

DETECÇÃO AUTOMÁTICA DE PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE POR ANÁLISE ESPECTRAL

Venicio Raimundo Veiga Rodeiro

Dissertação de Mestrado submetida
à Coordenação do Curso de
Mestrado em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal da Bahia,
como parte dos requisitos
necessários para obtenção do grau
de Mestre em Ciências no domínio
da Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento de Informação e Energia

Amauri Oliveira, D.Sc.
Orientador

Salvador, Bahia, Brasil.
Dezembro de 2005

DETECÇÃO AUTOMÁTICA DE PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE POR ANÁLISE ESPECTRAL

Venicio Raimundo Veiga Rodeiro

Dissertação de Mestrado Apresentada em Dezembro de 2005

Amauri Oliveira, D.Sc.
Orientador

Amauri Oliveira, D.Sc.
Componente da Banca

André Laurindo Maitelli, D.Sc.
Componente da Banca

Jés de Jesus Fiais Cerqueira, D.Sc.
Componente da Banca

Salvador, Bahia, Brasil.
Dezembro de 2005

Dedicatória

Dedico este trabalho, à minha família, principalmente aos meus pais pelo amor incondicional e pelo apoio em tudo que foi necessário para a minha formação de vida.

Ao meu irmão Vitor pela força e presença e à minha irmã Verônica pelos incentivos e exemplo de dedicação profissional.

À minha “filha” Stefanie, à minha sobrinha Fernanda, à minha afilhada Taísa e ao mais novo futuro afilhado (ou afilhada) por me lembrarem da simplicidade, da facilidade e da alegria de aprender sem medo de errar característicos das crianças.

À minha “esposa” Larissa pela tolerância e compreensão nos momentos de ausência e pelo importante apoio afetivo.

Agradecimentos

Ao meu orientador Prof. Amauri Oliveira, que além do apoio técnico e didático esteve presente em todas as etapas deste trabalho sempre colaborando e dedicando esforços para que alcançássemos o sucesso.

Ao Prof. Luiz Henrique pela recomendação no início do mestrado e por acreditar no sucesso deste mestrado.

Ao Prof. Jês pelas críticas construtivas e pelos conhecimentos compartilhados em máquinas elétricas de indução.

Aos amigos Alberto, Cleber, Gustavo, Milena e Tito, pelo apoio, presença e compartilhamento de conhecimentos.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica e do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da UFBA por toda estrutura e suporte oferecidos.

Ao apoio financeiro concedido pelo PROCES, CAPES, FEP, REDIC e PETROBRAS.

Por fim, agradeço a Deus, pela essência de todas as coisas e por completar o significado deste trabalho.

Resumo

Esta dissertação descreve uma metodologia e um algoritmo que possibilita determinar automaticamente parâmetros específicos dos motores de indução trifásicos (n° de ranhuras, ordem de alguns componentes de frequência significativas, etc). Esses parâmetros são necessários para a determinação eficiente do escorregamento e velocidade. São apresentados também resultados experimentais. O método consiste em detectar os parâmetros específicos do MIT por análise espectral da corrente elétrica fundamentado em equações que relacionam alguns componentes de frequência com estes parâmetros. Usou-se para este estudo ferramentas computacionais como o LABVIEW e MATLAB combinando filtros analógicos e técnicas de Processamento Digital de Sinais. O algoritmo que implementa a metodologia primeiramente detecta os componentes de frequência de excentricidade que oferecem uma estimativa da velocidade. Em seguida, relaciona a localização de alguns componentes de frequência de ranhura com os parâmetros específicos do motor de indução. Avaliar a velocidade possibilita estimar o torque que um motor de indução fornece a partir do seu eixo. Num sistema de elevação artificial de petróleo do tipo BCP isso pode trazer benefícios econômicos para a manutenção desses poços. Dentre algumas vantagens está a de prevenção de falhas no sistema. Embora a velocidade e o torque possam ser medidos por meio de um tacômetro e torquímetro isso implicaria numa tarefa intrusiva, não trivial e muitas vezes economicamente inviável. Uma alternativa é estimar a velocidade através do método da análise do espectro da corrente e em seguida estimar indiretamente o torque com essa velocidade.

Abstract

This work describes a methodology and an algorithm that it makes possible automatically to determine specific parameters of the three-phase induction motor (number of rotor slot, order of some significant components of frequency, etc). These parameters are necessary for the efficient determination of the slip and speed. They are also presented resulted experimental. The method consists of detecting the specific parameters of the MIT for spectral analysis of the electric current based on equations that relate some components of frequency with these parameters. It was used for this study computational tools as LABVIEW and MATLAB combining analogical filters and techniques of Digital Processing of Signals. The algorithm that implements the methodology first detects the components of eccentricity frequency that offer a estimate of the speed. After that, the algorithm relates the localization of some components of frequency of slot with the specific parameters of the induction motor. To evaluate the value of the speed makes possible esteem the torque that an induction motor supplies from its axle. In a system of artificial rise of oil of type BCP this can bring economic benefits for the maintenance of these wells. Amongst some advantages exist the one of prevention of faults in the system. Although the speed and the torque can be measured by means of a tachometer and torquimeter this would imply in a intrusional task, not trivial and many times economically impracticable. An alternative is esteem the speed through the method of the analysis of the spectrum of the current and, after that, indirectly esteem the torque with this speed.

Índice Analítico

1	Introdução.....	1
1.1	Visão Geral	1
1.1.1	Processamento Analógico X Digital.....	1
1.1.2	Objetivo, Metodologia e Princípio Fundamental.....	2
1.1.3	Justificativas, Motivações e Aplicações.....	3
1.1.4	Considerações	4
1.2	Organização do Trabalho	5
2	Bombeio por Cavidades Progressivas (BCP).....	7
2.1	Introdução	7
2.2	Principais Componentes	9
2.3	Problemas Operacionais.....	10
2.4	Sistema de Supervisão BCP.....	11
2.5	Importância da Estimação do Valor da Velocidade e Torque	11
3	O Motor de Indução Trifásico.....	13
3.1	Generalidades	13
3.1.1	Motores CC.....	13
3.1.2	Motores CA.....	13
3.1.3	O MIT com Rotor de Gaiola.....	14
3.2	Estrutura Física Básica do MIT com Rotor de Gaiola	14
3.2.1	O Estator	16
3.2.2	O Rotor.....	17
3.3	Princípio de Funcionamento	18
3.3.1	Campos Magnéticos Girantes:	18
3.3.2	Lei de Lenz	19
3.3.3	O Escorregamento.....	19
3.4	Curva Velocidade X Torque.....	20
3.5	Controle da Velocidade em um MIT.....	21
4	Os Componentes de Freqüência do Espectro da Corrente.....	25
4.1	Introdução	25
4.2	Componentes de Freqüência de Excentricidade	27
4.2.1	A Excentricidade Estática	27
4.2.2	A Excentricidade Dinâmica	28
4.2.3	Comportamento e Equações Relacionados à Excentricidade	29

4.3	Componentes de Frequência de Ranhuras	34
4.4	Estudo das Equações	36
4.4.1	Medida de Velocidade Considerando Constantes os Valores de K e n_w para os Possíveis n_d	36
4.4.2	Influência do Erro de f_{ecc} e de f_l na Determinação da Velocidade.....	38
4.4.3	Influência do Erro de f_{sh} e de f_l na Determinação da Velocidade.....	39
4.4.4	Influência do Erro da Velocidade e de f_l na Localização de f_{sh}	40
4.4.5	Análise das Variações da Velocidade na Posição de f_{sh}	40
4.4.6	Possibilidade de f_{sh} Ser um Múltiplo da Fundamental	41
4.4.7	Possibilidade da Posição de f_{sh} Ser Igual para Motores de Ranhuras Diferentes com o Mesmo Escorregamento	43
4.4.8	Possibilidade da Posição de f_{sh} Ser Igual Para Motores de Ranhuras Diferentes com o Mesmo Escorregamento e o Mesmo n_w :	44
5	Método de Detecção Automática de Parâmetros do MIT.....	47
5.1	Visão Geral do Algoritmo de Detecção Automática	47
5.2	Condicionamento do Sinal e Entrada de Dados	49
5.2.1	Filtro <i>Notch</i>	50
5.2.2	Filtro Passa Baixa ou Anti-Recobrimento	52
5.2.3	Placa de Aquisição, Amplificadores e Entrada de Dados.....	53
5.3	A DFT e a Determinação das Faixas Prováveis de f_{ecc}	54
5.3.1	A DFT	54
5.3.2	A DFT e o Tempo de Amostragem.....	55
5.3.3	A DFT e a Dizimação	56
5.3.4	Faixas de Provável Localização de f_{ecc}	57
5.4	A Localização e Validação dos Componentes de Frequência de Excentricidade.....	57
5.4.1	Critérios de Validação e Análise de Picos Encontrados no Espectro Através da DFT. 57	
5.4.2	Outros Critérios de Validação e Análise de Pico.....	61
5.4.3	Diagrama de Fluxo da Localização dos Componentes de Excentricidade	62
5.5	Estimação do Escorregamento e Velocidade de Rotação	62
5.6	Determinação do Número de Ranhuras	65
5.7	Determinação dos Parâmetros de f_{sh} (K , R , n_d , n_w) mais Significativos	68
6	Resultados experimentais.....	71
6.1	Análise dos Resultados Experimentais.....	72
6.2	Análise Gráfica dos Resultados Experimentais dos Componentes de Excentricidade.....	75
6.3	Análise Gráfica dos Resultados Experimentais dos Componentes de Ranhuras.....	82
7	Conclusões e Perspectivas Futuras.....	87

Referências Bibliográficas.....	89
8 Anexo I	93
Código-Fonte das Rotinas em <i>Matlab</i>.....	93
<i>I.1 DeteccaoAutomatica.m</i>	93
<i>I.2 dft1.m</i>	104
<i>I.3 anali_pico_Geral.m</i>	104
<i>I.4 procura_pico.m</i>	106

Lista de Tabelas

Tabela 6.1: Resultados experimentais do MIT de $R=44$:	73
Tabela 6.2: Resultados experimentais do MIT de $R=28$:	73

Lista de Figuras

Figura 2.1: Bomba BCP	8
Figura 2.2: Sistema BCP	9
Figura 3.1: corte transversal de um MIT destacando o entreferro e as ranhuras do estator e rotor	15
Figura 3.2: Carcaça de um MIT [13]	16
Figura 3.3: Detalhe de um enrolamento trifásico de um MIT [13].....	17
Figura 3.4: Rotor do tipo gaiola de esquilo de um MIT [13].....	17
Figura 3.5: Campo magnético girante em um MIT [13].....	18
Figura 3.6: Curvas torque X velocidade típicas de um MIT [13]	21
Figura 3.7: Diagrama de bloco do controle de velocidade de um MIT com inversor	22
Figura 4.1: Corte transversal num MIT ilustrando a excentricidade estática [16].....	28
Figura 4.2: Corte transversal num MIT ilustrando a excentricidade dinâmica [16]	29
Figura 4.3: Componentes de frequência de excentricidade, f_{ecc}	30
Figura 4.4: Espectro de frequência da corrente com o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2}	33
Figura 4.5: : Espectro de frequência da corrente com o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3}	33
Figura 4.6: Componentes de frequência de ranhuras do motor de indução.	35
Figura 5.1: Fluxograma simplificado do algoritmo de detecção automática	49
Figura 5.2: Espectro do sinal de corrente adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro notch.....	51
Figura 5.3: Espectro do sinal de corrente adquirido do MIT com o condicionamento do filtro notch. ...	51
Figura 5.4: Espectro do Sinal de corrente adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro <i>notch</i> com escorregamento elevado.	52
Figura 5.5: Diagrama do sistema para aquisição dos dados [7][8].....	53
Figura 5.6: Espectro do sinal de corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo com o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3}	55
Figura 5.7: Espectro do sinal de corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de meio segundo com o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3}	56
Figura 5.8: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} , encoberto por ruído.	59
Figura 5.9: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , próxima do múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo.	60

Figura 5.10: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , afastada do múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo.....	61
Figura 5.11: Diagrama de fluxo de localização de f_{ecc}	62
Figura 5.12: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de primeira ordem, f_{ecc-1} de $n_d = -1$	64
Figura 5.13: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de primeira ordem, f_{ecc1} de $n_d = 1$	64
Figura 5.14: Diagrama de fluxo da determinação do nº de ranhuras “R”	66
Figura 5.15: Diagrama de fluxo da determinação dos componentes de frequência mais significativas..	69
Figura 6.1: Foto da bancada de testes	71
Figura 6.2: Diagrama da bancada de testes [7][8].....	72
Figura 6.3: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=44	78
Figura 6.4: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=28	78
Figura 6.5: Gráfico do erro percentual da velocidade em RPM do MIT com R=28.....	79
Figura 6.6: Gráfico do erro percentual relativo da velocidade do MIT com R=28.....	79
Figura 6.7: Gráfico do erro percentual relativo do escorregamento do MIT com R=44.....	80
Figura 6.8: Gráfico do erro percentual relativo do escorregamento do MIT com R=28.....	80
Figura 6.9: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de excentricidade relativas à máxima amplitude no MIT com R=44	81
Figura 6.10: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de excentricidade relativas à máxima amplitude no MIT com R=28	81
Figura 6.11: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=44 calculado através dos componentes de ranhuras de $n_d=0$	84
Figura 6.12: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=28 calculado através dos componentes de ranhuras de $n_d=0$	84
Figura 6.13: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de ranhuras de $n_d=0$, relativas ao mesmo torque, do MIT com R=44.	85
Figura 6.14: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de ranhuras de $n_d=0$, relativas ao mesmo torque, do MIT com R=28.....	85

Lista de Símbolos

- B_{ag} – densidade de fluxo magnético de entreferro;
- E_{f1} – erro na determinação de f_1 ;
- $E_{f_{ecc}}$ – erro na determinação de f_{ecc} ;
- $E_{f_{sh}}$ – erro na determinação de f_{sh} ;
- $E_{n_{Hz}}$ – erro na determinação de n_{Hz} ;
- f_1 – frequência fundamental de alimentação em Hz;
- f_{am} – frequência de amostragem de um sistema discreto, em Hz ou amostras/s;
- f_{ecc} – componentes de frequência de excentricidade;
- f_{ecc1} – componentes de frequência de excentricidade de $n_d=1$;
- f_{ecc-1} – componentes de frequência de excentricidade de $n_d=-1$;
- f_{ecc2} – componentes de frequência de excentricidade de $n_d=2$;
- f_{ecc3} – componentes de frequência de excentricidade de $n_d=3$;
- f_{sh} – componentes de frequência de ranhuras;
- I_{nt} – número inteiro;
- K – número inteiro;
- MMF_{ag} – Força magneto motriz de entreferro;
- n – Velocidade de rotação do MIT;
- n_d – ordem de excentricidade;
- n_{Hz} – velocidade de rotação do MIT em Hz;
- n_{max} – velocidade de rotação máxima do MIT em Hz;
- n_{min} – velocidade de rotação mínima do MIT em Hz;
- n_s – velocidade síncrona em Hz;
- n_w – ordem do harmônico da MMF_{ag} ;
- p – Número de pólos do MIT;
- P_{ag} – permeância magnética do entreferro;
- R – número de ranhuras do MIT;
- s – escorregamento;
- T_{am} – tempo de amostragem em segundos;
- Δf_{sh} – variação na componente f_{sh} em Hz;
- Δn – variação da largura entre dois n_d consecutivos;

- Δn_{Hz} – variação na velocidade em Hz ;
- Δn_{rpm} – variação na velocidade em rpm ;

Lista de Acrônimos

- A/D: Analógico-para-Digital;
- BCP: Bombeio Por Cavidades Progressivas;
- CA: Corrente Alternada
- CC: Corrente Contínua;
- D/A: Digital-para-Analógico;
- DFT: *Discrete Fourier Transform*;
- DFT: *Discrete Fourier Transform*;
- DSP: *Digital Signal Processor*;
- FPB: Filtro Passa-Baixas;
- IA: Inteligência Artificial;
- MIT: Motor de Indução Trifásico;
- PDS: Processamento Digital de Sinais;
- RNS: Redes Neurais Simbólicas;

Capítulo 1

Introdução

1.1 Visão Geral

A técnica de Processamento Digital de Sinais (PDS) aplicada para medições está progressivamente ocupando espaço, cada vez maior nas indústrias. Junto a isso crescem aplicações em sistemas inteligentes que utilizam PDS para diagnósticos de falhas associadas às técnicas de Inteligência Artificial (IA). Outros setores como os da medicina, telecomunicação, geociência, entre outros, também utilizam instrumentos que dependem desta técnica. No cotidiano, aparelhos domésticos, celulares e de entretenimento, principalmente os relacionados com som e imagem digitais, são outros exemplos que permitem identificar a tecnologia do Processamento Digital de Sinais.

Os avanços da ciência estão contribuindo para o surgimento de novos instrumentos que concebem essa técnica, inserindo viabilidade econômica e refinamento tecnológico. Ferramentas computacionais que possibilitam os estudos e aplicações para o processamento digital de sinais como o MATLAB e o LABVIEW (que insere o conceito de instrumentos virtuais com grande flexibilidade e aplicabilidade) são facilitadores notórios que proporcionam agilidade para esses estudos. Conseqüentemente estão surgindo novas alternativas para soluções de problemas que ultrapassam os limites do universo analógico viabilizando medições consideradas até então inviáveis.

1.1.1 Processamento Analógico X Digital

O processamento analógico de sinal recorre ao uso de circuitos analógicos contendo, por exemplo, resistores, capacitores, indutores, amplificadores transistorizados e diodos. Na abordagem analógica (ou de tempo contínuo) a capacidade natural de operar em tempo real é um de seus principais atributos, no

entanto, a vulnerabilidade do sistema em relação a seus parâmetros ao longo do tempo deve ser considerada [1].

O processamento digital de sinal recorre a três elementos básicos de computação: os somadores e multiplicadores (para operações aritméticas), e a memória (para armazenamento). Nessa abordagem não há garantias do instrumento operar próximo do tempo real de acontecimento dos eventos, entretanto a abordagem digital (ou de tempo discreto) possui a vantagem da flexibilidade e repetitividade [1]. Manipulando as informações de forma inteligente e utilizando processadores de alta performance pode-se superar dificuldades criando novas possibilidades para a resolução de problemas e, dentro de certos limites, compensar a perda no tempo de processamento.

Solucionar um problema de processamento de sinais através de uma abordagem analógica ou digital dependerá de alguns fatores como: a aplicação de interesse, os recursos disponíveis e o custo envolvido na construção do sistema. É importante ressaltar que, na prática, sistemas evoluídos envolvendo processamento de sinais são mistos, combinando os recursos desejáveis tanto da abordagem analógica quanto da digital [1].

1.1.2 Objetivo, Metodologia e Princípio Fundamental

Este trabalho tem como objetivo contribuir para a evolução de aplicações na instrumentação utilizando recursos de processamento analógicos e digitais estudados a partir de ferramentas computacionais como o MATLAB e o LABVIEW. Especificamente pretende-se determinar parâmetros do motor de indução trifásico, MIT, e contribuir para a medição do valor da velocidade e do torque, desse motor, através da análise espectral da corrente elétrica.

De forma simplificada a estrutura do sistema é composta de maneira que sensores de efeito Hall, filtros e amplificadores analógicos coletam e condicionam o sinal da corrente elétrica que alimenta o MIT. Este sinal é devidamente convertido para a forma digital e os componentes de frequência são analisados através do processamento digital utilizando a DFT.

O princípio que se fundamenta o método da análise espectral é o aparecimento de componentes de frequências, relacionados com a velocidade, presentes no espectro da corrente elétrica que alimenta o MIT. A velocidade e o escorregamento do rotor estão relacionados com a posição desses componentes através de equações que utilizam parâmetros específicos do MIT.

O estudo abordado nesta dissertação converge para a detecção automática de parâmetros específicos dos Motores de Indução Trifásicos através da análise espectral da corrente elétrica. Os parâmetros específicos referidos são, principalmente, o número de ranhuras do rotor e a ordem de alguns componentes de frequência significativos não divulgados nas informações básicas que os fabricantes fornecem sobre o MIT. Essas informações são imprescindíveis para a autonomia e viabilidade do método proposto para a determinação do valor da velocidade através da análise espectral da corrente.

1.1.3 Justificativas, Motivações e Aplicações

Os motores de indução trifásicos (MIT) são, desde o seu surgimento, bastantes conhecidos e utilizados na indústria em virtude de sua boa performance, robustez, simplicidade, baixo custo e pouca necessidade de manutenção [2][3][4].

A introdução dos inversores de frequência na alimentação dos MIT possibilitou a ampliação de seu uso permitindo o acionamento desses motores com velocidade variável. Também possibilitou o ajuste da frequência, tensão, corrente, velocidade e torque em conformidade com a necessidade da aplicação do MIT. É importante mencionar que o MIT ficou restrito, num primeiro momento, a aplicações de baixo desempenho dinâmico devido à complexidade de seu controle [5].

Um dos complicadores para a viabilidade de aplicações no MIT é o seu elevado grau de não linearidade da dinâmica dificultando a estimação indireta de grandezas mecânicas como velocidade e torque através das grandezas físicas elétricas do motor. Isso muitas vezes conduz a medição de velocidade e torque para uma abordagem de medição feita de forma mais direta.

Em contra partida, instrumentos que possibilitam medidas de forma mais diretas de velocidade e torque como tacômetros e torquímetro são caros, sensíveis e requerem atenção e manutenção especial. Quando estes equipamentos são inseridos no sistema, prejudicam a robustez, a simplicidade e a pouca necessidade de manutenção característica dos MIT. Isso é mais preocupante quando a utilização do MIT é necessária em áreas de risco ou de ambientes agressivos, inviabilizando a instalação destes equipamentos no motor.

Nesse contexto, determinar a velocidade e torque sem a necessidade de medidas mecânicas diretas é importante para a ampliação do uso do MIT, tornando-o ainda mais vantajoso e atraente para as diversas áreas de aplicação.

Motivado pelo desafio de estimar velocidade e torque de uma forma alternativa, confiável, não intrusiva e que não utilize medidas diretas de grandezas mecânicas, este trabalho pretende ajudar na consolidação e no avanço das aplicações em que o MIT é usado.

Mais especificamente, com esse estudo, espera-se contribuir (com uma alternativa economicamente viável e pouco intrusiva) para a medição do valor da velocidade e conseqüentemente, de forma indireta, do torque nos poços de petróleo que utilizam MIT num sistema de elevação artificial do tipo BCP (Bombeio por Cavidades Progressivas). Além disso, todo o processo de análise do espectro da corrente elétrica pode contribuir no diagnostico de falhas dos MIT utilizando técnicas de inteligência artificial.

Atualmente existe, nos poços de petróleo no Brasil que utilizam o sistema BCP movidos por MIT, uma necessidade que é condizente com esse estudo: é necessário conceber um método de medição que, além de medir a velocidade e o torque, seja implementado de forma viável.

1.1.4 Considerações

Dessa forma essa dissertação ajuda a desenvolver um estudo que possibilita a criação e desenvolvimento de tecnologia para soluções de problemas reais. Esses fatos são bastante desafiadores e estimulantes, e propiciam um desenvolvimento acadêmico, técnico, político, social e intelectual

de todos os envolvidos. Em grande parte envolvem-se instituições, empresas, estudantes, professores e profissionais que se comprometem com o desenvolvimento e com o bom resultado das pesquisas.

1.2 Organização do Trabalho

A dissertação está estruturada de maneira a fazer uma apresentação dos tópicos que formam a base de conhecimento necessário para melhor entender os objetivos a serem alcançados e a metodologia usada na detecção automática de parâmetros do MIT para a estimação de velocidade por análise espectral.

Além desta introdução, da lista de referências bibliográficas e do anexo, esta dissertação contém mais cinco capítulos de desenvolvimento e embasamento teórico da proposta para o método de detecção automática de parâmetros específicos do MIT, e mais um capítulo com conclusões e perspectivas futuras. A dissertação está estruturada em capítulos da seguinte forma:

- No Capítulo 2, é apresentado o sistema de Bombeio por Cavidades Progressivas (BCP) abordando aspectos conceituais e estruturais básicos para o entendimento da necessidade e da importância desse estudo aplicado ao caso.
- No Capítulo 3, são expostos os principais elementos do MIT com a intenção de inserir informações relevantes para o entendimento do método proposto nessa dissertação.
- No Capítulo 4, são apresentadas a fundamentação teórica e as equações básicas sobre os componentes de frequência de excentricidade e ranhura, em que se baseia o método de detecção automática dos parâmetros específicos do MIT. São analisadas as equações utilizadas no algoritmo de detecção automática relacionando, os componentes de frequência e os parâmetros, com o escorregamento e com a velocidade, analisando também os possíveis erros inseridos na manipulação das equações.
- No Capítulo 5, é apresentado o método de detecção automática de parâmetros do MIT utilizando os componentes de frequência de

excentricidade e ranhura. O algoritmo de detecção é apresentado de uma forma simplificada e posteriormente são detalhados os recursos utilizados e as etapas relevantes para o seu entendimento. Também são abordados os problemas encontrados na implementação do método de detecção com os respectivos tratamentos ou soluções aplicados na prática.

- No Capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais possibilitando uma visão geral dos resultados alcançados.
- No Capítulo 7, são apresentadas a conclusão do trabalho, uma avaliação do algoritmo de detecção automática e suas expectativas.

Capítulo 2

Bombeio por Cavidades Progressivas (BCP)

2.1 Introdução

Os métodos de elevação artificial são mecanismos que utilizam energia externa para elevar o petróleo do subsolo do poço até as instalações na superfície.

O sistema de bombeio por cavidades progressivas (BCP) é um método de elevação artificial utilizado em poços de petróleo não muito profundos (até 2000 m), bombeando com eficiência fluidos com alta e baixa viscosidade, óleos parafínicos e fluidos com areia [6]. Este método teve início no Brasil em 1983 em fase experimental. Teve rápida difusão devido à simplicidade e eficiência na elevação de fluidos viscosos.

A ação do bombeio é realizada por uma bomba que trabalha imersa no fundo do poço. O bombeio funciona devido à composição geométrica do rotor e estator que forma uma serie de cavidades herméticas e idênticas como ilustra a Figura 2.1. O rotor é uma peça de aço em forma de espiral macho, revestido por uma camada de cromo para reduzir o efeito da abrasão. O estator é confeccionado em material macio, normalmente um elastômero, moldado na forma de espiral fêmea, com uma espira a mais do que o rotor [6].

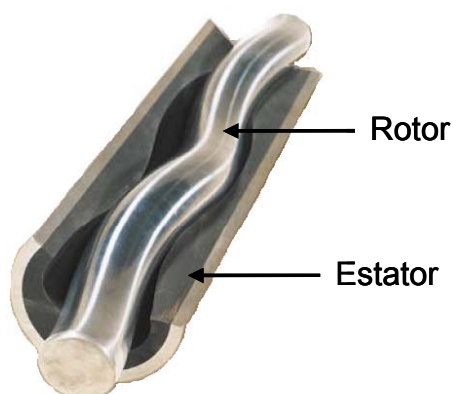


Figura 2.1: Bomba BCP

O nome dado ao sistema (Bombeio por Cavidades Progressivas) é sugestivo devido a seu princípio de funcionamento, pois o rotor ao girar no interior do estator originando um movimento axial das cavidades, progressivamente, no sentido da sucção para a descarga, realizando o bombeio [6]. O acionamento da bomba pode ser originado na superfície sem necessidade de válvulas e transmitido à bomba por hastes ou originado diretamente no fundo do poço por meio de acionador elétrico ou hidráulico acoplado à bomba [7][8].

Na superfície há um cabeçote, com redução, acionado por motor elétrico por meio de correias e polias. A princípio, usavam-se apenas estas polias para adequar a velocidade da bomba [7][8]. Atualmente conta-se também com a aplicação do inversor na variação da velocidade do motor. O sistema BCP possui torque uniforme favorecendo uma considerável redução no fator de potência favorecendo a economia de energia. O equipamento tem um tamanho menor, comparado a outros sistemas de bombeamento, oferecendo facilidades no transporte e manuseio [6].

