} \quad (3.26)$$

Substituindo as Equações (3.22) e (3.23) na Equação (3.24) obtém-se a Equação (3.27).

$$\operatorname{tg}\Psi_r = \frac{|I_s|\operatorname{sen}\theta - |I_m|}{|I_s|\operatorname{cos}\theta} = s_n \cdot \left(\frac{|I_p|\operatorname{sen}\theta_b - |I_{mb}|}{|I_p|\operatorname{cos}\theta_b} \right) \quad (3.27)$$

Para se obter o valor de θ_b na Equação (3.27) basta lembrar que o fator de potência $\operatorname{cos}\theta_b$ pode ser calculado pela Equação (3.28).

$$\operatorname{cos}\theta_b = \frac{\frac{Y.P_m}{300.(1-s_n)}}{|E_b| \cdot |I_p|} \quad (3.28)$$

Substituindo o valor de $|E_b|$ calculado na Equação (3.28) obtém-se a Equação (3.29).

$$\operatorname{cos}\theta_b = \frac{\frac{Y.P_m}{300.(1-s_n)} \cdot |V_s| - (R_s + jX_s)|I_p| \angle -\alpha_b \cdot |I_p|}{|V_s| - (R_s + jX_s)|I_p| \angle -\alpha_b} \quad (3.29)$$

Para θ_b conhecido, a Equação (3.27) juntamente com a Equação (3.12), que pode ser reescrita conforme a Equação (3.30), formam um sistema de duas equações que tem como incógnitas $|I_m|$, $|I_{mb}|$ e X_s .

$$|I_m| = \frac{|V_s| - (R_s + jX_s)|I_s| \angle -\alpha_n}{|V_s| - (R_s + jX_s)|I_p| \angle -\alpha_b} \quad (3.30)$$

Eliminando-se $|I_{mb}|$ no sistema formado pelas Equações (3.27) e (3.30), obtém-se $|I_m|$ em função de X_s apenas, Equação (3.31), uma vez que θ , θ_b e α_b podem ser calculados pelas Equações (3.9), (3.29) e (3.20) respectivamente.

$$|I_m| = \frac{|I_s| \cdot |I_p| (s_n \operatorname{cos}\theta \cdot \operatorname{sen}\theta_b - \operatorname{sen}\theta \cdot \operatorname{cos}\theta_b)}{\left(\frac{s_n \cdot |I_s| \operatorname{cos}\theta |V_s| - (R_s + jX_s) \cdot |I_p| \angle -\alpha_b}{|V_s| - (R_s + jX_s) \cdot |I_s| \angle -\alpha_n} - |I_p| \operatorname{cos}\theta_b \right)} \quad (3.31)$$

Finalmente, para que X_r na Equação (3.4), esteja apenas em função de X_s , resta obter uma equação que escreva I_r em função de X_s apenas. Analisando-se o diagrama fasorial do motor de indução trifásico em condições nominais, pode-se escrever a Equação (3.32).

$$|I_r| = \sqrt{(|I_s| \operatorname{cos}\theta)^2 + (|I_s| \operatorname{sen}\theta - |I_m|)^2} \quad (3.32)$$

Substituindo o valor de $|I_m|$, calculado pela Equação (3.31), em (3.32) obtém-se $|I_r|$ em função de X_s apenas, conforme a Equação (3.33).

$$|I_r| = \sqrt{(|I_s| \cos \theta)^2 + \left(|I_s| \sin \theta - \left| \frac{|I_s| \cdot |I_p| (s_n \cos \theta \cdot \sin \theta_b - \sin \theta \cdot \cos \theta_b)}{\left(\frac{s_n \cdot |I_s| \cos \theta |V_s| - (R_s + jX_s) \cdot |I_p| \angle -\alpha_b}{|V_s| - (R_s + jX_s) \cdot |I_s| \angle -\alpha_n} - |I_p| \cos \theta_b \right)} \right|^2 \right)} \quad (3.33)$$

Uma vez que as incógnitas θ , $|I_m|$ e $|I_r|$ podem ser calculadas ou expressas em função de X_s , Equações (3.9), (3.31) e (3.33), o sistema formado pelas Equações (3.1) e (3.4), agora, possui como variáveis apenas X_s e X_r .

Devido a complexidade das equações envolvidas neste sistema, optou-se por resolvê-lo utilizando-se um processo iterativo de aproximações sucessivas. Assim, adota-se um valor inicial, para X_s por exemplo, e calcula-se o valor de X_r correspondente utilizando-se a Equação (3.4). A cada iteração, calculam-se novos valores para X_s e X_r de forma que a Equação (3.1) seja satisfeita com a precisão desejada.

Os parâmetros restantes do circuito equivalente, X_m e R_r , podem ser calculados em função dos parâmetros anteriores. O valor de X_m pode ser obtido pela da Equação (3.34) enquanto que R_r pode ser calculado pela Equação (3.35).

$$X_m = \frac{|E|}{|I_m|} \quad (3.34)$$

$$R_r = \frac{s_n \cdot P_r}{|I_r|^2} \quad (3.35)$$

A Listagem A.1 no apêndice A apresenta uma implementação em Matlab[®] do algoritmo proposto nesta seção.

A Tabela 3.4 mostra uma comparação entre os parâmetros elétricos de um motor de 3 CV e os parâmetros obtidos pelo algoritmo proposto por Neto [6], desconsiderando as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

Opcionalmente, o algoritmo proposto pode ser modificado para considerar no cálculo dos parâmetros do circuito equivalente da máquina, as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

Caso as perdas no ferro, por atrito e ventilação sejam consideradas o cálculo da potência ativa entregue ao rotor, P_r , mostrado na Equação (3.7), deve ser realizado de acordo com a Equação (3.36).

Tabela 3.4: Resultados obtidos dos parâmetros do CEQ ensaiados e estimados

Motor WEG 3 CV			
	Ensaiado	Estimado	Erro %
R_s	2,85	2,85	0
R_r	2,6381	2,4741	6,22%
L_{ds}	0,0069	0,0068	1,45%
L_{dr}	0,0069	0,0068	1,45%
L_m	0,2132	0,2146	0,66%

$$P_r = |V_s| \cdot |I_s| \cos \alpha_n - (R_s \cdot |I_s|^2 + P_{wfw} + P_{wferro}) \quad (3.36)$$

onde:

P_{wferro} parcela referente a potência perdida no ferro de uma fase;

P_{wfw} parcela referente a potência perdida por atrito e ventilação.

Para se obter o valor das perdas no ferro, por atrito e ventilação, é necessário a realização de ensaios a vazio com a máquina, o que aumenta o grau de intrusividade do método. De forma alternativa, pode-se, utilizando os dados e curvas fornecidos pelo fabricante, calcular o valor destas perdas.

Para exemplificar o procedimento de obter o valor das perdas no ferro, por atrito e ventilação, sem a realização dos ensaios a vazio com a máquina, será utilizado um motor de 3 CV 4 polos. Os dados e as curvas deste motor fornecidos pelo fabricante são mostrados na Figura 3.5.

Para a máquina operando a vazio, a potência de entrada corresponde ao somatório das perdas no ferro, por atrito e ventilação e por efeito Joule no estator, como mostrado na Equação (3.37).

$$P_{\text{entrada}} = P_{wferro} + P_{wfw} + P_{ws} \quad (3.37)$$

A potência de entrada pode ser calculada utilizando-se a Equação (3.38). De acordo com essa equação, para se calcular o valor de P_{entrada} deve-se apenas conhecer o valor de $\cos \alpha_{\text{vazio}}$, uma vez que os valores de tensão e corrente já são conhecidos.

$$P_{\text{entrada}} = V_s \cdot I_{\text{vazio}} \cos \alpha_{\text{vazio}} \quad (3.38)$$

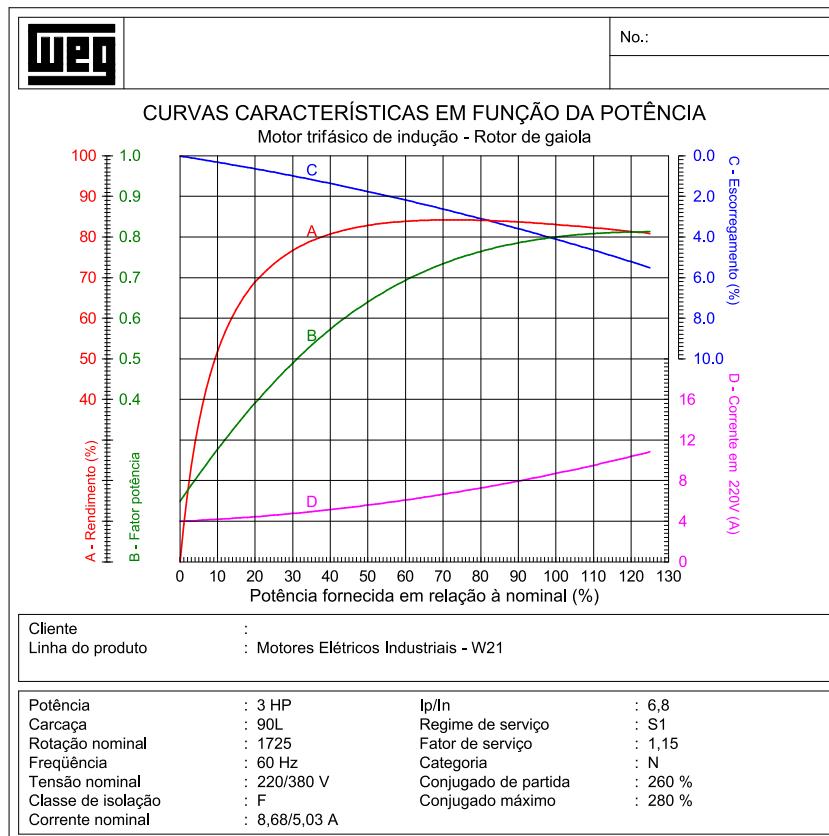


Figura 3.5: Curvas características do motor W21 - 3 CV

onde:

$\cos\alpha_{vazio}$ fator de potência para a máquina operando sem carga;

I_{vazio} corrente a vazio para tensão nominal.

O valor de $\cos\alpha_{vazio}$ pode ser obtido analisando-se o gráfico apresentado na Figura 3.5. De acordo com este gráfico, para uma corrente de 4[A] tem-se um fator de potência de 0,15.

Uma vez que o valor de $P_{entrada}$ pode ser calculado, falta, para calcular P_{wfw} e P_{wferro} , determinar o valor de P_{ws} . O valor de P_{ws} para a máquina operando a vazio pode ser calculado utilizando-se a Equação (3.39).

$$P_{ws} = R_s \cdot I_{vazio}^2 \quad (3.39)$$

As perdas no ferro, por atrito e ventilação são representadas no circuito equivalente da máquina por uma resistência em paralelo com o ramo magnetizante e seu valor é calculado de acordo com a Equação (3.40).

$$R_o = \frac{|E|^2}{P_{wferro} + P_{wfw}} \quad (3.40)$$

A exemplo do calculo de P_r , caso as perdas no ferro, por atrito e ventilação sejam consideradas, a Equação (3.17) deve ser escrita de acordo com a Equação (3.41).

$$P_b = R_s \cdot |I_p|^2 + P_{rb} + P_{wfw} + P_{wferro} \quad (3.41)$$

A Tabela 3.5 mostra os parâmetros do circuito equivalente considerando as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

Tabela 3.5: Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados considerando-se as perdas no enrolamento, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV			
	Ensaiado	Estimado	Erro %
R_s	2,85	2,85	0
R_r	2,6381	2,6458	0,29%
L_{ds}	0,0069	0,0071	2,90%
L_{dr}	0,0069	0,0071	2,90%
L_m	0,2132	0,1850	13,23%

Ao se comparar os resultados obtidos na Tabela 3.4 e na Tabela 3.5 pode-se observar que os erros apresentados, com exceção de R_r , tiveram um pequeno aumento. Apesar do aumento do erro nos outros parâmetros, espera-se uma melhora no desempenho do algoritmo pois o parâmetro mais sensível a erros no circuito equivalente de um motor de indução é a resistência do rotor.

Visando avaliar o algoritmo de estimação dos parâmetros do circuito equivalente, a eficiência estimada pelo circuito equivalente foi comparada com os dados fornecidos pelo fabricante.

A Tabela 3.6 mostra a eficiência calculada utilizando os parâmetros obtidos através do algoritmo propostos por Neto [6]. Como pode-se observar os valores de eficiência calculados estão, invariavelmente, superestimados. Esse erro é decorrente da não inclusão das perdas no ferro, por atrito e ventilação nos cálculos.

A Tabela 3.7 mostra a eficiência calculada utilizando os parâmetros obtidos através do algoritmo modificado, que considera as perdas no ferro, por atrito e ventilação. Como pode-se observar os erros apresentados para esse algoritmo foram bem menores, ficando sempre abaixo de 10% para as cargas analisadas.

Tabela 3.6: Comparação entre as eficiências informadas pelo fabricante e estimadas, desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Polos	Potência [HP]	R_s^*	Rendimento [%]			Rendimento estimado [%]			Erro [%]		
			50%	75%	100%	50%	75%	100%	50%	75%	100%
2	1,5	3,9327	76,0%	78,2%	78,6%	92,3%	91,3%	89,7%	21,5%	16,8%	14,1%
2	3	2,1591	80,0%	81,9%	81,9%	92,9%	92,2%	90,8%	16,2%	12,6%	10,8%
2	5	0,9597	82,0%	84,8%	85,6%	95,4%	94,6%	93,4%	16,4%	11,5%	9,1%
2	10	0,3820	85,2%	87,3%	87,9%	96,8%	96,2%	95,4%	13,6%	10,2%	8,5%
2	25	0,1267	89,5%	90,4%	90,4%	97,2%	96,5%	95,7%	8,6%	6,8%	5,9%
2	50	0,0531	91,0%	92,2%	92,2%	97,8%	97,5%	97,0%	7,5%	5,7%	5,2%
4	1,5	5,9719	76,0%	79,0%	79,5%	89,7%	89,3%	87,9%	18,0%	13,1%	10,6%
4	3	2,4613	83,1%	84,0%	83,1%	90,9%	90,5%	89,2%	9,4%	7,8%	7,4%
4	5	1,1223	85,1%	85,5%	85,5%	92,8%	91,9%	90,4%	9,0%	7,5%	5,7%
4	10	0,5291	87,0%	88,0%	89,0%	94,8%	94,3%	93,4%	8,9%	7,2%	5,0%
4	25	0,1351	90,0%	91,0%	91,0%	96,2%	95,6%	94,8%	6,9%	5,1%	4,2%
4	50	0,0583	92,0%	92,3%	92,5%	97,3%	96,9%	96,2%	5,8%	4,9%	4,0%
6	1,5	5,0049	71,0%	74,5%	75,1%	84,2%	85,3%	84,5%	18,6%	14,5%	12,5%
6	3	1,9710	77,0%	78,5%	78,6%	88,7%	89,1%	88,2%	15,2%	13,4%	12,2%
6	5	0,7942	84,0%	85,5%	84,5%	93,6%	93,3%	92,5%	11,4%	9,2%	9,4%
6	10	0,3809	85,1%	86,2%	86,3%	93,8%	93,5%	92,6%	10,2%	8,5%	7,3%
6	25	0,1888	90,0%	90,3%	90,3%	94,7%	94,8%	94,3%	5,3%	5,0%	4,5%
6	50	0,0530	91,5%	92,0%	92,0%	97,5%	97,2%	96,8%	6,5%	5,7%	5,2%

* Dado informado pelo fabricante

Tabela 3.7: Comparação entre as eficiências informadas pelo fabricante e estimadas, considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Polos	Potência [HP]	R_s^*	Rendimento [%]			Rendimento estimado [%]			Erro [%]		
			50%	75%	100%	50%	75%	100%	50%	75%	100%
2	1,5	3,9327	76,0%	78,2%	78,6%	70,0%	75,0%	76,8%	7,9%	4,1%	2,3%
2	3	2,1591	80,0%	81,9%	81,9%	76,1%	80,1%	81,4%	4,9%	2,2%	0,6%
2	5	0,9597	82,0%	84,8%	85,6%	78,3%	82,5%	84,0%	4,5%	2,8%	1,9%
2	10	0,3820	85,2%	87,3%	87,9%	82,1%	85,8%	87,4%	3,7%	1,7%	0,5%
2	25	0,1267	89,5%	90,4%	90,4%	85,5%	88,5%	89,6%	4,4%	2,1%	0,9%
2	50	0,0531	91,0%	92,2%	92,2%	87,2%	90,1%	91,3%	4,2%	2,3%	0,9%
4	1,5	5,9719	76,0%	79,0%	79,5%	72,6%	76,9%	78,0%	4,5%	2,7%	1,8%
4	3	2,4613	83,1%	84,0%	83,1%	78,7%	81,8%	82,5%	5,3%	2,6%	0,8%
4	5	1,1223	85,1%	85,5%	85,5%	79,8%	82,7%	83,3%	6,2%	3,2%	2,6%
4	10	0,5291	87,0%	88,0%	89,0%	80,8%	84,5%	85,8%	7,1%	4,0%	3,5%
4	25	0,1351	90,0%	91,0%	91,0%	84,6%	87,6%	88,6%	6,0%	3,8%	2,7%
4	50	0,0583	92,0%	92,3%	92,5%	87,3%	89,9%	90,9%	5,1%	2,6%	1,7%
6	1,5	5,0049	71,0%	74,5%	75,1%	72,9%	77,0%	77,9%	2,7%	3,3%	3,8%
6	3	1,9710	77,0%	78,5%	78,6%	77,5%	81,0%	81,8%	0,7%	3,2%	4,1%
6	5	0,7942	84,0%	85,5%	84,5%	76,7%	81,2%	83,0%	8,7%	5,0%	1,8%
6	10	0,3809	85,1%	86,2%	86,3%	83,5%	86,2%	87,0%	1,9%	0,0%	0,8%
6	25	0,1888	90,0%	90,3%	90,3%	87,8%	90,1%	90,7%	2,4%	0,3%	0,5%
6	50	0,0530	91,5%	92,0%	92,0%	88,9%	91,3%	92,3%	2,8%	0,7%	0,3%

* Dado informado pelo fabricante

3.3 Desenvolvimento do método de monitoramento da operação e eficiência em tempo real

A seção 3.2 apresentou a primeira etapa do método não intrusivo de monitoramento de operação e eficiência. Nesta etapa os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução foram obtidos sem a necessidade de realizar ensaios com a máquina. Nesta seção é apresentada a segunda etapa do método de monitoramento da operação e eficiência tempo real.