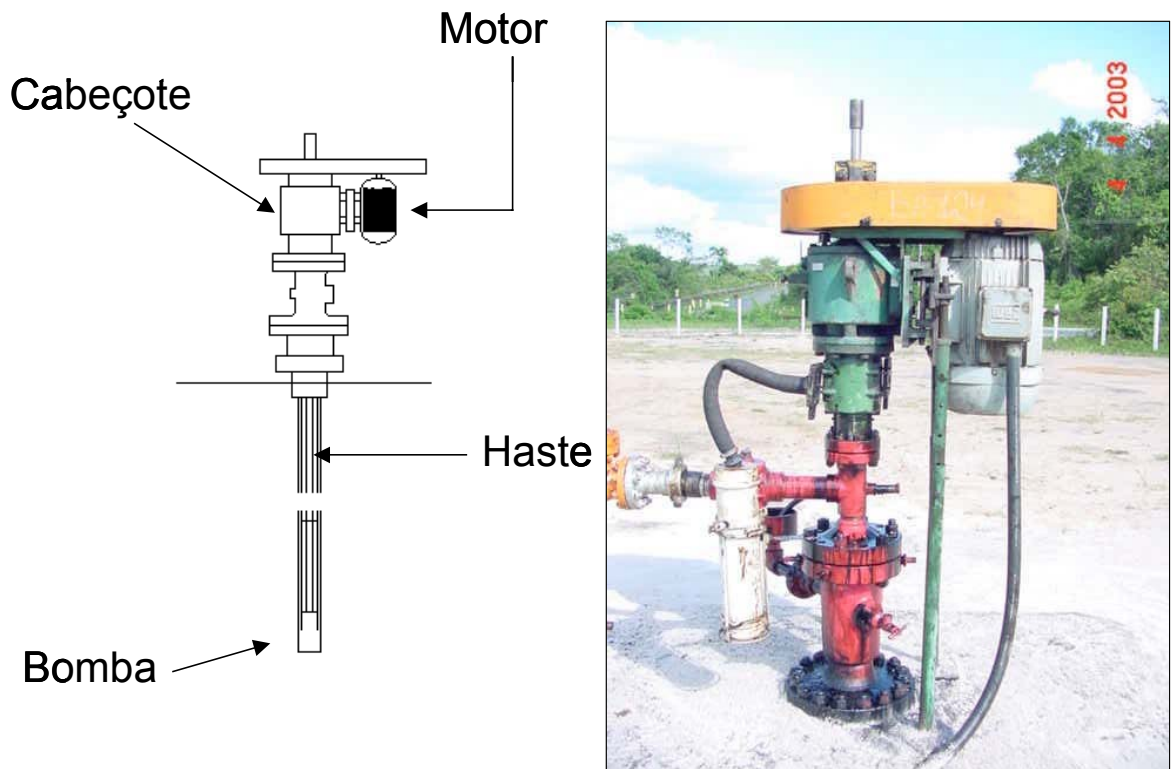


Figura 2.2: Sistema BCP

2.2 Principais Componentes

Os principais componentes do BCP podem ser constituídos de quatro partes principais [9]:

- Cabeça de acionamento;
- Coluna de hastes e de tubos;
- Bomba de fundo (rotor e estator);
- Outros equipamentos.

Na Figura 2.2 é ilustrado um sistema BCP destacando algumas partes importantes. Analisando de uma forma simplificada, a cabeça de acionamento é responsável pela transferência de energia de rotação do motor (elétrico ou de combustão) para o torque na coluna de hastes. As hastes, por sua vez, transmitem o movimento de rotação à bomba de fundo. Com o movimento rotacional do rotor os fluidos são levados para a superfície, de forma não

pulsante e numa determinada vazão [9]. Outros equipamentos que compõem o sistema são: quadro elétrico e o varidor de velocidade. No quadro elétrico os equipamentos são importantes para o fornecimento de energia elétrica e proteção. O variador de velocidade permite mudanças na rotação do motor sendo em alguns casos um equipamento bastante completo, composto de dispositivos automáticos (incluindo inversores) que possibilitam o controle e monitoramento contínuo do poço podendo dispensar a instalação do quadro elétrico [9].

2.3 Problemas Operacionais

O interesse desse estudo está relacionado ao torque e à velocidade que o motor de indução trifásico, MIT, proporciona ao sistema BCP. Neste subitem são abordados os problemas causados na operação desses poços, principalmente nos que se referem ao torque e a velocidade com que o MIT transfere energia para o sistema.

A coluna de hastes deve suportar uma combinação de dois esforços: carga axial e torque. O excesso de torque na coluna de haste responsável pelo movimento da bomba pode partir a correia do motor e, inclusive, romper as próprias hastes, paralisando a produção do poço. Corrigir este problema pode levar semanas e causar grandes prejuízos com a reposição de equipamento, contratação de mão de obra especializada e especialmente com a perda de produção devido à paralisação do poço [7][8].

O torque em valores baixos, por outro lado, causa fator de potência baixo na instalação do motor e pode significar falta do fluido na bomba, o que danifica o elastômero do estator. Isso também traz consequências que podem paralisar o poço para manutenção e reparos. Neste caso, com a identificação em tempo hábil do problema, poderia se corrigir a situação com a diminuição da rotação do motor através de comando ao inversor.

A prévia detecção de falhas permite um planejamento oportuno da manutenção preventiva e corretiva do sistema, de modo a atenuar os impactos provocados pelas paradas de operação e de reduzir os custos de manutenção [7][8].

2.4 Sistema de Supervisão BCP

Atualmente o nível de automação dos poços aumentou significativamente devido à evolução dos sistemas de controle inteligentes e a redução dos preços para implantação de novas tecnologias. É destacável também o uso do inversor no controle da velocidade do motor que permitiu adequar a condição de maior eficiência de bombeamento com o menor desgaste da bomba.

A automação nos poços de petróleo é uma realidade irreversível e cada vez mais evolui e se consolida. A Petrobrás possui no recôncavo baiano dezenas de poços com bombeamento BCP ligados a um Sistema de Gerenciamento de Poços de Petróleo Automatizados (SPGA) [7][8]. Esse sistema possui três níveis de gerenciamento:

- Nível 1 – Tem-se um CLP atuando diretamente no poço com sensores e atuadores. O motor é comandado através de um inversor.
- Nível 2 – Um sistema supervisor inteligente recebe as informações do CLP via rádio. Neste nível ocorre o monitoramento do conjunto de poços.
- Nível 3 – Onde são feitas as análises, diagnósticos, ações de correção e melhoria dos sistemas de elevação. Neste nível são adicionadas informações de custo, informações econômicas, histórico do poço, além das fornecidas pelos CLP's.

Técnicas de Inteligência artificial (IA), como, por exemplo, Redes Neurais Simbólicas (RNS) e Lógica Fuzzy, são utilizadas para aplicações do conhecimento de especialistas em engenharia de petróleo, particularmente no nível1 de gerenciamento [7][8].

2.5 Importância da Estimação do Valor da Velocidade e Torque

Tendo em vista que o MIT é a máquina elétrica que gera o torque para o movimento da bomba, controlá-lo e monitorá-lo é muito valioso para a supervisão desses poços. Além de evitar que a haste se rompa e que a bomba rode vazia,

espera-se também que se possa agir decisivamente na prevenção de acidentes com grande incremento na qualidade da manutenção preventiva [7][8].

Dessa forma reforça-se a importância da estimação da velocidade e do valor do torque para o sistema BCP, que permite atenuar os impactos provocados pelas paradas de produção e reduzir os custos de manutenção.

Devido a não linearidade da dinâmica do MIT existe uma dificuldade em estimar através de grandezas elétricas as grandezas mecânicas como o torque e a velocidade. Instalar instrumentos que medem estas grandezas diretamente no eixo do motor, como o torquímetro e o tacômetro, não é uma tarefa simples. Trata-se de inserir um equipamento pouco robusto e de alto custo, principalmente levando-se em conta que deve ser instalado na superfície do poço, ao ar livre e sujeito à ação do tempo [7][8]. Assim não se tem informação adequada sobre o torque e a velocidade no motor.

Na intenção de contribuir para a supervisão de poços BCP o método de estimação do torque por meio da velocidade através da análise do espectro de corrente é apresentado como uma opção. A leitura da corrente é fornecida através de um sensor de efeito hall que envolve o condutor que alimenta uma das fases do motor de indução. Este método possui a vantagem de não precisar interferir na estrutura mecânica do equipamento no poço [7][8].

Em relação à estimação do torque por esse método pode-se dizer que: oferece precisão satisfatória, praticamente sem intrusão no sistema, mas requer uma análise complexa [7][8].

Pode-se então avaliar as vantagens que esta estimação poderia trazer ao sistema em termos de eficiência e segurança, sendo aplicada de forma não intrusiva no sistema de poços que utilizam o MIT.

É importante mencionar também que este método pode transcender esta aplicação específica, criando novas possibilidades de aplicações (em diversas áreas) para o versátil e robusto MIT.

Capítulo 3

O Motor de Indução Trifásico

Neste capítulo são abordados os principais aspectos conceituais e estruturais que envolvem o Motor de Indução Trifásico (MIT); com a finalidade de inserir conceitos relevantes para o entendimento dos assuntos discutidos nessa dissertação.

3.1 Generalidades

O motor elétrico é uma máquina que tem como função transformar a energia elétrica em energia mecânica, servindo como um elemento de transdução entre a energia da rede elétrica e o sistema mecânico acionado [12] [13].

Os tipos mais comuns de motores elétricos podem ser divididos em dois grupos que diferem pela forma como a alimentação da energia é feita. São eles: o grupo dos motores de corrente contínua (CC) e o dos motores de corrente alternada (CA).

3.1.1 Motores CC

Os motores CC são de custos mais elevados e normalmente indicados para situações em que a velocidade precise ser ajustada numa faixa ampla e o controle necessite de grande exatidão e flexibilidade.

3.1.2 Motores CA

Os motores CA são os mais utilizados e boa parte desta utilização é devido à simplicidade e facilidade na ligação deste à rede de alimentação que normalmente também é alternada. Os principais tipos de motores trifásicos são o assíncrono e o síncrono.

O motor síncrono funciona com velocidade fixa relacionada com a frequência de alimentação. Este motor é utilizado para grandes potências, pois, seu alto custo para tamanhos menores desestimula sua aplicação.

Já o motor assíncrono ou de indução funciona, como o nome sugere, através do princípio da indução eletromagnética e de forma não síncrona com a rede de alimentação, variando ligeiramente a velocidade em função da carga.

3.1.3 O MIT com Rotor de Gaiola

O MIT referido nessa dissertação está no grupo dos motores de corrente alternada, mais especificamente dentro dos subgrupos trifásico, assíncrono e de gaiola. Este motor possui a característica de boa performance, robustez, simplicidade, baixo custo e pouca necessidade de manutenção, tornando-se o motor mais utilizado e preferido nas indústrias [2][3][4].

Devido à complexidade de seu controle o MIT, num primeiro momento, ficou limitado a aplicações de baixo desempenho dinâmico devido à complexidade de seu controle [5].

A introdução dos inversores e a evolução do controle no MIT possibilitaram a ampliação das utilizações desses motores que já disputam espaços com o motor de corrente contínua em algumas aplicações.

3.2 Estrutura Física Básica do MIT com Rotor de Gaiola

Fundamentalmente o MIT é composto de duas partes: o estator e o rotor.

O estator recebe diretamente a tensão elétrica trifásica que gera a corrente nos seus enrolamentos. O rotor não é alimentado de forma direta pelo sistema externo e as correntes que circulam nele são geradas por indução eletromagnética pelo estator

Em relação a aspectos mecânicos, pode-se dizer que o estator é a parte estática que envolve o rotor e o rotor a parte móvel, de formato cilíndrico, que contem o eixo de rotação do motor. Entre o estator e o rotor existe um espaço

físico denominado de entreferro. A Figura 3.1 ilustra, de forma simplificada, um corte transversal num MIT destacando o entreferro, o estator e o rotor juntamente com as suas respectivas ranhuras:

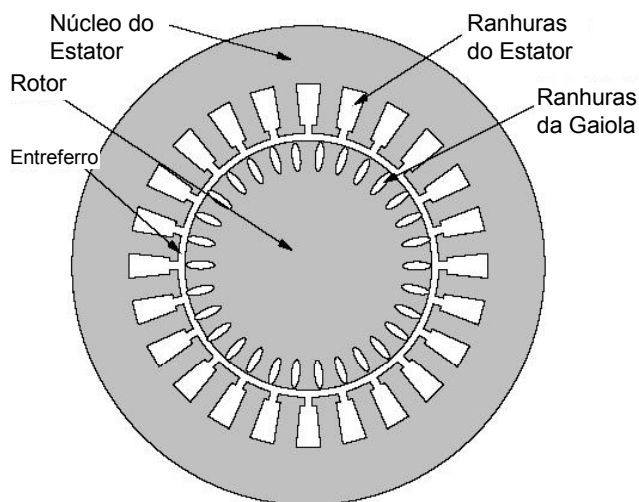


Figura 3.1: corte transversal de um MIT destacando o entreferro e as ranhuras do estator e rotor

No entreferro o campo magnético é gerado, tanto pelas correntes do estator quanto pelas correntes induzidas do rotor, possibilitando as interações eletromagnéticas que originam o torque.

A interação dos efeitos eletromagnéticos com as perturbações causadas pelas ranhuras do rotor e pelas imperfeições de excentricidade no entreferro são fatos que gerarão componentes de frequências no espectro da corrente de linha do estator e que serão abordadas com mais detalhes posteriormente. Esses fatos são muito importantes para a compreensão do método proposto nessa dissertação: análise do espectro da corrente para levantar automaticamente parâmetros específicos do motor como o número de ranhuras e as ordens de componentes de frequência relacionados com a velocidade e torque do MIT.

Tomando como base os motores construídos pela empresa Weg S.A., seguem algumas características físicas e construtivas dos MIT referentes ao estator e rotor retiradas dos manuais de especificações:

3.2.1 O Estator

É composto basicamente pela carcaça, núcleo de chapas e enrolamento primário.

A carcaça é a estrutura de suporte do conjunto ver Figura 3.2. Sua construção é robusta e normalmente constituída de ferro fundido, aço ou alumínio injetado, resistente à corrosão e com aletas.

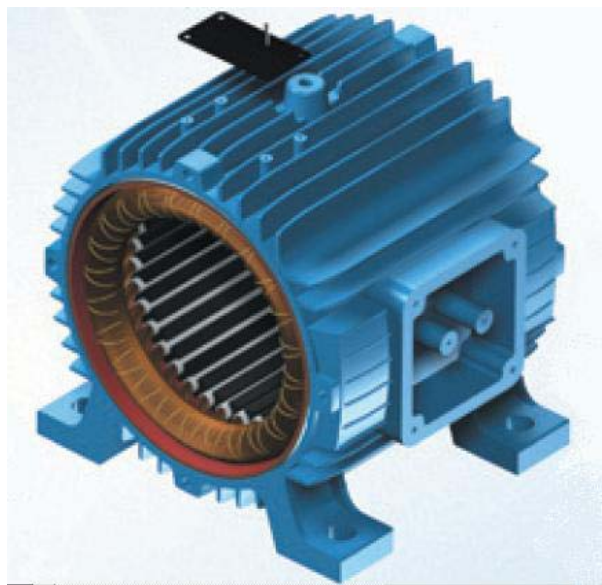


Figura 3.2: Carcaça de um MIT [13]

O núcleo de chapas tem a função de potencializar a densidade de campo magnético e ao mesmo tempo reduzir ao máximo as perdas por corrente parasitas. Sua constituição é na forma de chapas de aço magnético (isoladas umas das outras) tratadas termicamente para reduzir ao mínimo as chamadas perdas no ferro.

O enrolamento trifásico é constituído por três conjuntos iguais de bobinas (ver detalhe na Figura 3.3), uma para cada fase, formando um sistema trifásico ligado à rede trifásica de alimentação. Através da arrumação física, o enrolamento dos condutores tem a função de criar um campo magnético girante.

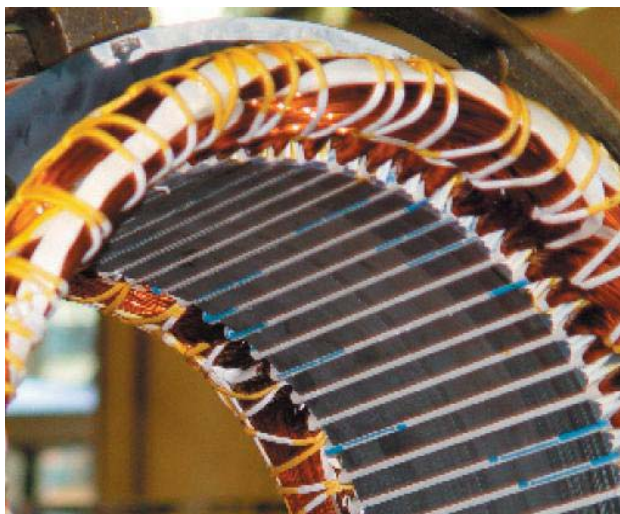


Figura 3.3: Detalhe de um enrolamento trifásico de um MIT [13]

3.2.2 O Rotor

O rotor, do tipo gaiola (ou gaiola de esquilo), possui um formato que se assemelha a uma gaiola de esquilo (ver Figura 3.4) e é constituído por um conjunto de condutores (barras) não isoladas e interligadas por anéis de curto-circuito [2][13]. Este conjunto está imerso em um núcleo de chapas que possuem as mesmas funções das do estator. O eixo do rotor também faz parte deste conjunto e é responsável pela transferência de potencia mecânica desenvolvida pelo motor. O eixo é tratado termicamente para evitar problemas como empenamento e fadiga [13].

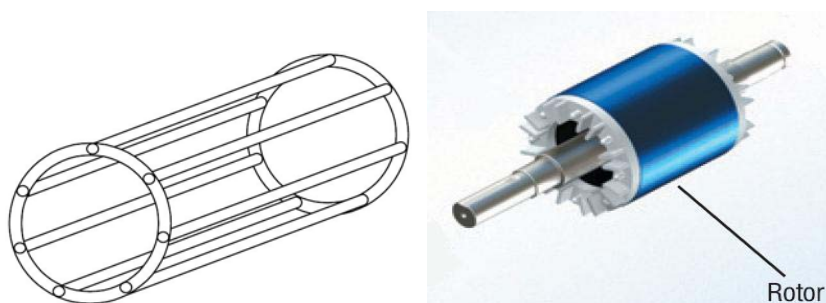


Figura 3.4: Rotor do tipo gaiola de esquilo de um MIT [13]

3.3 Princípio de Funcionamento

Para entender o funcionamento de um MIT é necessário conhecer algumas teorias básicas presentes no princípio de funcionamento das máquinas de indução de corrente alternada e comportamentos característicos.

3.3.1 Campos Magnéticos Girantes:

A compreensão do funcionamento das máquinas de corrente alternadas polifásicas pode ser alcançada através do estudo do campo magnético produzido por um enrolamento polifásico [4]. Este enrolamento pode estar organizado no estator de tal forma a produzir um efeito rotórico entre as resultantes dos campos magnéticos.

Em uma máquina de indução trifásica, os enrolamentos das fases individuais são deslocados de 120 graus elétricos ao longo da circunferência do entreferro [4].

A arrumação do enrolamento combinado com o efeito das correntes elétricas da alimentação trifásica faz surgir no entre ferro um campo magnético resultante giratório, representado graficamente na Figura 3.5 em seis instantes sucessivos. O campo resultante será a soma gráfica dos três campos, gerados pelas três fases, no instante considerado [13].

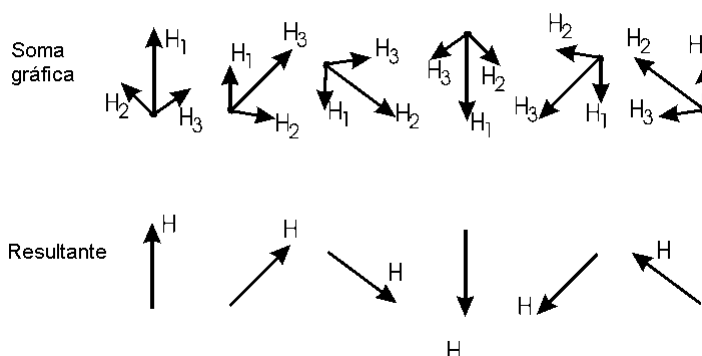


Figura 3.5: Campo magnético girante em um MIT [13]

Considera-se que o campo do fluxo magnético está girando numa velocidade correspondente à frequência aplicada ao estator e dividida pelo número de par de pólos do enrolamento do estator. Essa velocidade é chamada de velocidade síncrona, n_s , e é descrita em (3.1) em que f_1 é a frequência de alimentação e p é o número de pólos.

$$n_s = \left(\frac{f_1}{p/2} \right) \quad (3.1)$$

3.3.2 Lei de Lenz

O princípio de funcionamento do motor de indução também pode ser entendido, em parte, como uma aplicação da LEI DE LENZ:

“Em todos os casos de indução eletromagnética, uma fem induzida fará com que a corrente circule em um circuito fechado, num sentido tal que seu efeito magnético se oponha à variação que a produziu” [3].

No MIT a fem induzida surgirá no rotor pela variação do fluxo magnético ocasionado pelo campo girante originado no estator. Essa fem é induzida no circuito fechado do rotor (ou induzido) gerando correntes induzidas que por sua vez geram campos magnéticos. Esses campos magnéticos, obedecendo a Lei de LENZ, são tais que se opõem à variação do fluxo original produzindo o torque que mantém girando o rotor.

3.3.3 O Escorregamento

No motor de indução, a velocidade do rotor não poderá ser igual à do campo girante do estator, pois, se isso ocorresse não haveria mais geração de correntes induzidas e, conseqüentemente, desapareceria o efeito magnético rotórico necessário a manter o rotor girando [2].

Dessa forma o rotor deve “escorregar” em velocidade a fim de que se produza torque [3]. Essa diferença de velocidade entre o campo girante e o rotor é um importante aspecto do MIT que também é chamado de motor assíncrono

devido a essa característica, ou seja, motores que não possuem rotação síncrona com a do campo indutor [2].

Um parâmetro fundamental de medida de velocidade, muito utilizado nas diversas equações matemáticas que envolvem os MIT, é o escorregamento, s . Chama-se de velocidade de escorregamento a diferença entre a velocidade síncrona, n_s , ou do campo girante e a velocidade do rotor n . O escorregamento, expresso em (3.2) é a fração de rotação que o rotor perde a cada rotação do campo girante, ou seja, a razão entre a velocidade de escorregamento e a velocidade síncrona:

$$s = \left(\frac{n_s - n}{n_s} \right) \quad (3.2)$$

Freando o rotor, a velocidade de rotação do mesmo diminui, aumentando assim as variações de fluxo e, com estas, o valor das correntes induzidas. Esse aumento cria maior torque, necessário para equilibrar o efeito do freio. Essa variação de velocidade e escorregamento em função da carga é uma característica marcante e de grande utilidade para o entendimento do funcionamento e aplicações do MIT.

3.4 Curva Velocidade X Torque

A curva velocidade versus torque de um MIT é uma das características usadas para selecioná-lo em uma determinada aplicação geral.

O desenvolvimento do rotor de dupla - gaiola criou uma versatilidade para os projetos dos motores de indução que conduziu a uma variedade de característica torque versus velocidade. Modificando a construção das ranhuras do rotor a curva torque velocidade também se modifica provocando variantes que resultam em torques e correntes de partidas maiores ou menores e que

influenciam no rendimento do motor [3][14]. Para distinguir-se entre os vários tipos disponíveis de MIT, a Associação Brasileira de Normas Técnicas, com base de estudos da NEMA (National Electrical Manufacturer's Association), adotou um sistema de código alfabético, no qual cada tipo de motor de indução de rotor em gaiola que é construído se situa numa certa categoria (classes) designada por uma letra [14].

A Figura 3.6 ilustra a curva torque versus velocidade típicas para as varias classes (categorias) de motor de indução de gaiola que variam com os detalhes de construção das ranhuras do rotor [3].

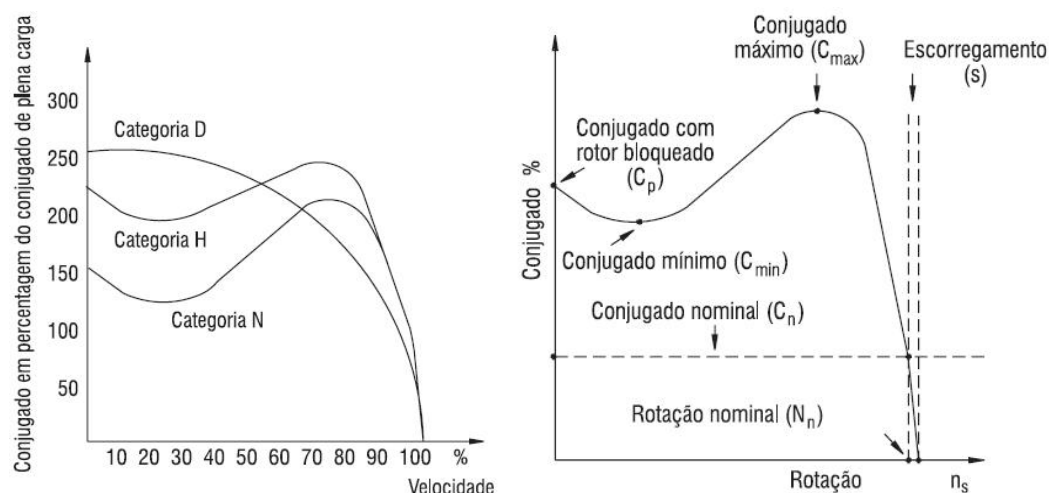


Figura 3.6: Curvas torque X velocidade típicas de um MIT [13]

Pode-se notar no gráfico da Figura 3.6 que, em certos trechos, a velocidade percentual e o torque tem relação quase linear possibilitando uma estimativa do torque em função da velocidade ou escorregamento juntamente com informações de pontos da curva fornecido pelo fabricante.

3.5 Controle da Velocidade em um MIT

Em muitas aplicações industriais do MIT, a característica da velocidade variar ligeiramente dentro de uma certa faixa é desejável. No entanto, existem

algumas aplicações (por exemplo, transportadoras, guindastes e elevadores) em que a possibilidade de controlar a velocidade é extraordinária [14]. Pelo fato do MIT de rotor de gaiola possuir a construção do rotor fechada e não acessível qualquer controle possível deve ser exercido através do estator. Uma opção é alterar a frequência de alimentação no estator. À medida que a frequência aumenta ou diminui, a velocidade síncrona também acompanha, o que proporciona um controle satisfatório de velocidade [14]. Um método eletrônico que atualmente está sendo muito utilizado é o do uso do inversor. O inversor é utilizado para transformar uma fonte de corrente contínua em uma fonte de corrente alternada. Devido à fonte de corrente contínua não está normalmente disponível, é necessário fornecer uma potência gerada através do uso de circuitos eletrônicos apropriados. A Figura 3.7 ilustra um diagrama de blocos deste esquema eletrônico de controle de velocidade de um motor de indução trifásico [14]. É importante observar que este é um dos poucos métodos que estão disponíveis para se obter o controle da velocidade para o altamente robusto motor de indução de gaiola [14].

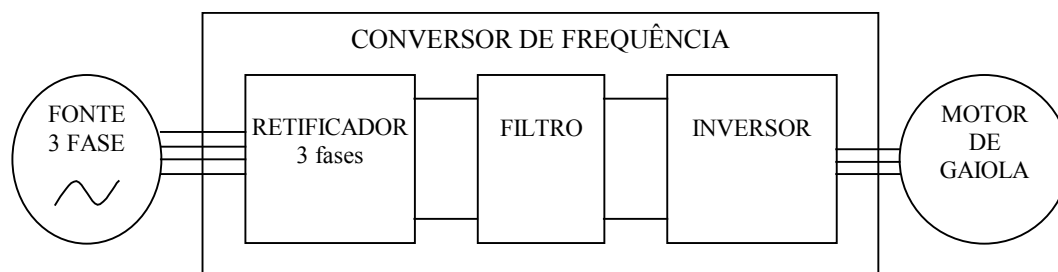


Figura 3.7: Diagrama de bloco do controle de velocidade de um MIT com inversor

O método proposto nessa dissertação analisa o espectro de corrente e, assim sendo, qualquer geração de harmônicos deve ser avaliada. Neste controle através do inversor a natureza das tensões de linha é retangular implicando a geração de harmônicos [14]. Os harmônicos pares não existem e o terceiro harmônico é cancelado quando as tensões de fase se compõem para formar as tensões de linha [14]. No entanto, dentre os harmônicos o que se destaca é o

quinto, que deve aparecer com amplitude cinco vezes menor que a fundamental [14]. Dessa forma a análise do espectro de frequência deve levar em consideração esse fato.

Capítulo 4

Os Componentes de Frequência do Espectro da Corrente

Neste capítulo são apresentadas a fundamentação teórica e as equações básicas sobre os componentes de frequência de excentricidade e ranhura que surgem no espectro da corrente elétrica. É importante mencionar que na literatura, em [10][15][16][17], sobre análise de espectro da corrente elétrica nos MIT é muito comum referi-se a “harmônicos” ao invés de “componentes de frequência”. Nessa dissertação optou-se muitas vezes pela expressão “componentes de frequência” com o intuito de não oferecer uma falsa idéia de que os componentes de frequência são múltiplos inteiros de uma frequência fundamental.

O método de detecção automática dos parâmetros específicos do MIT se baseia nestes componentes de frequência. São analisadas as equações que relacionam a posição dos componentes de frequência com a velocidade, o escorregamento, o número de ranhuras e de pólos do MIT, analisando também os possíveis erros inseridos na manipulação das mesmas.

4.1 Introdução

Os componentes de frequência do espectro de corrente do estator, no motor de indução, estão relacionados com a velocidade de rotação do rotor, com o número de ranhuras do rotor e com o número de pares fundamentais de pólo da máquina [17]. Estes componentes surgem de variações na permeância do entreferro, P_{ag} , que, interagindo com a força magneto motriz de entreferro MMF_{ag} , produz uma densidade de fluxo magnético de entreferro B_{ag} [10].

A distribuição da densidade de fluxo no entreferro é a base para o entendimento de como esses componentes de frequências surgem. Para analisar essa distribuição é considerada a abordagem de campos girantes no entreferro [15]. Sabendo que a densidade de fluxo é o produto da permeância específica e da força magneto motriz, as ondas de densidade de fluxo, de permeância e da força magneto motriz também são relacionadas da mesma forma e expressas em (4.1) [15]:

$$B_{ag} = P_{ag} \times MMF_{ag} \quad (4.1)$$

Note que se o espectro da permeância e o da força magneto motriz sofrerem perturbações isso se refletirá na distribuição de densidade de fluxo no entreferro.

As possibilidades de surgirem componentes de frequência no espectro da corrente elétrica podem ser devido a contribuições dos [15]:

- Harmônicos da frequência fundamental,
- Harmônicos da força magneto motriz do estator e do rotor,
- Harmônicos de permeância no rotor e estator,
- Harmônicos de permeância de excentricidade no entreferro,
- Harmônicos de permeância devido à saturação.

O campo magnético no entreferro resultante de todas as interações eletromagnéticas, conforme em (4.1) , é bastante complexo. No entanto, para facilitar o entendimento, pode-se analisá-lo segundo as contribuições individuais de cada harmônico de permeância e da força magneto motriz [14].

As variações na permeância de entreferro são causadas principalmente através das perturbações das ranhuras e excentricidade do rotor. De princípios fundamentais, pode ser mostrado que os resultados destes efeitos na corrente do estator são expressos pela equação (4.2) que representa os componentes de frequências, f_{sh} , em função de alguns parâmetros específicos do motor [10]:

$$f_{sh} = f_1 \left((k \cdot R + n_d) \left(\frac{1-s}{p/2} \right) + n_w \right) \quad (4.2)$$

em que: f_{sh} é o componente de freqüência de ranhura ou excentricidade do rotor; f_1 é a freqüência fundamental de alimentação do MIT; s é o escorregamento; R é o número de ranhuras do rotor; p é o número de pólos; $K = 0, 1, 2, 3, \dots$ (valor inteiro); n_d é a ordem da excentricidade; n_w é a ordem do harmônico da MMF_{ag} (força magneto motriz) [10].

Na equação (4.2) percebe-se claramente a dependência do componente de freqüência f_{sh} apenas em função do escorregamento quando fixados os demais parâmetros. Entretanto, os componentes de freqüência descritos por (4.2) não estão presentes na corrente elétrica para todas as combinações de p e de R dos MIT [17].

4.2 Componentes de Freqüência de Excentricidade

Os componentes de freqüência de excentricidade surgem, no espectro da corrente elétrica, devido a imperfeições no rotor e estator que levam a uma não uniformidade na espessura do entreferro. A excentricidade pode ser considerada de dois tipos: estática ou dinâmica.

4.2.1 A Excentricidade Estática

A excentricidade estática é caracterizada por ter o centro de rotação do rotor numa posição fixa e deslocada do centro do estator como ilustra a Figura 4.1 [16], em que: R_s é o raio do estator, R_r é o raio do rotor e a é a distância entre o centro do rotor e do estator. Assim a espessura mínima do entreferro não muda de posição em função da rotação do rotor. Essa excentricidade pode ser causada pelo posicionamento incorreto do rotor [15]. Sendo a carcaça do motor montada

de forma suficientemente rígida, o nível de excentricidade estática não deve mudar com o uso [15].

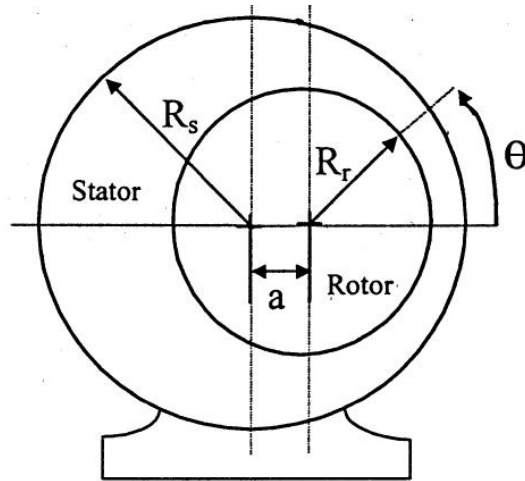


Figura 4.1: Corte transversal num MIT ilustrando a excentricidade estática [16]

4.2.2 A Excentricidade Dinâmica

Na excentricidade dinâmica o centro do rotor não está fixo em relação ao do estator e a distância mínima do entreferro gira com o rotor como ilustra a Figura 4.2 [15]. Isso pode acontecer se o eixo for excêntrico com respeito ao rotor, e os rolamentos forem concêntricos com respeito ao estator, então o centro do rotor muda de posição com a rotação [16]. A excentricidade dinâmica é função do espaço e do tempo. Essa excentricidade também pode ser causada por dobramento da carcaça (*bent-shaft*), ressonância mecânica em velocidades críticas, ou desgaste devido ao uso (*bering wear*) [15].

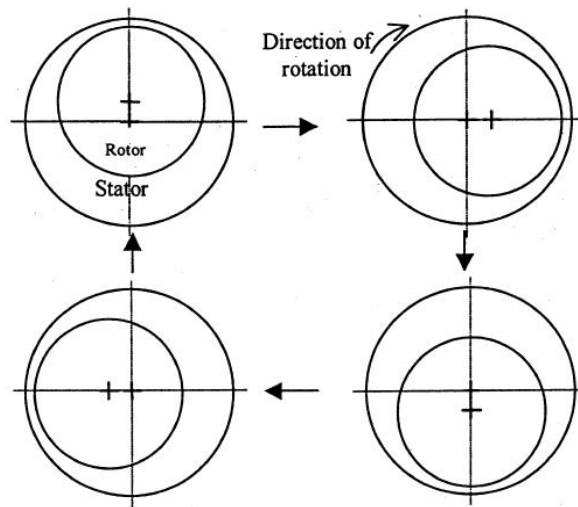


Figura 4.2: Corte transversal num MIT ilustrando a excentricidade dinâmica [16]

4.2.3 Comportamento e Equações Relacionados à Excentricidade

Os componentes de frequência de excentricidade próximos da fundamental, f_1 , podem ser localizados, no espectro da corrente elétrica, substituindo $k=0$, $n_d=\pm 1$, $n_w=1$ em (4.2), resultando em (4.3):

$$f_{ecc} = f_1 \left(1 \pm \left(\frac{1-s}{p/2} \right) \right) \quad (4.3)$$

Para $n_d=-1$ o componente de frequência de excentricidade se localizará antes da fundamental, f_1 , e será nomeada de f_{ecc-1} . Para $n_d=1$ o componente deverá estar, de forma simétrica, após f_1 e será nomeada de f_{ecc1} .

No método para relacionar um componente de frequência de ranhura particular a partir de (4.2), além de f_1 e do número de pólos, p , é necessário conhecer n_d , n_w , e R . Estes parâmetros dependem de características estruturais da máquina que em geral são desconhecidos. Nessa situação os componentes

de frequência de excentricidade, próximas da frequência fundamental f_1 , possibilitam uma opção de método para a determinação desses parâmetros.

Na Figura 4.3 encontram-se os componentes de frequência de excentricidade f_{ecc-1} e f_{ecc1} , obtidas em experimentos realizados em laboratório com o MIT, que estão simetricamente dispostas nas laterais da frequência fundamental f_1 . Elas são localizadas através de uma aquisição do sinal da corrente do estator combinando filtros analógicos com processamento digital de sinal. O condicionamento do sinal e outros detalhes do processamento do sinal serão comentados no capítulo 5.

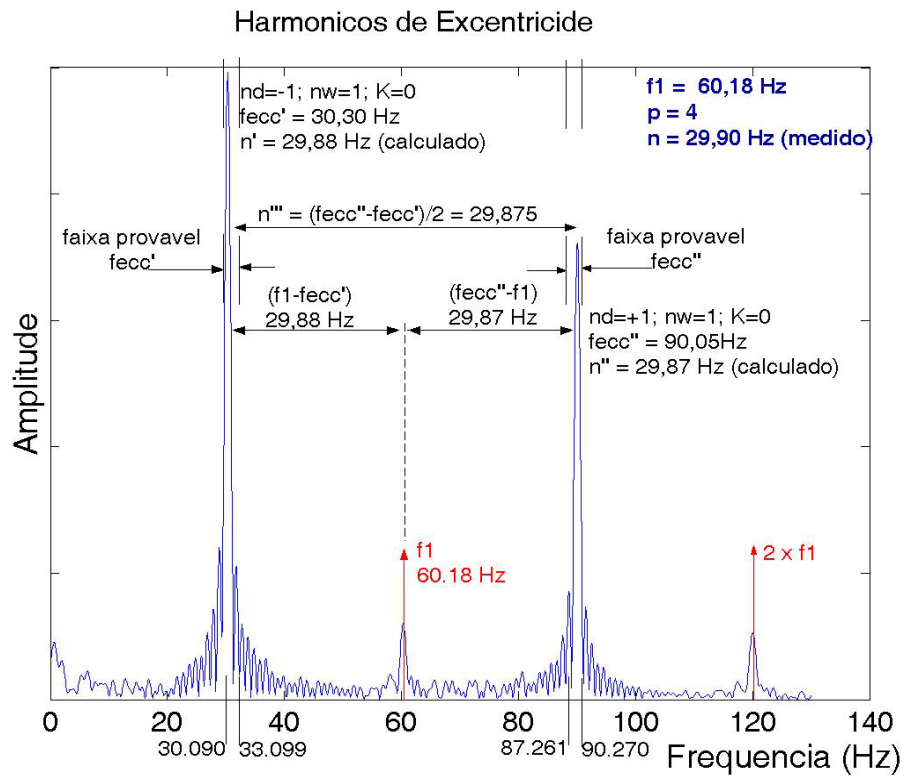


Figura 4.3: Componentes de frequência de excentricidade, f_{ecc} .

A localização do componente de excentricidade f_{ecc} relacionado com (4.3) fornece o valor do escorregamento, s , sem a necessidade do conhecimento do número de ranhuras, R . Na equação (4.4), deduzida de (4.3), o escorregamento, s , é destacado em função de f_{ecc} e dos demais parâmetros:

$$s_{f_{ecc}} = 1 \pm (p/2) \cdot \left(\frac{f_{ecc \mp 1}}{f_1} - 1 \right) \quad (4.4)$$

Combinando (3.1), (3.2) e (4.3) pode-se deduzir (4.5). A equação (4.5) associa diretamente a distância entre os componentes de frequência de excentricidade (f_{ecc-1} ou f_{ecc1}) e a fundamental, f_1 , com a velocidade de rotação, n_{Hz} . É importante esclarecer que quando o texto se referir à velocidade de rotação do MIT deve-se entender como frequência de rotação do eixo do motor, sendo sua unidade fornecida em Hertz (Hz) ou, como é mais comum na prática, em rotações por minuto (rpm).

$$n_{Hz} = |f_{ecc \pm 1} - f_1| \quad (4.5)$$

Esta estimativa do escorregamento, s , ou da velocidade, n_{Hz} , através dos componentes de excentricidade, em algumas situações de operações do MIT, não é exata. Ainda assim, a estimativa de n_{Hz} , possibilita o uso de (4.2) na localização de componentes de frequência em outras regiões. Dessa maneira R , K , n_d e n_w podem ser estimados num algoritmo que testa seus possíveis valores e retorna os parâmetros mais significativos associados aos componentes de frequência localizados numa região de frequências mais altas. Nessas regiões K é fixado em um e os componentes de frequências recebem o nome de componentes de frequência de ranhuras. O processo de detecção automática do algoritmo será comentado com mais detalhe posteriormente no capítulo 5.

Na prática, os componentes de frequência de excentricidade, próximos de f_1 com $n_d = \pm 1$, nem sempre são detectáveis com confiabilidade. No entanto, percebeu-se, nos testes realizados em laboratório, o surgimento de outros componentes que podem ser localizadas substituindo em (4.2) os valores: $k=0$; $nw=1$; $nd=2$ ou $nd=3$. Cada um desses componentes de ordem 2 e 3 mostraram-

se detectáveis em condições particulares, normalmente, quando f_{ecc-1} e f_{ecc1} possuíam amplitudes baixas, distorções ou quando o motor operava com altas cargas ou com escorregamentos próximo de zero.

Os componentes de excentricidade de ordem dois, $n_d=2$, serão nomeados de f_{ecc2} e o de ordem três, $n_d=3$, de f_{ecc3} . A equação (4.5) pode ser generalizada para os componentes de excentricidade manipulando (3.1), (3.2) e (4.2), para $k=0$ e $n_w=1$, resultando em (4.6):

$$n_{Hz} = \frac{f_{ecc}(n_d) - f_1}{n_d} \quad (4.6)$$

Na Figura 4.4 é ilustrado o espectro da corrente com o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , do motor de indução de 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.90 \text{ Hz}$, sem carga, alimentado com $60,18 \text{ Hz} / 220 \text{ V}$ por um inversor. Entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de frequência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de $\pm 4 \text{ rpm}$ em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro; em verde encontra-se o múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo do componente f_{ecc2} .

No espectro da Figura 4.5 é ilustrado o componente de frequência de terceira ordem, f_{ecc3} , para as mesmas condições anteriores do MIT.

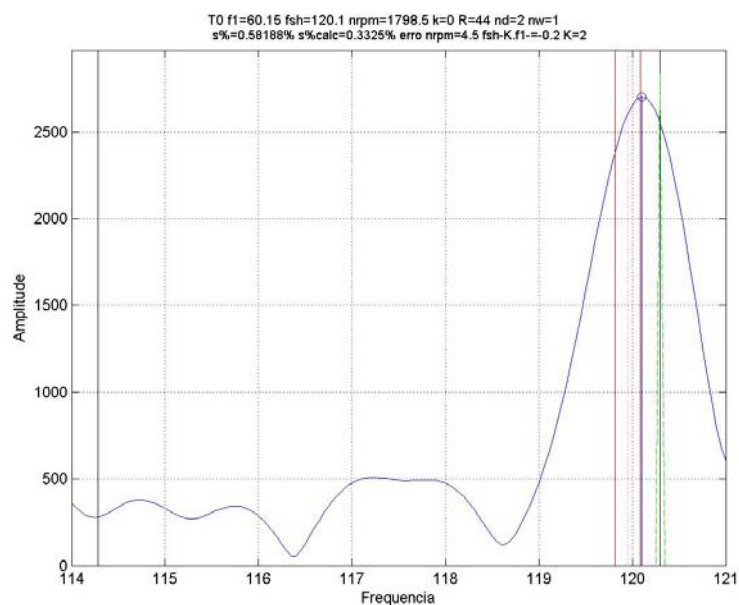


Figura 4.4: Espectro de frequência da corrente com o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} .

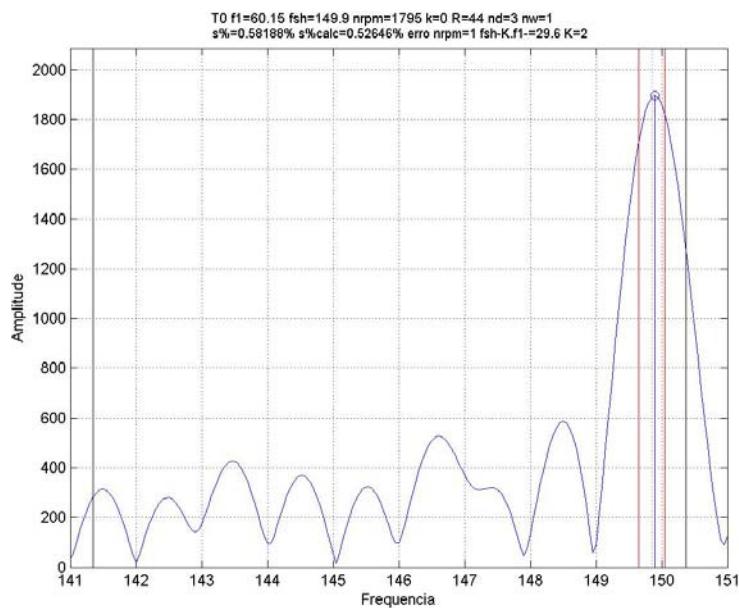


Figura 4.5: : Espectro de frequência da corrente com o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} .

4.3 Componentes de Frequência de Ranhuras

Os componentes de frequência de ranhuras, quando existirem, são localizadas no espectro da corrente elétrica do MIT através de (4.2) substituindo $k=1$. Nessa situação percebe-se, diferentemente dos componentes de excentricidade, que esses componentes mantêm relação com o número de ranhuras, justificando seu nome.

Combinando (3.1), (3.2) e (4.2) chega-se em (4.7) que relaciona a velocidade de rotação, n_{Hz} , do MIT com f_{sh} e os demais parâmetros específicos.

$$f_{sh} = (k \cdot R + nd) \cdot n_{Hz} + f_1 \cdot nw \quad (4.7)$$

O espectro na Figura 4.6, obtido em experimentos realizados em laboratório com o MIT, ilustra alguns componentes de frequência de ranhura do espectro da corrente de um motor de indução de 2 cv, 4 pólos, 44 ranhuras no rotor e alimentado por um inversor. O inversor fornece uma tensão de alimentação trifásica a 220 V e frequência fundamental, f_1 , de 60,18 Hz. A velocidade, n_{Hz} , do motor é 29,9 Hz (entende-se por velocidade, n_{Hz} , do motor como sendo sua frequência de rotação).

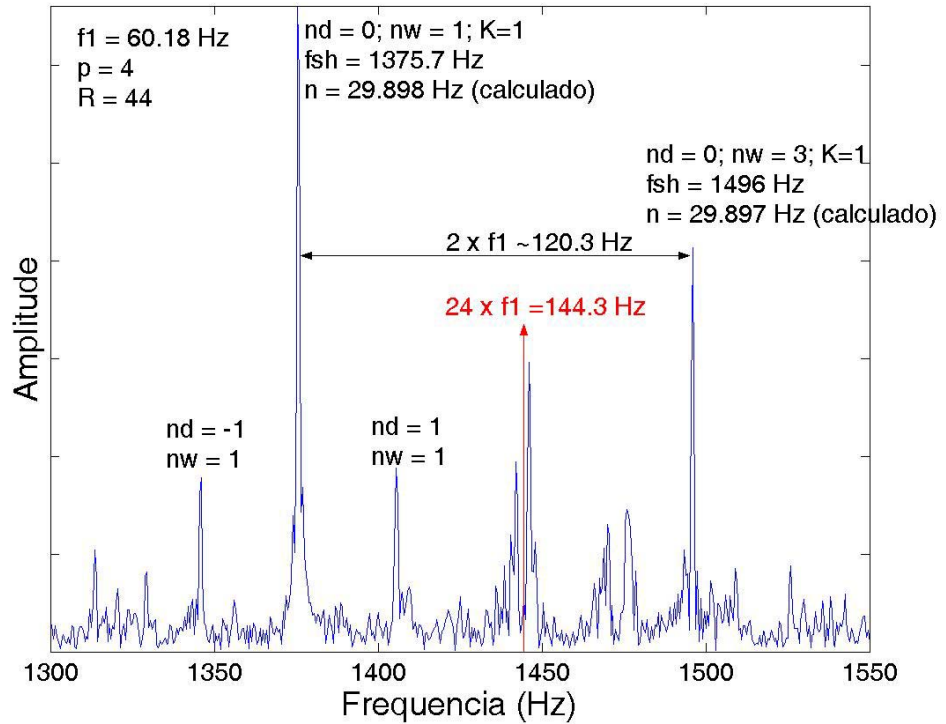


Figura 4.6: Componentes de frequência de ranhuras do motor de indução.

Pode-se observar que, para um valor particular de n_d , componentes de frequência, com valores seqüências de n_w ($n_w = \pm 1; \pm 3; \pm 5$), surgem deslocados entre si de múltiplos exatos de $2x f_1$ (na Figura 4.6 destacam-se $n_w = 1$ e $n_w = 3$). Esta periodicidade dos componentes de frequência pode ser usada numa técnica de estimação espectral eficiente citada na referência [10] para a determinação do escorregamento e velocidade do MIT.

Tipicamente, o componente de frequência, comumente denominado na literatura [10][15][16][17] de harmônico de ranhura com $k=1$ e $n_d=0$ (excentricidade estática) ou $n_d=1$ (excentricidade dinâmica) são muito evidentes [10]. Neste caso, ilustrado pela Figura 4.6, os componentes resultantes de $n_d=0$ são mais fortes.

As equações (4.2) e (4.7), e a localização de componentes de frequência significativos em função de parâmetros específicos (R, K, n_d, n_w) são a base para estimação do escorregamento e velocidade através do método da análise espectral.

Reorganizando (4.2) e (4.7) pode-se obter (4.9):

$$s = 1 - \frac{\left(\frac{f_{sh}}{f_1} - n_w\right) \cdot \frac{p}{2}}{K \times R + n_d} \quad (4.8)$$

$$n_{Hz} = \frac{f_{sh} - f_1 \cdot n_w}{(k \cdot R + n_d)} \quad (4.9)$$

Sendo assim, destaca-se a importância do estudo do comportamento dos componentes de freqüência e de se conceber um método para a determinação dos parâmetros específicos dos MIT como R , K , n_d , n_w dos componentes mais significativos. No Capítulo 5 será detalhado o algoritmo de detecção automática dos parâmetros do MIT que levará em consideração os aspectos discutidos nesse capítulo.

4.4 Estudo das Equações

Os subitens que se seguem detalharão os aspectos mais importantes sobre os componentes de freqüência, f_{sh} , baseados em (4.2) e (4.7) em função de seus parâmetros. O comportamento dos componentes de freqüências serão estudados e as equações (4.2) e (4.7) serão avaliadas e manipuladas no intuito de alertar ou evidenciar possibilidades de cometer erros na determinação de parâmetros dos MIT para o método de detecção automática.

4.4.1 Medida de Velocidade Considerando Constantes os Valores de K e n_w para os Possíveis n_d

Através de (4.7) e localizando os componentes de freqüência de mesmo K e n_w pode-se determinar a velocidade de rotação do MIT. Para isso, Considera-se

a posição de f_{sh} em função dos possíveis n_d ($\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$), $f_{sh}(n_d)$, e utilizando (4.7) para calcular a diferença entre dois $f_{sh}(n_d)$ pode-se deduzir (4.10):

$$n_{Hz} = \frac{f_{sh}(n_{d1}) - f_{sh}(n_{d2})}{(n_{d1} - n_{d2})} \quad (4.10)$$

A equação (4.10) também pode ser usada para os componentes de excentricidade pois é um caso particular em que $K=0$.

Perceber o quanto varia a distância entre dois componentes de freqüência é importante para avaliar a resolução espectral necessária para poder medir velocidade em função da posição de componentes de freqüências utilizando equações como em (4.10).

Através de (4.10) pode-se constatar que as distâncias mínima e máxima entre dois componentes de freqüência de n_{d1} e n_{d2} consecutivos é estimada pelas respectivas velocidades mínima, n_{min} ($s=0,10$), e máxima, n_{max} ($s=0$), que o MIT pode assumir, pois a diferença entre n_{d1} e n_{d2} é 1 e a distância entre os componentes de freqüência fica apenas em função da velocidade de rotação do motor, n_{Hz} .

Sendo assim conhecendo f_1 e p , e admitindo que o MIT trabalhe entre uma faixa de escorregamento de 0 a 10% e combinando (3.1) (3.2) tem-se:

$$n_{max} = 2 \cdot \frac{f_1}{p} \quad (4.11)$$

$$n_{min} = 1,8 \cdot \frac{f_1}{p} \quad (4.12)$$

De (4.11) e (4.12) percebe-se que a variação da distancia entre dois componentes de freqüência de mesmo K e n_w para dois n_d consecutivos é pequena podendo ser expressa por :

$$\Delta n = 0,2 \cdot \frac{f_1}{p} \quad (4.13)$$

Sendo assim, para um motor de 4 pólos alimentado por $f_1=60Hz$ a variação da largura fica por volta de $\Delta n=3Hz$ distante entre dois componentes de freqüência de n_d consecutivo de no máximo $30Hz$ e no mínimo $27Hz$. Percebe-se que se a freqüência de alimentação, f_1 , cair para a metade, $f_1=30Hz$, a variação também será menor $\Delta n=1,5Hz$ distante entre dois componentes de freqüência de no máximo $15Hz$ e no mínimo $13,5Hz$. Esses fatos são importantes para prever as faixas de provável localização dos componentes de freqüência e também entender o comportamento dos mesmos.

4.4.2 Influência do Erro de f_{ecc} e de f_1 na Determinação da Velocidade

Estimar a velocidade em função da localização dos componentes de freqüência de excentricidade necessita de atenção especial para os erros cometidos tanto na determinação do valor d e f_{ecc} quanto de f_1 .

Através de (4.6) pode-se deduzir que o erro máximo em n_{Hz} , E_{nHz} , em função do erro em f_{ecc} , E_{fecc} , e do erro em f_1 , E_{f1} , é:

$$E_{nHz} = \left| \frac{E_{fecc}}{n_d} \right| + \left| \frac{E_{f1}}{n_d} \right| \quad (4.14)$$

Percebe-se através de (4.14) que os erros tanto em f_{ecc} quanto em f_1 se refletirão na velocidade divididos pelas respectivas ordem de excentricidade, n_d . Para se ter idéia da ordem de grandeza de medidas práticas, supondo que os

erros em f_{ecc1} e f_1 sejam de $0,05\text{Hz}$ e utilizando a equação (4.14) com $n_d=1$, chega-se à possibilidade do valor de $0,1\text{Hz}$ de erro na velocidade. Multiplicando por 60, para transformar a unidade de Hz em rpm , o valor do erro equivale a 6 rpm .

Diante desses fatos reforça-se a importância de inserir o máximo de qualidade e precisão nas medidas dos valores tanto de f_{ecc} quanto de f_1 .

4.4.3 Influência do Erro de f_{sh} e de f_1 na Determinação da Velocidade

A influência do erro do erro na localização de f_{sh} e de f_1 para estimação da velocidade do MIT diminuem bastante comparados com os valores obtidos através de f_{ecc} .