A segunda etapa do método consiste em monitorar continuamente as tensões e correntes trifásicas para obter informações sobre a operação da máquina. Os parâmetros monitorados da máquina, além das tensões e correntes são, potência de entrada e fator de potência, calculados a partir das tensões e correntes, a velocidade do rotor, o conjugado e a potência de saída, estimados com base no circuito equivalente.

A Figura 3.6 mostra um fluxograma que descreve o método proposto.

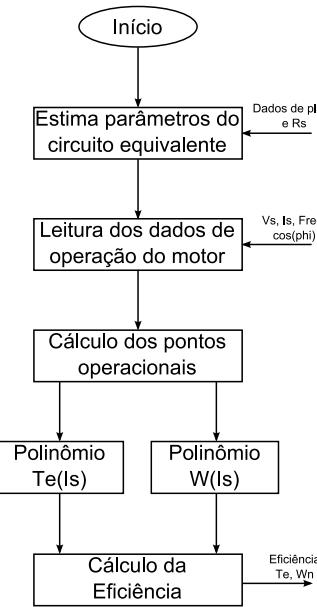


Figura 3.6: Algoritmo do método de análise de eficiência

Como pode ser observado na Figura 3.6, após a obtenção dos parâmetros elétricos do motor, inicia-se o processo de monitoramento das tensões e correntes da máquina. Neste passo são calculados os valores das tensões e correntes RMS, o fator de potência e a potência de entrada do equipamento.

Diversos aspectos do funcionamento do motor de indução podem ser determinados pela análise do circuito equivalente, por exemplo, variações de corrente, velocidade e perdas em função do conjugado de carga, conjugado de partida e conjugado máximo.

Utilizando-se a tensão e frequência da alimentação medidas, pode-se estimar, utilizando-se o circuito equivalente, as características operacionais da máquina para diferentes situações, por exemplo, para escorregamentos variando de 5% a 30%.

A Figura 3.7 apresenta as curvas de conjugado e corrente em função da velocidade. Estas curvas foram obtidas considerando-se uma tensão e frequência medidas de 220[V] e 60[Hz] respectivamente.

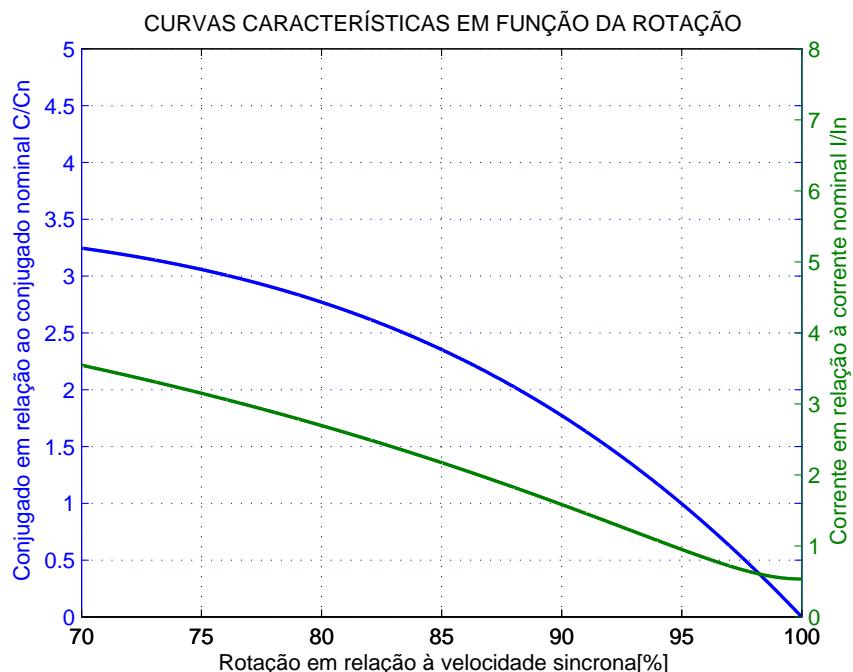


Figura 3.7: Curvas de conjugado e corrente em função da velocidade - Motor 3CV

A Figura 3.8 mostra as curvas de conjugado e velocidade em função da corrente de estator. Assim como na Figura 3.7 estas curvas também foram obtidas para uma tensão e frequência de 220[V] e 60[Hz].

Como mostrado na Figura 3.8 tanto para a curva de conjugado como para a curva de velocidade existe apenas um valor possível para a corrente do estator para cada ponto de operação. **Portanto, podem ser obtidos polinômios que expressem o conjugado e a velocidade do rotor em função da corrente de estator.**

A Figura 3.9 (A) mostra uma comparação entre a curva de conjugado em função da corrente gerada por simulações do circuito equivalente e a mesma curva gerada utilizando-se o polinômio interpolador de segunda ordem. A simulação foi executada para escorregamentos variando de 5% a 30%. A Figura 3.9 (B) mostra o erro quadrático entre as duas curvas, como pode ser observado este erro ficou sempre abaixo de 0,1% para o intervalo simulado.

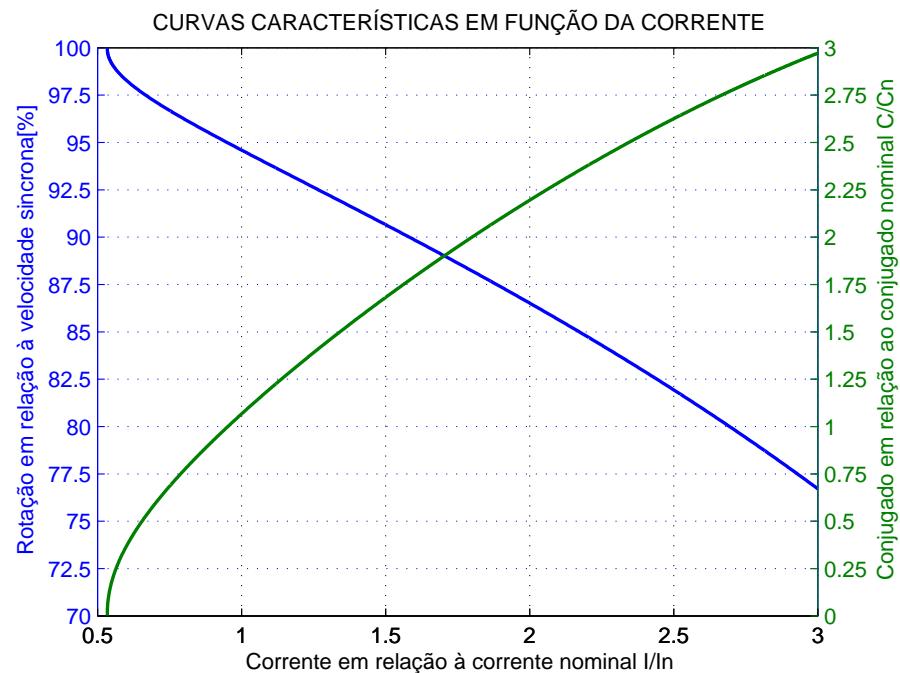


Figura 3.8: Curvas de conjugado e corrente em função da velocidade - Motor 3CV

As Figuras 3.9 (C) e 3.9 (D) ilustram a mesma comparação efetuada anteriormente, entretanto, foi utilizado um polinômio de terceira ordem. Como pode ser observado o erro permaneceu praticamente constante.

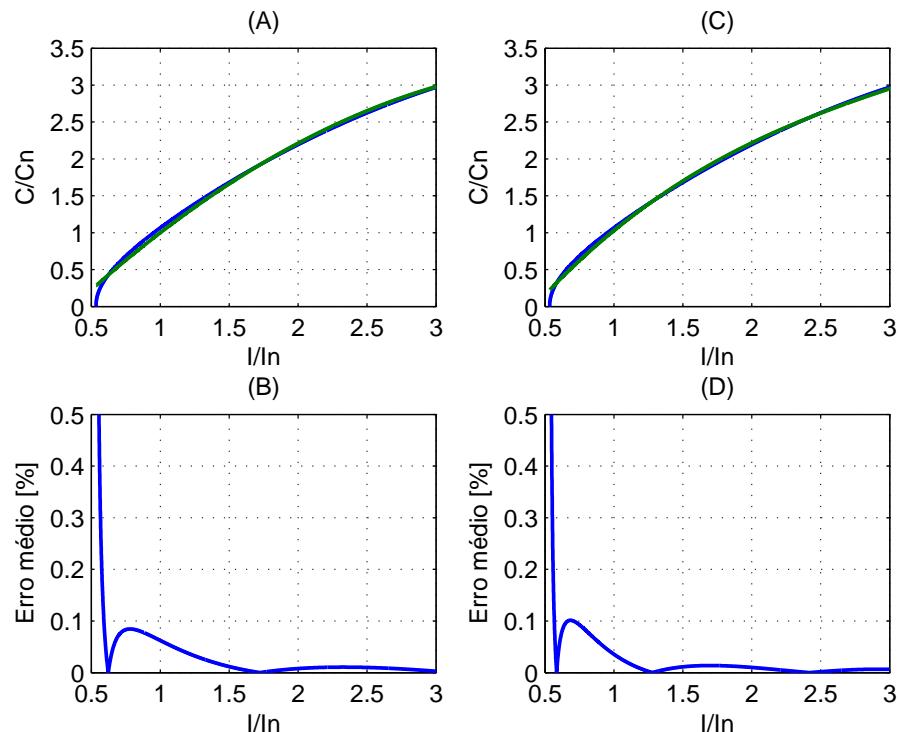


Figura 3.9: Curvas de conjugado em função da corrente

De maneira análoga as curvas de conjugado em função da corrente a Figura 3.10 (A) mostra uma comparação entre a curva de velocidade em função da corrente, gerada pelo circuito equivalente, e a mesma curva gerada utilizando-se o polinômio interpolador de segunda ordem. A Figura 3.10 (B) mostra o erro quadrático entre as duas curvas, como pode ser observado o erro apresentado também ficou sempre abaixo de 0,1%.

As Figuras 3.10 (C) também mostram as curvas de velocidade em função da corrente obtidas utilizando-se o circuito equivalente e o polinômio interpolador, entretanto o polinômio utilizado foi de terceira ordem. Como pode ser observado na Figura 3.10 (D) o erro utilizando o polinômio de ordem 3 foi menor, ficando sempre abaixo de 0,025%.

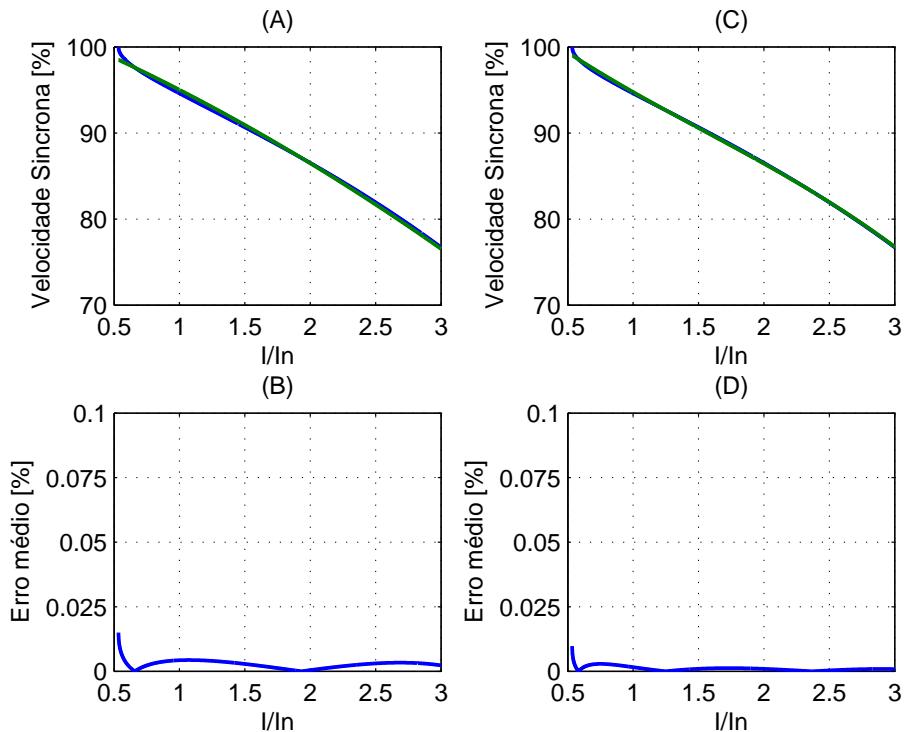


Figura 3.10: Curvas de velocidade em função da corrente

Uma vez que o conjugado e a velocidade do rotor podem ser calculados utilizando-se os polinômios interpoladores a potência de saída pode ser calculada pela Equação 3.42.

$$P_{saída} = \omega \cdot T \quad (3.42)$$

onde:

ω velocidade do rotor e;

T conjugado de carga.

Para se estimar a velocidade, o conjugado e a potência de saída da máquina em campo, utilizam-se os polinômios interpoladores, obtidos através de simulações do circuito equivalente nas condições de alimentação medidas, em conjunto com a corrente medida. O rendimento do motor pode ser calculado pela Equação (3.43)

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \quad (3.43)$$

O algoritmo proposto pode ser executado de forma contínua permitindo que parâmetros operacionais da máquina como tensões, correntes, velocidade, conjugado e eficiência da máquina sejam monitorados em tempo real.

3.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento teórico do método proposto. Na primeira etapa do método foi apresentado o algoritmo iterativo desenvolvido por Neto [6] que permite obter os parâmetros do circuito equivalente sem a necessidade de realização de ensaios com a máquina. Nesta etapa foram apresentadas também, modificações no algoritmo proposto por Neto [6] que permitem que as perdas no ferro, por atrito e ventilação e complementares sejam consideradas. A inclusão dessas perdas permitiu que houvesse uma redução do erro no cálculo da resistência do rotor.

Na segunda etapa do método foi mostrado o algoritmo de monitoramento em tempo real da máquina. Este algoritmo, através das tensões e correntes da máquina e do circuito equivalente, estima os valores da velocidade do rotor, do conjugado e da potência de saída e, com base nessas estimativas, calcula-se a eficiência da máquina.

O capítulo seguinte apresentará uma simulação da operação do algoritmo de monitoramento de operação e eficiência em tempo real.

4 Simulação do algoritmo de monitoramento da operação e eficiência em tempo real

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas simulações computacionais do método desenvolvido no Capítulo 3. As simulações foram realizadas utilizando o Matlab Simulink. O objetivo destas simulações é analisar o desempenho do método em diferentes condições de alimentação e considerando ou não as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

Finalmente, este capítulo apresenta as conclusões e considerações sobre o desempenho do método proposto.

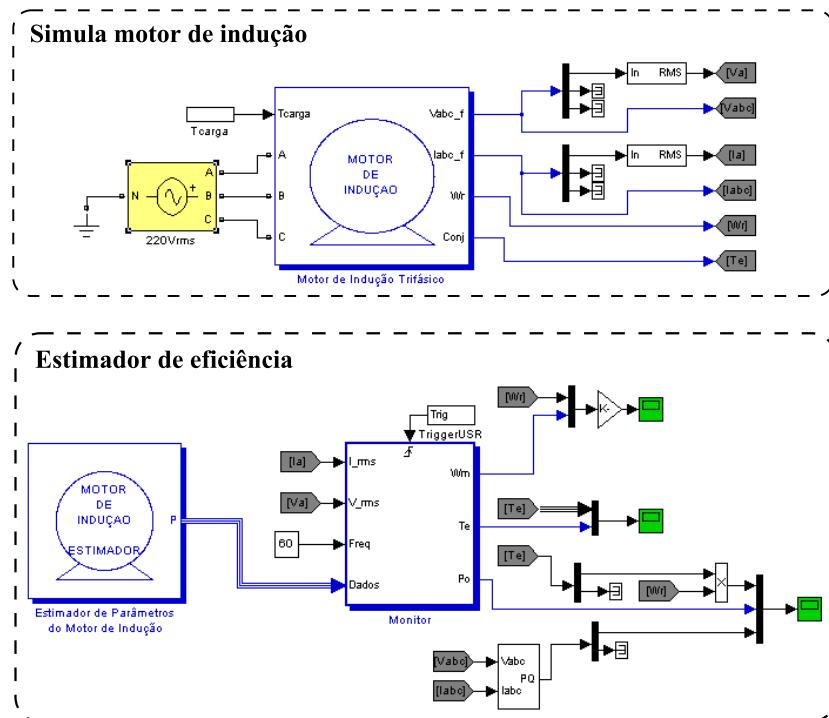


Figura 4.1: Simulação do sistema de monitoramento em tempo real

4.2 Simulação do algoritmo proposto utilizando o Matlab Simulink

A Figura 4.1 apresenta a simulação em Matlab Simulink do sistema proposto. Como pode-se observar o sistema é composto de duas partes, a primeira representa o sistema a ser monitorado e é composta pelo modelo do motor e a carga, a segunda parte representa o sistema de monitoramento e é composta pelo estimador de parâmetros do motor de indução e pelo algoritmo de monitoramento em tempo real.

O modelo de motor utilizado nas simulações foi um motor de 3 CV 4 polos. A Tabela 4.1 apresenta os dados de placa do motor utilizado e a Tabela 4.2 mostra os parâmetros do circuito equivalente obtidos através de ensaios.

Tabela 4.1: Dados de placa do motor - 3 CV 4 polos

Potência	3 [CV]
Polos	4
Tensão	220 / 380 [V]
Corrente	8,59 / 4,95 [A]
Frequência	60 [Hz]
Fator de potência	0,85
Categoria	N
Velocidade	1710 [RPM]
C_p/C_n	2,6
I_p/I_n	6,8

Tabela 4.2: Parâmetros do CEQ ensaiados - 3 CV 4 polos

Motor WEG 3 CV	
	Ensaiado
R_s	2,85
R_r	2,5798
L_{ds}	0,0044
L_{dr}	0,0094
L_m	0,2108

Para avaliar o desempenho do método proposto o motor em análise foi submetido a sucessivos degraus de carga, de 50% a 125% da carga nominal, em duas condições distintas de alimentação. Na primeira condição o motor foi alimentado de acordo com suas características nominais, 220[V]/60[Hz], na segunda o motor foi alimentado com uma tensão 10% inferior a

tensão nominal. Para ambas condições foram analisados os algoritmos que desprezam e incluem as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

Na primeira simulação, realizada nas condições nominais de alimentação, o desempenho do método foi analisado desconsiderando-se as perdas no ferro, por atrito e ventilação. A Tabela 4.3 mostra uma comparação entre os parâmetros do circuito equivalente ensaiados e estimados através do algoritmo proposto por Neto [6]. Os resultados obtidos nesta simulação são apresentados pela Figura 4.2 e pela Tabela 4.6.

Tabela 4.3: Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados - 3 CV 4 polos

Motor WEG 3 CV			
	Ensaiado	Estimado	Erro %
R_s	2,85	2,85	0
R_r	2,5798	2,4680	11,18%
L_{ds}	0,0044	0,0056	21,43%
L_{dr}	0,0094	0,0082	12,77%
L_m	0,2108	0,2203	4,50%

A Figura 4.2 (A) mostra os conjugados no entreferro da máquina, o conjugado de carga e o conjugado estimado, a Figura 4.2 (B) mostra a velocidade do rotor da máquina e a velocidade estimada e a Figura 4.2 (C) mostra a potência no eixo da máquina, a potência de saída estimada e a potência de entrada, medida nos terminais da máquina. A Tabela 4.6 apresenta, de forma numérica, os resultados desta simulação e realiza uma comparação entre os resultados obtidos na simulação do modelo de motor e os obtidos utilizando-se o método proposto.

Como pode-se observar na Figura 4.2 (A) e na Tabela 4.6 o conjugado de carga estimado apresentou um erro superior a 30% para cargas da ordem de 50% e inferior a 10% para cargas próximas a nominal. Boa parte deste erro é devido a potência perdida no ferro, por atrito e ventilação, que foram desconsideradas pelo estimador. Para pequenas cargas essas perdas correspondem a um percentual elevado da potência de entrada.

A velocidade estimada, apresentada na Figura 4.2 (B) apresentou resultados bastante satisfatórios para cargas variando de 50% a 125% com erro inferior a 1% na maioria dos casos.

Visto que a potência de saída é o produto entre o conjugado no eixo e a velocidade a potência de saída também apresentou erros elevados para pequenas cargas, como mostrado na Figura 4.2 (C) e na Tabela 4.6. Como pode-se observar na Tabela 4.6 o erro no rendimento estimado foi superior a 30% para cargas da ordem de 50% da carga nominal.

A simulação seguinte, realizada com uma tensão de alimentação 10% inferior a tensão

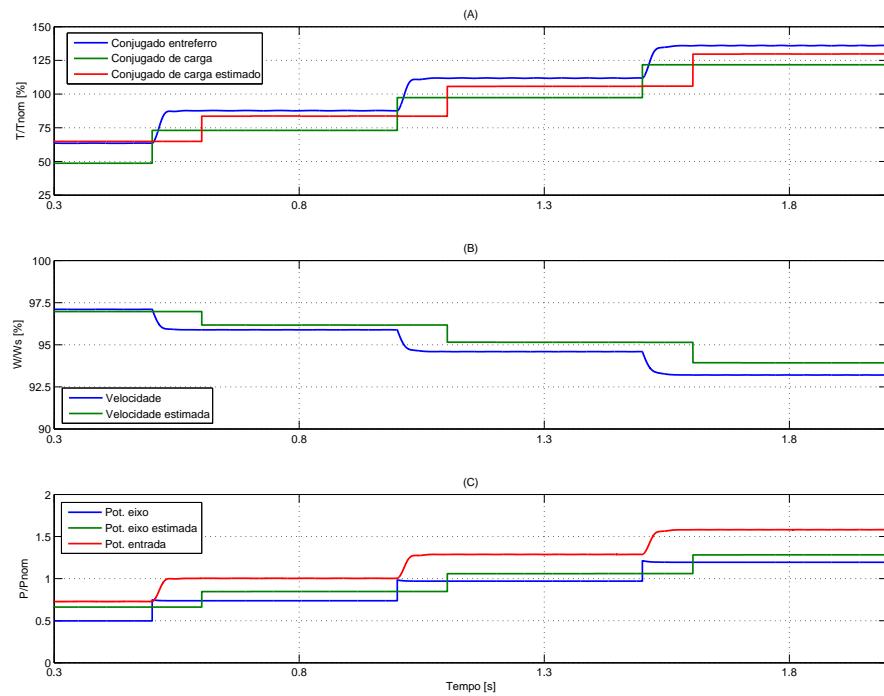


Figura 4.2: Simulação do sistema de monitoramento - 220 [V] / 60 [Hz]

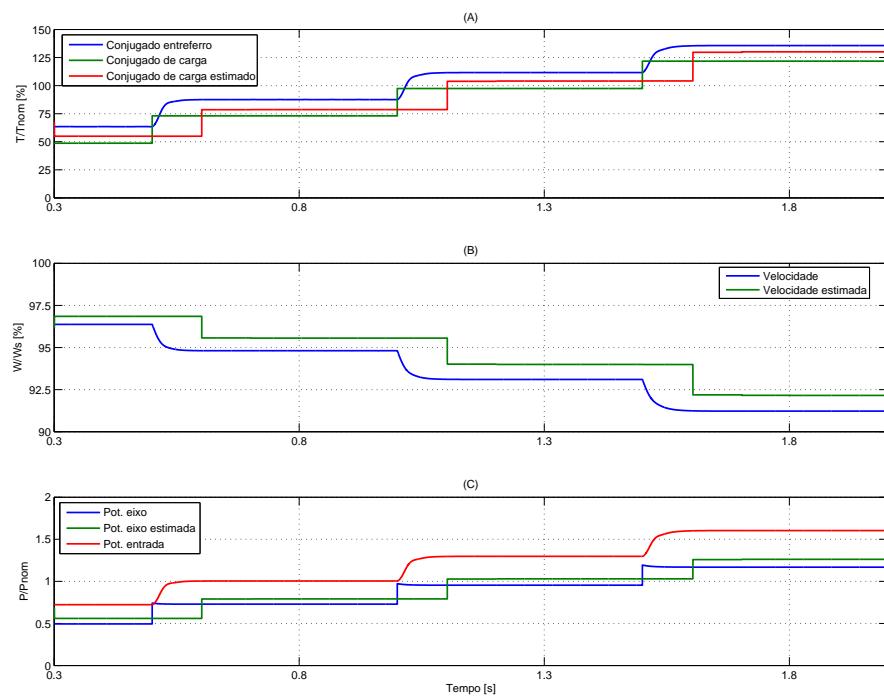


Figura 4.3: Simulação do sistema de monitoramento - 198 [V] / 60 [Hz]

nominal, teve como objetivo avaliar o desempenho do método quando submetido a diferentes tensões de alimentação. A exemplo da simulação anterior as perdas no ferro, por atrito e ventilação foram desconsideradas. Os resultados desta simulação são apresentados na Figura 4.3 e na Tabela 4.7.

A Figura 4.3 (A) mostra os conjugados no entreferro da máquina, o conjugado de carga e o conjugado estimado, a Figura 4.3 (B) mostra a velocidade do rotor da máquina e a velocidade estimada e a Figura 4.3 (C) mostra a potência no eixo da máquina, a potência de saída estimada e a potência de entrada, medida nos terminais da máquina. A Tabela 4.7 apresenta, de forma numérica, os resultados desta simulação e realiza uma comparação entre os resultados obtidos na simulação do modelo de motor e os obtidos utilizando-se o método proposto.

Como mostrado pela Figura 4.3 (A) e na Tabela 4.7 houve uma redução superior a 20% no erro apresentado pelo conjugado estimado para cargas na ordem de 50% do conjugado nominal. Como mencionado no capítulo 2 as perdas no ferro são proporcionais ao quadrado da tensão de alimentação, portanto uma redução na tensão de alimentação acarretou em uma melhora na estimação do conjugado. Esta melhora foi notada, principalmente, em pequenas cargas pois, nestas condições, o valor da potência perdida devido às perdas no ferro representa um percentual elevado da potência de entrada.

De acordo com os resultados apresentados na Figura 4.3 (B) houve um pequeno aumento no erro da velocidade estimada entretanto, este erro permaneceu na ordem de 1%.

Devido a redução no erro apresentado pelo conjugado estimado o erro da potência de saída e consequentemente do rendimento estimado foram reduzidos em mais de 20% e 10% respectivamente, como mostrado na Figura 4.3 (C) e na Tabela 4.7.

As simulações seguintes têm como objetivo avaliar o desempenho do método quando são consideradas as perdas no ferro, por atrito e ventilação. O valor destas perdas foi determinado utilizando-se as curvas fornecidas pelo fabricante. A Tabela 4.4 mostra os dados utilizados como dados de entrada no estimador de parâmetros do circuito equivalente.

A Tabela 4.5 mostra uma comparação dos valores dos parâmetros do circuito equivalente ensaiados e estimados. Nota-se nesta tabela que o erro dos parâmetros L_{ds} e L_m aumentaram, entretanto o erro da resistência do rotor diminuiu em torno de 10%, sendo este o parâmetro mais sensível do circuito equivalente, houve uma melhora geral no desempenho do algoritmo.

A simulação mostrada pela Figura 4.4 e pela Tabela 4.8, foi realizada nas condições nominais de alimentação. O objetivo desta simulação é realizar uma comparação com os resultados obtidos na simulação da Figura 4.2 para avaliar o desempenho do método quando as perdas no

Tabela 4.4: Dados de placa do motor e dados de testes a vazio - 3 CV 4 polos

Potência	3 [CV]
Polos	4
Tensão	220 / 380 [V]
Corrente	8,59 / 4,95 [A]
Corrente a vazio	6,93 / 4,00 [A]
Frequência	60 [Hz]
Fator de potência	0,85
Fator de potência a vazio	0,14
Categoria	N
Velocidade	1710 [RPM]
C_p/C_n	2,6
I_p/I_n	6,8

Tabela 4.5: Parâmetros do CEQ ensaiados e estimados considerando-se as perdas no ferro, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV			
	Ensaiado	Estimado	Erro %
R_s	2,85	2,85	0
R_r	2,5798	2,6413	2,38%
L_{ds}	0,0044	0,0058	31,82%
L_{dr}	0,0094	0,0086	8,51%
L_m	0,2106	0,1850	12,16%

ferro, por atrito e ventilação são consideradas.

Como pode ser observado na Figura 4.4 (A) e na Tabela 4.8, o erro apresentado pelo conjugado estimado para cargas de 50% do conjugado nominal melhorou em torno de 25% quando comparado com os resultados da Tabela 4.6 ficando sempre abaixo de 10%.

A Figura 4.4 (B) mostra a velocidade simulada e estimada. A exemplo da simulação mostrada na Figura 4.2 o erro apresentado pela velocidade estimada ficou sempre abaixo de 1%.

Como consequência da diminuição do erro apresentado pelo conjugado estimado houve uma redução no erro da potência de saída estimada ficando sempre abaixo de 5%, como mostrado pela Figura 4.4 (C) e pela Tabela 4.8.

A simulação seguinte, realizada com uma tensão de alimentação 10% menor que a tensão nominal, tem como objetivo avaliar o desempenho do método quando submetido a tensões diferentes da nominal considerando-se as perdas no ferro, por atrito e ventilação. A Tabela 4.9 sintetiza os resultados obtidos na simulação da Figura 4.5.

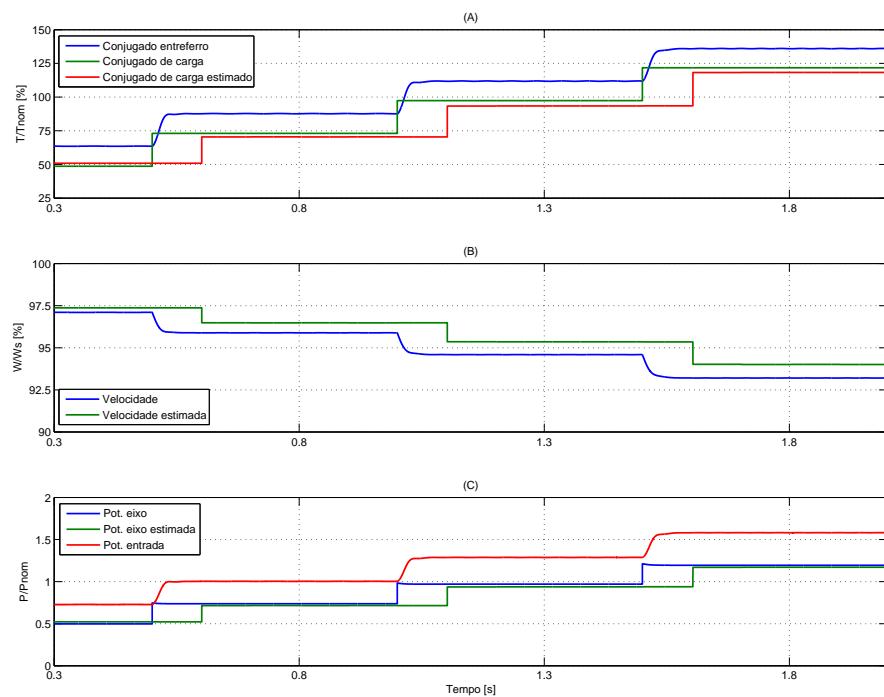


Figura 4.4: Simulação do sistema de monitoramento, considerando perdas - 220 [V] / 60 [Hz]

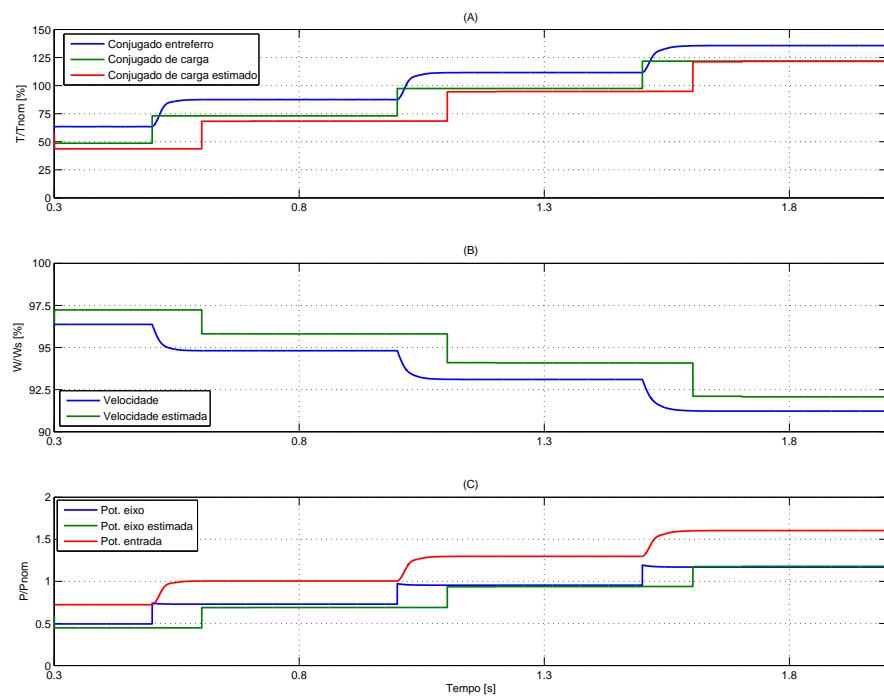


Figura 4.5: Simulação do sistema de monitoramento, considerando perdas - 198 [V] / 60 [Hz]

Como pode-se observar na Figura 4.5 (A) e na Tabela 4.9 o erro apresentado pelo conjugado estimado, quando comparado com os resultados obtidos na simulação da Figura 4.3 apresentou uma pequena redução, ficando, na maioria dos casos sempre abaixo de 10%.

O erro apresentado pela velocidade estimada permaneceu praticamente constante, ficando sempre abaixo de 2%. Os erros relacionados com a estimação da potência de saída e rendimentos também ficaram menores.

4.3 Conclusões

Este capítulo realizou simulações com o objetivo de analisar o desempenho do método de monitoramento de operação e eficiência em tempo real. O desempenho do método foi analisado em 4 condições de operação distintas, sendo que nas duas primeiras as perdas no ferro, por atrito e ventilação não foram consideradas para se estimar os parâmetros do circuito equivalente e nas duas seguintes o valor destas perdas foram obtidos a partir dos dados fornecidos pelo fabricante.

Nas simulações apresentadas pelas Figuras 4.2 e 4.3 não foram consideradas as perdas no ferro, por atrito e ventilação. Nestas condições, o método proposto apresentou um erro superior a 30% no conjugado estimado para cargas inferiores a 50%. Para pequenas cargas a potência perdida devido as perdas no ferro, por atrito e ventilação correspondem a um percentual elevado da potência de entrada. Sendo assim a utilização deste método é indicada apenas para sistemas onde o conjugado de carga é superior a 50% do conjugado nominal e não existe a possibilidade de se realizar ensaios a vazio com a máquina ou mesmo determinar o valor destas perdas através dos dados fornecidos pelo fabricante.

Nas simulações mostradas pelas Figuras 4.4 e 4.5 as perdas no ferro, por atrito e ventilação foram consideradas. O valor destas perdas pode ser determinado realizando-se ensaios a vazio com a máquina, o que aumenta significativamente o grau de intrusividade, ou podem ser obtidos utilizando-se dados e curvas fornecidos pelo fabricante. Nesta situação o método apresentou, de maneira geral, erros menores do que os apresentados nas simulações das Figuras 4.2 e 4.3.

Com base nas simulações realizadas pode-se concluir que o método de monitoramento da condição de operação e eficiência em tempo real proposto neste trabalho proporciona uma maneira simples e eficaz de avaliar o desempenho de equipamentos no campo, devendo, sempre que possível, fazer a opção pelo método que leva em consideração as perdas no ferro, por atrito e ventilação.

O capítulo seguinte apresentará o desenvolvimento de um sistema composto de uma uni-

dade terminal remota (UTR), capaz de coletar as tensões e correntes trifásicas, calcular a potência de entrada e o fator de potência, e um software de monitoramento que recebe os dados gerados pela UTR, executa o algoritmo proposto e apresenta os resultados para o usuário.