Da mesma forma que foi analisada a influência de f_{ecc} e f_1 anteriormente pode-se, através de (4.7), deduzir que o erro máximo em n_{Hz} , E_{nHz} , em função do erro em f_{sh} , E_{fsh} , e do erro em f_1 , E_{f1} :

$$E_{nHz} = \left| \frac{E_{fsh}}{K \cdot R + n_d} \right| + \left| \frac{E_{f1} \cdot n_w}{K \cdot R + n_d} \right| \quad (4.15)$$

Percebe-se através de (4.15) que os erros tanto em f_{sh} quanto em f_1 se refletirão na velocidade divididos por fatores bem maiores que em (4.14). Para efeito comparativo com f_{ecc} , supondo que os erros em f_{sh} e f_1 sejam de $0,05\text{Hz}$ e utilizando a equação (4.15), chega-se à possibilidade do valor de $0,000227\text{Hz}$ de erro na velocidade para valores típicos de parâmetros de f_{sh} ($K=1; n_d=0; n_w=1$), para um motor de 44 ranhuras ($R=44$). Multiplicando por 60, para transformar a unidade em rpm , o valor do erro equivale a aproximadamente $0,0136 \text{ rpm}$.

Pode-se perceber que o erro na f_{sh} comparado com o erro na f_{ecc} é aproximadamente, a depender do componente analisado, dividido pelo número

de ranhuras, R . Assim, nota-se a vantagem de optar em determinar a velocidade em frequências mais altas através de f_{sh} .

4.4.4 Influência do Erro da Velocidade e de f_1 na Localização de f_{sh}

Estimando o valor da velocidade pode-se prever as possíveis localizações dos componentes de frequência, no entanto é preciso considerar os erros que a não exatidão da velocidade pode causar.

Utilizando a equação (4.7) pode-se deduzir que o erro máximo em f_{sh} , E_{fsh} , em função do erro em n_{Hz} , E_{nHz} , e em f_1 , E_{f1} é:

$$E_{fsh} = (K \cdot R + n_d) \cdot |E_{nHz}| + |E_{f1}| \cdot n_w \quad (4.16)$$

A equação (4.16) permite antecipar que na tentativa de prever a localização dos componentes de ranhuras, f_{sh} , através da velocidade, deve-se considerar principalmente o erro na velocidade, E_{nHz} , que é multiplicado por um fator próximo do número de ranhuras, pois $K=1$.

4.4.5 Análise das Variações da Velocidade na Posição de f_{sh}

A análise da variação da velocidade refletindo na variação da posição de f_{sh} é uma importante informação que permite antecipar a menor variação na frequência necessária para se estimar a velocidade com uma sensibilidade mínima estabelecida.

De maneira análoga ao item anterior pode-se, através de (4.7), analisar a variação na velocidade em Hertz, Δn_{Hz} , refletindo na variação da posição de f_{sh} , Δf_{sh} :

$$\Delta f_{sh} = (K \cdot R + n_d) \cdot \Delta n_{Hz} \quad (4.17)$$

Considerando a velocidade de rotação medidas em *rpm* a equação (4.17) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta f_{sh} = \frac{(K \cdot R + n_d)}{60} \cdot \Delta n_{rpm} \quad (4.18)$$

Para valores típicos dos parâmetros ($K=1; n_d=0$) e considerando motores com $R=28$, $R=44$ e $R=54$, para cada variação de $1rpm$ na velocidade do motor a variação da posição de f_{sh} é respectivamente $0,467Hz$, $0,733Hz$, $0,900Hz$. Com isso é possível ter uma noção da menor variação no espectro de frequência para obter precisão nas medidas de velocidade através da análise espectral.

4.4.6 Possibilidade de f_{sh} Ser um Múltiplo da Fundamental

A possibilidade de f_{sh} ser um múltiplo da fundamental pode ser prevista analisando (4.2).

A primeira possibilidade, se existir, é quando o escorregamento é muito próximo de zero. Para prever esta possibilidade substitui-se $s=0$ em (4.2) e verifica-se apenas se parte desta equação, descrita por (4.19), é um número inteiro.

$$I_{nt} = \frac{(K \cdot R + n_d)}{p/2} \quad (4.19)$$

Sendo I_{nt} um número inteiro f_{sh} confunde-se com um múltiplo da fundamental para valores de escorregamentos muito próximos de zero.

Pode-se prever o valor múltiplo da fundamental somando-se n_w a I_{nt} caso esse exista utilizando (4.20).

$$f_{sh} = f_1 \times (I_{nt} + n_w) \quad (4.20)$$

As outras possibilidades, se existirem, estão compreendidas até escorregamentos próximos de 10% devido à faixa máxima de escorregamento prevista para o MIT que trabalha em condições aceitáveis. O valor do novo número inteiro mais próximo deve ser uma unidade menor que o calculado por (4.19). Nesta situação o escorregamento, s , será definido como s_{Int2} e representará um possível valor de escorregamento que proporciona uma coincidência do posicionamento de f_{sh} com um possível múltiplo da fundamental, f_1 .

Para se calcular o novo múltiplo de f_1 admite-se, no caso de I_{nt} calculado por (4.19) não ser um número inteiro, que o valor de I_{nt} seja o inteiro superior mais próximo. Utilizando (4.2) e desprezando n_w encontra-se (4.21):

$$I_{nt2} = I_{nt} - 1 = \frac{(K \cdot R + n_d) \cdot (1 - s_{Int2})}{p/2} \quad (4.21)$$

Combinando (4.19) e (4.21) chega-se a (4.22) :

$$s_{Int2} = \frac{p}{2 \times (K \cdot R + n_d)} \quad (4.22)$$

Considerando $n_d=0$ e $K=1$ em (4.23):

$$S_{Int2} = \frac{p}{2 \cdot R} \quad (4.23)$$

A equação (4.22) e (4.23) possibilitam a previsão de situações em que um determinado componente de frequência confunda-se com um possível harmônico da fundamental, f_1 .

4.4.7 Possibilidade da Posição de f_{sh} Ser Igual para Motores de Ranhuras Diferentes com o Mesmo Escorregamento

Um dos problemas a ser resolvido pelo método proposto no capítulo 5 é a determinação do número de ranhuras através da equação (4.2) ou (4.7) conhecendo-se o valor do escorregamento ou velocidade estimado pelos componentes de excentricidade.

Sendo assim é preciso considerar uma situação crítica em que o escorregamento é próximo de zero (note que s não pode ser zero devido ao princípio de funcionamento do motor de indução). Fixando o valor de K em um ($K=1$), visto que é nesse valor que o mesmo será utilizado para se determinar a ranhura, e considerando esta situação crítica, pode-se prever a possibilidade de não garantir a determinação segura do número de ranhuras do rotor pelo método.

Para esta análise será definido:

f_{sh1} ; $R1$; n_{w1} e f_{sh2} ; $R2$; n_{w2} como sendo os parâmetros específicos de dois MIT diferentes, tendo em comum, s ; p ; e n_d .

Utilizando (4.2) para compor a diferença entre f_{sh1} e f_{sh2} chega-se a equação (4.24):

$$f_{sh1} - f_{sh2} = f_1 \times \left\{ (R1 - R2) \times \left(\frac{1}{p/2} \right) + (n_{w1} - n_{w2}) \right\} \quad (4.24)$$

Admitindo que exista uma tolerância no erro ao determinar a posição de f_{sh} permitindo considerar a igualdade entre f_{sh1} e f_{sh2} , pode-se então chegar à equação (4.25):

$$(R2 - R1) \times \left(\frac{1}{p/2} \right) = n_{w1} - n_{w2} \quad (4.25)$$

Sabendo que n_w pode assumir os valores $n_w = \pm 1; \pm 3; \pm 5$ e considerado que n_{w1} e n_{w2} sejam seqüenciais, ou seja:

$$n_{w1} - n_{w2} = 2 \quad (4.26)$$

Chega-se então à equação (4.27) originada de (4.25):

$$R2 - R1 = p \quad (4.27)$$

Percebe-se dessa maneira que dois MIT de ranhuras diferentes funcionando com escorregamentos iguais e próximos de zero podem gerar componentes de frequência, f_{sh} , quase na mesma posição bastando obedecer às condições de (4.27) e possuírem n_w seqüenciais como descrito em (4.26).

4.4.8 Possibilidade da Posição de f_{sh} Ser Igual Para Motores de Ranhuras Diferentes com o Mesmo Escorregamento e o Mesmo n_w :

Pode-se perceber através de (4.2) (adotando $k=1$) que o termo $R1+n_{d1}$ para um certo MIT pode assumir o mesmo valor de $R2+n_{d2}$ de outro MIT se a equação (4.28) e (4.29) forem satisfeitas:

$$R2 - R1 = 2 \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} n_{d1} &= 1 \\ n_{d2} &= -1 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Diante disso, adotar $n_d=1$ ou $n_d=-1$ para localizar um componente de frequência e determinar o número de ranhuras através da equação (4.2) não seria a melhor opção devido à possibilidade de dois valores de ranhuras serem possíveis como solução da equação.

Capítulo 5

Método de Detecção Automática de Parâmetros do MIT

Neste Capítulo é apresentado o método de detecção automática de parâmetros do MIT utilizando as componentes de frequência de excentricidade e ranhuras. O algoritmo de detecção é apresentado de uma forma simplificada e posteriormente são detalhados os recursos utilizados e as etapas relevantes para o seu entendimento. Também são abordados os problemas encontrados na implementação do método de detecção com os respectivos tratamentos ou soluções aplicados na prática.

5.1 Visão Geral do Algoritmo de Detecção Automática

A finalidade do algoritmo de detecção automática é fornecer parâmetros específicos do MIT que não são de conhecimento do usuário e que normalmente os fabricantes de motores não disponibilizam nos dados de placa ou em manuais. Esses parâmetros são principalmente o número de ranhuras, R , a ordem de excentricidade, n_d , e a ordem do componente de frequência da força magneto motriz, n_w , dos componentes de frequência de ranhura, f_{sh} , para $K=1$, que se destacam no espectro da corrente elétrica, possibilitando a estimação indireta da velocidade, do escorregamento e até mesmo do torque [7][8].

Inicialmente coleta-se e condiciona o sinal de corrente elétrica do MIT. Em seguida estima-se a velocidade e escorregamento através dos componentes de frequência de excentricidade, f_{ecc} , que estão localizados próximos da fundamental, sem a necessidade de se conhecer todos os parâmetros

específicos do MIT. Esses componentes de frequência são analisados e selecionados através de critérios com a finalidade de fornecer maior confiabilidade na estimação do escorregamento e da velocidade. Em seguida, um algoritmo é apresentado para relacionar a localização de alguns componentes de maior frequência com os parâmetros específicos (R , n_d , n_w , para $K=1$) utilizados em (4.2) ou (4.7) para o MIT.

Os fabricantes de motores de indução seguem normalmente um padrão de fabricação que são alguns números pares para o número de ranhuras do rotor [9]. Este fato, combinado com o uso de (4.2) ou (4.7), e com a localização de alguns componentes de frequência são usados no algoritmo para a determinação do número de ranhuras, R .

Conhecendo-se o número de ranhuras, uma varredura final é feita no espectro da corrente. Localizam-se então os componentes de frequência mais significativos com seus respectivos n_d e n_w . Uma vez conhecidos todos esses parâmetros de (4.2) ou (4.7) associado aos componentes de frequências mais significativos pode-se implementar métodos de estimação de velocidade e escorregamento como em [9]. Com essas informações também se pode estimar de forma indireta o torque, como proposto em [7][8].

O esquema de diagrama de fluxo, ilustrado na Figura 5.1, representa de forma simplificada o algoritmo de detecção automática. No ANEXO I encontra-se o código fonte em MATLAB do algoritmo de detecção automática, “*DeteccaoAutomatica.m*”.

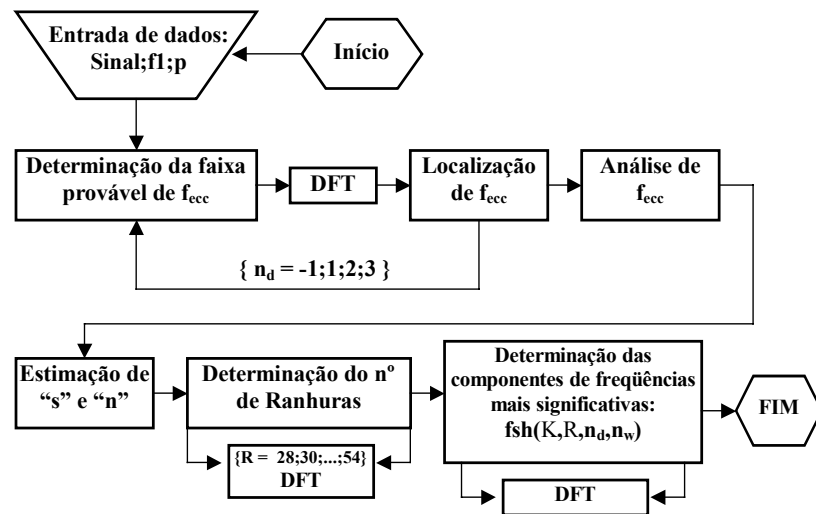


Figura 5.1: Fluxograma simplificado do algoritmo de detecção automática

5.2 Condicionamento do Sinal e Entrada de Dados

Nesta etapa é necessário obter, devidamente condicionado, o sinal proveniente da corrente elétrica do estator do MIT que deve estar operando com velocidade estável. Também é preciso obter o valor da frequência fundamental de alimentação, f_1 , e o número de pólos, p , do motor de indução. O algoritmo poderia estimar o número de pólos do motor, mas isso acarretaria em um aumento do esforço computacional, não sendo justificável, pois nos dados de placa do MIT essa informação é disponibilizada.

Na corrente elétrica, que alimenta o estator do MIT, estão os componentes de frequência de excentricidade e ranhura que são a base de desenvolvimento do método de detecção automática de parâmetros específicos do MIT proposto nessa dissertação.

O sinal de corrente é adquirido através de um sensor de efeito hall colocado em um dos fios que fornece corrente para o motor. Este sinal é previamente tratado por dois filtros analógicos, um *notch* e um passa-baixa.

5.2.1 Filtro *Notch*

O filtro *notch* tem a função de atenuar ao máximo o componente fundamental, f_1 , diminuindo o erro de quantização. Na Figura 5.2 é ilustrado o espectro de um sinal adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro *notch*. No gráfico da Figura 5.2 encontra-se a fundamental, f_1 , ao centro e os componentes de frequência de excentricidade, f_{ecc} , nas laterais do motor de indução de 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.90\text{ Hz}$ ou 1794 rpm , sem carga, alimentado com $60,15\text{ Hz} / 220\text{ V}$ por um inversor. Na Figura 5.3 é ilustrado o mesmo sinal para o mesmo motor nas mesmas condições e com o sinal condicionado pelo filtro *notch*. Percebe-se a diferença na ordem de grandeza da fundamental, f_1 , e dos dois componentes laterais de excentricidade, f_{ecc} , para as duas situações ilustradas.

Na Figura 5.4 é ilustrada o espectro do sinal de corrente adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro *notch*. Nesta figura encontra-se a fundamental, f_1 , ao centro e os componentes de frequência de excentricidade, f_{ecc} , nas laterais do motor de indução de 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=28.05\text{ Hz}$ ou 1683 rpm , sem carga, alimentado com $61,87\text{ Hz} / 220\text{ V}$ por um inversor. O sinal da corrente do MIT encontra-se numa situação crítica em que o torque e o escorregamento estão elevados implicando em um aumento da corrente no estator, elevando a amplitude da fundamental para valores da ordem de setenta vezes em relação aos componentes de frequências de interesse. A fundamental, f_1 , nessa situação além de piorar ainda mais o erro de quantização perturba a detecção de componentes de frequência próximas.

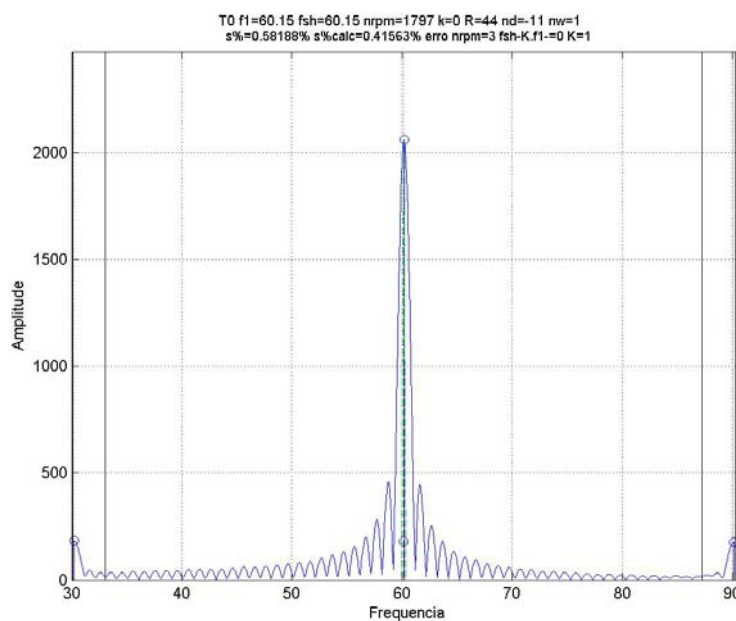


Figura 5.2: Espectro do sinal de corrente adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro notch.

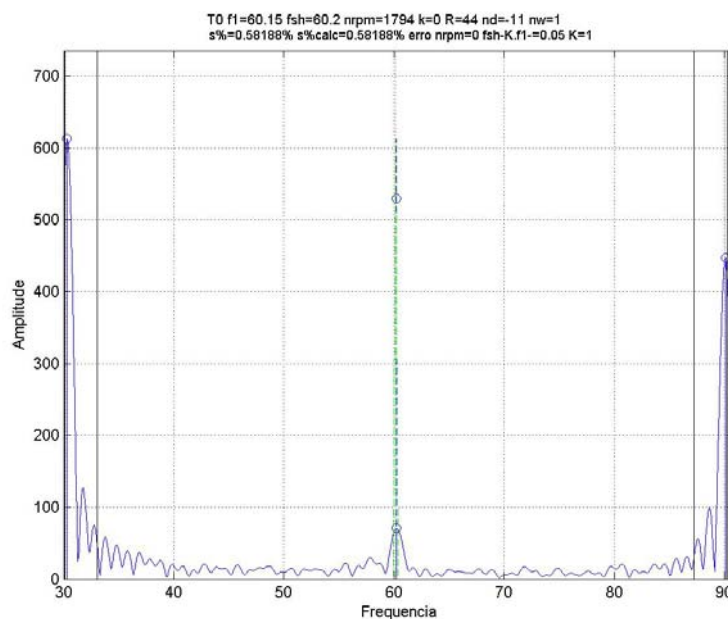


Figura 5.3: Espectro do sinal de corrente adquirido do MIT com o condicionamento do filtro notch.

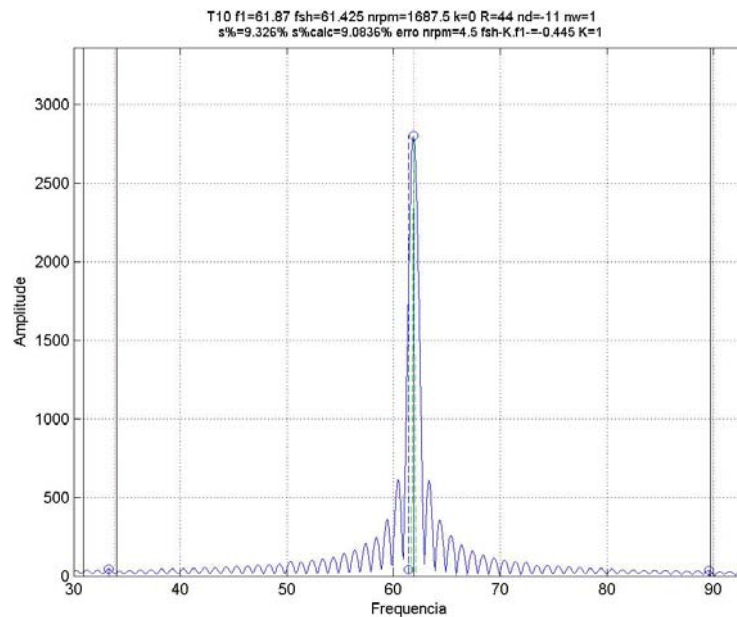


Figura 5.4: Espectro do Sinal de corrente adquirido do MIT sem o condicionamento do filtro *notch* com escorregamento elevado.

5.2.2 Filtro Passa Baixa ou Anti-Recobrimento

O segundo filtro exigido é um passa baixa (FPB), muitas vezes denominado de filtro *anti-aliasing* ou anti-recobrimento, com frequência de corte próxima de $30 \times f_1$. O FPB limita a largura de faixa do sinal, garantindo que o sinal faça transições suaves de uma amostra para outra no momento da aquisição. Diante dessa exigência é preciso obedecer no mínimo ao critério de *Nyquist* que restringe a frequência máxima do sinal a ser amostrado à metade da frequência (ou taxa) de amostragem. Na prática, para obedecer ao critério de *Nyquist* e compensar a faixa de transição do filtro passa baixa, a faixa de passagem do filtro é escolhida de modo a incluir a frequência de sinal máxima desejada, e a faixa de rejeição é escolhida de modo a incluir o valor da frequência de amostragem [1]. Nota-se que para diminuir as exigências das especificações imposta ao filtro passa baixa, e conseqüentemente aumentar a faixa de transição diminuindo a ordem do filtro, pode-se aumentar a frequência de aquisição do sinal.

Utilizando os filtros *notch* e FPB melhora-se a qualidade do sinal amostrado diminuindo as perturbações de frequências fora da faixa de estudo.

5.2.3 Placa de Aquisição, Amplificadores e Entrada de Dados

Na seqüência, amplificadores elevam o sinal vindo dos sensores e filtros e em seguida é utilizada para a aquisição do sinal analógico uma placa de aquisição de dados com um conversor *A/D* de 12 *bits* a uma frequência de amostragem de 20 *kHz*, viabilizando o processamento digital do sinal. Na Figura 5.5 está ilustrado o diagrama do sistema de aquisição [7][8]:

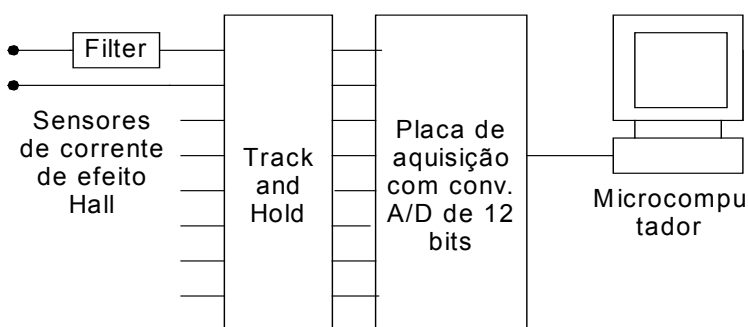


Figura 5.5: Diagrama do sistema para aquisição dos dados [7][8].

A informação de f_1 poderá ser fornecida pelo inversor que alimenta o motor de indução, bastando que o valor de f_1 seja dado em *Hz* com um erro pequeno, em torno de 0,05*Hz* no mínimo, ou através da análise da corrente fornecida por outro sensor de efeito hall. A placa *track and hold* (Figura 5.5), que antecede a placa de aquisição, é usada para garantir que as amostras sejam referentes a um mesmo instante. Apesar desta etapa não estar detalhada nesta dissertação, não se pode deixar de salientar a importância de se aferir f_1 com precisão para o algoritmo proposto. No capítulo 4 foi destacada a relevância do erro de f_1 na estimativa da velocidade através das componentes de excentricidade.

O número de pólos, p , é obtido por uma contribuição de informação externa para evitar um esforço computacional desnecessário. Normalmente, esta informação é fornecida pelo fabricante e encontrada nos dados de placa do motor de indução.

5.3 A DFT e a Determinação das Faixas Prováveis de f_{ecc}

Estando o sinal devidamente condicionado, digitalizado e os valores de entrada sendo fornecidos com confiabilidade, pode-se prosseguir com o algoritmo utilizando recursos de processamento digital de sinais.

O processamento do sinal é feito na intenção de analisar o sinal no domínio da frequência. Para o algoritmo é importante determinar em uma certa faixa de frequência o valor da amplitude e da frequência dos componentes que surgem no espectro e que estão relacionadas com a velocidade do MIT.

5.3.1 A DFT

A Transformada discreta de Fourier (DFT) calcula coeficientes que permitem analisar a amplitude e a frequência dos componentes que o sinal possa ter. Uma das vantagens de se usar a DFT é poder definir, no espectro de frequência, as faixas que devem ser analisadas definindo a frequência inicial e final. Além disso, pode-se definir o incremento que corresponde à menor distância entre duas frequências no espectro.

Na Figura 5.6 é ilustrado o espectro do sinal da corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo. No espectro encontra-se o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} , do motor de indução de 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.90\text{ Hz}$ ou 1794 rpm , sem carga, alimentado com $60,15\text{ Hz} / 220\text{ V}$ por um inversor. Entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de

freqüência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de ± 4 rpm em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro. Note que a opção de varrer uma faixa, ao invés de indiferentemente varrer todo o espectro possível (pelo critério de *Nyquist*), permite a vantagem de diminuir o número de cálculos para os coeficientes da DFT, implicando em um menor esforço computacional.

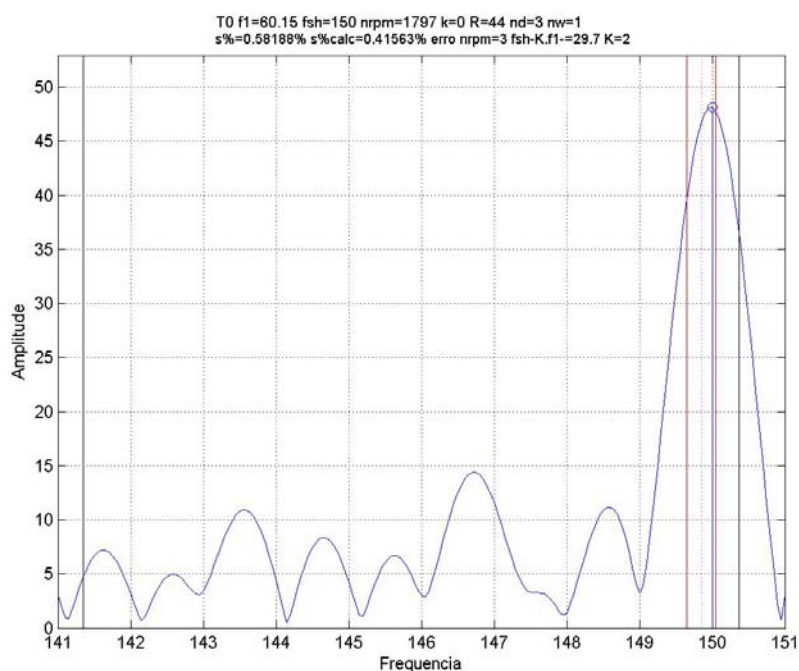


Figura 5.6: Espectro do sinal de corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo com o componente de freqüência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} .

5.3.2 A DFT e o Tempo de Amostragem

Também é possível diminuir o esforço computacional diminuindo o número de amostras. Isso pode ser feito reduzindo o tempo de aquisição do sinal. Entretanto, outros problemas são gerados. O valor entre os picos ou vales, do espectro de freqüência, corresponde ao inverso do tempo de amostragem. Através dos gráficos da Figura 5.6 e da Figura 5.7 percebe-se o aumento da distância entre os picos e os vales do sinal, acarretando na diminuição da exatidão da localização do componente de freqüência. O gráfico gerado pela

DFT, ilustrado na Figura 5.7, evidencia este problema. Ao diminuir o tempo de amostragem para meio segundo a distância entre os picos aumentaram de um para dois *Hertz*. Diante disso, para o algoritmo proposto, fixou-se o tempo de amostragem do sinal em *1s* que proporciona no espectro um distanciamento entre os picos de aproximadamente *1Hz* como ilustra o gráfico da Figura 5.6.