Tabela 4.6: Comparação entre os resultados simulados e estimados - 220[V] / 60 [Hz]

3 CV 4 Polos - 220[V] / 60 [Hz]												
	Simulado				Estimado				Erro [%]			
Carga [%]	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%
Conj. Carga	6,00	9,00	12,00	15,00	7,99	10,31	13,03	15,99	33,1%	14,5%	8,6%	6,6%
Vel. rotor	1748	1726	1703	1678	1745	1731	1713	1691	0,2%	0,3%	0,6%	0,8%
Pot. motor	1098	1627	2140	2635	1461	1868	2337	2831	33,0%	14,8%	9,2%	7,4%
Pot. Entrada	1607	2214	2841	3489	1607	2214	2841	3489	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
Rendimento	68,33%	73,49%	75,33%	75,52%	90,91%	84,37%	82,26%	81,14%	22,59%	10,89%	6,93%	5,61%

Tabela 4.7: Comparação entre os resultados simulados e estimados - 198[V] / 60 [Hz]

3 CV 4 Polos - 198[V] / 60 [Hz]												
	Simulado				Estimado				Erro [%]			
Carga [%]	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%
Conj. Carga	6,00	9,00	12,00	15,00	6,76	9,69	12,82	16,03	12,67%	7,66%	6,83%	6,86%
Vel. rotor	1735	1707	1676	1642	1743	1720	1692	1659	0,46%	0,76%	0,95%	1,03%
Pot. motor	1090	1608	2106	2579	1235	1746	2272	2784	13,30%	8,58%	7,88%	7,94%
Pot. Entrada	1595	2216	2863	3539	1595	2216	2863	3539	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
Rendimento	68,34%	72,56%	73,56%	72,87%	77,43%	78,79%	79,36%	78,67%	9,09%	6,22%	5,79%	5,79%

Tabela 4.8: Comparação entre os resultados simulados e estimados considerando perdas no ferro - 220[V] / 60 [Hz]

3 CV 4 Polos - 220[V] / 60 [Hz]												
	Simulado				Estimado				Erro [%]			
Carga [%]	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%
Conj. Carga	6,00	9,00	12,00	15,00	6,27	8,67	11,51	14,58	4,50%	2,55%	4,08%	2,80%
Vel. rotor	1748	1726	1703	1678	1753	1737	1716	1692	0,28%	0,63%	0,76%	0,83%
Pot. motor	1098	1627	2140	2635	1151	1580	2069	2584	4,82%	2,88%	3,31%	1,93%
Pot. Entrada	1609	2217	2839	3491	1609	2217	2839	3491	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
Rendimento	68,24%	73,39%	75,38%	75,48%	71,54%	71,27%	72,88%	74,02%	3,30%	2,02%	2,50%	1,46%

Tabela 4.9: Comparação entre os resultados simulados e estimados considerando perdas no ferro - 198[V] / 60 [Hz]

3 CV 4 Polos - 198[V] / 60 [Hz]												
	Simulado				Estimado				Erro [%]			
Carga [%]	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%	50%	75%	100%	125%
Conj. Carga	6,00	9,00	12,00	15,00	5,37	8,43	11,68	14,93	10,5%	6,33%	2,66%	0,46%
Vel. rotor	1735	1707	1676	1642	1750	1724	1693	1657	0,85%	0,99%	1,01%	0,91%
Pot. motor	1090	1608	2106	2579	987	1522	2071	2600	9,45%	5,34%	1,66%	0,81%
Pot. Entrada	1595	2216	2863	3539	1595	2216	2863	3539	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
Rendimento	68,34%	72,56%	73,56%	72,87%	61,88%	68,68%	72,34%	73,47%	6,46%	3,88%	1,22%	0,59%

5 Desenvolvimento experimental

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a arquitetura geral do sistema de monitoramento em tempo real dos parâmetros operacionais e da eficiência proposto nos capítulos anteriores. Serão descritos os sistemas de hardware e software desenvolvidos bem como a bancada utilizada para a realização dos testes experimentais.

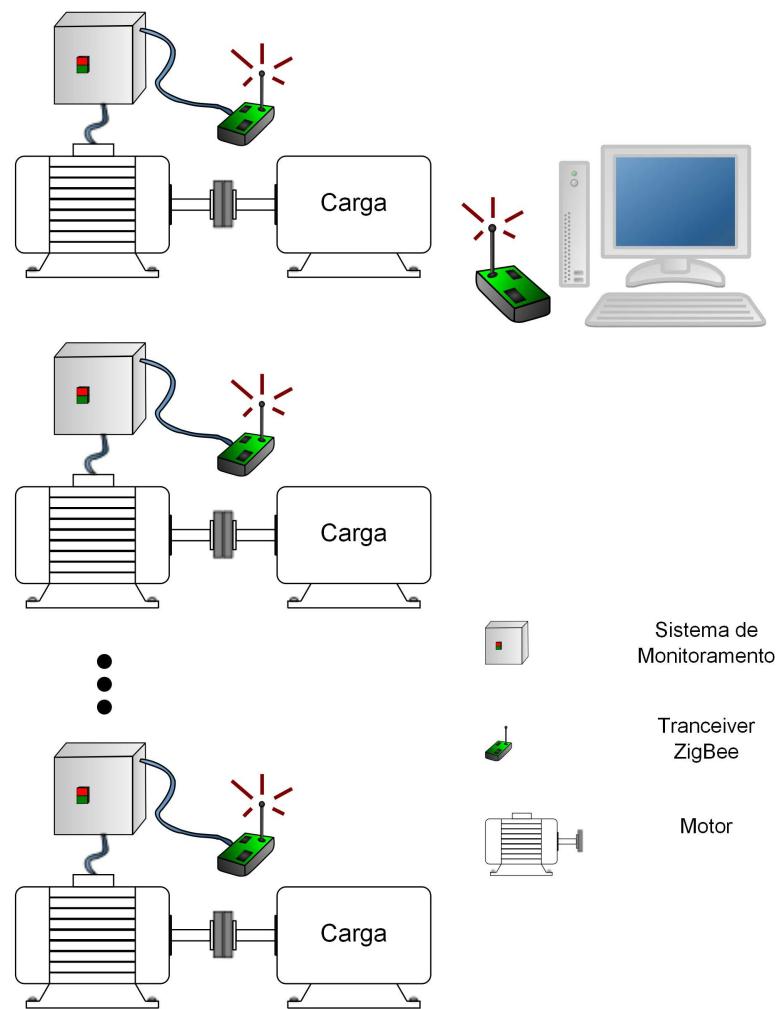


Figura 5.1: Arquitetura do sistema de monitoramento de operação e análise de eficiência

A Figura 5.1 ilustra a arquitetura do sistema desenvolvido. Como pode-se observar o sistema é composto por uma unidade remota de monitoramento, um módulo de comunicação sem fios, e um computador que executa o sistema de software de monitoramento. Ao longo deste capítulo cada um dos componentes do sistema desenvolvido será descrito e, finalmente, serão realizadas as considerações finais deste capítulo.

5.2 Unidade remota

A unidade remota é responsável por monitorar as correntes e tensões trifásicas, calcular o fator de potência, potência de entrada e por enviar estes dados para um computador central. Ela pode ser subdividida em circuito de condicionamento de sinais, unidade de processamento e interface de comunicação. A Figura 5.2 ilustra seus componentes.

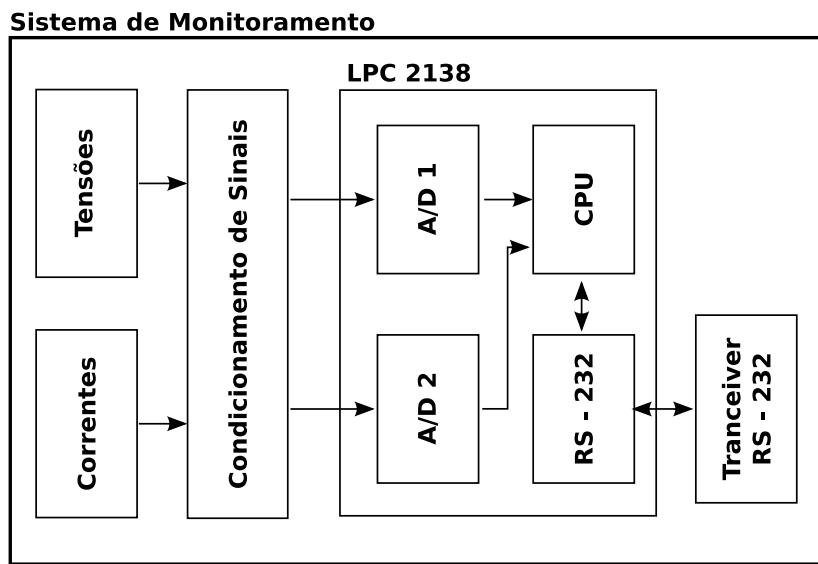


Figura 5.2: Esquema do sistema de monitoramento

5.2.1 Circuito de aquisição e condicionamento de sinais

A principal função do circuito de aquisição e condicionamento de sinais é amostrar e adequar os níveis de tensão e corrente, presentes nos terminais da máquina para níveis que possam ser tratados de forma segura em um sistema digital microprocessado. O circuito projetado possui seis entradas analógicas, sendo que três foram utilizadas para aquisição de tensões e o restante para a aquisição das correntes.

Para leitura das tensões e correntes foram utilizados sensores de efeito Hall, LV20-P e LA55-P, respectivamente. Estes sensores, além de adequarem os níveis de tensão e corrente

fornecem isolação galvânica entre a máquina e a unidade remota aumentando a segurança do equipamento.

O sensor de tensão possui uma relação entrada/saída de 1000:2500. Este sensor fornece uma corrente proporcional à tensão em um resistor acoplado ao sensor. A Equação (5.1) calcula a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada.

$$\frac{v_{saída}}{v_{entrada}} = \frac{2,5.R_m}{R_1} \quad (5.1)$$

O sensor de corrente possui uma relação entrada saída de 1000:1. Este sensor fornece uma corrente de saída proporcional à corrente de entrada. A Equação (5.2) mostra a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada.

$$\frac{v_{saída}}{i_{entrada}} = \frac{R_m}{1000} \quad (5.2)$$

O projeto do circuito inicia-se com a escolha dos valores máximos de tensão e corrente que se deseja medir, sempre respeitando os limites dos sensores adotados. A escolha desses valores tem forte impacto na precisão do equipamento. Para a montagem do protótipo foram adotados os valores máximos de 500[V] e 25[A].

Uma vez determinados os valores máximos que se deseja medir, deve-se calcular o ganho do circuito de condicionamento de forma que os níveis de tensão sejam adequados às características técnicas do conversor A/D utilizado. O conversor escolhido foi o conversor A/D integrado ao microcontrolador utilizado. Ele é capaz de digitalizar tensões entre 0[V] e 3,3[V], portanto deve-se projetar e ajustar o ganho do circuito de condicionamento de forma que estes valores sejam respeitados.

Considerando-se um valor máximo de tensão de 500[V], a tensão na entrada do circuito de aquisição de tensão, Figura 5.3, possui uma variação de 1000[V]. A Equação (5.3) calcula o ganho do circuito de aquisição e condicionamento de sinais para atender os requisitos do conversor A/D.

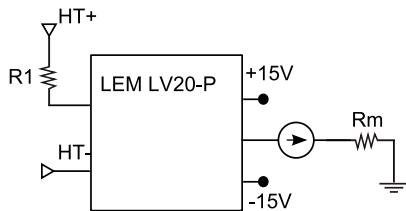


Figura 5.3: Esquema do sensor LV20-P

$$\frac{1}{G} = \frac{2 \cdot 500[V]}{3,3[V]} = 303,03 \quad (5.3)$$

Se o circuito implementar somente o ganho calculado, a tensão no conversor A/D terá uma variação de $-1,65[V]$ a $1,65[V]$, portanto, ainda é necessário somar um nível DC de $1,65[V]$ para atender completamente as especificações do conversor A/D.

De acordo com o *datasheet* do LV20-P o resistor R_1 deve ser calculado de forma que a corrente nominal no primário do sensor, I_{pn} , seja de $10[mA]$. A Equação (5.4) calcula o valor de R_1 .

$$R_1 = \frac{500[V]}{0,01[A]} = 50k[\Omega]/5[W] \quad (5.4)$$

Para se calcular o valor de R_m utiliza-se a Equação (5.5).

$$R_m = G \cdot \frac{R_1}{2,5} = 66[\Omega] \quad (5.5)$$

De acordo com o *datasheet*, para uma corrente no primário de $10[mA]$ o valor de R_m deve estar entre $100[\Omega]$ e $350[\Omega]$, portanto não é possível aplicar todo o ganho necessário apenas nesta etapa. Optou-se por aplicar apenas a metade do ganho necessário.

Agora, considerando um valor máximo da corrente de $25[A]$ a corrente na entrada do circuito de aquisição de corrente, Figura 5.4, possui uma variação $50[A]$. Para satisfazer os requisitos técnicos do conversor A/D o circuito de condicionamento deverá possuir um ganho calculado de acordo com a Equação (5.6).

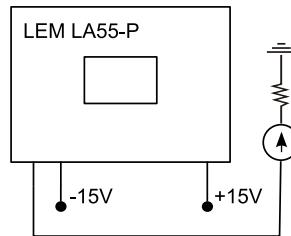


Figura 5.4: Esquema do sensor LA55-P

$$\frac{1}{G_c} = \frac{2 \cdot 25[A]}{3,3[V]} = 15,15[A/V] \quad (5.6)$$

O valor de R_m para o circuito de aquisição de corrente pode ser calculado de acordo com a Equação (5.2).

$$R_m = \frac{3,3 \cdot 1000}{2 \cdot 25 \cdot \sqrt{2}} = 66[\Omega] \quad (5.7)$$

Assim como no circuito de aquisição de tensão ainda é necessário somar um nível DC de 1,65[V] para satisfazer completamente os requerimentos do conversor A/D.

Terminado o projeto do circuito de aquisição de tensão e corrente inicia-se o projeto do circuito de condicionamento de sinais. O primeiro estágio do circuito de condicionamento de sinais é composto por um amplificador operacional de instrumentação, que possui como características alta impedância de entrada, alta taxa de rejeição a sinais de modo comum (CMRR), baixo ruído e baixa tensão de offset. Na montagem foi utilizado o CI INA118 da Texas Instruments, Figura 5.5, que, além das características mencionadas acima, possui ajuste de ganho e de nível DC.

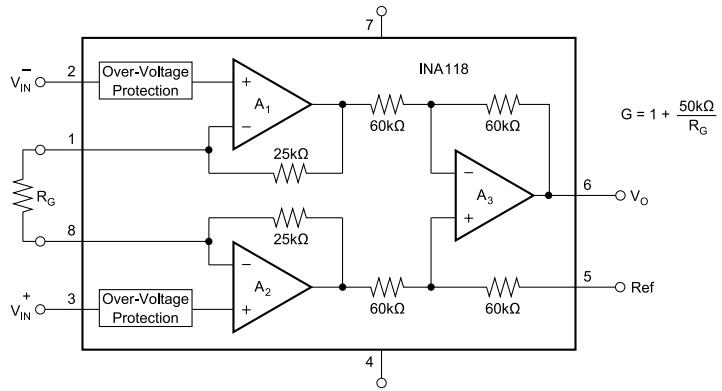


Figura 5.5: Amplificador de instrumentação INA118

A Figura 5.6 (A) mostra o esquema do estágio de entrada para o circuito de aquisição de tensão. Como pode-se observar, o restante do ganho do circuito de aquisição de tensão foi dado pelo divisor resistivo R_{m1}, R_{m2} . A Figura 5.6 (B) mostra o esquema do estágio de entrada para o circuito de aquisição de corrente.

De acordo com o Teorema de Nyquist, para que um sinal possa ser reproduzido integralmente e sem erros, a quantidade de amostras por unidade de tempo (taxa ou frequência de amostragem) deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado. A metade da frequência de amostragem é chamada frequência de Nyquist e corresponde ao limite máximo de frequência do sinal que pode ser reproduzido. Como não é possível garantir que o sinal não contenha sinais acima deste limite (devido a distorções, interferências, ruídos, etc...), é necessário filtrar o sinal com um filtro passa baixas com frequência de corte igual (ou menor) a frequência de Nyquist, este filtro é chamado de filtro *anti-aliasing*.

A Figura 5.7 (A) mostra o circuito utilizado como filtro de anti-aliasing. O circuito apre-

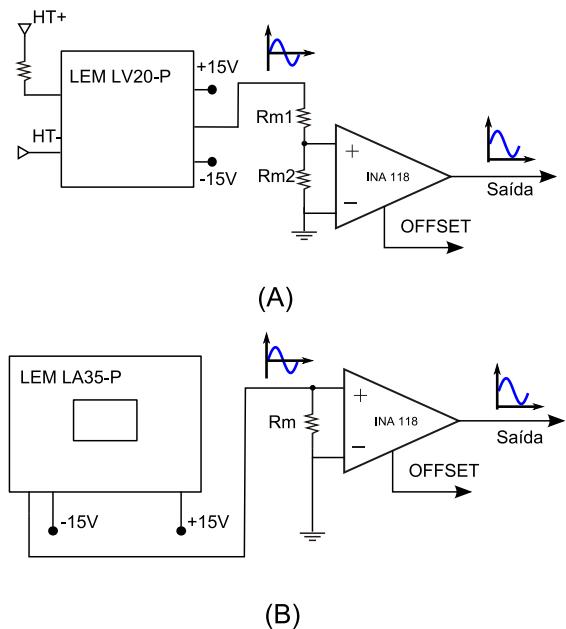


Figura 5.6: Estágio de entrada do circuito de condicionamento de sinais

sentado é um filtro passa baixas de 4 pólos com frequência de corte em aproximadamente $1,2[Hz]$, constituído de 2 estágios de 2 pólos, utilizando a topologia Sallen-Key. A topologia Sallen-Key é uma das topologias de segunda ordem mais populares e conhecidas. A Figura 5.7 (B) mostra a resposta em frequência deste filtro.

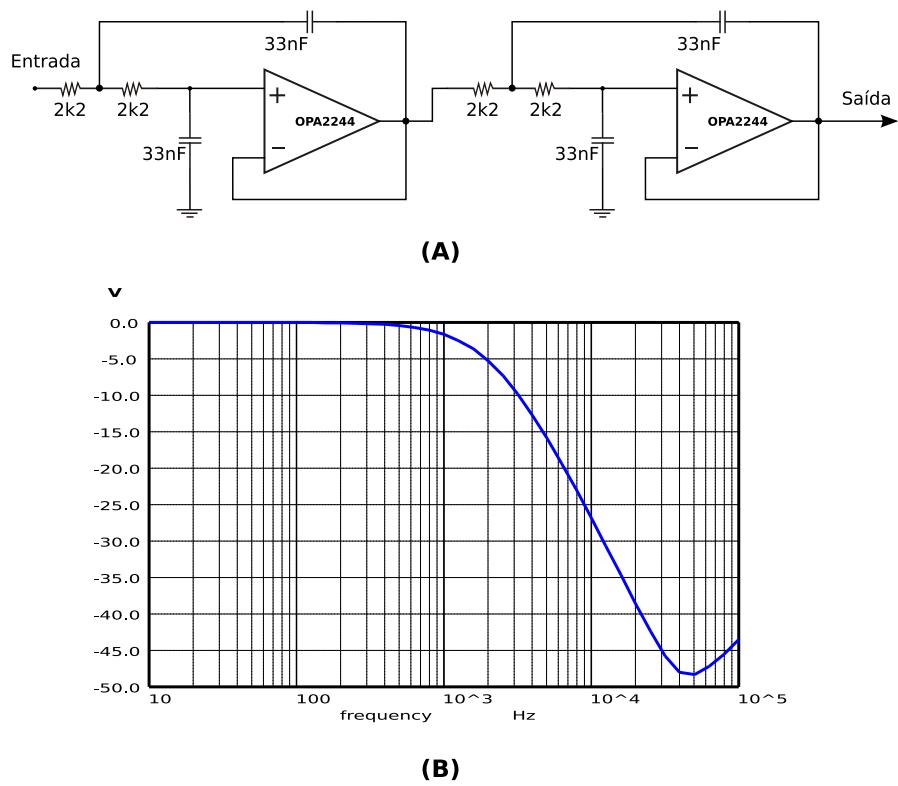


Figura 5.7: Circuito de condicionamento de sinais

Após a passagem pelo filtro de *anti-aliasing* o sinal está pronto para ser amostrado e digitalizado pelo conversor A/D.