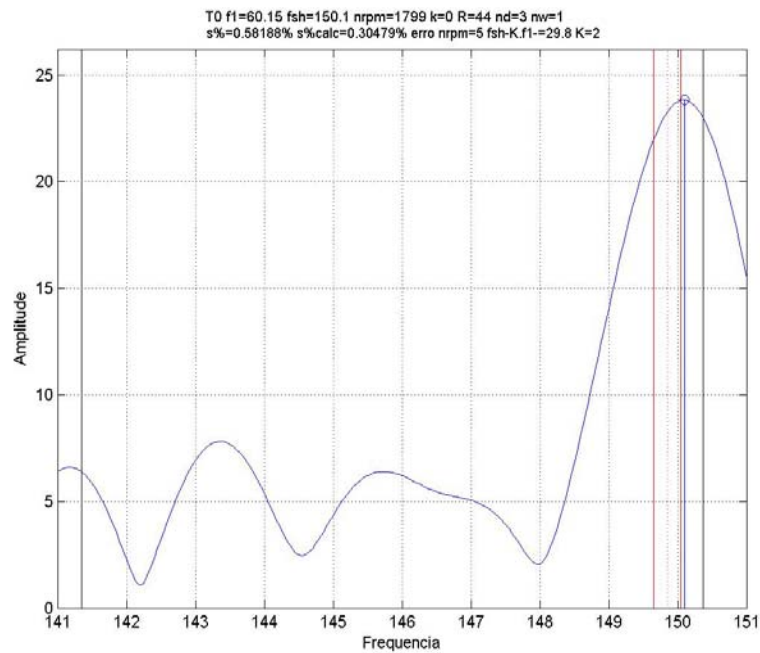


Figura 5.7: Espectro do sinal de corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de meio segundo com o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} .

5.3.3 A DFT e a Dizimação

Para reduzir o esforço computacional optou-se em utilizar a dizimação (ou decimação como é denominado em [1]) com o intuito de reduzir a taxa de amostragem até um valor que não comprometa a detecção do componente de frequência. Para isso basta obedecer ao critério de *Nyquist*. Com isso o número de amostras referentes ao mesmo tempo de aquisição do sinal diminui, diminuindo também o esforço computacional sem diminuir a exatidão na determinação da componente de frequência.

O código fonte em MATLAB do algoritmo “dft1.m” utilizado no processamento está descrito no ANEXO I.

5.3.4 Faixas de Provável Localização de f_{ecc}

Antes da tentativa de localização de um determinado componente de excentricidade através da DFT é preciso localizar as faixas de provável ocorrência dos mesmos, definindo para cada faixa uma frequência mínima e máxima. Essas faixas são encontradas para cada ordem de excentricidade ($n_d = -1; 1; 2; 3$) substituindo na equação (4.2) os valores de f_1 , p , $K=0$, $n_w=1$ e os valores mínimo e máximo dos escorregamentos, $s=0$ e $s=0,10$, de um MIT funcionando em condições normais.

O trecho do espectro da corrente do motor que contém os componentes de excentricidade está ilustrado na Figura 4.3, Figura 4.4 e Figura 4.5.

5.4 A Localização e Validação dos Componentes de Frequência de Excentricidade

Os componentes de excentricidade são primeiramente localizados utilizando a DFT nas faixas de provável localização, considerando como componente de frequência relacionado com a velocidade do MIT a frequência que na faixa possuir a maior amplitude.

Em seguida é feita uma seleção dos componentes através de critérios de validação dos picos encontrados no espectro através da DFT.

5.4.1 Critérios de Validação e Análise de Picos Encontrados no Espectro Através da DFT.

Para os componentes de excentricidade os critérios utilizados para a validação de um pico máximo na faixa de localização foram:

a) O pico máximo deve se destacar em relação aos demais picos. Utilizou-se como critério a razão entre o pico máximo e a média das amplitudes

dos demais picos próximos (na faixa provável), estando com a amplitude de no mínimo 2,5 vezes maior.

b) A distância entre o componente de frequência e um múltiplo da fundamental mais próximo seja de no mínimo um valor igual ao da distância entre os picos da DFT (o inverso do tempo de amostragem).

c) Considerando a simetria e a mesma ordem de grandeza dos componentes de excentricidade de primeira ordem, f_{ecc-1} e f_{ecc1} , o fato de um dos dois componentes não atenderem o primeiro critério opta-se por desconsiderar os dois componentes em detrimento de outros (f_{ecc2} ou f_{ecc3}).

Na Figura 5.6 é ilustrado o espectro da corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo. No espectro encontra-se o componente de frequência de excentricidade, f_{ecc3} , encoberta pelo ruído e a maior amplitude na faixa do espectro não correspondendo ao valor verdadeiro do componente. O motor de indução possui 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.60\text{ Hz}$ ou 1776 rpm , com carga, alimentado com $60,77\text{ Hz} / 220\text{ V}$ por um inversor. Entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de frequência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de $\pm 4\text{ rpm}$ em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro.

Na Figura 5.6 percebe-se uma situação em que o critério do item “a” é atendido para o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, f_{ecc3} , e a Figura 5.8 ilustra o mesmo componente de frequência não atendendo ao mesmo critério.

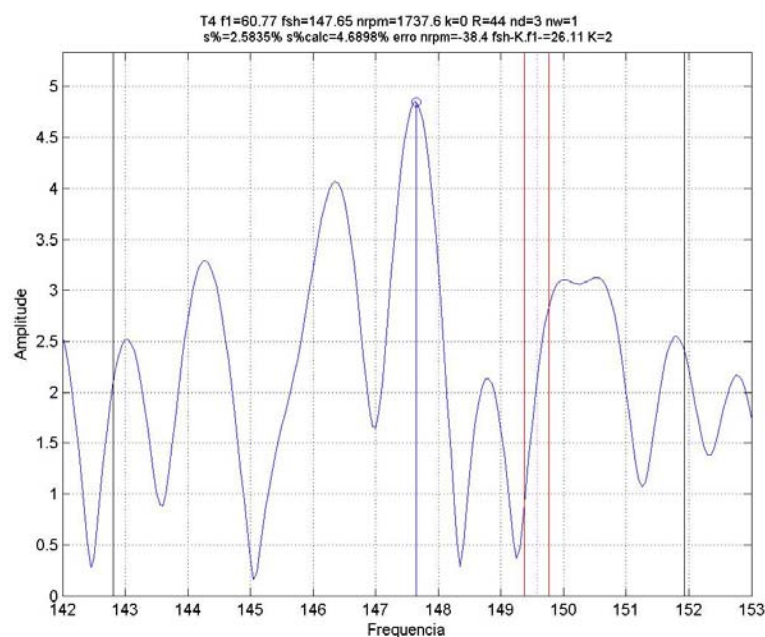


Figura 5.8: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de terceira ordem, $fecc3$, encoberto por ruído.

Na Figura 5.9 é ilustrado o espectro da corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo. No espectro encontra-se o componente de frequência de excentricidade, f_{ecc2} , não atendendo ao critério do item “b”. O motor de indução possui 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.90 \text{ Hz}$ ou 1794 rpm , sem carga, alimentado com $60,15 \text{ Hz} / 220 \text{ V}$ por um inversor. Entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de frequência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de $\pm 4 \text{ rpm}$ em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro; em verde encontra-se o múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo do componente f_{ecc2} .

Na Figura 5.10 é ilustrado o espectro da corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo. No espectro encontra-se o componente de frequência de excentricidade, f_{ecc2} , atendendo ao critério do item “b”. O motor de indução possui 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.6 \text{ Hz}$

ou 1776 rpm, sem carga, alimentado com 60,77 Hz / 220 V por um inversor. Entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de frequência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de ± 4 rpm em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro; em verde encontra-se o múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo do componente f_{ecc2} .

Na Figura 5.9 percebe-se uma situação em que o critério do item “b” não é atendido para o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , e a Figura 5.10 percebe-se o mesmo componente de frequência atendendo ao mesmo critério.

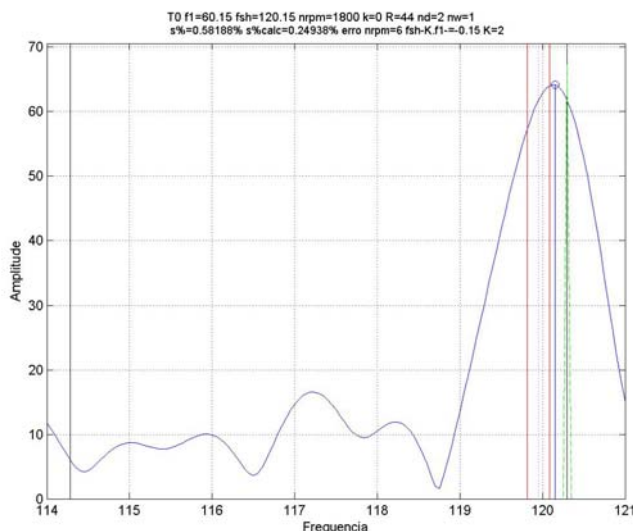


Figura 5.9: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , próxima do múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo.

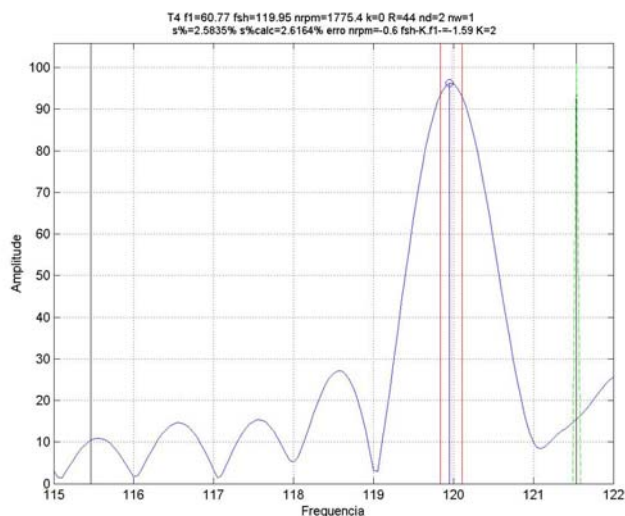


Figura 5.10: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de segunda ordem, f_{ecc2} , afastada do múltiplo da fundamental, f_1 , mais próximo.

Caso nenhum dos componentes de frequência se destaque, atendendo aos dois critérios, a detecção fica comprometida necessitando de um tratamento alternativo. O tratamento alternativo pode ser entendido como uma nova aquisição do sinal com um tempo de aquisição maior aumentando dessa forma número de amostra melhorando a resolução e diminuindo a distancia entre os picos da DFT. Esse procedimento acarreta na desvantagem de ter um maior custo computacional devido à memória e aumento do numero de operações na DFT e também o aumento da possibilidade do MIT variar a velocidade durante o tempo de amostragem.

5.4.2 Outros Critérios de Validação e Análise de Pico

Outros critérios foram estudados e poderiam compor a base de critérios utilizada no algoritmo, no entanto as experiências práticas mostraram que estes estavam apenas reforçando as seleções realizadas pelos outros três primeiros. Os critérios foram:

d) Caso exista uma diferença acentuada entre os valores da velocidade obtida pelos componentes de excentricidade na ordem de 6 rpm ou

0,1 Hz opta-se pela escolha do componente que estiver com a amplitude maior, desde que a mesma seja 1,5 vezes maior que todas as outras.

e) Se o valor de pico desviar da média dos vales adjacentes de um valor da ordem do erro máximo que se quer garantir, o componente é descartado.

f) Analisar o valor da amplitude do segundo maior pico na faixa considerada, caso esta seja próxima do pico máximo os valores são descartados.

5.4.3 Diagrama de Fluxo da Localização dos Componentes de Excentricidade

A Figura 5.11 contém o diagrama de fluxo da localização dos componentes de excentricidade com alguns detalhes desse trecho do algoritmo.

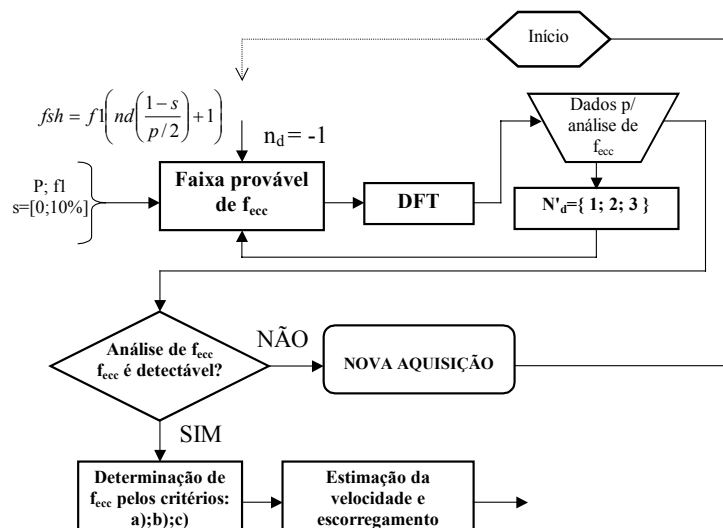


Figura 5.11: Diagrama de fluxo de localização de f_{ecc} .

5.5 Estimação do Escorregamento e Velocidade de Rotação

Determinada a frequência do harmônico de excentricidade pode-se calcular o escorregamento, s , através da equação (5.1) (obtida de (4.2)) e a

velocidade de rotação, n , através de (5.2). Note que a velocidade é calculada em *Hertz*, para transformar na unidade prática “*rpm*” multiplica-se (5.2) por 60.

No caso do algoritmo selecionar mais de um componente de excentricidade opta-se pelo cálculo da média dos resultados. Esses valores, apesar de ter uma exatidão limitada, serão utilizados para estimar as faixas dos componentes de ranhuras, f_{sh} , que são essenciais na determinação R , n_d e n_w discutidos no próximo subitem.

$$s_{f_{ecc}} = 1 - \frac{p}{2 \times n_d} \times \left(\frac{f_{ecc}}{f_1} - 1 \right) \quad (5.1)$$

$$n_{Hz} = \frac{f_{ecc}(n_d) - f_1}{n_d} \quad (5.2)$$

Na Figura 5.12 é ilustrado o espectro da corrente gerado a partir de uma DFT com tempo de amostragem de um segundo. No espectro encontra-se o componente de frequência de excentricidade, f_{ecc-1} do motor de indução de 4 pólos e 44 ranhuras, com velocidade $n=29.90 \text{ Hz}$ ou 1794 rpm , sem carga, alimentado com $60,15 \text{ Hz} / 220 \text{ V}$ por um inversor.

No gráfico da Figura 5.12 entre as linhas pretas (sólido) limita-se a faixa prevista para a localização do componente de frequência; a linha pontilhada magenta equivale à posição do componente de frequência que corresponde à velocidade medida com o tacômetro óptico no MIT; as linhas vermelhas limitam a faixa em um erro máximo de $\pm 4 \text{ rpm}$ em relação ao valor medido da velocidade pelo tacômetro. A Figura 5.13, a Figura 5.9 e a Figura 5.6 ilustram, respectivamente, os gráficos dos componentes de frequência f_{ecc1} , f_{ecc2} , f_{ecc3} , no mesmo sinal de corrente.

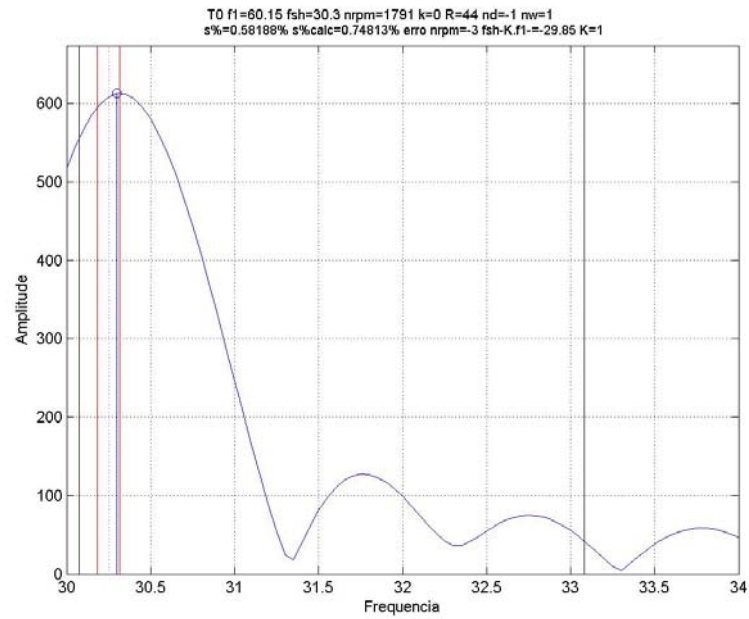


Figura 5.12: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de primeira ordem, f_{ecc-1} de $n_d = -1$.

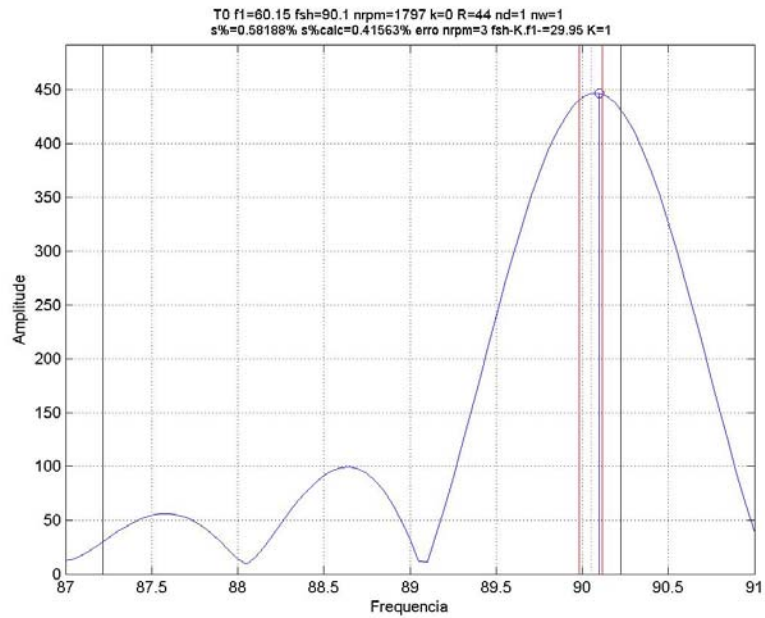


Figura 5.13: Espectro da corrente elétrica do MIT contendo o componente de frequência de excentricidade de primeira ordem, f_{ecc1} de $n_d = 1$.

No gráfico da Figura 5.12 e Figura 5.13 os dois componentes de excentricidade passaram nos critérios de seleção do algoritmo e o valor calculado para a velocidade de rotação do motor utilizando f_{ecc-1} e f_{ecc1} foram respectivamente 29,85 Hz e 29,95 Hz, obtendo, os dois, um erro absoluto de 0,05 Hz em relação ao valor medido. Como os dois componentes passaram nos critérios de análise de pico (comentado no trecho anterior do algoritmo) a média dos resultados será considerada. Deste modo $n=29,90$ Hz pode ser calculado através da equação (5.3) sem a necessidade de f_1 :

$$n_{Hz} = \frac{f_{ecc1} - f_{ecc-1}}{2} \quad (5.3)$$

Neste e em outros casos práticos, ensaiados com dois MIT de número de ranhuras diferentes, os componentes de excentricidade de primeira ordem, $n_d=-1$ e $n_d=1$, apresentaram em média melhores resultados quando considerada a equação (5.3). Isso reforçou o uso do critério “c” de validação e análise de pico utilizado no algoritmo.

5.6 Determinação do Número de Ranhuras

Nesta etapa é estimado o número de ranhuras do rotor no MIT. A Figura 5.14 ilustra com mais detalhe o fluxograma correspondente a esta parte do algoritmo.

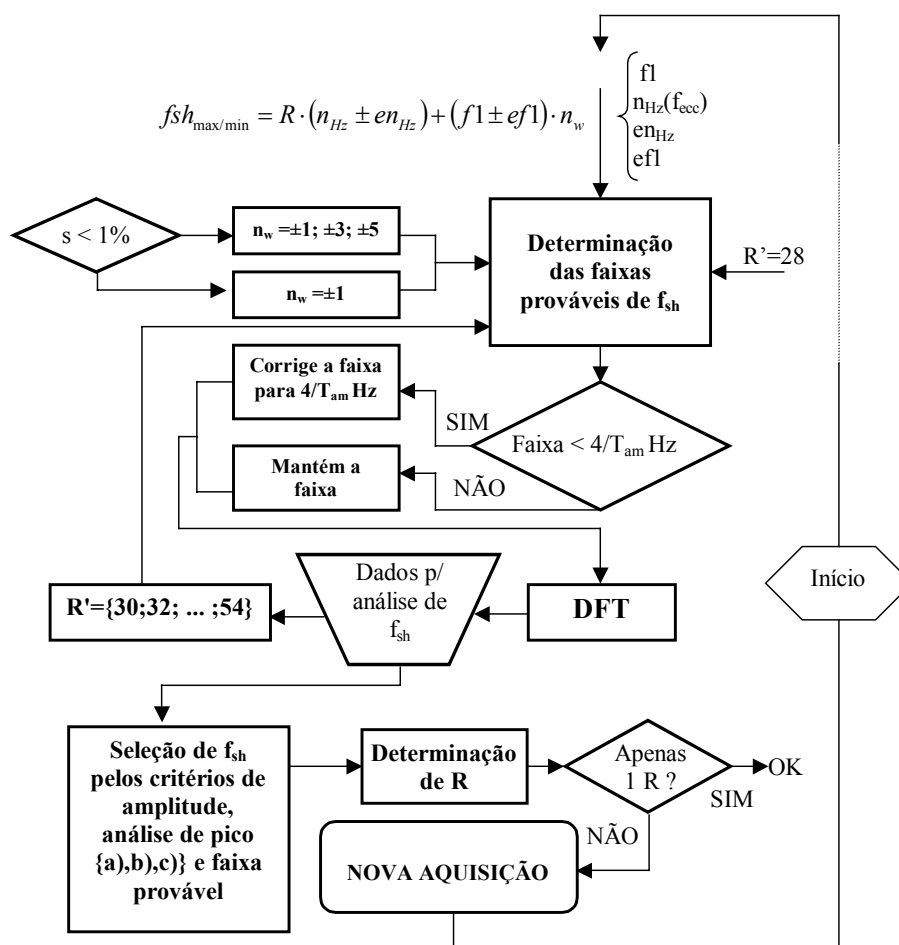


Figura 5.14: Diagrama de fluxo da determinação do nº de ranhuras "R"

O algoritmo trabalha considerando que os possíveis valores pares que o número de ranhuras podem assumir vão de 28 a 54. Inicialmente o algoritmo foi baseado na referência [10] que previa números ranhuras de 32 a 54, no entanto houve a necessidade de acrescentar algumas modificações que pudessem viabilizar a inclusão do motor de 28 ranhuras no modelo do algoritmo. Diante dessa necessidade utilizou-se a análise do comportamento prático do MIT em laboratório e a referência [17] como suporte.

Os valores de R são substituídos em (4.7) que fornecerá as regiões das prováveis posições dos componentes de frequência de ranhuras.

Primeiramente para se calcular essas regiões é preciso definir o erro máximo aceitável na determinação da velocidade através dos componentes de frequência de excentricidade. Usa-se para isso o erro máximo aceitável da

velocidade do rotor, En_{Hz} , e o erro máximo na determinação de, $Ef1$, em *Herzts* que são refletidos para a faixa de provável localização dos componentes de frequência de ranhuras. Percebe-se através da equação (4.7) que um erro na determinação da velocidade de rotação do rotor ($n_{Hz} \pm En_{Hz}$) é multiplicado por $(K R + n_d)$ e que um erro na determinação da frequência fundamental ($f_1 \pm Ef1$) é multiplicado por n_w . Diante desse critério a faixa que limita a provável localização dos componentes de frequência de ranhuras são calculadas pelas equações (5.4) e (5.5) que determinam fsh_{min} e fsh_{max} :

$$fsh_{min} = (k \cdot R + nd) \cdot (n_{Hz} - En_{Hz}) + (f1 - Ef1) \cdot n_w \quad (5.4)$$

$$fsh_{max} = (k \cdot R + nd) \cdot (n_{Hz} + En_{Hz}) + (f1 + Ef1) \cdot n_w \quad (5.5)$$

As Regiões são calculadas através das equações (5.4) e (5.5) substituindo $K=1$, $n_d=0$, e $n_w=-5;-3;-1;1;3;5$ se o escorregamento for menor que 0,01 e $n_w=-1;1$ no caso contrário. Essa condição foi imposta devido a observações práticas que identificaram que os componentes de frequência principais descritos nas referências [10][17], com $n_w=-1$ ou $n_w=1$, nem sempre se destacavam para escorregamentos abaixo de 0,01.

O erro utilizado na equação para a velocidade foi de $\pm 0,05Hz$ (ou $\pm 3,6rpm$). O erro considerado para a frequência fundamental foi de $\pm 0,05Hz$.

Será considerado como correto o número de ranhuras, R , que, substituído em (4.7), possuir os componentes de frequências mais significativos em amplitude e, que dentro das faixas prováveis, obedecerem aos mesmos critérios de seleção, “*a*” e “*b*” utilizados para os componentes de excentricidade. É importante mencionar que mais de um resultado para o número de ranhuras poderá atender aos critérios de seleção, principalmente se o MIT estiver com escorregamento baixo (menor que 1%) ou funcionando sem carga. Nessa

situação os parâmetros específicos do MIT devem ser recalculados em uma nova situação de carga em que o escorregamento possibilite a determinação do número de ranhuras com confiabilidade. Também é possível refazer a aquisição do sinal em um tempo de amostragem maior, fazendo com que a precisão na determinação da velocidade por f_{ecc} aumente. Dessa forma, as faixas de provável localização de f_{sh} diminuiriam podendo solucionar o problema de ambigüidade entre os possíveis valores de número de ranhuras.

Determinado o componente de frequência de ranhura e o número de ranhuras do MIT pode-se recalcular, obtendo um valor mais preciso, a velocidade e o escorregamento do motor através de (4.8) e (4.9).

Na Figura 4.6 encontra-se o gráfico com os componentes de ranhuras obtido do sinal da corrente de um motor de indução trifásico com 4 pólos, $R=44$, f_1 igual a $60,18\text{ Hz}$ e velocidade medida, n , de $29,90\text{ Hz}$. Nota-se, na Figura 4.6, que o valor calculado para a velocidade de rotação do motor utilizando o f_{sh} (o mais significativo com $n_d=0$ e $n_w=1$) foi $n=29,898\text{ Hz}$, obtendo-se um erro absoluto de $0,002\text{ Hz}$ em relação ao valor medido. Ainda assim é possível verificar que a componente de frequência f_{sh} proporcionou uma velocidade mais exata que a componente de frequência de excentricidade e, conseqüentemente, um escorregamento mais exato.

5.7 Determinação dos Parâmetros de f_{sh} (K , R , n_d , n_w) mais Significativos

Nessa etapa o algoritmo separa os componentes de frequência que possuem maiores amplitudes e que se encontram separados por uma distância de um múltiplo inteiro de $2 \times f_1$. O par de componentes de frequência mais significativo em amplitude denomina-se de primário e é caracterizado por seus parâmetros específicos K , n_d , n_w1 e n_w2 . Outro par, mais fraco, de excentricidade diferente, n_d2 , se existir é chamado de secundário. O par de componentes de frequência primário de $n_d=0$ e $n_w=1$ e $n_w=3$ é ilustrado na Figura 4.6.

A Figura 5.15 detalha o trecho do algoritmo para a determinação dos parâmetros de f_{sh} .