5.2.2 Unidade de Processamento

A unidade de processamento é responsável por realizar a digitalização dos sinais de tensão e corrente, efetuar os cálculos necessários e realizar a comunicação com um computador central utilizando um protocolo apropriado e o módulo de comunicações sem fios.

A unidade de processamento utiliza, como elemento principal o microcontrolador LPC2138 da NXP. Ele é baseado no núcleo ARM7TDMI-S que possui uma arquitetura RISC e pode operar com instruções de 16 ou 32 bits. Entre suas principais características destacam-se:

- clock de até 60MHz, configurado através de PLL interno;
- dois *timers/counters* de 32 bits;
- unidade lógica aritmética com instruções de soma e subtração executadas em um único ciclo, instruções de multiplicação e multiplicação longa (32x32 bits e resultado em 64 bits), instrução de multiplicar e acumular usada para implementação de filtros digitais, etc;
- interfaces seriais múltiplas incluindo duas UARTs, sendo que uma possui controle de fluxo implementado em hardware, I^2C e SPI;
- dois conversores A/D de aproximação sucessiva de 10 bits com até 8 entradas analógicas multiplexadas cada que podem realizar até 400.000 conversões por segundo;
- conversor D/A de 10 bits;
- controlador de interrupções com prioridade programável;
- etc.

Para o desenvolvimento do *firmware* foi utilizado o ambiente de desenvolvimento Eclipse e o compilador GCC ambos disponibilizados gratuitamente.

Devido a complexidade do *firmware* optou-se por implementar um agendador de tarefas simples. Desta forma as diversas funções da unidade de processamento podem ser executadas simultaneamente e de forma escalonada.

O algoritmo de escalonamento implementado foi uma versão não preemptiva e simplificada do *Round-Robin*. O *Round-Robin* é um dos algoritmos de escalonamento mais antigos e simples, ele é largamente utilizado e foi projetado especialmente para sistemas *time-sharing* (divisão de tempo).

Neste algoritmo é definida uma pequena unidade de tempo (através de interrupções periódicas de um *timer*) denominada *timeslice* ou *quantum*. Todas as tarefas são armazenadas em uma fila circular, o escalonador percorre a fila alocando a CPU para a próxima tarefa pronta para ser executada. Mais precisamente, o escalonador retira a primeira tarefa da fila e a executa até seu término. No *Round-Robin* tradicional, se o processo não termina após um *quantum* ela é interrompida e inserida no fim da fila. Se a tarefa termina antes de um *quantum*, a CPU é liberada para a execução de novas tarefas. Essa abordagem foi evitada devido ao tempo de latência necessário para a troca de contextos.

A unidade de processamento executa basicamente duas tarefas. A primeira, e de maior prioridade, é responsável pela digitalização dos sinais de tensão e corrente, cálculo dos valores eficazes e da potência ativa. A segunda é responsável pela comunicação com o software de monitoramento.

Após a filtragem analógica dos sinais eles são digitalizados. A digitalização dos sinais de tensão e corrente são realizadas simultaneamente através de dois conversores A/D de 10 bits integrados ao microcontrolador. A precisão e resolução do sistema de medição está intimamente associada ao número de bits do conversor. Pode-se calcular a resolução do sistema através da Equação (5.8).

$$\Delta_m = \frac{3,3}{2^N} \cdot G \quad (5.8)$$

onde:

N número de bits do conversor A/D;

G ganho do circuito de condicionamento de sinais.

De acordo com a Equação (5.8) as resoluções para as medidas de tensão e corrente são dadas pelas Equações (5.9) e (5.10) respectivamente.

$$\Delta_m v = \frac{3,3}{1024} \cdot 303,03 = 0,9765[V] \quad (5.9)$$

$$\Delta_{mc} = \frac{3,3}{1024} \cdot 15,15 = 48,82[mA] \quad (5.10)$$

Uma vez digitalizados, os sinais são filtrados digitalmente. A filtragem digital, realizada pelos algoritmos de medição, é o processo de combinar sucessivas amostras para obter os valores correspondentes da componente fundamental e do fasor do sinal de entrada, os quais são posteriormente enviados ao computador central e utilizados pelo algoritmo de monitoramento de operação e eficiência.

A Transformada de Fourier expressa uma função periódica em termos de funções de base senoidal, isto é, como soma ou integral de funções senoidais multiplicadas por coeficientes [36].

Para uso em computadores, seja para aplicações científicas ou em processamento digital de sinais, utiliza-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT). A DFT é um algoritmo simples e eficiente que relaciona dados no domínio da frequência a partir de amostras obtidas no domínio do tempo discreto. É implementado em praticamente todos os algoritmos de medição de relés de proteção microprocessados [37].

De acordo com a DFT, os valores da amplitude e da fase do fasor correspondente à componente fundamental podem ser calculados de acordo com as Equações (5.11) e (5.12), respectivamente.

$$|I_1| = \sqrt{I_{c1}^2 + I_{s1}^2} \quad (5.11)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{I_{s1}}{I_{c1}} \right) \quad (5.12)$$

$$I_{c1} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \cos \left(\frac{2\pi}{N} \cdot n \right) \quad (5.13)$$

$$I_{s1} = -\frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \sin \left(\frac{2\pi}{N} \cdot n \right) \quad (5.14)$$

onde:

$i(n)$ valor da n -ésima amostra;

N número de amostras por ciclos.

Existem algumas variações de aplicação da técnica de DFT para a filtragem digital, a DFT

com janela de 1 ciclo, DFT com janela de meio ciclo, filtro seno e filtro cosseno.

O algoritmo que implementa o filtro do tipo cosseno utiliza somente a referência cosseno-ideal para calcular tanto a parte real como a parte imaginária do fasor, mas requer uma janela de amostragem maior do que o algoritmo da DFT. Na DFT a amplitude e a fase da componente fundamental são obtidas através da correlação com duas funções ortogonais: o cosseno e o seno. No filtro cosseno essas duas grandezas são calculadas somente com a implementação da função cosseno, realizada nos instantes n e $n - N/4$ (atraso de $1/4$ de ciclo). No filtro cosseno, a saída mais recente é tomada como a parte real do fasor e a saída que estiver atrasada de $1/4$ de ciclo do período da fundamental é tomada como a parte imaginária do fasor.

O filtro cosseno apresenta as seguintes características, consideradas adequadas para um equipamento de medição microprocessado [37]:

- rejeição à componente DC e à rampas, proporcionando que decaimentos exponenciais e níveis DC sejam removidos;
- atenuação ou rejeição de todas as componentes harmônicas de ordem pares e ímpares, o que contribui para limitar os efeitos de não linearidades do sistema;
- simplicidade de projeto e implementação;
- apresenta todas as vantagens do algoritmo DFT;
- melhor resposta à componente aperiódica do que o DFT;
- utiliza a melhor característica dos dois filtros para calcular ambas as partes real e imaginária do fasor;
- a resposta a um transiente possui um menor valor de *overshoot*.

Devido as características enumeradas acima foi utilizado, para calcular o valor eficaz dos sinais de tensão e corrente, o filtro cosseno.

A potência instantânea, em um sistema alimentado por tensões e correntes senoidais, é dada pelo produto entre a tensão e corrente instantâneas e pode ser escrita de acordo com a Equação (5.15).

$$p(t) = V \cdot I \cdot \cos\theta [1 + \cos(2\omega t + 2\phi)] + V \cdot I \cdot \sin\theta \cdot \sin(2\omega t + 2\phi) \quad (5.15)$$

onde:

$p(t)$ valor da potência instantânea no tempo t ;

θ ângulo entre os fasores de tensão e corrente;

ϕ ângulo do fasor de tensão;

V valor eficaz do fasor de tensão;

I valor eficaz do fasor de corrente.

A forma de onda da potência instantânea apresentada pela Equação (5.15) possui uma parcela constante, dada por $V \cdot I \cdot \cos\theta$ e uma parte variável e alternada cuja frequência é exatamente igual ao dobro da frequência do fasor de tensão e corrente.

Quando a tensão está em fase com a corrente a forma de onda da potência instantânea possui apenas valores positivos. Quando a corrente está atrasada ou adiantada 90° em relação a tensão a potência instantânea apresenta um valor médio nulo. Em valores intermediários, por exemplo 30° , a forma de onda da potência instantânea apresentará valores positivos e negativos com predominância de valores positivos, ou seja, possuirá um nível DC.

É fácil notar, através da Equação (5.15) que o valor da potência ativa é igual ao valor médio da forma de onda da potência instantânea.

Uma vez que os valores de tensão, corrente e potência foram calculados pode-se, através do software de monitoramento da operação e eficiência em tempo real, estimar as condições operacionais da máquina.

5.3 Módulo de comunicação

Para implementação do módulo de comunicação foi utilizado o kit de demonstração SARD (Sensor Applications Reference Design), Figura 5.8. As principais características deste módulo são:

- fornece todo o hardware necessário para implementação de um nó da rede de sensores sem fio padrão IEEE 802.15.4;
- um *tranceiver* MC13192 de 2.4 GHz com antena na própria placa de circuito impresso;
- um microcontrolador de baixo consumo MC9S08GT60 com 60KB de memória Flash.
- porta de programação *Background Debug Module* (BDM) com suporte para o ambiente de desenvolvimento *Metrowerks CodeWarrior Development Studio*;



Figura 5.8: Módulo de comunicação *Zigbee*

- modem IEEE 802.15.4;
- dois acelerômetros MMA6261Q (eixos X e Y), MMA1260D (eixo Z);
- porta RS-232 para interface com computador;
- quatro botões e LEDs para controle e monitoramento;
- software proprietário para implementação de redes ponto a ponto ou estrela, utilizando o software *Simple Medium Access Control* (SMAC) fornecido pela *Freescale*;

No sistema proposto foram utilizados dois módulos SARD, eles foram programados para constituir uma rede de sensores sem fio numa arquitetura tipo ponto - multiponto. A rede de sensor sem fios foi implementada segundo o padrão IEEE 802.15.4 (Zigbee).

A comunicação entre o software de monitoramento e as UTRs ocorre segundo o seguinte algoritmo:

- o software de monitoramento monta um pacote, destinado a uma UTR específica, solicitando as tensões, correntes, potência de entrada, etc. e envia para a placa SARD conectada ao computador por meio da interface RS232;
- a placa SARD, conectada ao computador, envia o pacote para todas as placas SARD, conectadas às UTRs, dentro de seu raio de alcance e, estas, por sua vez, repassam este pacote para as UTRs;
- apenas a UTR cujo pacote é endereçado responde a solicitação do software de monitoramento e, através da placa SARD envia um pacote de resposta, contendo as informações solicitadas, ao software de monitoramento.

Para mais informações sobre a implementação e utilização de redes de sensores sem fio consultar o Apêndice B.

5.4 Software de monitoramento

O software de monitoramento é responsável por solicitar e receber as informações coletadas pelas UTRs no campo e, através do algoritmo de monitoramento proposto, estimar as condições operacionais e a eficiência da máquina em tempo real.

O software de monitoramento foi desenvolvido utilizando-se o ambiente de desenvolvimento rápido *MonoDevelop 2.2.1*, disponibilizado gratuitamente para *download* no endereço: <http://monodevelop.com/> e a linguagem de programação C#. A linguagem de programação C# é uma linguagem orientada a objetos desenvolvida pela *Microsoft* como parte da plataforma .NET, ela é baseada no C++ e no Java.

A Figura 5.9 mostra a interface com o usuário do software de monitoramento. Como pode-se observar o programa oferece um formulário que permite ao usuário entrar com os dados de placa da máquina, uma área na qual os dados coletados das UTRs são exibidos e uma área onde são apresentadas as condições operacionais estimadas.

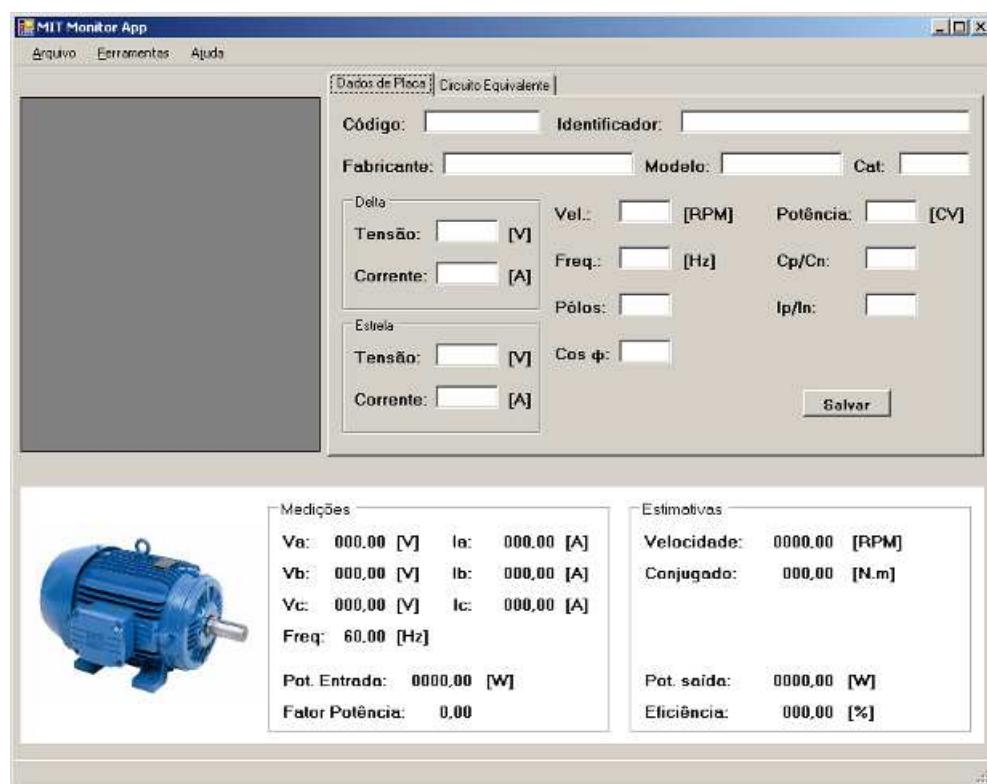


Figura 5.9: Interface com o usuário do software de monitoramento

5.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento do sistema de hardware e software utilizado para realizar a validação experimental do método proposto. Inicialmente foi apresentada, de uma forma geral, a arquitetura proposta. Em seguida foram descritos todos os componentes do sistema.

Foi apresentado, detalhadamente, o projeto da Unidade Terminal Remota, utilizada para coletar as informações de tensão, corrente e potência da máquina, o software de monitoramento, responsável por executar o algoritmo de monitoramento em tempo real e apresentar os dados para o usuário e por fim foi apresentado o módulo de comunicação utilizado para transmitir os dados coletados pela unidade terminal remota para o computador central.

O capítulo seguinte apresentará o resultado de uma série de testes buscando validar de forma experimental o método proposto.

6 *Resultados experimentais e Considerações Teórico-experimental*

6.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados experimentais obtidos com o método de monitoramento da operação e eficiência em tempo real proposto nos capítulos anteriores. Serão apresentados os resultados obtidos para os motores analisados procurando, sempre que possível, realizar comparações com os resultados obtidos através das simulações computacionais. Finalmente serão apresentadas as conclusões a respeito do desempenho do método proposto.

Conforme ilustrado pela Figura 6.1 a bancada utilizada para a realização dos testes é composta pelo motor analisado conectado diretamente a fonte de alimentação, um gerador de corrente contínua conectado a um banco de resistores utilizado como carga para o gerador C.C. As características técnicas do gerador C.C são apresentadas na Tabela 6.1.

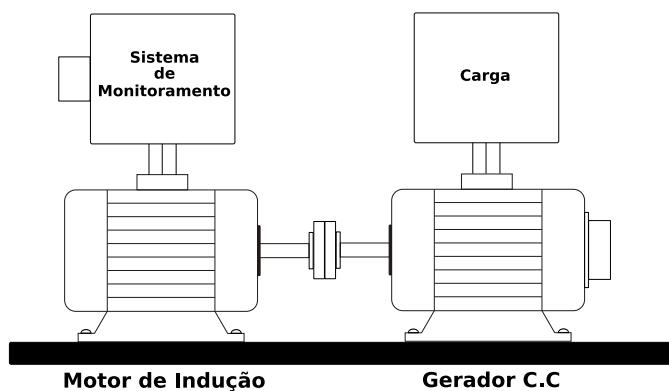


Figura 6.1: Bancada de Testes

Devido à impossibilidade de se realizar medições de conjugado não será possível realizar uma comparação entre o conjugado medido e estimado e consequentemente comparar os resultados da potência de saída e rendimento medido e estimados.

Tabela 6.1: Dados de placa do gerador C.C

Dados de placa			
Fabricante	Enika	Potência	2kW
Corrente	9,1A	Rotação	1800 RPM
Tensão	220V	Tensão Excitação	200V

6.2 Resultados experimentais

Tendo em vista analisar o desempenho do método proposto em condições reais de operação foram testados 2 motores de 3 HP sendo o primeiro um motor *standard* e o segundo um motor de alto rendimento, ambos da categoria N. As principais melhorias encontradas em um motor de alto rendimento quando comparado com um motor *standard* são:

- diminuição das perdas por efeito Joule no estator através do aumento da seção dos condutores;
- diminuição das perdas por efeito Joule no rotor através de melhorias no processo de fabricação tais como tratamento térmico, anel de curto e barras do rotor superdimensionadas;
- diminuição das perdas no ferro por meio da utilização de materiais de melhor qualidade e maior volume;
- diminuição das perdas mecânicas (atrito e ventilação) através da otimização dos ventiladores e rolamentos adequados;
- redução das perdas suplementares através de melhoria no processo de fabricação, por exemplo, otimização das ranhuras, do entreferro e do enrolamento diminuindo as dispersões magnéticas.

A metodologia utilizada para a realização dos testes foi semelhante à adotada nas simulações computacionais. Cada motor analisado foi submetido a diferentes cargas nas condições nominais de alimentação e para uma tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal. Para todas as condições analisadas foram testados o método que desconsidera as perdas no ferro, por atrito e ventilação e o método que inclui estas perdas para calcular os parâmetros do circuito equivalente.

A Figura 6.2 apresenta os dados de placa e as curvas características do motor de indução 3 HP *standard* utilizadas para determinar os parâmetros do circuito equivalente. A Tabela 6.2

apresenta os parâmetros do circuito equivalente obtidos utilizando o método proposto desconsiderando as perdas no ferro, por atrito e ventilação. A Tabela 6.3 mostra os parâmetros do circuito equivalente considerando estas perdas.

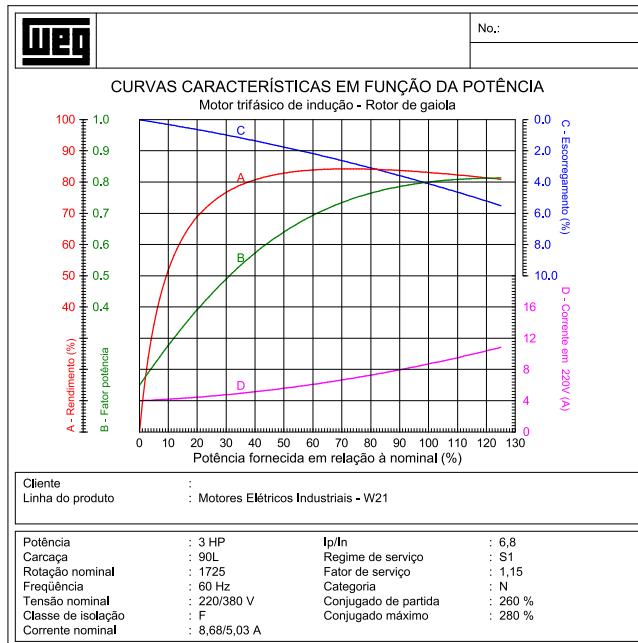


Figura 6.2: Dados de placa do motor WEG 3HP - Standard

Tabela 6.2: Parâmetros do CEQ motor 3HP *standard* estimado desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV 4 pólos - standard		
R_s	2,85	
R_r	2,4680	
L_{ds}	0,0056	
L_{dr}	0,0082	
L_m	0,2203	

Tabela 6.3: Parâmetros do CEQ motor 3HP *standard* estimado considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV 4 pólos - standard		
R_s	2,85	
R_r	2,6414	
L_{ds}	0,0058	
L_{dr}	0,0086	
L_m	0,1850	
R_o	801,5310	

A Figura 6.3 apresenta os dados de placa e as curvas para o motor 3 HP de alto rendimento. As Tabelas 6.4 e 6.5 mostram, respectivamente, os parâmetros do circuito equivalente estimados desconsiderando as perdas no ferro, por atrito e ventilação e considerando estas perdas.

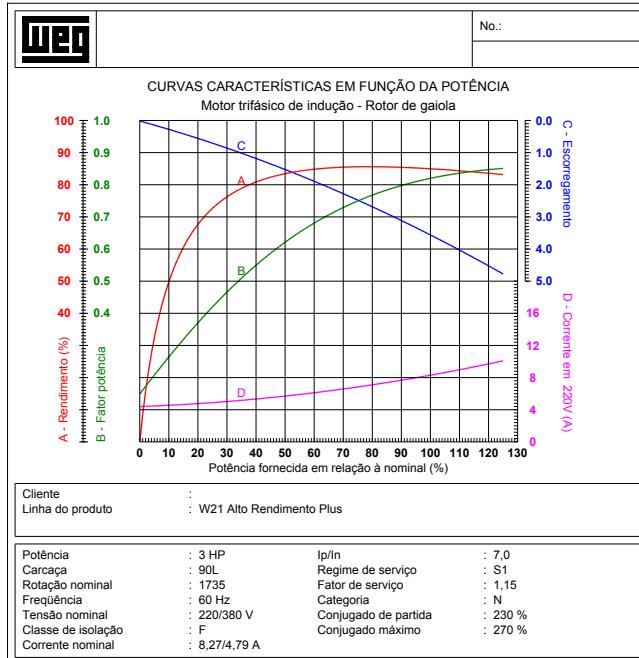


Figura 6.3: Dados de placa do motor WEG 3HP - Alto Rendimento

Tabela 6.4: Parâmetros do CEQ motor 3HP alto rendimento estimado desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV 4 pólos - alto rendimento		
R_s	1,74	
R_r	1,9662	
L_{ds}	0,0065	
L_{dr}	0,0096	
L_m	0,2161	

Tabela 6.5: Parâmetros do CEQ motor 3HP alto rendimento estimado considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Motor WEG 3 CV 4 pólos - alto rendimento	
R_s	1,74
R_r	2,0224
L_{ds}	0,0066
L_{dr}	0,0097
L_m	0,2036
R_o	1984,9571

Uma vez que os parâmetros do circuito equivalente foram estimados pode-se iniciar os testes propostos. Primeiramente foram realizados os testes para o motor de indução *standard* nas condições nominais de alimentação desconsiderando-se as perdas no ferro por atrito e ventilação. A Tabela 6.6 apresenta os resultados obtidos para o motor 3HP *standard* operando nestas condições enquanto que a Figura 6.4 mostra as curvas de velocidade medida e estimada em função do conjugado estimado e a curva do erro percentual entre a velocidade medida e estimada em função do conjugado estimado.

Tabela 6.6: Resultados para motor motor 3HP *standard* em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2930	8,92	1718	1713	13,5	2420,5	83%
2574	8,25	1725	1721	11,9	2143,6	83%
2290	7,58	1734	1731	10,75	1947,7	85%
1970	6,90	1744	1742	9,1	1659,2	84%
1615	6,00	1755	1755	7,19	1320,7	82%
1230	5,39	1769	1769	5,22	966,5	79%
440	4,67	1794	1800	0	0	0%

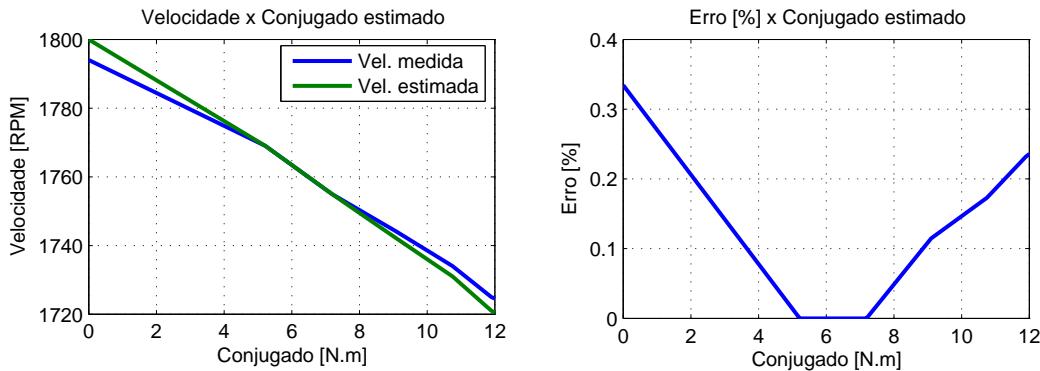


Figura 6.4: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP *standard* em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Analizando-se os resultados apresentados na Tabela 6.6 observa-se um bom desempenho do método para a velocidade estimada, com um erro máximo de 0,33%. Entretanto o método apresentou valores elevados para a eficiência estimada da máquina, ficando, para a maioria das cargas analisadas, acima da eficiência máxima informada pelo fabricante. Comparando os resultados obtidos na simulação da Figura 4.2, Capítulo 4, realizada em condições semelhantes, observou-se que o conjugado estimado foi até 50% superior ao conjugado da máquina. Este erro pode ser atribuído, principalmente, a não inclusão das perdas no ferro, por atrito e ventilação

no cálculo dos parâmetros do circuito equivalente. Visto que a eficiência é a relação entre a potência de entrada medida e a potência de saída estimada espera-se que a eficiência estimada seja sempre superior a eficiência medida.

De acordo com os resultados obtidos na simulação da Figura 4.4 e pela Tabela 4.8 a inclusão das perdas no ferro, por atrito e ventilação melhoraram em torno de 25% o conjugado estimado e, consequentemente, a eficiência estimada. A Tabela 6.7 apresenta os resultados obtidos para o motor 3HP *standard* sob as mesmas condições do teste anterior, entretanto, neste teste foram levadas em consideração as perdas no ferro, por atrito e ventilação no cálculo do circuito equivalente. A Figura 6.5 mostra as curvas de velocidade medida e estimada em função do conjugado estimado e a curva do erro percentual entre a velocidade medida e estimada em função do conjugado estimado.

Tabela 6.7: Resultados para motor 3HP *standard* em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2930	8,92	1718	1715	12,59	2259,9	77%
2574	8,25	1725	1727	10,9	1970,3	77%
2290	7,58	1734	1740	9,42	1715,6	75%
1970	6,9	1744	1754	7,52	1380,6	70%
1615	6	1755	1770	4,68	867,0	54%
1230	5,39	1769	1798	0,28	52,7	4%
440	4,67	1794	1800	0	0	0%

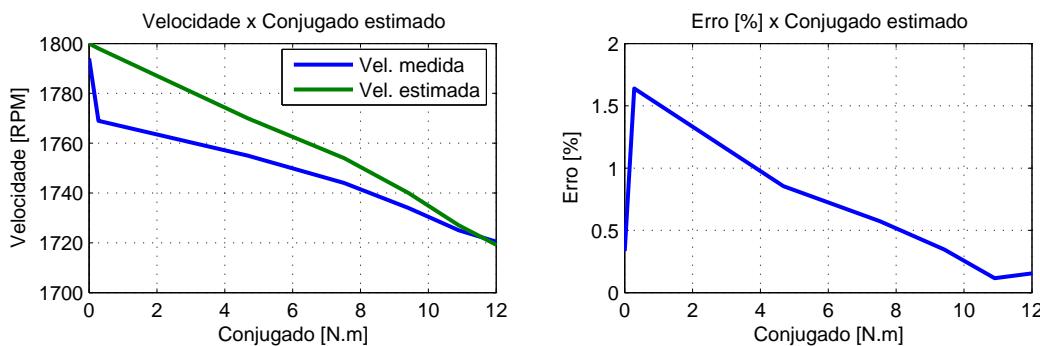


Figura 6.5: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP *standard* em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro por atrito e ventilação

Como pode-se observar na Tabela 6.7 os valores apresentados do conjugado estimado foram inferiores ao do teste anterior e, consequentemente, houve uma redução da eficiência estimada para todas as cargas analisadas com valores próximos aos obtidos na simulação da Figura 4.4 e

pela Tabela 4.8.

Os próximos dois testes, realizados com uma tensão de alimentação 10% inferior à tensão nominal, têm como objetivo analisar o desempenho do método proposto quando submetido a variações na tensão de alimentação. O primeiro teste não leva em consideração as perdas no ferro, por atrito e ventilação, enquanto o segundo inclui estas perdas no cálculo dos parâmetros do circuito equivalente. A Tabela 6.8 e a Figura 6.6 apresentam os resultados obtidos para o primeiro teste, enquanto que a Tabela 6.9 e a Figura 6.7 apresentam os resultados do segundo.

Tabela 6.8: Resultados para motor 3HP *standard* com tensão de alimentação 10% inferior a nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2705	9,1	1692	1692	12,1	2142,9	79%
2433	8,3	1703	1704	11	1961,9	81%
2190	7,52	1716	1717	9,73	1748,6	80%
1850	6,62	1728	1730	8,34	1510,2	82%
1490	5,75	1744	1747	6,5	1188,5	80%
1104	4,87	1760	1764	4,5	830,8	75%
403	3,65	1790	1800	0	0	0%

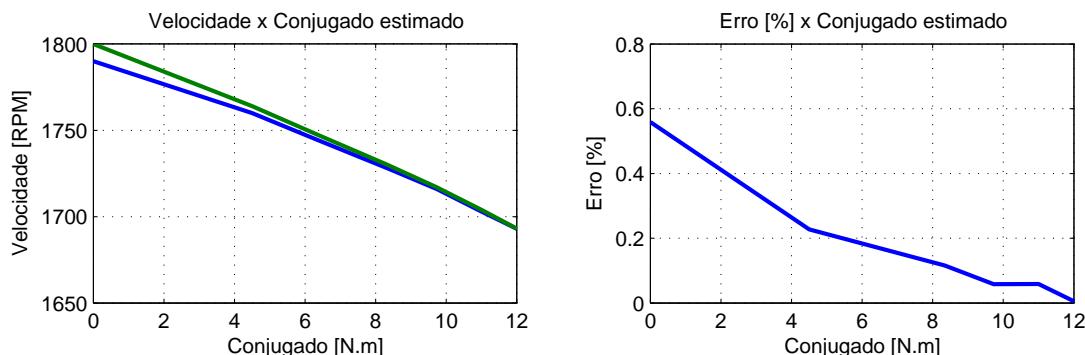


Figura 6.6: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP *standard* com tensão de alimentação 10% inferior a nominal desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Analizando-se os resultados apresentados nas Tabelas 6.8 e 6.9 observa-se que tanto a diferença entre os conjugados estimados quanto das eficiências estimadas utilizando o método que desconsidera as perdas no ferro, por atrito e ventilação e o método que considera estas perdas são bem menores quando comparados aos resultados obtidos nas Tabelas 6.6 e 6.7, respectivamente. Este mesmo comportamento foi observado nas simulações cujos resultados são apresentados pelas Tabelas 4.6 e 4.8 e nas Tabelas 4.7 e 4.9. Visto que as perdas no ferro são

Tabela 6.9: Resultados para motor com tensão de alimentação 10% inferior a nominal considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2705	9,1	1692	1694	11,8	2092,2	77%
2433	8,3	1703	1710	10,6	1897,2	78%
2190	7,52	1716	1722	9,1	1640,1	75%
1850	6,62	1728	1739	7,3	1328,7	72%
1490	5,75	1744	1757	5,2	956,3	64%
1104	4,87	1760	1793	1,01	189,5	17%
403	3,65	1790	1800	0	0	0%

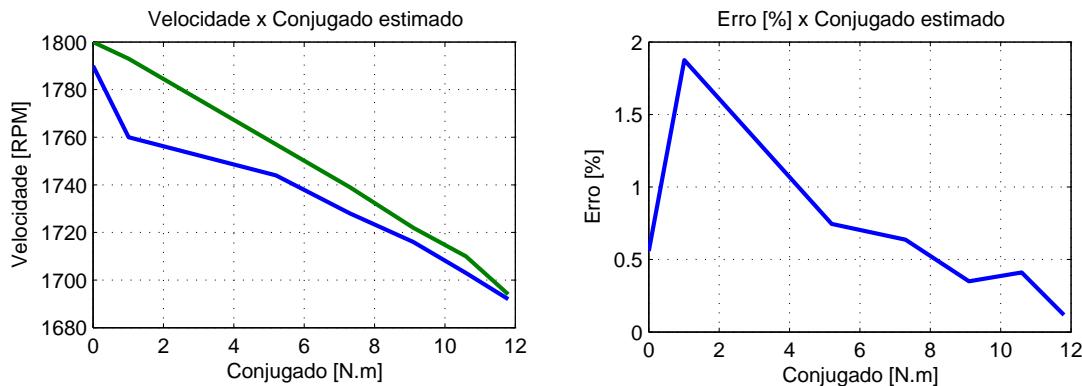


Figura 6.7: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor 3HP *standard* com tensão de alimentação 10% inferior a nominal considerando perdas no ferro por atrito e ventilação

proporcionais ao quadrado da tensão de alimentação da máquina espera-se que uma pequena redução na tensão represente uma diminuição significativa das perdas no ferro.

Os testes seguintes foram realizados no motor de alto rendimento de 3 HP. A Tabela 6.10 e a Figura 6.8 mostram os resultados obtidos para o motor operando em condições nominais de alimentação desconsiderando as perdas no ferro por atrito e ventilação enquanto a Tabela 6.11 e a Figura 6.9 apresentam os mesmos resultados quando estas perdas são consideradas.

Analizando-se os resultados apresentados nas Tabelas 6.10 e 6.11 e comparando com os resultados das Tabelas 6.6 e 6.7 observa-se que a diferença entre os rendimentos estimados para o motor de alto rendimento é, para o pior caso, de 12% enquanto que para o motor *standard* este erro é superior a 70%, Tabela 6.12. Esta redução na diferença deve-se a minimização das perdas no ferro e mecânicas obtidas por meio de projetos e materiais melhores, aprimoramento das técnicas de fabricação, etc.

Tabela 6.10: Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
3439	9,89	1733	1714	15,7	2816,6	82%
2972	9,15	1742	1728	13,6	2459,8	83%
2525	8,24	1752	1738	11,6	2110,2	84%
2103	7,24	1760	1761	9,64	1776,8	84%
1725	6,43	1769	1761	7,59	1399,0	81%
1275	5,67	1778	1773	5,2	965,0	76%
360	4,81	1793	1800	0	0	0%

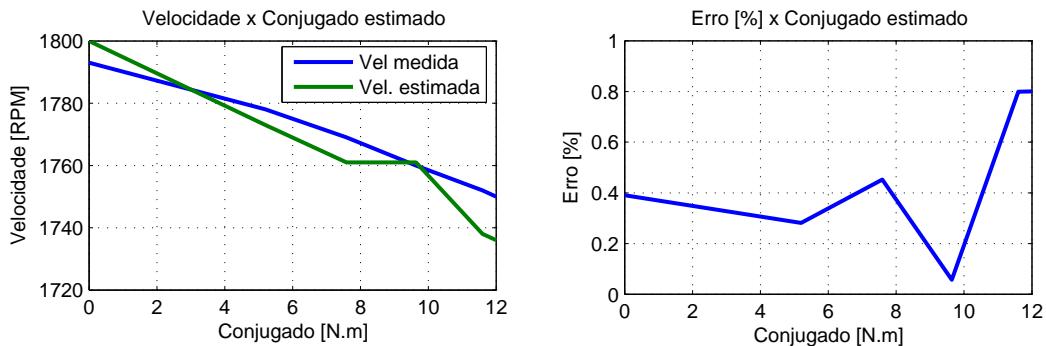


Figura 6.8: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento em condições nominais de alimentação desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Tabela 6.11: Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação nominal considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
3439	9,89	1733	1714	15,8	2834,5	82%
2972	9,15	1742	1728	13,2	2387,4	80%
2525	8,24	1752	1741	11,2	2040,9	81%
2103	7,24	1760	1753	9,13	1675,2	80%
1725	6,42	1769	1764	7,05	1301,7	75%
1275	5,67	1778	1779	4,41	821,2	64%
360	4,81	1793	1800	0	0	0%

Os testes seguintes foram realizados com uma tensão de alimentação 10% inferior a tensão de alimentação nominal sendo que o primeiro não leva em consideração as perdas no ferro e mecânicas e o segundo considera estas perdas no cálculo dos parâmetros do circuito equivalente. A Tabela 6.13 e a Figura 6.10 mostram os resultados do primeiro teste enquanto que a Tabela 6.14 e a Figura 6.11 mostram os resultados do segundo.