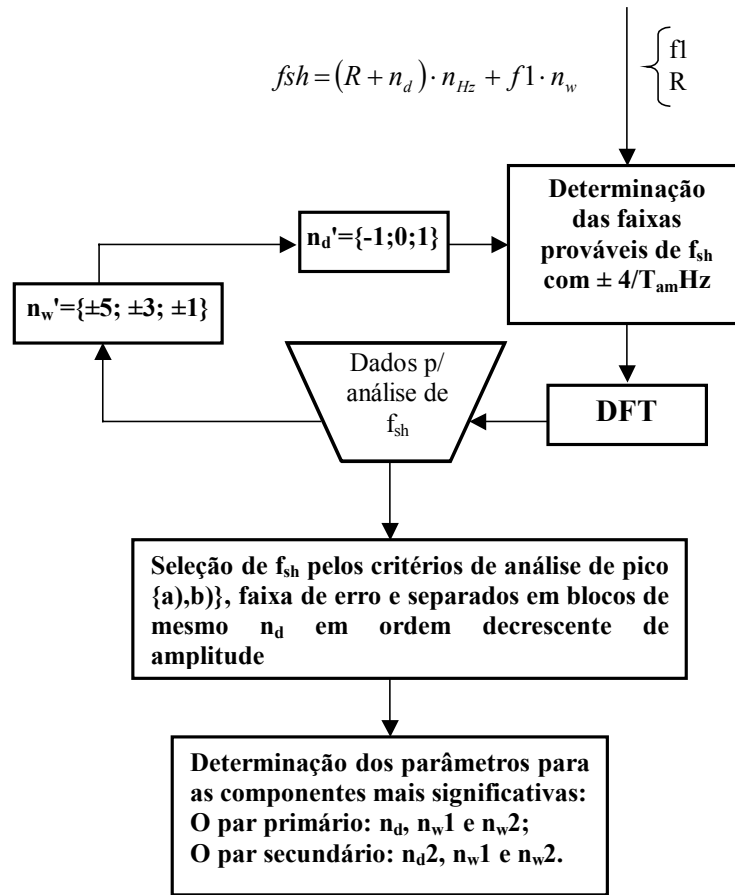


Figura 5.15: Diagrama de fluxo da determinação dos componentes de frequência mais significativas

O algoritmo procura no espectro todas as possibilidades de n_d e n_w para f_{sh} , sendo $K=1$, baseado na velocidade estimada no trecho anterior do algoritmo. Em seguida são selecionados os componentes de frequência que atendem aos critérios, “a” e “b”, de análise de pico e que estejam dentro de uma faixa de erro de velocidade mais rigorosa que a permitida no trecho anterior do algoritmo. Para determinar as faixas de erro usa-se as equações (5.4) e (5.5) considerando um erro cinco vezes menor. Após a seleção os componentes são separados em blocos de mesmo n_d , em ordem decrescente de amplitude. Os dois componentes de frequência de maiores amplitudes no primeiro bloco são identificados como par de componentes principais primários e seus respectivos n_d e n_w são selecionados. O outro bloco, se existir, corresponde ao par secundário.

Com as informações de parâmetros do MIT (K , R , n_d e n_w) o escorregamento e a velocidade podem ser determinados com uma exatidão melhor e de forma eficiente. Para isso pode-se utilizar métodos que exploram a periodicidade dos componentes de frequência de mesma ordem de excentricidade [10] ou apenas o conhecimento dos dois componentes mais significativos.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

Uma bancada de testes foi montada no laboratório de máquinas elétricas do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia utilizando dois motores de indução trifásicos: um de 2 cv, 4 pólos de 44 ranhuras e outro de 28 ranhuras no rotor. Foi utilizado um inversor escalar, um torquímetro (Figura 6.1 e Figura 6.2) e um tacômetro óptico para medida de velocidade de rotação do MIT. Ferramentas e instrumentos computacionais como o LABVIEW e o MATLAB (na aquisição dos dados e no processamento) também foram utilizados.



Figura 6.1: Foto da bancada de testes

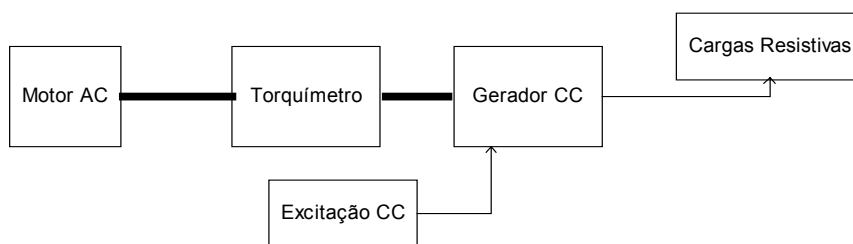


Figura 6.2: Diagrama da bancada de testes [7][8].

O torque exercido no eixo do MIT foi variado através de um gerador CC ligado às cargas resistivas. Um inversor escalar alimentou o motor com tensão de 220 V e frequências próximas de 60 Hz.

6.1 Análise dos Resultados Experimentais

Na Tabela 6.1 encontra-se, para o motor de 44 ranhuras, as frequências de alimentação, f_1 , os valores do torque medido, os valores dos escorregamentos, os valores medidos das velocidades pelo tacômetro, os valores das velocidades calculados através do componente de frequência mais significativo, os números de ranhuras detectados pelo algoritmo e os parâmetros n_d e n_w dos componentes de frequência, primários e secundários, em ordem decrescente de significância. Na Tabela 6.2 estão as mesmas informações para o motor de 28 ranhuras.

Na Tabela 6.1 e na Tabela 6.2 estão destacadas em cinza as linhas em que, no experimento, os motores apresentaram maior instabilidade na velocidade. A medição de velocidade foi feita com um tacômetro óptico digital anotando os valores manualmente em três tempos: o primeiro tempo anotava-se o valor da velocidade antes do disparo da aquisição do sinal; o segundo, no momento da aquisição; e o terceiro tempo depois da aquisição. Na maioria das amostras os valores das velocidades mantiveram-se os mesmos nos três tempos, exceto nas amostras destacadas em cinza na Tabela 6.1 e na Tabela 6.2. Sendo o foco do experimento a performance do algoritmo em determinar os parâmetros

do MIT, os dados foram mantidos. A intenção de manter esses dados é de verificar a robustez do método em situações adversas, o que foi verificado na maioria dos casos.

Tabela 6.1: Resultados experimentais do MIT de $R=44$:

f_l (Hz)	Torque (N.m)	s %	Velocidade “n” (RPM)		Erro de velocidade		Nº de Ranhuras		Componentes de frequência			
									Primárias		Secund.	
	medido		medido	estimado	abs	%	MIT	Detec.	n_d	n_w	n_d	n_w
60,15	0,74	0,582	1794	1793,66	-0,34	-0,019	44	48; 44; 52; 40	0	1;3;-3;-5	1	1;3
60,50	2,00	1,212	1793	1793,18	0,18	0,010	44	48; 44	0	1;3	1	1;3;-5
60,77	3,97	2,584	1776	1775,80	-0,20	-0,011	44	44	0	1;-3;-5	-	-
60,95	5,00	3,527	1764	1763,93	-0,07	-0,004	44	48; * 44	0	1;3;-3;-5	-1	-5
61,00	6,00	3,661	1763	1763,20	0,20	0,011	44	44	0	1;3;-3;-5	-	-
61,32	7,02	5,469	1739	1738,20	-0,80	-0,046	44	44	0	1;-3;3	-	-
61,46	8,00	6,389	1726	1725,10	-0,90	-0,052	44	44	0	1;-3;3	-	-
61,68	9,00	7,858	1705	1704,98	-0,02	-0,001	44	44	0	1;3;-3;-5	-	-
61,87	10,00	9,326	1683	1682,09	-0,91	-0,054	44	44	0	1;3;-3;-5	-	-

Tabela 6.2: Resultados experimentais do MIT de $R=28$:

f_l (Hz)	Torque (N.m)	s %	Velocidade “n” (RPM)		Erro de velocidade		Nº de Ranhuras		Componentes de frequência			
									Primárias		Secund.	
	medido		medido	estimado	abs	%	MIT	Detec.	n_d	n_w	n_d	n_w
59,91	0,80	0,239	1793	1793,05	0,05	0,003	28	32;36;28;40;44	0	3;5	-1	-1;-3
60,03	1,01	0,272	1796	1795,53	-0,47	-0,026	28	28;32;36;40	0	3;5	-	-
60,26	2,02	0,708	1795	1795,20	0,20	0,011	28	28;32	0	-1;3;5	-1	-1
60,39	3,01	0,977	1794	1794,60	0,60	0,033	28	28;32	1	-1;-3	-1	-1;5;-3
60,55	4,04	1,404	1791	1791,54	0,54	0,030	28	28	0	-1;-3;5	1	-1;-3;3
60,74	5,05	1,712	1791	1790,87	-0,13	-0,007	28	28	0	-1;3;-3;5	-1	-1
60,88	6,00	2,267	1785	1784,75	-0,25	-0,014	28	28	0	-1;3;-3;5	-1	-1
61,01	7,05	2,748	1780	1779,67	-0,33	-0,019	28	28	0	-1;3;-3;5	-1	-1;-3
61,12	8,00	3,250	1774	1775,62	1,62	0,091	28	28	0	-1;3;-3;5	-	-
61,38	9,00	3,769	1772	1771,88	-0,12	-0,007	28	28	0	-1;3;-3;5	-	-
61,50	10,00	4,282	1766	1765,71	-0,29	-0,016	28	28	0	-1;-3	-	-
60,22	11,00	4,904	1718	1719,03	1,03	0,060	28	28	0	-1;-3	-	-
61,87	12,00	6,417	1737	1738,65	1,65	0,095	28	28	0	-1;3;-3;5	-	-
62,24	13,00	7,830	1721	1722,31	1,31	0,076	28	28	0	-1;-3	-	-
62,39	14,00	8,639	1710	1712,99	2,99	0,175	28	28	0	-1;3;-3	-	-
60,94	15,00	9,474	1655	1653,96	-1,04	-0,063	28	28	0	-1;3;-3;5	-	-

Nos experimentos realizados ocorreram dificuldades na localização dos componentes de frequência de excentricidade quando a condição de operação do motor concebia torques elevados ou velocidades instáveis. Esses problemas foram contornados, em parte, quando o filtro *notch* foi implementado, o nível DC na aquisição do sinal foi corrigido e o ganho fornecido ao sinal de corrente foi devidamente ajustado. Ainda assim, em algumas situações, tanto a velocidade instável do MIT quanto o nível DC do sinal não foram evitados como se pretendia. No entanto, o algoritmo apresentou excelentes resultados, mostrando-se robusto em condições adversas.

De um modo geral, o algoritmo de detecção automática funcionou para os diversos valores de cargas aplicadas e indicou corretamente o número de ranhuras para situações em que o escorregamento era superior a 2%. Apenas em uma situação particular do MIT de 44 ranhuras, quando o torque estava próximo de $5N.m$, o algoritmo falhou na detecção do número de ranhuras. Essa falha pode ser explicada por três fatos importantes já comentados no capítulo 5: o primeiro, foi o fato do MIT não apresentar velocidade de rotação suficientemente estável durante o tempo de aquisição do sinal; o segundo, foi o aparecimento de um nível alto de componente DC no sinal, indicando uma saturação por amplitude do sinal devido a um possível erro no ajuste do ganho no condicionamento do sinal; o terceiro, consequência do primeiro e do segundo, foi o fato da estimação da velocidade, pelos componentes de excentricidade, possuir um erro maior que o previsto para o funcionamento do algoritmo. Entende-se por erro previsto o erro na estimação da velocidade que não impede a localização dos outros componentes de frequência (de ranhuras) pelo fato dos mesmos se encontrarem dentro de uma faixa de frequência prevista pelo algoritmo.

A não determinação do número de ranhuras para escorregamentos baixos foi prevista no capítulo 4. Para melhorar os resultados do algoritmo, em baixos escorregamentos, pode-se aumentar o tempo de aquisição do sinal, melhorando erro de estimação de velocidade através dos componentes de excentricidade e, conseqüentemente, melhorando a detecção do número de ranhuras. Essa solução deve ser avaliada com bastante cuidado, pois o aumento do tempo de aquisição aumenta a possibilidade do motor variar a velocidade, piorando a

estimação de velocidade através do método. Também se deve considerar que normalmente os MIT trabalham com escorregamentos maiores que 2%, estando então, na prática, fora da situação crítica de baixo escorregamento.

Em relação à detecção dos parâmetros, que indicam as ordens dos componentes de frequência de ranhuras mais significativos, o algoritmo destacou, como componentes primários, sempre o $n_d=0$ e $n_w=1$ para o motor de 44 ranhuras e $n_d=0$ e $n_w=-1$ para o motor de 28 ranhuras, quando os dois motores ultrapassaram os 2% de escorregamento. Nas outras situações, com o escorregamento abaixo de 2%, apesar do número de ranhura não ter sido detectado pelo algoritmo, os componentes significativos de frequência foram determinadas supondo uma contribuição externa do valor correto do número de ranhuras. Nessa situação verificou-se a mudança dos parâmetros para alguns casos.

6.2 Análise Gráfica dos Resultados Experimentais dos Componentes de Excentricidade

Na avaliação dos componentes de excentricidade foram utilizados alguns critérios de seleção. Os critérios são referentes à análise e validação de pico mencionada no capítulo anterior, seção 5.4.1. Quando o critério “**a**” é atendido o ponto no gráfico recebe um asterisco, “*”, e quando o critério “**b**” é atendido recebe um círculo, “o”. Os gráficos ilustrados neste capítulo foram gerados através da ferramenta computacional MATLAB.

Na Figura 6.3 (MIT de $R=44$) e na Figura 6.4 (MIT de $R=28$) são ilustrado os gráficos do valor do torque do MIT (em $N.m$) versus o erro absoluto da velocidade de rotação (em rpm) que tem como referência de velocidade o valor lido no tacômetro. A legenda no gráfico indica as cores referentes para os resultados dos erros para os componentes de frequência de excentricidade, para o valor médio da velocidade do resultado dos componentes de primeira ordem ($n_d=-1$ e $n_d=1$ indicado por $n_d=-1;+1$), e o erro em relação ao valor médio

dos resultados fornecido pela seleção dos componentes de frequência através do algoritmo proposto (indicado na legenda por *selecionados*).

Da mesma forma, na Figura 6.5 (MIT de $R=44$) e na Figura 6.6 (MIT de $R=28$) são ilustrado os gráficos do valor do torque do MIT (em $N.m$) versus o erro percentual relativo da velocidade de rotação.

Diante dessas duas visualizações de erros pode-se perceber que, na maioria das vezes, o valor médio dos componentes de primeira ordem ($n_d=-1$ e $n_d=1$ indicado na legenda por $n_d=-1+1$ na cor magenta) obteve um resultado melhor que o valor de um ou de outro componente de frequência de primeira ordem (indicado na legenda por $n_d=-1$ $n_d=+1$ nas cores verde e azul cian). Este fato pode ser verificado claramente na situação ilustrada na Figura 6.5 (MIT de $R=44$) para o valor de torque $0N.m$ (zero, este valor é aproximado e vale $0,74N.m$) e na Figura 6.6 (MIT de $R=28$) para o valor de torque $1N.m$ (um).

Também é possível verificar que para baixos torques o componente de terceira ordem ($n_d=3$) apresentou bons resultados enquanto que para valores altos os resultados foram muito ruins. De maneira inversa, se comportou o componente de segunda ordem ($n_d=2$) que apresentou bons resultados para torques elevados e em muitas situações foi o único componente a se destacar. No gráfico nota-se que todos os resultados obtiveram um erro menor do que $5\ rpm$ para o valor da velocidade obtidos pelos critérios de seleção do algoritmo. Percebe-se também que a maioria destes resultados estão com erros abaixo de $2\ rpm$.

Na Figura 6.7 (MIT de $R=44$) e na Figura 6.8 (MIT de $R=28$) são ilustrado os gráficos do valor do torque do MIT (em $N.m$) versus o erro percentual relativo do escorregamento. Percebe-se claramente que o erro relativo para o escorregamento é maior para valores de baixo torque. Isso ocorre devido à forma que é calculado o escorregamento que tende levar o erro relativo para infinito quando o escorregamento tende para zero. Essa situação é ilustrada na Figura 6.7 (MIT de $R=44$) para o valor de torque $0N.m$ que indica um erro percentual próximo de 15% e na Figura 6.8 (MIT de $R=28$) para o valor de torque $1\ (um)$ que

indica um erro percentual próximo de 30%. Percebe-se também que as maiorias dos resultados são inferiores a 5%. Esse fato induz a optar pela análise do erro da velocidade ao invés do erro do escorregamento para avaliar de maneira mais uniforme o desempenho da estimação da velocidade através dos componentes de frequência.

No Figura 6.9 (MIT de $R=44$) e no Figura 6.10 (MIT de $R=28$) são ilustrados o valor do torque do MIT (em $N.m$) versus a amplitude em percentual dos componentes de frequência com relação ao maior deles em amplitude. Pode-se perceber que existe uma grande diferença de amplitude entre os componentes, principalmente entre os de primeira ordem quando a torques baixos e os demais componentes e situações. Diante desse quadro é importante destacar o uso de uma placa de aquisição que ofereça uma boa especificação em relação ao erro de quantização. Foi utilizada no experimento uma placa de aquisição que oferecia 12bits. Introduzir um ajuste automático para o ganho seria outra forma de melhorar esse erro de quantização, pois otimizaria o uso da faixa, em amplitude, que os sinais de baixas amplitudes podem ocupar.

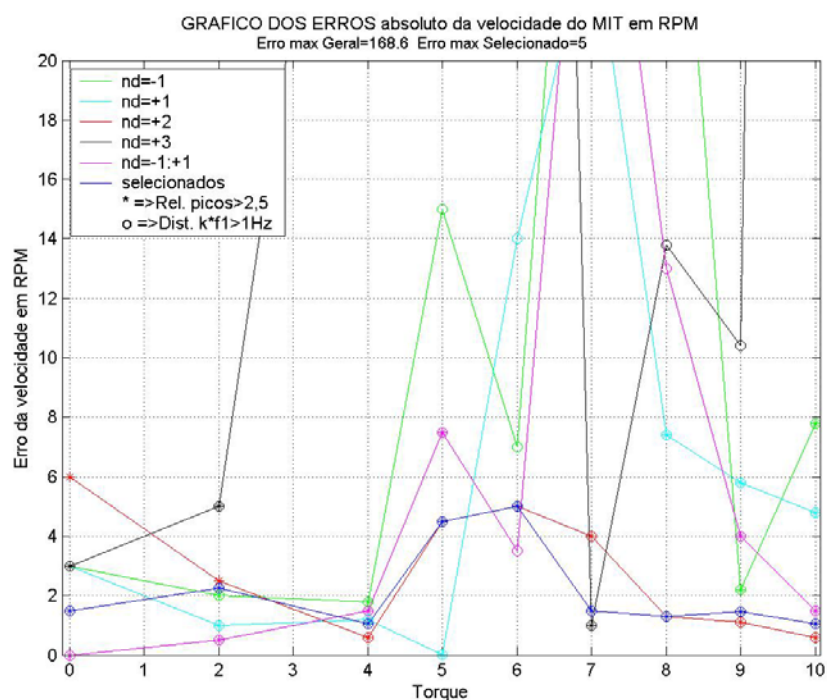


Figura 6.3: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=44

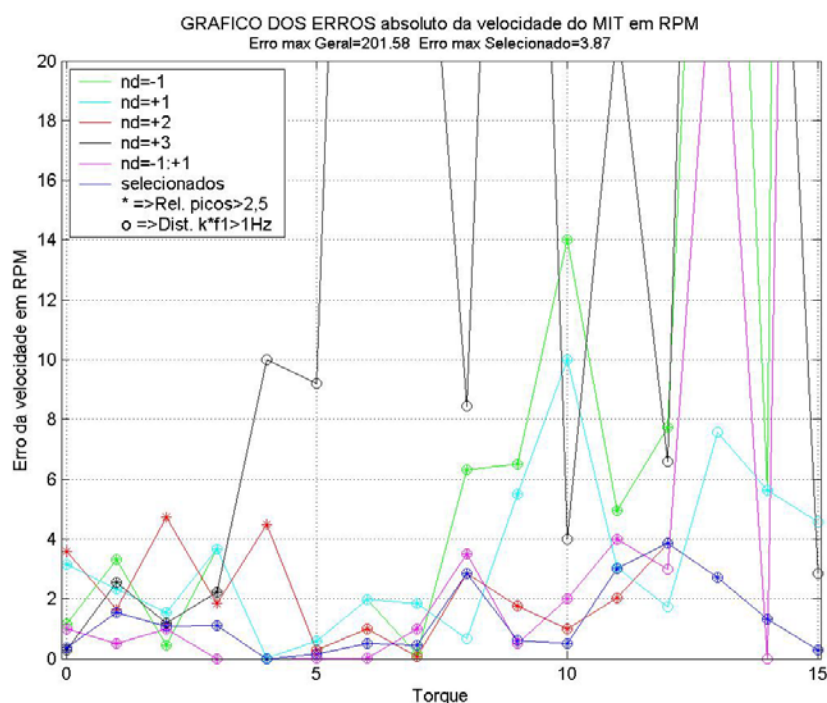


Figura 6.4: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com R=28

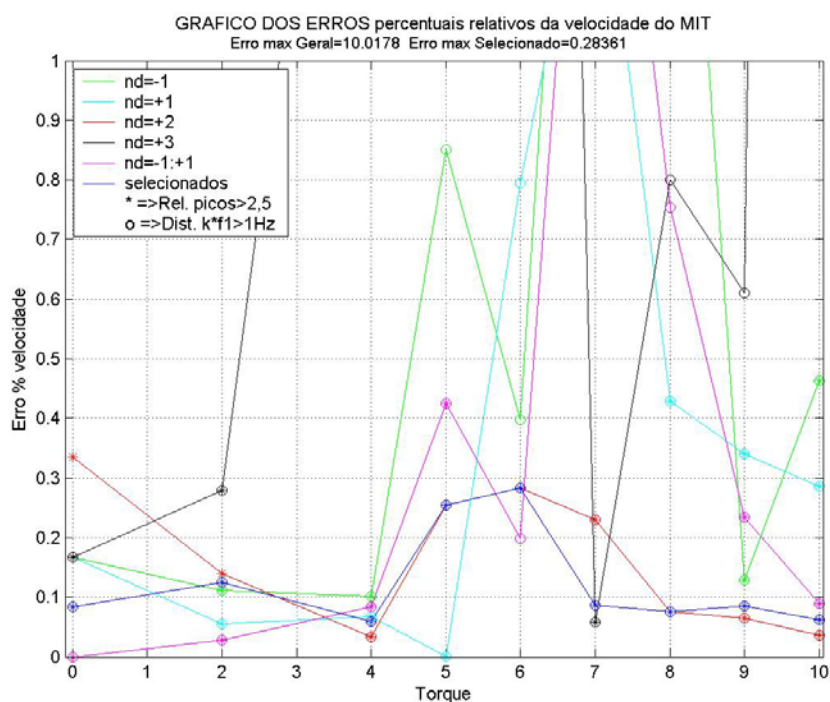


Figura 6.5: Gráfico do erro percentual da velocidade em RPM do MIT com R=28

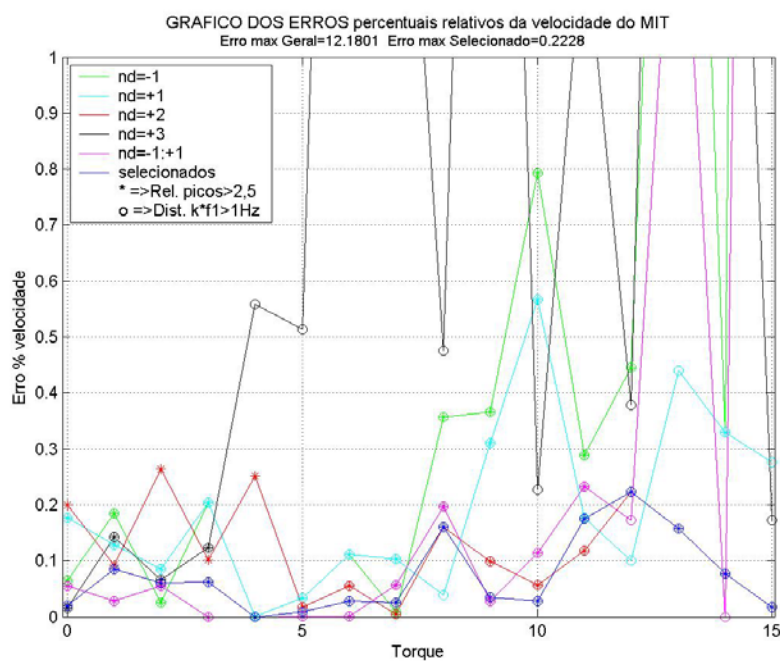


Figura 6.6: Gráfico do erro percentual relativo da velocidade do MIT com R=28

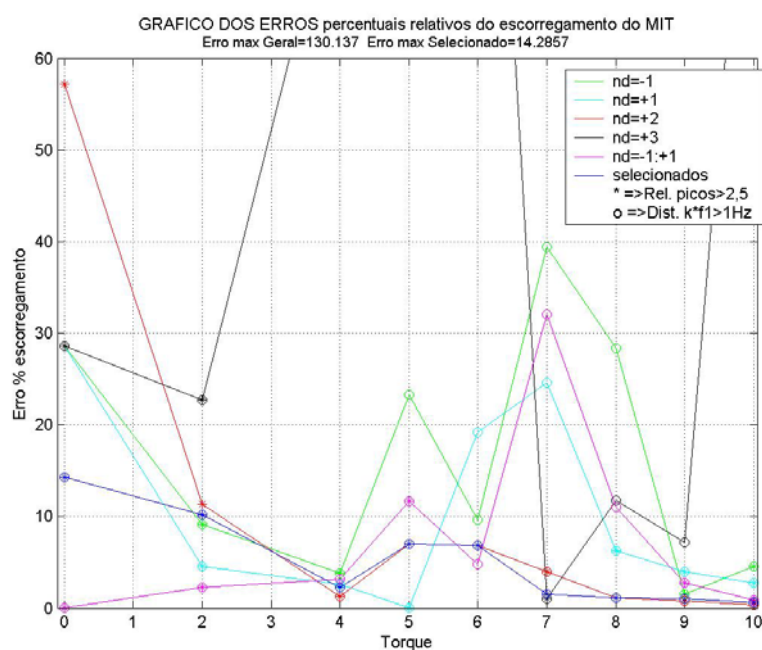


Figura 6.7: Gráfico do erro percentual relativo do escorregamento do MIT com R=44

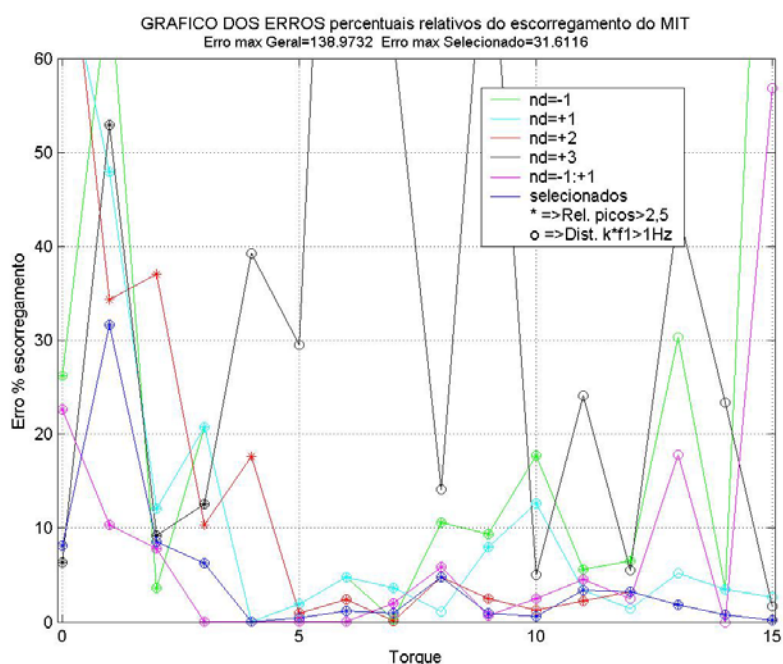


Figura 6.8: Gráfico do erro percentual relativo do escorregamento do MIT com R=28

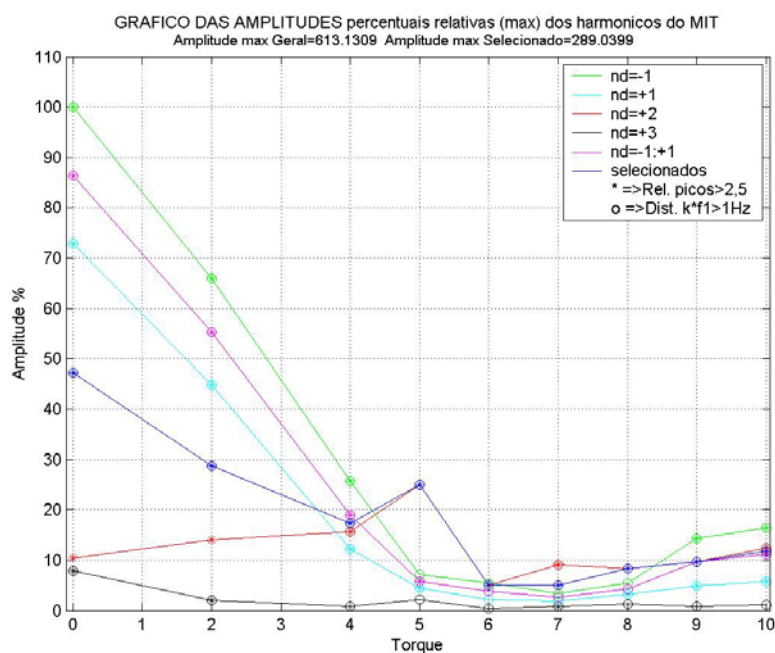


Figura 6.9: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de excentricidade relativas à máxima amplitude no MIT com R=44

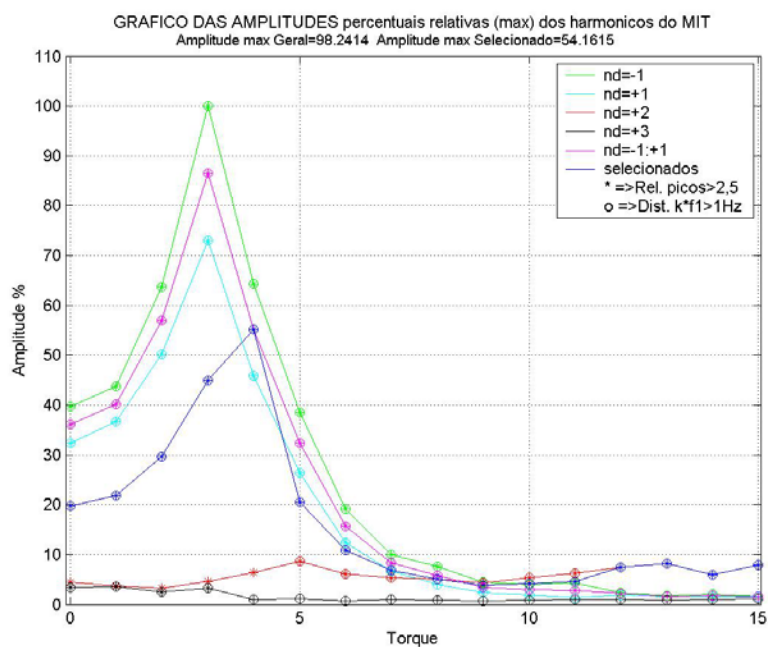


Figura 6.10: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de excentricidade relativas à máxima amplitude no MIT com R=28

Através dessas visualizações percebe-se as oscilações que os componentes de excentricidade sofrem em relações aos critérios que os qualificam na faixa de detecção do espectro. Na Figura 6.5 (MIT de $R=44$), para o valor de torque $5N.m$ (cinco) e para o valor de torque $8N.m$ (oito) pode ser verificada uma situação em que o algoritmo utiliza todos os critérios e descarta o resultado do componente de excentricidade de $n_d=+1$ utilizando o critério “c” de seleção mencionado no capítulo anterior, seção 5.4.1. Para o valor de torque $5N.m$ (cinco) a componente de frequência de $n_d=+1$ fornece um ótimo resultado, no entanto para o valor de torque $8N.m$ (oito) um péssimo resultado. Isso reforça o uso do critério “c” para descartar principalmente possibilidades de estimações ruins de velocidade.