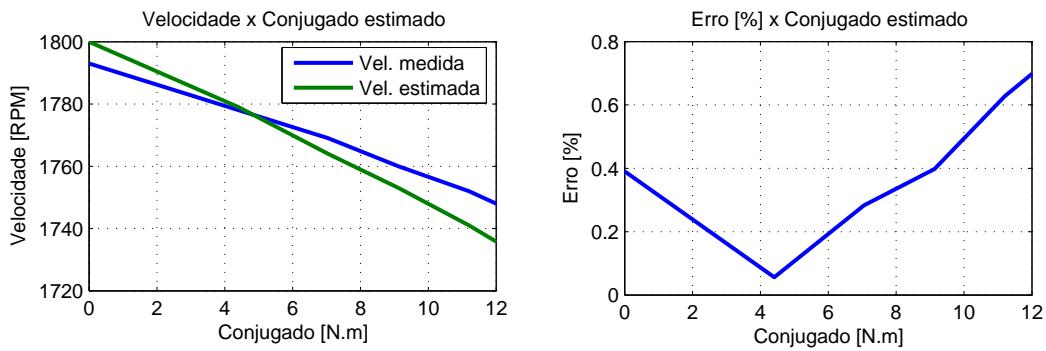


Figura 6.9: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento em condições nominais de alimentação considerando perdas no ferro por atrito e ventilação

Tabela 6.12: Comparação entre as eficiências estimadas para o motor 3 HP *standard* e de alto rendimento em condições nominais de alimentação

Motor 3 HP <i>standard</i>			Motor 3 HP alto rend.		
Cons. Perdas	Desc. Perdas	Diferença	Cons. Perdas	Desc. Perdas	Diferença
83%	77%	6%	82%	82%	0%
83%	77%	6%	83%	80%	3%
85%	75%	10%	84%	81%	3%
84%	70%	14%	84%	80%	4%
82%	54%	28%	81%	75%	6%
79%	4%	75%	76%	64%	12%
0%	0%	0%	0%	0%	0%

Tabela 6.13: Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal desconsiderando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2834	9,48	1727	1715	13,1	2351,5	83%
2535	8,59	1734	1724	11,69	2109,4	83%
2234	7,74	1743	1737	10,06	1829,0	82%
1934	6,87	1752	1746	8,7	1589,9	82%
1585	6,01	1763	1760	6,63	1221,3	77%
1204	5,09	1773	1774	4,32	802,1	67%
351	3,98	1796	1800	0	0	0%

Analizando-se os dados apresentados na Tabela 6.13 e comparando-os aos dados apresentados pela Tabela 6.14 observou-se que, diferentemente dos dados apresentados pelas Tabelas 6.8 e 6.9, não houve uma alteração significativa na diferença entre os valores da eficiência estimada para o método que não considera as perdas no ferro e mecânicas e o método que as

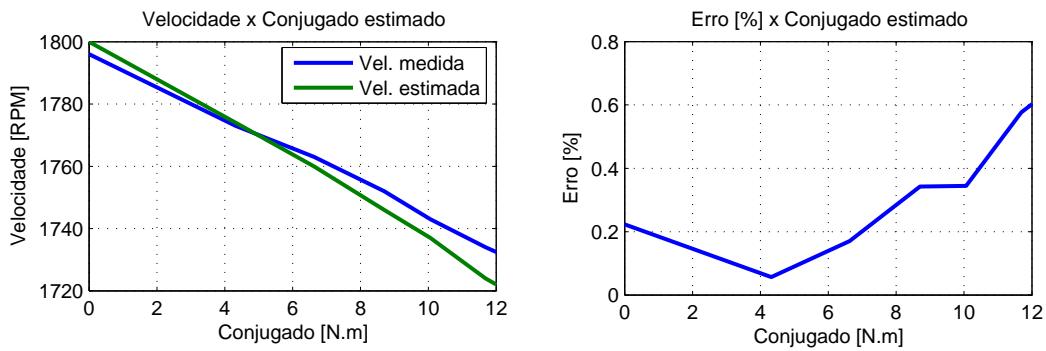


Figura 6.10: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal desconsiderando perdas no ferro por atrito e ventilação

Tabela 6.14: Resultados para motor 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal considerando perdas no ferro, por atrito e ventilação

Pot. de entrada [W]	Corrente de linha [A]	Vel. medida	Vel. estimada	Conj. estimado	Pot. eixo estimada [W]	Rend. estimado
2834	9,48	1727	1716	12,7	2281,0	80%
2535	8,59	1734	1726	11,35	2050,4	81%
2234	7,74	1743	1736	9,8	1780,7	80%
1934	6,87	1752	1748	8,27	1513,1	78%
1585	6,01	1763	1762	6,16	1136,0	72%
1204	5,09	1773	1779	3,45	642,4	53%
351	3,98	1796	1800	0	0	0%

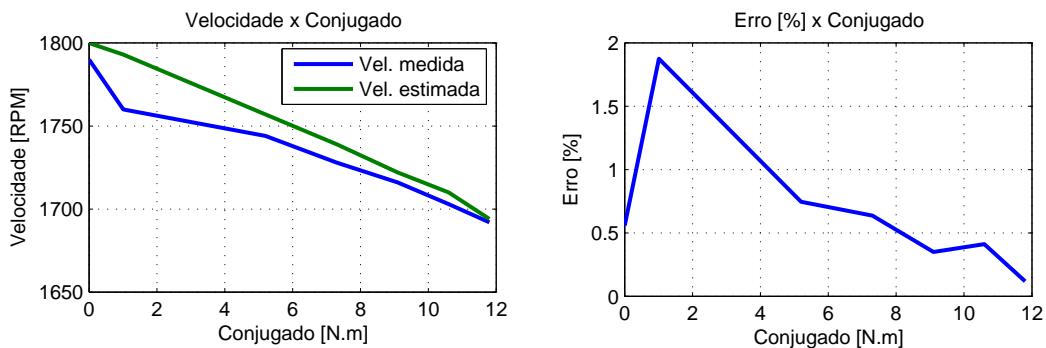


Figura 6.11: Curvas das velocidades medidas e estimadas em função do conjugado estimado para motor de 3 HP alto rendimento com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal considerando perdas no ferro por atrito e ventilação

considera, Tabela 6.15. Esta diminuição da diferença entre os métodos pode ser explicada pela minimização nas perdas no ferro e mecânicas do motor de alto rendimento.

Tabela 6.15: Comparação entre as eficiências estimadas para o motor 3 HP *standard* e de alto rendimento para tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal

Motor 3 HP <i>standard</i>			Motor 3 HP alto rend.		
Cons. Perdas	Desc. Perdas	Diferença	Cons. Perdas	Desc. Perdas	Diferença
79%	77%	2%	83%	80%	3%
81%	78%	3%	83%	81%	2%
80%	75%	5%	82%	80%	2%
82%	72%	10%	82%	78%	4%
80%	64%	16%	77%	72%	5%
75%	17%	58%	67%	53%	12%
0%	0%	0%	0%	0%	0%

6.3 Considerações finais

Este capítulo teve como objetivo realizar a validação experimental do método de monitoramento das condições operacionais e da eficiência de motores de indução trifásicos. Durante o teste foram analisados 2 motores de indução de 3 HP quatro pólos, um *standard* e o outro de alto rendimento, fornecidos pelo mesmo fabricante sob as mesmas condições de carga e alimentação.

Durante os testes com o motor *standard* na tensão nominal observou-se que o método que não considera as perdas no ferro e mecânicas para estimar os parâmetros do circuito equivalente apresentou valores elevados para o conjugado e eficiência estimada enquanto que o algoritmo que considera estas perdas apresentou valores mais próximos aos simulados e informados pelo fabricante. Nos testes realizados com tensão de alimentação 10% inferior a tensão nominal os dois métodos apresentaram resultados semelhantes pois, visto que as perdas no ferro variam com o quadrado da tensão de alimentação uma pequena redução no valor da tensão de alimentação pode representar uma redução significativa das perdas no ferro.

Nos ensaios realizados com o motor de alto rendimento, com tensão nominal e com 10% da tensão nominal, observou-se resultados semelhantes tanto para o método que considera as perdas no ferro e mecânicas quanto para o método que as desconsidera. Este comportamento pode ser explicado pelas melhorias no projeto e na construção dos motores de alto rendimento que buscam minimizar os valores destas perdas.

Para todos os testes realizados observou-se, assim como nas simulações, erros maiores nas estimativas para valores pequenos de carga. Isso se deve ao uso do polinômio interpolador que apresenta resultados divergentes para pontos próximos da extremidade.

7 *Conclusão*

Este trabalho apresentou o desenvolvimento teórico de um método de baixa intrusividade para monitoramento das condições operacionais e da eficiência de motores de indução trifásicos, apresentou também, um exemplo de como o método pode ser utilizado através do projeto e implementação de um sistema de monitoramento sem fios.

O Capítulo 1 apresentou as razões pelas quais métodos de análise de operação e eficiência de motores de indução trifásicos são necessários, realizou uma breve descrição dos objetivos e apresentou de maneira geral o conteúdo deste trabalho.

No Capítulo 2 foram apresentados alguns conceitos e definições utilizados ao longo deste trabalho, foi realizada uma pesquisa bibliográfica procurando apresentar os principais métodos utilizados para determinação da eficiência. Dentre os métodos estudados apenas três reuniam as características necessárias para realização de testes em campo e, ainda assim, exigem a instalação de sensores e/ou que ensaios sejam realizados.

Para evitar que sensores sejam instalados ou testes sejam realizados com a máquina o Capítulo 3 propôs um método de baixa intrusividade para o monitoramento dos parâmetros operacionais e da eficiência em tempo real de motores de indução trifásicos. O método apresentado estima, com base nos dados de placa e na resistência do estator, os parâmetros do circuito equivalente da máquina e, por meio de medições realizadas em campo estima os parâmetros operacionais e a eficiência da máquina. O método proposto pode ser utilizado de dois modos, o primeiro desconsidera as perdas no ferro e mecânicas na determinação dos parâmetros do circuito equivalente e o segundo considera o valor destas perdas obtendo portanto melhores resultados. O valor das perdas no ferro e mecânicas pode ser obtido através de ensaios a vazio com a máquina ou utilizando as curvas e dados fornecidos pelo fabricante.

O Capítulo 4 procurou confirmar, através de simulações computacionais, a eficácia do método proposto. Foram realizadas simulações utilizando o método que considera e o que desconsidera as perdas no ferro e mecânicas sob diferentes cargas e condições de alimentação. Durante as simulações constatou-se a superioridade do método que inclui as perdas no ferro

e mecânicas no cálculo do circuito equivalente para os valores do conjugado e da eficiência estimada.

Com o objetivo de submeter o método proposto a condições reais de operação o Capítulo 5 apresentou o desenvolvimento e a implementação de um sistema sem fios de monitoramento em tempo real das condições operacionais e da eficiência de motores de indução trifásicos utilizando o método proposto.

O Capítulo 6 apresentou os resultados obtidos utilizando o sistema proposto no capítulo anterior. Devido a indisponibilidade de um sensor de conjugado não foi possível comparar os resultados do conjugado e da eficiência estimada com medições. A exemplo das simulações realizadas no Capítulo 4 os testes procuraram avaliar o desempenho do método proposto em diferentes condições de alimentação e sob diferentes cargas.

Como trabalhos futuros propõe-se a comparação do conjugado e da eficiência estimada com o resultado de medições, realização de testes com um maior número de máquinas, de diferentes modelos e categorias e, finalmente, uma comparação dos resultados obtidos com o método proposto neste trabalho com os métodos tradicionais de medição de eficiência.

Referências Bibliográficas

- 1 EPE, Empresa de Pesquisa Energética. *Monitoramento, acompanhamento e análise do mercado de energia*. [S.l.]: Empresa de Pesquisa Energética - EPE, 2009.
- 2 MARACH, Luiz Carlos. Metodologia para determinar a substituição de motores superdimensionados. *Revista Eletricidade Moderna*, v. 329, p. 220–229, 2001.
- 3 KOSOW, Irving L. *Máquinas Elétricas e Transformadores*. Rua do Curtume, 665, São Paulo, SP.: Editora Globo, 1972.
- 4 WEG. *Catálogo Eletrônico de Motores Trifásicos - linha W21*. [s.n.]. Disponível em: <<http://catalogo.weg.com.br/files/artigos/4-339.pdf>>. Acesso em: 01 Novembro de 2007.
- 5 IEEE. *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. 345 E. 47th St, New York, NY 10017, USA: IEEE Power Engineering Society, 1996. IEEE Std. 112. ISBN 1-55937-891-3.
- 6 NETO, Luciano Martins. *Estudo de um motor de indução trifásico convencional operando como conversor de número de fases, com o objetivo de obter elementos para o projeto de um conversor mono-trifásico*. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos, 1976.
- 7 HSU, John S.; SORENSEN, Patrick L. Assessment of available methods for evaluating in-service motor efficiency. *Oak Ridge National Laboratory Report ORNL/TM-13237*, Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, TN, 1996.
- 8 HSU, John S. et al. Comparison of induction motor field efficiency evaluation methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 1, p. 117–125, Jan/Feb 1998. ISSN 0093-9994.
- 9 LU, Bin; HABETLER, Thomas G.; HARLEY, Ronald G. A survey of efficiency-estimation methods for in-service induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 42, p. 924–933, 2006.
- 10 ALMEIDA, Aníbal T. de et al. A survey of efficiency-estimation methods for in-service induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 38, n. 2, p. 608–614, 2002.
- 11 IEC. *IEC 34-2:1972 Rotating electrical machines - General requirements - Methods for determining losses and efficiency*. 3, rue de Varembé, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland. Telephone: +41 22 919 02 11. Telefax: +41 22 919 03 00. E-mail: info@iec.ch. URL: <http://www.iec.ch>: International Electrotechnical Commission, 1972.
- 12 BENNING, W. Method of determining the efficiency of asynchronous motors and apparatus for carrying out the method. *U.S. Patent 5 659 232*, Aug 1997.

- 13 NAILEN, R. L. Finding true power output isn't easy. *Electrical Apparatus Magazine*, 1994.
- 14 KUECK, J. D. et al. Assessment of methods for estimating motor efficiency and load under field conditions. *Oak Ridge National Laboratory Report ORNL/TM-13165*, Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, TN, 1996.
- 15 KUECK, J. D. Development of a method for estimating motor efficiency and analyzing motor condition. *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 1998. Conference Record of 1998 Annual*, p. 67–72, 21–26 Jun 1998.
- 16 WALLANCE, A. et al. A laboratory assessment of in-service and non-intrusive motor efficiency testing methods. *Electric Machines and Power Systems*, v. 26, n. 6, p. 517–529, 2001.
- 17 HOLMQUIST, J.R.; ROOKS, J. A.; RICHTER, M. E. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region. *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual*, p. 1–8, June 2003. ISSN 0190-2172.
- 18 NEMA. *Motors and Generators, NEMA MG1 Standard*. 1300 North 17th Street, Suite 1752 Rosslyn, VA 22209, USA: National Electrical Manufacturers Association - NEMA, 2003.
- 19 GURU, Bhag S.; HIZIROGLU, Huseyin R. *Electric Machinery and Transformers*. 198 Madison Avenue, New York, New York 10016: Oxford University Press, 2001.
- 20 FITZGERALD, A. E.; JR., Charles Kingsley; KUSKO, Alexander. *Máquinas Elétricas*. Rua Tabapuã, 1105, São Paulo, SP: McGraw - Hill, 1975.
- 21 HYDRO, Ontario. In-plant electric motor loading and efficiency techniques. *Ontario Hydro Market Literature*, Toronto, ON, Canadá.
- 22 DELL'AQUILA, A.; SALVATORE, L.; SAVINO, M. A new test method for determination of induction motor efficiency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-103, n. 10, p. 2961–2973, Oct. 1984. ISSN 0018-9510.
- 23 JACOBINA, C.B.; FILHO, J.E.C.; LIMA, A.M.N. Estimating the parameters of induction machines at standstill. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 1, p. 85–89, Mar 2002. ISSN 0885-8969.
- 24 WILLIS, J. R.; BROCK, G. J; EDMONDS, J. S. Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests. *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, v. 4, n. 4, p. 608–615, Dec 1989. ISSN 0885-8969.
- 25 HSU, J. S.; SCOGGINS, B. P. Field test of motor efficiency and load changes through air-gap torque. *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, v. 10, n. 3, p. 477–483, Sep 1995. ISSN 0885-8969.
- 26 HSU, J. S.; SORENSEN, P. L. Field assessment of induction motor efficiency through air-gap torque. *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, v. 11, n. 3, p. 489–494, Sep 1996. ISSN 0885-8969.

- 27 GOLDBERG, David E. *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989. ISBN 0201157675.
- 28 PILLAY, P.; NOLAN, R.; HAQUE, T. Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 5, p. 1273–1282, Sep/Oct 1997. ISSN 0093-9994.
- 29 JOHNSON, B.K.; WILLIS, J.R. Tailoring induction motor analytical models to fit known motor performance characteristics and satisfy particular study needs. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 3, p. 959–965, Aug 1991. ISSN 0885-8950.
- 30 ALONGE, F. et al. Parameter identification of induction motor model using genetic algorithms. *Control Theory and Applications, IEE Proceedings -*, v. 145, n. 6, p. 587–593, Nov 1998. ISSN 1350-2379.
- 31 HUANG, K.S.; WU, Q.H.; TURNER, D.R. Effective identification of induction motor parameters based on fewer measurements. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 1, p. 55–60, Mar 2002. ISSN 0885-8969.
- 32 PHUMIPHAK, T.; CHAT-UTHAI, C. Estimation of induction motor parameters based on field test coupled with genetic algorithm. In: *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1199–1203 vol.2.
- 33 NAGENDRAPPAA, H; PRAKASH, Bure. Energy audit and management of induction motor using field test and genetic algorithm. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, v. 1, n. 3, p. 16–20, May 2009.
- 34 ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. *ABNT NBR 15626-1:2008 Máquinas elétricas girantes Parte 1: Motores de indução*. Avenida Treze de Maio, 13 - 28º andar 20003-900 - Rio de Janeiro - RJ: ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2008.
- 35 ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. *ABNT NBR 5383-1:2002 Máquinas Elétricas Girantes Parte 1: Motores de Indução Trifásicos - Ensaios*. Avenida Treze de Maio, 13 - 28º andar 20003-900 - Rio de Janeiro - RJ: ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2002.
- 36 SMITH, Steven W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1997. ISBN 0-9660176-3-3.
- 37 SCHWEITZER, III E.O.; HOU, D. Filtering for protective relays. In: *WESCANEX 93. 'Communications, Computers and Power in the Modern Environment.' Conference Proceedings., IEEE*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 15–23.
- 38 AKYILDIZ, I.F. et al. Wireless sensor networks: a survey. *Computer Networks*, v. 38, n. 4, p. 393–422, 2002.
- 39 PERKINS, Charles E. *Ad Hoc Networking*. [S.l.]: Addison-Wesley Professional, 2001.
- 40 IEEE. *IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*.