Diante dessa situação, o critério de seleção do algoritmo mostrou-se bastante flexível, selecionando as componentes mais adequadas para a estimação da velocidade nas diversas situações de carga do MIT.

6.3 Análise Gráfica dos Resultados Experimentais dos Componentes de Ranhuras

Na avaliação dos componentes de ranhuras também foram utilizados os critérios de seleção mencionadas no capítulo 5. Semelhante à análise feita dos componentes de excentricidade, quando o critério “a” é atendido o ponto no gráfico recebe um asterisco, “*”, e quando o critério “b” é atendido recebe um círculo, “o”.

Na Figura 6.11 (MIT de $R=44$) e na Figura 6.12 (MIT de $R=28$) são ilustrado os gráficos do valor do torque do MIT (em $N.m$) versus o erro absoluto da velocidade de rotação (em rpm). A legenda no gráfico indica as cores referentes para os n_w dos componentes de frequência de ranhuras de $n_d=0$.

Através dessas visualizações dos erros pode-se perceber que não são todas os componentes de ranhuras que mantém um comportamento estável em relação ao erro. Para os MIT de 44 e 28 ranhuras os parâmetros selecionados pelo algoritmo, destacados na Tabela 6.1 e na Tabela 6.2, são os que

apresentaram menores erros. Na Figura 6.11 (MIT de $R=44$) é destacado os componentes de $n_w=1$ e $n_w=3$ que apresentam resultados na maioria das vezes bastante próximos mantendo uma coerência, na Figura 6.12 (MIT de $R=28$) é destacado os componentes de $n_w=-1$ e $n_w=3$.

Apesar dos erros não se manterem abaixo de $0,5 \text{ rpm}$ para todas as amostras, os resultados foram expressivos, pois mostraram uma coerência entre os resultados dos componentes mais significativos que se mantiveram próximos. Isso reforça o argumento, mencionado na apresentação da Tabela 6.1 e da Tabela 6.2, de que as instabilidades na velocidade do MIT em algumas amostras prejudicaram a certeza da medição de velocidade do tacômetro. Diante disso a análise deve ser restringida à eficiência do algoritmo em detectar os componentes que se destacaram.

Analisando a Figura 6.13 (MIT de $R=44$) e a Figura 6.14 (MIT de $R=28$), diante do critério de maior amplitude ($n_w=1$ para o MIT de $R=44$ e $n_w=-1$ para o MIT de $R=28$), que é usado para avaliar a significância dos componentes de ranhuras, percebe-se que os componentes de maiores amplitudes são os que apresentam os melhores resultados com os menores erros e variações na Figura 6.11 (MIT de $R=44$) e na Figura 6.12 (MIT de $R=28$).

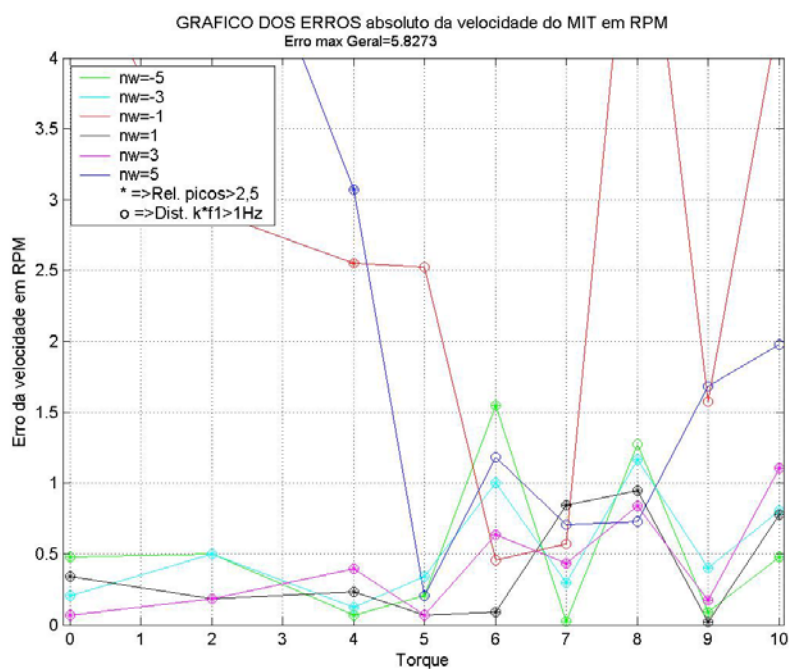


Figura 6.11: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com $R=44$ calculado através dos componentes de ranhuras de $n_d=0$.

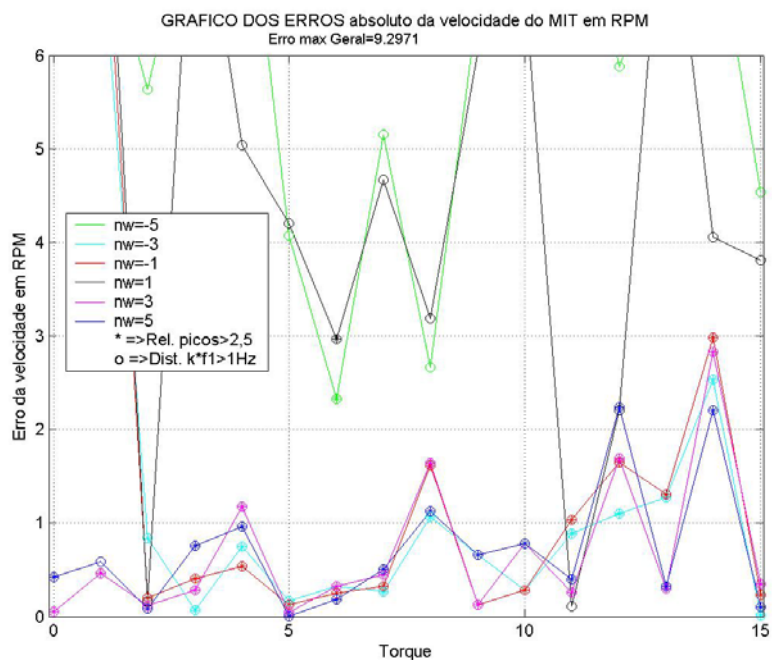


Figura 6.12: Gráfico do erro absoluto da velocidade em RPM do MIT com $R=28$ calculado através dos componentes de ranhuras de $n_d=0$.

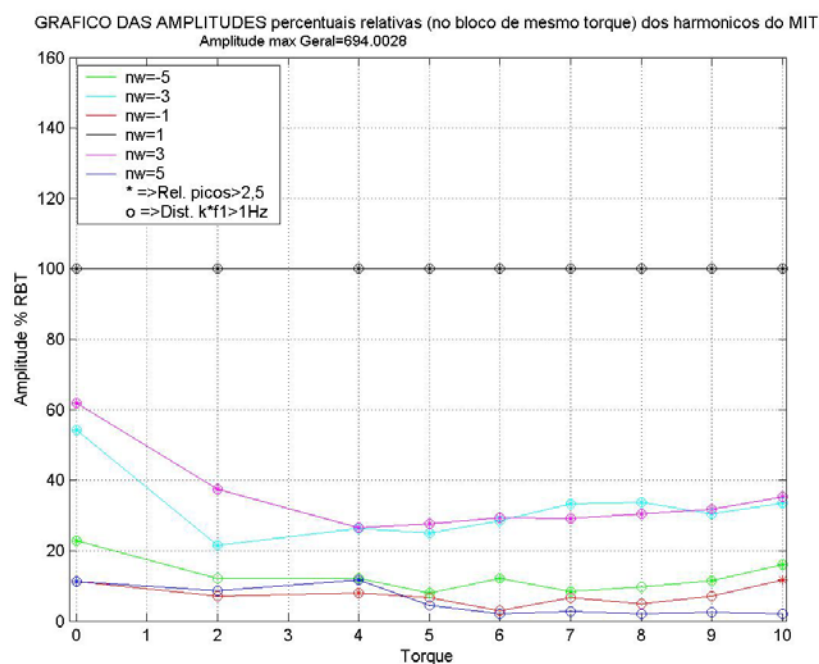


Figura 6.13: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de ranhuras de $n_d=0$, relativas ao mesmo torque, do MIT com $R=44$.

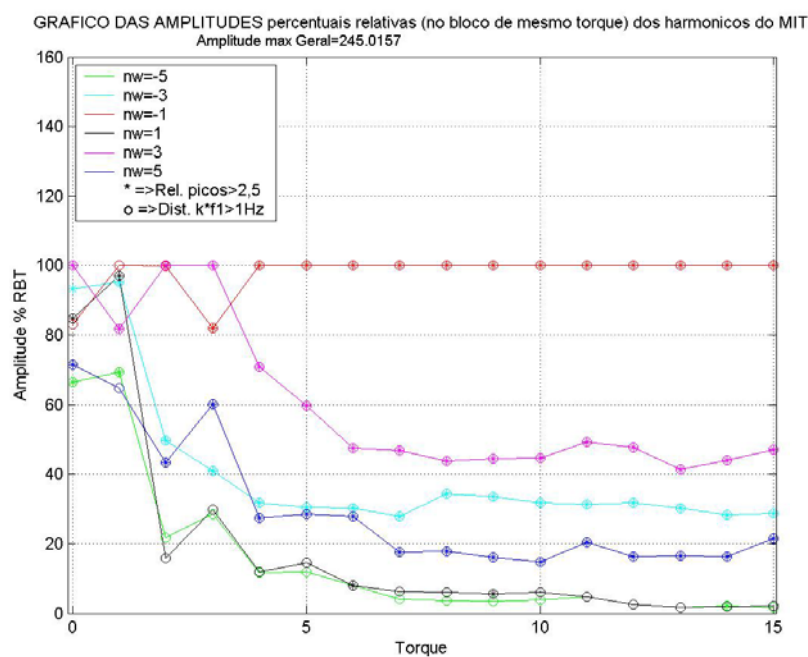


Figura 6.14: Gráfico percentual das amplitudes dos componentes de ranhuras de $n_d=0$, relativas ao mesmo torque, do MIT com $R=28$

Os gráficos dos componentes de ranhuras, de um modo geral para escorregamentos maiores que 2%, indicaram um melhor resultado em relação ao erro que os apresentados pelos componentes de excentricidade. Dessa maneira, os parâmetros, que indicam os componentes de ranhuras mais significativos, podem ser utilizados na estimação de velocidade.

Para situações de baixo escorregamento os componentes de ranhuras do MIT de 28 ranhuras mostraram uma alternância na ordem dos principais componentes de ranhuras, que poderia prejudicar a detecção de velocidade que fosse estimada baseada em apenas um componente de frequência.

Os resultados no geral mostraram-se bastantes satisfatórios em relação à detecção automática. Mesmo nas situações em que os motores apresentaram velocidades instáveis e os componentes de ranhuras estimaram velocidades com erros maiores que um *rpm*, o algoritmo detectou os parâmetros dos motores (R , K , n_d , n_w).

Capítulo 7

Conclusões e Perspectivas Futuras

O método apresentado nessa dissertação mostrou-se bastante promissor na tentativa de determinar automaticamente parâmetros específicos dos motores de indução trifásicos. O algoritmo funcionou muito bem nos dois motores testados, de 28 e 44 ranhuras, alimentados por um inversor escalar que fornecia uma frequência de alimentação próxima de 60 *Hertz* em diversas condições de carga.

O uso do processamento de sinais digitais através de ferramentas como o LABVIEW e MATLAB combinado com o condicionamento analógico do sinal viabilizaram a implementação do método e os testes práticos. O uso da DFT em faixas prováveis e os critérios de seleção e validação dos componentes de frequência tornaram o algoritmo bastante flexível na busca do melhor componente para a estimação de velocidade através da análise espectral da corrente elétrica do MIT.

Houve falha na determinação do número de ranhuras em apenas uma situação crítica em que o resultado poderia ser descartado devido às condições de instabilidade de velocidade que o MIT apresentava no momento do teste. Nas demais situações, para escorregamentos superiores a 2%, o algoritmo de detecção automática funcionou de forma flexível e robusta, determinando todos os parâmetros, mesmo em situações adversas de cargas com ligeiras variações na velocidade do MIT.

Determinar os parâmetros específicos dos motores de indução trifásicos é de extrema importância para tornar eficiente e não intrusivo a detecção de velocidade e torque por análise espectral. Diante disso cria-se expectativa de beneficiar a supervisão de poços de petróleo principalmente os que utilizam o

sistema de bombeamento BCP permitindo atenuar os impactos provocados pelas paradas e custos de manutenção.

A partir deste ponto o trabalho deve dedicar esforços para atender a uma variedade de frequências de alimentação que o inversor pode oferecer e também a uma diversidade de MIT de diferentes números de ranhuras e pólos. Com isso surge a necessidade de variar os ensaios para diversos modelos de motores e de implementar filtros adaptativos que possam trabalhar juntamente com as variações que os inversores proporcionam na frequência de alimentação do motor.

Este trabalho é uma contribuição importante para a evolução do método de detecção automática de parâmetros do motor de indução para estimação da velocidade através do método da análise espectral da corrente elétrica do estator.

Referências Bibliográficas

- [1] Simon Haykin, Barry Van Veen, trad. J. C. Barbosa dos Santos, “*Sinais e Sistemas*”. Porto Alegre: Bookman, 2001.
- [2] Alfonso Martignoni. “*Maquinas de Corrente Alternada*”. Porto Alegre, Editora Globo – 1973, 1a edição.
- [3] Irving L. Kosow, trad. Felipe Luiz Ribeiro Daiello e Percy Antônio Pinto Soares, “*Maquinas Elétricas e Transformadores*”, Porto Alegre Editora Globo, 6a Edição.
- [4] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Alexander Kusko. “*Máquinas Elétricas*”, trad. Josafá A. Neves. São Paulo, Editora McGRAW-HILL do Brasil.
- [5] Paim, Cristiane C. & Bazanella, Alexandre S. . “*Controle Vetorial e Não-linear de Motores de Indução*”. Seminário Interno do Departamento de Engenharia Elétrica e da Instrumentação Eletro-Eletrônica, Porto Alegre, 5 e 6 de Novembro de 1998.
- [6] Thomas, José E., “*Fundamentos de Engenharia de Petróleo*”, Editora Interciência, Rio de Janeiro – 2001.
- [7] A. S. Rebouças, F. N. Serafim, M. A. Moreira, A. Oliveira e J. C. de Jesus, V. R. V. Rodeiro, “*Sistema De Supervisão De Poços De Petróleo BCP*”. In Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática, XV Congresso Brasileiro de Automática, Gramado-RS, 2004, 1-6.
- [8] A. S. Rebouças, F. N. Serafim, M. A. Moreira, A. Oliveira e J. C. de Jesus, V. R. V. Rodeiro. “*A torque Estimation Method to Aid An Intelligent Management System for Oil Wells Automated*”. 1st International

- Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, Setúbal-Portugal, 2004.
- [9] Carvalho, Paulo C. G. de. *“Gerenciamento do bombeio de cavidades progressivas”*, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, dissertação, 09/12/1999.
- [10] Hurst, Kevin D. e Habetler, Thomas G., *“Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives”*, IEE transactions on power electronics, vol. 11, NO. 1, January 1996.
- [11] Rodeiro Venicio R. V., Oliveira Amauri, Cerqueira Jês J. F.. *“Detecção Automática de Parâmetros Específicos do Motor de Indução para Estimação do Torque Através do Método da Análise Espectral da Corrente do Estator”*. II workshop REDIC – PETROBRAS. Rio de Janeiro, Julho 2005.
- [12] Damasceno, Sheyla Maria das Neves. *“Uma contribuição a Avaliação de Rendimento de Motores de Indução Trifásico”*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia.
- [13] Weg. *“Manual de Motores elétrico Weg”*. Jaraguá do Sul, SC.
- [14] Vicente Del Toro, *“Fundamentos de Máquinas Elétricas”*, Trad. Onofre de Andrade Martins. Rio de Janeiro, RJ, LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A. do Brasil.
- [15] Anderson M. Santana, A.C.C. Lima, A. L. Aguiar, *“Estimação de Velocidade de motores de Indução Trifásicos”*, Universidade Federal da Bahia, Eletricidade Moderna, março de 2000.
- [16] Hanifi Guldemir, *“Detection of Airgap Eccentricity Using Line Current Spectrum of Induction Motors”*. Technical Education Faculty, Department of Electronics and Computer Science, University of Firat, Elazig, Turkey. Received 15 January 2002; received in revised form 22 July 2002; accepted 30 July 2002.
- [17] Shehab Ahmed, Hamid A. Toliyat. *“Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor With*

- Different Rotor Cages*” . IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, September 2001.
- [18] R. Blasco-Gimenez, *Comments on “Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives”*, K. D. Hurst and T. G. Habetler, *Authors’ Reply*. Correspondence, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997.
- [19] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. J. Bradley. *“Performance of FFT-Rotor Slot Harmonic Speed Detector For Sensorless Induction Motor Drives”*. IEE Proc.-Elecctr. Power Appl., Vol. 143, No.3, May 1996.
- [20] K. D. Hurst, T. G. Habetler, *“A Comparison of Spectrum Estimation Techniques For Sensorless Speed Detection in Induction Machines”*. IEEE1995, Georgia Institute of Technology School of Electrical Engineering, Atlanta.
- [21] M. E. H. Benbouzid, *“A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection”*. IEE Transsactioons on Industrial Electronics, VOL. 47, No. 5, October 2000.
- [22] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, *“Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques”*. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, October 2000.
- [23] M. Fenger, B. A. Lloyd, *“Case Histories Of Current Signature Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives”*. 1 Westside Drive, Unit #2, Toronto, Ontario – M9C 1B2, Canada.
- [24] Howard M. Berlin, *“The Design of Active Filters, with Experiments”*. Bugbook, Application Series Books, E&L Instruments, Inc. 1977.
- [25] Gobind Daryanani, *“Prinples of Active Network Synthesis and Design”*. Copyigth 1976, by Bell Laboratories, Inc.

Anexo I

Código-Fonte das Rotinas em *Matlab*

I.1 *DeteccaoAutomatica.m*

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  %Algoritmo de inicializacao para detectar automaticamente parametros do
3  %MIT e determinar as velocidades e escorregamentos utilizando a DFT
4  %na analise do espectro de um sinal de corrente eletrica de uma das
5  %fases do MIT.Sao geradas matrizes e graficos com a localizacao dos
6  %harmonicos de excentricidade (fecc) e multiplos da fundamental (f1)
7  %comparando-os com as faixas e posicoes previstas a partir dos valores
8  %medidos em ensaios no laboratorio de pesquisa da UFBA-DEE-MEE.
9  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
10 %Dezembro de 2005
11 %Venicio R. V. Rodeiro - Mestrado Eng. Eletrica -UFBA
12 %Orientador: Amauri Oliveira
13 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
14 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
15
16 %limpar as matrizes
17 clear all
18 nome_arquivo='y_f60T9_fpbm.mat'
19
20 %Os dados devem estar no formato .mat (o vetor foi gerado da forma:
21 %y=[1;2;3;.....;n];)
22 y=importdata(nome_arquivo);
23
24 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
25 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
26 %%variacao na taxa de amostragem e numero de amostras para reducao do custo
27 %%computacional => DIZIMACAO
28 y2=y; %armazenamento de y original em y2 para utilizacoes futuras (se
necessario)
29 TAXAORIG=20000; % taxa de aquisicao original
30 D=40; %fator para dizimacao => reducao da taxa de aquisicao e do
numero de amostra
31
32 y=decimate(y,D); %funcao para dizimacao no matlab
33
34 txaq=TAXAORIG/D; %% nova taxa de aquisicao simulada
35 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
36 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
37
38 k=0;nw=1;p=4;delta=1;r=28;
39 delta=0.025;
40
41 switch nome_arquivo
42     case 'y_f60T0_fpbm.mat'
43         f1=60.15;n=1794;text_arq='T0';
44     case 'y_f60T2_fpbm.mat'
45         f1=60.5;n=1793;text_arq='T2';

```

```

46     case 'y_f60T4_fpbm.mat'
47         f1=60.77;n=1776;text_arq='T4';
48     case 'y_f60T5_fpbm.mat'
49         f1=60.95;n=1764;text_arq='T5';
50     case 'y_f60T6_fpbm.mat'
51         f1=61.0;n=1763;text_arq='T6';
52     case 'y_f60T7_fpbm.mat'
53         f1=61.35;n=1739;text_arq='T7';
54     case 'y_f60T8_fpbm.mat'
55         f1=61.46;n=1726;text_arq='T8';
56     case 'y_f60T9_fpbm.mat'
57         f1=61.68;n=1705;text_arq='T9';
58     case 'y_f60T10_fpbm.mat'
59         f1=61.87;n=1683;text_arq='T10';
60     otherwise
61         mens='arquivo com o nome fora do previsto'
62         break
63 end
64 nhz=n/60;ns=f1/(p/2); s=(ns*60-n)/(ns*60);
65
66 for xnd=1:4
67     nd=xnd-1;
68     if xnd==1
69         nd=-1;
70     end
71
72 %faixa de erro considerada com aceitavel para a analise grafica
73 %considerando um erro no harmonico fecc de +- 0.1Hz e f1 de +- 0.1Hz
=>erro emm nRPM +-9RPM
74 erro_n=4;
75 erro_nhz=erro_n/60;
76 fsh_min_e=abs((nhz-erro_nhz)*(k*r+nd)+f1*nw);
77 fsh_max_e=abs((nhz+erro_nhz)*(k*r+nd)+f1*nw);
78 if fsh_min_e > fsh_max_e
79     ftroca=fsh_min_e;fsh_min_e=fsh_max_e;fsh_max_e=ftroca;
80 end
81
82 % faixa de provavel localizacao do harmonico entre s=0 e s=0.10
83 %ns=f1/(p/2); %n=ns*(1-s) %s=0 => n=ns %s=.1 => n=.9*ns
%fsh=n*(k*r+nd)+f1*nw
84 fsh_s0=abs(ns*(k*r+nd)+f1*nw); fsh_s0_1=abs(.9*ns*(k*r+nd)+f1*nw);
85 fsh_min_V=fsh_s0; fsh_max_V=fsh_s0_1;
86 if fsh_min_V > fsh_max_V
87     ftroca=fsh_min_V;fsh_min_V=fsh_max_V;fsh_max_V=ftroca;
88 end
89 %fsh_min=round(fsh_min_V)-1; %fsh_max=round(fsh_max_V)+1;
90 %fsh_min=fix(fsh_min_V); fsh_max=ceil(fsh_max_V);
91
92 %ajuste de fsh_min e fsh_max em funcao de delta e do erro previsto
93 mult_erro_nhz_delta=ceil(erro_nhz/delta);
94 erro_nhz_delta=ceil(erro_nhz/delta)*delta;
95 fsh_min=delta*round(fsh_min_V/delta)-erro_nhz_delta;
96 fsh_max=delta*round(fsh_max_V/delta)+erro_nhz_delta;
97 %ajuste de fsh_min e fsh_max em funcao da resolucao da DFT1 20khz/20000
= 1hz
98 fsh_min=fix(fsh_min); fsh_max=ceil(fsh_max);
99
100 %n medido no tacometro => previsao da localizacao do fecc
101 fecc_n=abs(nhz*(k*r+nd)+f1*nw);
102
103 %utilizacao da dft1 para analise no dominio da frequencia
104 %gerando dois vetores um de frequencia e outro de amplitude e fase
105 [f_fsh,Xf_fsh]=dft1(y,fsh_min, fsh_max,delta,txaq);
106 fator=2;

```