345 E. 47th St, New York, NY 10017, USA: IEEE Power Engineering Society, 2007. IEEE Std. 802.11. ISBN 0-7381-5656-6.

41 IEEE. *IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANS)*. 345 E. 47th St, New York, NY 10017, USA: IEEE Power Engineering Society, 2002. IEEE Std. 802.15.1. ISBN 0-7381-4671-4.

42 IEEE. *IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*. 345 E. 47th St, New York, NY 10017, USA: IEEE Power Engineering Society, 2007. IEEE Std. 802.15.4. ISBN 0-7381-5584-5.

APÊNDICE A – Listagens

Listagem A.1: Listagem 1

```

function [Rs, Rr, Lm, Lds, Ldr] = estimaParametros(Vs, Is, Ip_In, Cp_Cn...
, Fn, an, Pot, p, Nr, Cat, Rs)

%Estima os parâmetros do circuito equivalente utilizando a folha de dados
%do motor e a resistência do estator.

%
% Entrada:
%   Vn:      Tensão nominal
%   In:      Corrente nominal
%   Ip/In:   Corrente de partida por corrente nominal
%   Cp/Cn:   Conjugado de partida por conjugado nominal
%   Fn:      Frequência nominal
%   cos(an): Fator de potência
%   Pot:     Potência em CVs do motor
%   P:       Número de pólos
%   Veln:    Velocidade nominal
%   Cat:     Categoria
%   Rs:      Resistência do estator
%
% Saída:
%   Rs: Resistencia do Estator
%   Rr: Resistencia do Rotor
%   Lds: Indutancia de Dispersao do Estator
%   Ldr: Indutancia de Dispersao do Rotor

Xs = 2.565;
Xr1 = 1;

Ns = (120*Fn) / p;                                %Velocidade sincrona
Ws = (2*pi*Ns) / 60;

sn = ((Ns - Nr) / Ns);                            %Escorregamento nominal

```



```

%rotor

%%% Resolvendo Eq. 3.31 %%%

Is1 = abs(( Is*(-an)) + ... %Módulo da corrente do estator
( i*Is *sin(-ACan)));
E1 = abs(Vs - abs(Zs * Is1)); %Eq. 3.2
Ip1 = abs(( Ip*(-Cab)) + ... %Módulo da corrente do estator
i*(Ip *sin(-ACab))); %rotor bloqueado
Eb1 = abs(Vs - abs(Zs*Ip1)); %Eq. 3.21
COb = Prb / (Eb1 * Ip); %Eq. 3.28
ACOb = acos(COb);

Im = abs( ( Is*Ip * ( sn*CO*sin(ACOb) - sin(ACO)*COb ) ) / ... %Eq. 3.31
( ( (sn*Is*CO*Eb1)/E1 ) - (Ip*COb) ) );
Ir1 = abs( sqr(( Is*CO)^2 + ( Is*sin(ACO)-Im )^2)); %Eq. 3.32
Xr1 = (E1*( Is*sin(ACO)-Im ))/( Ir1 )^2; %
Xs = ((Xs+Xr1)/2); %Atualiza Xs

end

Rs; %Dados de entrada
Rr = (sn*Pr)/( Ir1 )^2; %
Lm = (E1/Im) / (2*pi*Fn);
Lds = Xs / (2*pi*Fn);
Ldr = Xr1 / (2*pi*Fn);

end

```

APÊNDICE B – Redes de Sensores Sem Fio (RSSF)

B.1 Introdução

Este capítulo apresenta os conceitos fundamentais e as características das redes de sensores sem fio (RSSF). São mostrados exemplos de aplicações das RSSF nas áreas militares, de saúde, meio ambiente e industrial. Também é apresentado, de maneira bastante breve, um comparativo entre as tecnologias de transmissão de dados sem fio.

B.2 Histórico

Os grandes avanços ocorridos na micro-eletrônica, comunicações sem fio, novos materiais e micro-sistemas eletromecânicos (MEMS - *Micro Electro-Mechanical Systems*) permitiram o desenvolvimento de "sensores inteligentes". Segundo Akyildiz *et al.* [38] este termo se aplica a categoria de equipamentos sensores que, além do elemento sensor, possuem alguma capacidade de processamento e comunicação permitindo que sejam utilizados de forma colaborativa em uma rede com grande número de nós.

As RSSF representam uma evolução significativa quando comparadas com os sensores tradicionais. Os sensores tradicionais podem ser posicionados distantes do fenômeno monitorado necessitando de técnicas complexas para separar o dado do ruído inserido pelo ambiente. O posicionamento destes sensores é cuidadosamente planejado e os dados coletados são enviados para uma central que se encarrega de reunir e processar os dados coletados.

Uma RSSF é composta de um grande número de nós sensores que são distribuídos dentro do ambiente monitorado ou bastante próximo a ele. Isto permite que os sensores sejam aleatoriamente distribuídos em locais de difícil acesso tais como florestas, terrenos inacessíveis ou locais de desastres naturais.

Os nós são equipados com um processador e um sistema de comunicação de pequena potência. Isto permite que seja realizado um pré-processamento dos dados coletados e que

os nós da rede trabalhem de maneira cooperativa para enviar os dados a uma central.

Estas características permitem que as RSSF sejam empregadas nas mais diversas áreas. Por exemplo, uma RSSF pode ser utilizada para monitorar o ar ou a água em busca de agentes químicos ou biológicos, identificar concentrações de poluentes, etc.

Para que os nós de uma RSSF possam agir colaborativamente, são necessários protocolos e algoritmos que possibilitem uma comunicação eficiente entre os nós. Muitos dos protocolos e algoritmos utilizados nas redes tradicionais não são adequados para as RSSF. Para ilustrar este ponto Perkins [39] enumera algumas diferenças entre as redes tradicionais e as RSSF.

- o número de nós em uma RSSF pode ser várias vezes maior do que o número de nós de uma rede tradicional;
- os nós em uma RSSF são colocados próximos uns dos outros;
- os nós em uma RSSF estão bem mais sujeitos a falhas que os nós de uma rede tradicional;
- a topologia de uma RSSF pode variar rapidamente;
- os nós de uma RSSF usam o *broadcast* para se comunicar enquanto que os de uma rede tradicional utilizam, principalmente, a comunicação ponto a ponto;
- os nós de uma RSSF possuem quantidade de energia, memória e capacidade de processamento bastante restritas;

Uma das restrições mais importantes dos nós de uma RSSF é com relação ao consumo de energia. Estes nós, via de regra, são equipados com uma fonte limitada de energia e, geralmente, insubstituível.

Enquanto as redes tradicionais têm como principal objetivo atingir uma alta qualidade de serviço (QoS) as redes de sensores tem como requisito a conservação de energia. Visto que os nós de uma rede de sensores são dispostos próximos uns dos outros espera-se que o gasto de energia com a transmissão seja menor. Frequentemente estes dispositivos implementam técnicas que permitem aumentar o tempo de vida destes sensores, por exemplo, diminuindo a taxa de transmissão de dados ou mesmo o intervalo que os dados são enviados.

B.3 Aplicações das RSSF

As redes de sensores podem ser utilizadas em diversas áreas, dentre eles destacam-se: as aplicações militares, monitoramento ambiental, saúde e aplicações comerciais. Nesta seção são

apresentados alguns exemplos de uso das RSSF nestas áreas.

B.3.1 Aplicações militares

A facilidade de instalação dos sensores no campo, a tolerância a falhas e a capacidade de auto-organização fizeram das RSSF a melhor opção para implementação de sensoreamento em aplicações militares. Algumas das principais aplicações militares são:

- monitoramento de tropas, equipamento e munição;
- vigilância do campo de batalhas;
- reconhecimento de tropas inimigas e do terreno;
- monitoramento de tropas, equipamento e munição e
- detecção de ataques químicos e biológicos

B.3.2 Monitoramento ambiental

As RSSF podem ser utilizadas para monitorar um grande número de aplicações relacionadas ao meio ambiente. Dentre estas aplicações podem-se destacar:

- monitoramento de migrações de pássaros, insetos e pequenos animais;
- monitoramento de variáveis ambientais que influenciam a agricultura;
- monitoramento do solo, por exemplo, ao se monitorar a umidade do solo pode-se fazer um planejamento eficaz da irrigação;
- detecção de enchentes e incêndios florestais e
- etc.

B.3.3 Aplicações na área da saúde

As aplicações na área de saúde incluem o monitoramento do estado fisiológico de pacientes, administração de medicamentos, monitoramento de pragas (insetos, pequenos animais), etc.

B.3.4 Aplicações comerciais

Os avanços tecnológicos das redes de sensores podem ser incorporados nos equipamentos domésticos. Os equipamentos domésticos que possuem estes nós sensores incorporados podem interagir uns com os outros e com uma rede externa (Internet) permitindo que os mesmos sejam controlados facilmente local ou remotamente.

Os nós sensores podem ser distribuídos no interior de um edifício para permitir um melhor controle de temperatura e luminosidade permitindo uma utilização mais racional da energia.

B.4 Características das RSSF

Os requerimentos que uma RSSF deve satisfazer depende, em grande parte, da aplicação para a qual a rede foi desenvolvida. Alguns dos requerimentos mais comuns que devem ser satisfeitos ao se projetar uma RSSF são discutidos a seguir.

Endereçamento dos nós. De acordo com cada aplicação pode ser necessário que cada sensor seja endereçado individualmente ou não. Por exemplo, se os sensores estão instalados em peças de uma linha de montagem, pode-se querer saber exatamente de que peça se trata, neste caso é necessário que o endereço do sensor em questão seja único e exclusivo. Por outro lado, sensores monitorando as condições ambientais, temperatura, pressão, umidade, de uma região não precisão ser unicamente identificados já que o que se deseja saber são os dados de toda a região.

Agregação de dados. Redes que geram grandes quantidades de dados podem possuir mecanismos para agrupar e organizar os dados gerados pelos diversos sensores antes de enviá-lo à estação de coleta.

Mobilidade dos sensores. Em algumas aplicações o sensor pode se mover junto com a variável monitorada, por exemplo, os sensores colocados em animais marinhos para registrar rotas de migração.

Escalabilidade. O número de sensores monitorando uma determinada variável pode chegar aos milhares, isto faz com que sejam necessários protocolos de comunicação complexos e exige que a rede tenha a capacidade de se auto organizar. Devido ao grande número de sensores que podem ser utilizados, o custo de produção de cada sensor torna-se muito importante no custo total do projeto.

Tolerância a falhas. Todos os elementos de uma RSSF estão sujeitos a falhas. A rede deve

ser projetada de tal forma que uma falha em um dos nós não prejudique o funcionamento da rede como um todo.

Restrições de Hardware. Os requisitos de hardware que o projeto do sensor deve satisfazer podem variar bastante de acordo com o ambiente e a variável que ele foi construído para monitorar. O equipamento na maioria das vezes possui severas restrições quanto ao seu tamanho e peso o que indiretamente reduz a quantidade de energia disponível, poder de processamento e memória, etc.

Ambientais. O ambiente no qual o equipamento irá operar afeta fortemente o projeto, visto que, determina a forma e o tamanho do sensor, duração da bateria, a forma e a frequência com que os dados são transmitidos, etc.

B.5 **Tecnologias para implementação de RSSF**

Nesta seção são descritas, sucintamente, algumas tecnologias de transmissão de dados sem fio utilizadas na implementação das RSSF, é realizada uma comparação entre estas tecnologias evidenciando as principais características de cada uma.

A Tabela B.1 apresenta um resumo das principais características das tecnologias analisadas. Com base nestes dados foi escolhida a tecnologia utilizada neste trabalho.

Tabela B.1: Comparativo entre tecnologias de comunicação sem fio.

	ZigBee 802.15.4	Bluetooth 802.15.1	Wi-Fi 802.11 b/g	GPRS/GSM/CDMA 1XRTT
Utilização de Recursos	16-32KB	250KB	1MB	16MB
Tempo médio de bateria	100-1.000+	1-7	0,1-5	1-7
Nós por rede	255-65.535+	7	30	1-1.000
Velocidade	250Kbps	1MBps	11-54Mbps	128-2048Kbps
Alcance	75m	10m	100m	1.000m+

B.5.1 **O padrão IEEE 802.11**

O padrão IEEE 802.11, conhecido popularmente como Ethernet sem fio, foi proposto visando estabelecer um padrão para redes locais de computadores sem fio [40]. Seu principal objetivo é estabelecer mecanismos para conexão sem fio rápida, segura, e confiável para troca de dados entre computadores.

Devido aos seus propósitos, esta rede tem algumas características que inviabilizam sua utilização para a grande maioria das aplicações de RSSF. Entre estas características podem-se destacar: grande consumo de energia, alto poder de processamento exigido pelos protocolos, grande quantidade de memória e um número pequenos de nós.

B.5.2 O padrão IEEE 802.15.1

O padrão IEEE 802.15.1 [41] ou Bluetooth é uma especificação industrial iniciada em 1994 pela Ericsson que tinha como principal objetivo estudar uma tecnologia de baixo custo que permitisse a comunicação entre telefones celulares e acessórios utilizando sinais de rádio.

Diferentemente do padrão IEEE 802.11 o Bluetooth foi projetado tendo em vista substituir os cabos de conexão entre equipamentos. Ele provê mecanismos para a conexão e troca de dados entre dispositivos como celulares, notebooks, computadores, fones de ouvido, etc.

Os maiores problemas apresentados pelo Bluetooth na implementação de redes de sensores sem fio são o pequenos número de nós, visto que o principal objetivo deste padrão é a substituição de cabos e o consumo ainda elevado de baterias visto que foi desenvolvido tendo em vista equipamentos com baterias recarregáveis.

B.5.3 O padrão IEEE 802.15.4

O padrão 802.15.4 [42], também conhecido como ZigBee, foi concebido para aplicações necessitam transmitir dados sem fio a pequenas distâncias com pequenas taxas de transferência e que sejam econômicas, tanto do ponto de vista de energia quanto ao preço dos equipamentos. Ele foi projetado para automação em grande escala e controle remoto.

Uma característica interessante deste padrão é a baixa latência, tempo que o sistema vai do estado de dormência para o estado ativo, em torno de 15ms ou menos isto torna as respostas dos nós mais rápidas e permite uma maior economia de bateria já que o equipamento pode permanecer mais tempo no estado de dormência.

Os elementos de uma rede ZigBee podem ser de três tipos: coordenador, roteador e *end-point*. A diferença entre estes elementos é o papel que cada um deles possui dentro da rede o que pode exigir diferentes projetos de hardware.

O *end-point* é o elemento mais simples do ponto de vista da rede, ele possui funções para trocar informações apenas com seu nó pai, um coordenador ou um roteador dependendo da topologia da rede. Como não necessita calcular rotas e nem armazenar informações de rote-

mento pode possuir menos memória e poder de processamento, sendo assim, é mais barato que um coordenador ou roteador.

O roteador age como um dispositivo intermediário. Ele executa funções de roteamento de dados e permite que a cobertura de uma rede seja estendida por áreas maiores.

O coordenador da rede é o elemento da rede que possui o maior número de funções. É função do coordenador criar e gerenciar a rede, armazenar informações relevantes para a gestão da rede além de funcionar como uma ponte para elementos de redes diferentes.

O ZigBee pode trabalhar com três topologias de redes diferentes, são elas: estrela, Figura B.1 (A), árvore, Figura B.1 (B) e malha, figura B.1 (C).

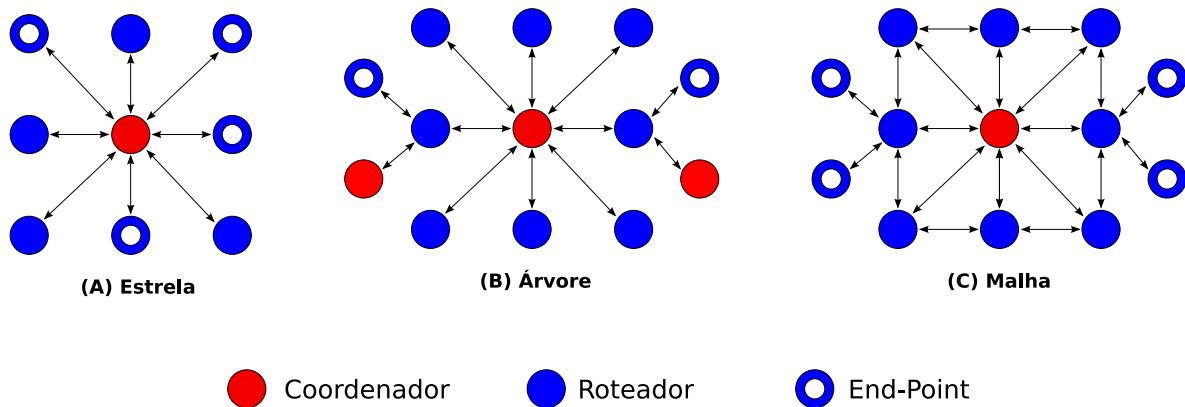


Figura B.1: Topologias das redes ZigBee

A topologia estrela é a mais simples de ser implementada. Esta topologia tem apenas um coordenador e diversos elementos clientes, *end-points*. Ela é indicada para ambientes que possuem poucos obstáculos para a transmissão dos sinais. Sua principal vantagem é a facilidade de implementação e coordenação, baixa utilização de recursos de memória e processamento. Sua principal desvantagem consiste em possuir apenas um coordenador, o que faz com que todos os clientes dependam deste diminuindo o alcance da rede.

A topologia árvore é constituída por um conjunto de redes que se comunicam através de seu elementos roteadores. Esta topologia possuí mais de um elemento coordenador, cada um responsável por uma rede diferente. Como exemplo de aplicação para esta categoria de redes pode-se citar a comunicação entre dispositivos situados em andares diferentes de um edifício. O alcance do sinal desta rede é maior do que o da topologia estrela, visto que um coordenador pode controlar um cliente conectado em outra rede através de uma solicitação a outro coordenador.

A topologia malha é a topologia mais complexa que é implementada pelo ZigBee. Nesta topologia a rede se ajusta automaticamente com a entrada de novos elementos. Esta topologia foi projetada para cobrir grandes áreas e ser altamente tolerante a falhas.

Devido a estas características a tecnologia Zigbee é bastante recomendada para a aplicação de monitoramento de eficiência de motores em ambientes industriais. Assim, esta tecnologia foi uma escolha natural para a implementação da rede de comunicação utilizada neste trabalho.