```

107      %utilizacao de uma rotina para analisar os picos e vales na deteacao de
fecc
108
109      [pmax,media_pico,relacao_pico,relacao_pico2,mat_harmonnico]=anali_pico_Geral(Xf_
fsh,fator);
110      fecc=f_fsh(pmax(2));
111      n_rpm_fecc=((fecc-fl*nw)/(k*r+nd))*60;      s_fecc=1-((fecc/fl)-
nw)*(p/2)/(k*r+nd);
112      amp_fecc=pmax(1);
113
114      %distancia entre fsh e o (harmonico) multiplo de fl mais proximo
115      mult=round(fecc/fl);
116      fl_mult=fl*mult;
117      if fl_mult==0
118          fl_mult=fl;
119      end
120      d_fl_fecc=fecc-fl_mult;
121
122      % matriz com as principais informacoes do fecc localizado
123      mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(xnd,:)=...
124      [nd fecc n_rpm_fecc s_fecc relacao_pico amp_fecc d_fl_fecc];
125      %Mat_r_fsh_amp_k_nd_nw_rpm_relapico_dflfecc(1,:)= [r fsh amp_fsh k nd nw
n_rpm_fsh relacao_pico2 d_fl_fecc];
126
127      %dados dos erros percentuais para analise estatisticas das informacoes
geradas pelas fecc
128      errop_fecc=(fecc-fecc_n)*100/fecc_n; errop_nrpm=(n_rpm_fecc-n)*100/n;
errop_s=(s_fecc-s)*100/s;
129      mat_estat_errop_nd_fecc_nrpm_s(xnd,:)= [nd errop_fecc errop_nrpm
errop_s];
130
131      %textos que compoem o cabecalho do grafico com informacoes das componentes
localizadas
132      texto_graf_1=strcat('\fontsize{9}',text_arq,' ',' f1=',num2str(fl),...
133      ' fsh=',num2str(fecc),' nrpm=',num2str(n_rpm_fecc),...
134      ' k=',num2str(k),' R=',num2str(r),' nd=',num2str(nd),'
nw=',num2str(nw));
135      texto_graf_2=strcat('\fontsize{8}',' s%=',num2str(s*100),'%
s%calc=',num2str(s_fecc*100),...
136      ' erro nrpm=',num2str(n_rpm_fecc-n),' fsh-K.fl-
=',num2str(d_fl_fecc),' K=',num2str(mult));
137      texto_graf=strvcat(texto_graf_1,texto_graf_2);
138
139      %grafico contendo:
140      %maior pico (fsh ou fecc) => em azul destacado com uma linha vertical e um
circulo na extremidade
141      %posicao do harmonico (fsh ou fecc) com referencia a velocidade medida =>
linha vertical tracejada mangenta
142      %faixa possivel considerando +-erro da posicao do harmonico anterior =>
linhas verticais vermelahs
143      %faixa min e max considerando escorregamento smin=0 e smax=10% => linhas
verticais pretas
144      %multiplo da fundamental mais proxima do harmonico detectado => triangulo
verde
145
146      figure;plot(f_fsh,abs(Xf_fsh),[fecc fecc],[0
amp_fecc],'b',fecc,amp_fecc,'bo ',...
147      [fecc_n fecc_n],[0 2*amp_fecc],'m:',...
148      [fsh_min_e fsh_min_e],[0 2*amp_fecc],'r',[fsh_max_e fsh_max_e],[0
2*amp_fecc],'r',...
149      [fsh_min_V fsh_min_V],[0 2*amp_fecc],'k',[fsh_max_V fsh_max_V],[0
2*amp_fecc],'k',...
150      [(fl_mult-1*delta) fl_mult (fl_mult+1*delta)],[0 (1.05*amp_fecc)
0],'g--');

```

```

151
152     grid;axis([fsh_min fsh_max 0
amp_fecc*1.1]);title(texto_graf);xlabel('Frequencia');...
153     ylabel('Amplitude')
154
155     % matriz com parametros dos graficos
156     mat_parametros_texto(xnd,:)= [nd f1 fecc n_rpm_fecc k r nd nw s s_fecc n
d_f1_fecc mult];
157     mat_parametros_graf(xnd,:)= [nd fecc amp_fecc fecc_n fsh_min_e fsh_max_e
fsh_min_V fsh_max_V f1_mult fsh_min fsh_max];
158     end
159
160
161     % calculo dos valores medios considerando nd=1 e nd=-1
162     fecc11=(mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(2,2)+mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(1,2))/2;
163     n_rpm_fecc11=((mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(2,2)-
mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(1,2))/2)*60;
164     s_fecc11=(ns-n_rpm_fecc11/60)/ns;
165     relacao_pico11=abs((mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(2,5)+mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(1,5))/2);
166     amp_fecc11=abs((mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(2,6)+mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(1,6))/2);
167     d_f1_fecc11=(fecc11-f1);
168     %adicionamento a matriz os valores medios de nd=+-1
169     mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(xnd+1,:)=...
170     [-11 fecc11 n_rpm_fecc11 s_fecc11 relacao_pico11 amp_fecc11
d_f1_fecc11];
171     %dados dos erros percentuais para analise estatisticas das informacoes
gereadas pelas fecc
172     errop_fecc=(fecc11-f1)*100/f1; errop_nrpm=(n_rpm_fecc11-n)*100/n;
173     errop_s=(s_fecc11-s)*100/s;
174     %adicionamento a matriz erro percentuais os valores medios de nd=+-1
175     mat_estat_errop_nd_fecc_nrpm_s(xnd+1,:)= [-11 errop_fecc errop_nrpm
errop_s];
176
177
178
179
180     %grafico de f1, fecc' e fecc'' com o resultado do valor medio e distancia
181     %comparativa entre f1 medido e f1 no espectro
182     delta=2*delta
183     fsh_min=mat_parametros_graf(1,10); fsh_max=mat_parametros_graf(2,11);
184     [f_fsh,Xf_fsh]=dft1(y,fsh_min, fsh_max,delta,txaq);
185
186     %localizacao do pico proximo de f1 no espectro
187     [Mat_fh_Xf_max,posicao_Xf_max]=procura_pico(Xf_fsh,f_fsh,fix(f1-
2),ceil(f1+2));
188     f1_grafico=Mat_fh_Xf_max(1);
189     amp_f1_grafico=Mat_fh_Xf_max(2);
190
191     %textos que compoem o cabecalho do grafico com informacoes das componentes
localizadas
192     texto_graf_1=strcat('\fontsize{9}',text_arq,' ',' f1=',num2str(f1),...
193     ' fsh=',num2str(fecc11),' nrpm=',num2str(n_rpm_fecc11),...
194     ' k=',num2str(k),' R=',num2str(r),' nd=',num2str(-11),'
nw=',num2str(nw));
195     texto_graf_2=strcat('\fontsize{8}',' s%=',num2str(s*100),'%
s%calc=',num2str(s_fecc11*100),...
196     '% erro nrpm=',num2str(n_rpm_fecc11-n),' fsh-K.f1-
=',num2str(d_f1_fecc11),' K=',num2str(1));
197     texto_graf=strvcat(texto_graf_1,texto_graf_2);
198
199     % mat_parametros_texto(xnd,:)= [nd f1 fecc n_rpm_fecc k r nd nw s s_fecc n
d_f1_fecc mult];

```

```

200 % mat_parametros_graf(xnd,:)= [nd fecc amp_fecc fecc_n fsh_min_e fsh_max_e
fsh_min_V fsh_max_V fl_mult];
201 feccm1=mat_parametros_graf(1,2);
amp_feccm1=mat_parametros_graf(1,3);
202 fecc1=mat_parametros_graf(2,2);
amp_fecc1=mat_parametros_graf(2,3);
203 fecc_nml=mat_parametros_graf(1,4);          fecc_n1=mat_parametros_graf(2,4);
204 fsh_min_em1=mat_parametros_graf(1,5);
fsh_max_em1=mat_parametros_graf(1,6);
205 fsh_min_el=mat_parametros_graf(2,5);
fsh_max_el=mat_parametros_graf(2,6);
206 fsh_min_Vm1=mat_parametros_graf(1,7);
fsh_max_Vm1=mat_parametros_graf(1,8);
207 fsh_min_Vl=mat_parametros_graf(2,7);
fsh_max_Vl=mat_parametros_graf(2,8);
208
209 amp_max_graf=max([amp_feccm1 amp_fecc1 amp_fl_grafico]);
210 %grafico contendo:
211 %maior pico (fsh ou fecc) => em azul destacado com uma linha vertical e um
circulo na extremidade
212 %posicao do harmonico (fsh ou fecc) tendo como referencia a velocidade
medida => linha vertical tracejada mangenta
213 %faixa possivel considerando +-erro da posicao do harmonico anterior =>
linhas verticais vermelhas
214 %faixa min e max considerando escorregamento smin=0 e smax=10% => linhas
verticais pretas
215 %multiplo da fundamental mais proxima do harmonico detectado => triangulo
verde
216
217 figure;plot(f_fsh,abs(Xf_fsh),...
218 [fl_grafico fl_grafico],[0
amp_fl_grafico],'b',fl_grafico,amp_fl_grafico,'bo ',...
219 [fecc11 fecc11],[0 amp_max_graf],'b--',fecc11,amp_fecc11,'bo ',...
220 [feccm1 feccm1],[0 amp_feccm1],'b',feccm1,amp_feccm1,'bo ',...
221 [fecc1 fecc1],[0 amp_fecc1],'b',fecc1,amp_fecc1,'bo ',...
222 [fecc_nml fecc_nml],[0 3*amp_max_graf],'m:',[fl fl],[0
3*amp_max_graf],'m:',...
223 [fecc_n1 fecc_n1],[0 3*amp_max_graf],'m:',...
224 [fsh_min_Vm1 fsh_min_Vm1],[0 3*amp_max_graf],'k',[fsh_max_Vm1
fsh_max_Vm1],[0 3*amp_max_graf],'k',...
225 [fsh_min_Vl fsh_min_Vl],[0 3*amp_max_graf],'k',[fsh_max_Vl
fsh_max_Vl],[0 3*amp_max_graf],'k',...
226 [(f1-2*delta) f1 (f1+2*delta)],[0 amp_max_graf 0],'g--');
227
228
229
230 grid;axis([fsh_min fsh_max 0
amp_max_graf*1.2]);title(texto_graf);xlabel('Frequencia');...
231 ylabel('Amplitude')
232
233
234 %correcao da linha 5 (nd=-11) e coluna 7 => vgalor medio de de nd=-1 e nd=1
para dflfecc
235 mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(5,7)=(abs(mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico
_amp_dflfecc(1,7))+...
236 abs(mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(2,7)))/2;
237
238 %analise das matriz de parametros
239 %1o criterio => relacao entre o picomax e a media dos demais picos > 2.5
240 %2o criterio => distancia do multiplo da fundamental > 1Hz
241 %3o criterio => criterios resultantes de observacoes praticas sobre a faixa
de escorregamento adequada:
242 %nd=+-1 =>sem restricoes limitadas pelo criterio 1o
243 %utilizando a media dos resultados de nd+1 e nd-1
244 %nd=2 =>s > 1/(2*f1) baseada pelo criterio 2o

```

```

245             %nd=3    =>s < 1/(2*f1) observacao pratica
246             %sendo selecionado mais de um nd => optar pela media dos
resultados
247
248     %1o criterio
249     filtro_mat_nd=mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc;
250     filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,5)>=2.5),:);
251     %2o criterio
252     filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(abs(filtro_mat_nd(:,7))>=1),:)
%apresentacao da matriz filtrada
253     %3o criterio
254     if isempty(find(filtro_mat_nd(:,1)==1))==0 &
isempty(find(filtro_mat_nd(:,1)==-1))==0
255         filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,1)~=1),:);
256         filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,1)~=1),:);
257     else
258         if isempty(find(filtro_mat_nd(:,1)==-11))==0
259             filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,1)~-11),:);
260         end
261         if size(filtro_mat_nd,1)>=2
262             filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,1)~-1),:);
263             filtro_mat_nd=filtro_mat_nd(find(filtro_mat_nd(:,1)~=1),:);
264         end
265     end
266
267     if isempty(filtro_mat_nd)==0
268         %resultado do escorregamento e da velocidade rpm do motor
269         s_fecc_filtro=median(filtro_mat_nd(:,4))
270         nrpm_fecc_filtro=median(filtro_mat_nd(:,3))
271         nhz_fecc=nrpm_fecc_filtro/60;
272         % complemento das matrizes
273         relpico_fecc_filtro=median(filtro_mat_nd(:,5));
274         amp_fecc_filtro=median(filtro_mat_nd(:,6));
275         dflfecc_fecc_filtro=median(filtro_mat_nd(:,7));
276         mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc(6,:)=[0 0 nrpm_fecc_filtro
s_fecc_filtro...
277             relpico_fecc_filtro amp_fecc_filtro dflfecc_fecc_filtro];
278         errop_s_filtro=(s_fecc_filtro-s)*100/s;
279         errop_nrpm_filtro=(nrpm_fecc_filtro-n)*100/n;
280         mat_estat_errop_nd_fecc_nrpm_s(6,:)=[0 0 errop_nrpm_filtro
errop_s_filtro];
281     else
282         [Yc,I] = SORTROWS(mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc,5);
283         filtro_mat_nd = Mat_r_fsh_a_nd_rpm_v(rot90(I,2),:);
284         s_fecc_filtro_falha=filtro_mat_nd(1,4)
285         nrpm_fecc_filtro_falha=filtro_mat_nd(:,3)
286         texto_falha='O Algoritmo falhou na deteacao de fecc!'
287     end
288
289     %apresentacao das matrizes de parametro e da estatistica de erros
percentuais
290     mat_nd_fecc_nrpm_s_relpico_amp_dflfecc
291     mat_estat_errop_nd_fecc_nrpm_s
292
293
294     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
295     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
296     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% 2° parte => determinacao do N de ranhuras
297
298
299     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
300     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
301     %variacao na taxa de amostragem e numero de amostras para reducao do custo
302     %computacional => DIZIMACAO

```

```

303 y=y2; %troca de y2 original para y
304 %TAXAORIG=20000; % taxa de aquisicao original
305 D=3; %fator para dizimacao => reducao da taxa de aquisicao e do
numero de amostra
306
307 y=decimate(y,D); %funcao para dizimacao no matilab
308
309 txaq=TAXAORIG/D; %% nova taxa de aquisicao simulada
310 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
311 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
312
313
314 % estimativa do erro na deteccao de fecc erro_dfecc=+-0.1
315 % estimativa de erro de fl erro_dfl=+-0.1
316 erro_dfecc=.03; erro_dfl=.03;
317 %erro maximo refletido nos harmonicos de ranhuras
erro_dfsh=r*erro_dfecc+nw*erro_dfl
318 %erro_dfsh=r*erro_dfecc+nw*erro_dfl
319
320 delta=.5;
321 nd=0;
322 k=1;
323 for x_r=1:1:14 %14 ranhuras possiveis
324
325     r=28+2*(x_r-1);
326
327     if s_fecc_filtro>0.01
328         nw_mat=[-1 1];
329     else
330         nw_mat=[-5 -3 -1 1 3 5];
331     end
332
333     for x_nw=1:1:size(nw_mat,2)
334         %nw=-5+2*(x_nw-1);
335         nw=nw_mat(x_nw);
336         %erro maximo refletido nos harmonicos de ranhuras
erro_dfsh=r*erro_dfecc+nw*erro_dfl
337         erro_dfsh=r*erro_dfecc+abs(nw)*erro_dfl;
338
339         %para analise lateral dos picos e preciso no minimo uma banda de 3
vezes a resolucao espectral
340         if erro_dfsh < 4;
341             erro_dfsh=4;
342         end
343         %previsao da posicao do harmonico
fsh_central=nhz_fecc*(k*r+nd)+f1*nw;
344         %definicao da faixa provavel
fsh_min_V=fsh_central-erro_dfsh;
345         fsh_max_V=fsh_central+erro_dfsh;
346         %determinacao do multiplo de f1 mais proximo
347         mult=round(fsh_central/f1);
348         f1_mult=f1*mult;
349         %d_fl_fecc=fecc-f1_mult;
350         %ajuste de fsh_min e fsh_max em funcao de delta e do erro previsto
351         % mult_erro_nhz_delta=ceil(erro_dfsh/delta);
352         % erro_nhz_delta=ceil(erro_dfsh/delta)*delta;
353         % fsh_min=delta*round(fsh_min_V/delta)-erro_nhz_delta;
354         % fsh_max=delta*round(fsh_max_V/delta)+erro_nhz_delta;
355         % ajuste de fsh_min e fsh_max em funcao da resolucao da DFT1
356         20khz/20000 = 1hz
357         fsh_min=fix(fsh_min_V); fsh_max=ceil(fsh_max_V);
358
359
360         %utilizacao da dft1 para analise no dominio da frequencia
361         %gerando dois vetores um de frequencia e outro de amplitude e fase
362         [f_fsh,Xf_fsh]=dft1(y,fsh_min, fsh_max,delta,txaq);

```

```

363         fator=2.5;
364         %utilizacao de uma rotina para analisar os picos e vales na
deteccao de fecc
365         [pmax,media_pico,relacao_pico,relacao_pico2,mat_harmonnico]=anali_pico_Geral(Xf_
fsh,fator);
366         fsh=f_fsh(pmax(2));
367         n_rpm_fsh=((fsh-f1*nw)/(k*r+nd))*60;      s_fsh=1-((fsh/f1)-
nw)*(p/2)/(k*r+nd);
368         amp_fsh=pmax(1);
369
370         %%distancia entre fsh e o (harmonico) multiplo de f1 mais proximo
371         multf1=round(fsh/f1);
372         f1_mult=f1*multf1;
373         d_f1_fsh=fsh-f1_mult;
374
375         %distancia entre fsh e fsh_central(feccs)
376         d_fshcentral=abs(fsh-fsh_central);
377
378         % matriz com as principais informacoes do fecc localizado
379         mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1(size(nw_mat,2)*(x_r-
1)+x_nw,:)=...
380         [r nw fsh n_rpm_fsh s_fsh relacao_pico amp_fsh d_f1_fsh
d_fshcentral multf1];
381         end
382     end
383
384     mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1
385     %analise das matriz de parametros
386     %1° criterio => relacao entre o picomax e a media dos demais picos > 2.5
387     %2° criterio => distancia do multiplo da fundamental > 1Hz
388
389
390     %1° criterio
391     filtro_mat_r_nw=mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1;
392     filtro_mat_r_nw=filtro_mat_r_nw(find(filtro_mat_r_nw(:,6)>=2.5),:);
393     %2° criterio
394     filtro_mat_r_nw=filtro_mat_r_nw(find(abs(filtro_mat_r_nw(:,8))>=1),:);
395
396     %apresentacao da matriz filtrada
397     t='mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral';
398     filtro_mat_r_nw;
399
400     %criterios de selecao para determinar as ranhuras apartir dos harmonicos
401     %selecionados pelos criterios 1° e 2° na analise das matrizes de parametros
402     %3° criterio => sendo selecionado mais de uma ranhura r =>
403     %3.1° criterio => %colocar a matriz em ordem decrescente de amplitude dos
harmonicos
404         [Yc,I] = SORTROWS(filtro_mat_r_nw,7);
405         t='mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral';
406         filtro_mat_r_nw_ampdec = filtro_mat_r_nw(rot90(I,2),:)
407         Amp_max_fsh=filtro_mat_r_nw_ampdec(1,7)
408
409     %3.2° criterio => %separar os blocos de mesma frequencia fsh e
410         %Ordenar todos os blocos em ordem crescente de diferenca
entre fsh e fsh_central
411         %mat_r_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1
412         cond_mat=0;
413         n_mat_R=0;
414         mat_R=[];
415         while isempty(filtro_mat_r_nw_ampdec)==0 & cond_mat==0
416
417             %separa a matriz 'filtro_mat_r_nw_ampdec' em bloco de
fsh iguais

```

```

418         filtro_mat_r_nw_aux=...
419
420 filtro_mat_r_nw_ampdec(find(filtro_mat_r_nw_ampdec(:,3)==filtro_mat_r_nw_ampdec(
1,3)),:);
421                                     %coloca em ordem crescente de erro entre fsh e
fshcentral
422                                     [filtro_mat_r_nw_aux,I] =
SORTROWS(filtro_mat_r_nw_aux,9);
423                                     filtro_mat_r_nw_aux %Exibe a matriz em ordem
crescente do erro em relacao a fshcentral
424                                     %coleta os valores de inicio e do fim do proximo
bloco de fsh iguais
425                                     lin_mat_ini=size(filtro_mat_r_nw_aux,1)+1;
426                                     lin_mat_final=size(filtro_mat_r_nw_ampdec,1);
427                                     if size(filtro_mat_r_nw_ampdec,1)>lin_mat_ini %A
428                                         %o proximo bloco so eh selecionado se a
429                                         %amplitude dos fshs forem no
minimo=Amp_max_fsh/1.5
430                                     if
Amp_max_fsh/filtro_mat_r_nw_ampdec(lin_mat_ini,7)<1.5 %B
431
432 filtro_mat_r_nw_ampdec=filtro_mat_r_nw_ampdec(lin_mat_ini:lin_mat_final,:);
433                                     else %B
434                                         cond_mat=1;
435                                         end %if - B
436                                     else
437                                         cond_mat=1;
438                                         end %if - A
439                                     x_for=size(filtro_mat_r_nw_aux,1);
440                                     for x=1:x_for
441                                         %atende a condicao de ser harmonico principal
442                                         %ou a distancia do harmonico fshcentral eh
443                                         %menor que erro dfsh
444                                         %
445                                         nw=filtro_mat_r_nw_aux(x,2);
446                                         erro_dfsh=r*erro_dfecc+abs(nw)*erro_dfl;
447                                         if (filtro_mat_r_nw_aux(x,9)<=erro_dfsh)
448                                             %cond_mat=1;
449                                             R=filtro_mat_r_nw_aux(x,1);
450                                             if isempty(find(mat_R==R))==1
451                                                 n_mat_R=n_mat_R+1;
452
mat_R(n_mat_R)=filtro_mat_r_nw_aux(x,1);
453
mat_R_geral(n_mat_R,:)=filtro_mat_r_nw_aux(x,:);
454                                     end %if - 2
455                                     end %if
456                                     end %for
457                                     end %while
458                                     %opta pela ranhura que no bloco de maior amplitude ficou
459                                     if isempty(mat_R)==0
460                                         mat_R
461                                         mat_R_geral
462                                     end
463
464 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
465 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
466 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
467 %%%%determinacao dos nds e mws mais significativos
468
469
470 if size(mat_R,2)==1
471     r=mat_R(1);
472     n_fsh=mat_R_geral(1,4);

```

```

473         nhz_fsh=n/60;
474         erro_dfecc=0.01;
475         mat_nd=[-1 0 1];
476
477     for x_nd=1:3
478         nd=mat_nd(x_nd);
479         nw_mat=[-5 -3 -1 1 3 5];
480         for x_nw=1:1:6
481             %nw=-5+2*(x_nw-1);
482             nw=nw_mat(x_nw);
483             %erro maximo refletido nos harmônicos de ranhuras
484             erro_dfsh=r*erro_dfecc+nw*erro_dfl
485             erro_dfsh=r*erro_dfecc+abs(nw)*erro_dfl;
486
487             %para análise lateral dos picos e preciso no mínimo uma banda de 3
488             vezes a resolução espectral
489             if erro_dfsh < 4;
490                 erro_dfsh=4;
491             end
492             %previsão da posição do harmônico
493             fsh_central=nhz_fsh*(k*r+nd)+f1*nw;
494             %definição da faixa provável
495             fsh_min_V=fsh_central-erro_dfsh;
496             fsh_max_V=fsh_central+erro_dfsh;
497             %determinação do múltiplo de f1 mais próximo
498             mult=round(fsh_central/f1);
499             f1_mult=f1*mult;
500             %d_f1_fecc=fecc-f1_mult;
501             %ajuste de fsh_min e fsh_max em função de delta e do erro previsto
502             % mult_erro_nhz_delta=ceil(erro_dfsh/delta);
503             % erro_nhz_delta=ceil(erro_dfsh/delta)*delta;
504             % fsh_min=delta*round(fsh_min_V/delta)-erro_nhz_delta;
505             % fsh_max=delta*round(fsh_max_V/delta)+erro_nhz_delta;
506             %ajuste de fsh_min e fsh_max em função da resolução da DFT1
507             20khz/20000 = 1hz
508             fsh_min=fix(fsh_min_V);          fsh_max=ceil(fsh_max_V);
509
510             %utilização da dft1 para análise no domínio da frequência
511             %gerando dois vetores um de frequência e outro de amplitude e fase
512             [f_fsh,Xf_fsh]=dft1(y,fsh_min, fsh_max,delta,txaq);
513             fator=2.5;
514             %utilização de uma rotina para analisar os picos e vales na
515             detecção de fecc
516
517             [pmax,media_pico,relacao_pico,relacao_pico2,mat_harmonico]=anali_pico_Geral(Xf_
518             fsh,fator);
519             fsh=f_fsh(pmax(2));
520             n_rpm_fsh=((fsh-f1*nw)/(k*r+nd))*60;      s_fsh=1-((fsh/f1)-
521             nw)*(p/2)/(k*r+nd);
522             amp_fsh=pmax(1);
523
524             %erro em rpm
525             en_rpm=n_rpm_fsh-n_fsh;
526
527             %%distância entre fsh e o (harmônico) múltiplo de f1 mais próximo
528             multf1=round(fsh/f1);
529             f1_mult=f1*multf1;
530             d_f1_fsh=fsh-f1_mult;
531
532             %distância entre fsh e fsh_central(feccs)
533             d_fshcentral=abs(fsh-fsh_central);
534
535             % matriz com as principais informações do fecc localizado
536             x_mat=((x_nd-1)*6)+x_nw;

```

```

530
mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1(x_mat,:)=...
531 [r_nd_nw_fsh n_rpm_fsh s_fsh relacao_pico amp_fsh d_fl_fsh
d_fshcentral_multf1 en_rpm];
532     end % for x_nw
533
534 end %for x_nd
535 mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1;
536
537
538 %separacao em blocos de mesmo nd
539
540 mat_ndm1_fsh=mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1(1
:6,:);
541 mat_nd0_fsh=mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1(7:
12,:);
542 mat_nd1_fsh=mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_multf1(13
:18,:);
543
544 erro_dfecc=0.01;
545 e_rpm_max=(erro_dfecc)*60;
546
547 %analise das matriz de parametros
548 %1° criterio => relacao entre o picomax e a media dos demais picos > 2.5
549 %2° criterio => distancia do multiplo da fundamental > 1Hz
550
551 %1° criterio
552 x_mat_ini=((x_nd-1)*6)+1;
553 filtro_mat_r_nd_nw=mat_r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_mu
ltf1;
554 filtro_mat_r_nd_nw=filtro_mat_r_nd_nw(find(filtro_mat_r_nd_nw(:,7))>=2.5),:);
;
555 %2° criterio
556 filtro_mat_r_nd_nw=filtro_mat_r_nd_nw(find(abs(filtro_mat_r_nd_nw(:,9))>=1)
,:);
557
558 %3 estar dentro da faixa de erro previsto
559 filtro_mat_r_nd_nw=filtro_mat_r_nd_nw(find(abs(filtro_mat_r_nd_nw(:,12))<=e
_rpm_max),:);
560
561 %apresentacao da matriz filtrada
562 t='r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_enrpm';
563 filtro_mat_r_nd_nw;
564
565
566 %3.1° criterio => %colocar a matriz em ordem decrescente de amplitude dos
harmonicos
567 [Yc,I] = SORTROWS(filtro_mat_r_nd_nw,8);
568
t='r_nd_nw_fsh_nrpm_s_relpico_amp_dflfsh_dfshcentral_enrpm';
569 filtro_mat_r_nd_nw_ampdec =
filtro_mat_r_nd_nw(rot90(I,2),:);
570 Amp_max_fsh=filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(1,8)
571
572 %3.2° criterio => %separar os blocos de mesmo nd e
573 %Ordenar todos os blocos em ordem crescente de diferenca
entre fsh e fsh_central
574 % bloco com os parametros primarios
575 nd_primario=filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(1,2)
576 bloco_nw_primario=filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(find(filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(
:,2)==nd_primario),3)
577
578 % bloco com os parametros secundarios
579 bloco_restante=filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(find(filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(:,2)
)~=nd_primario),:);

```

```

580
581     if isempty(bloco_restante)==0
582         nd_secundario=bloco_restante(1,2)
583
bloco_nw_secundario=filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(find(filtro_mat_r_nd_nw_ampdec(:,2)
)==nd_secundario),3)
584     else
585         t='nao existe nd secundario'
586     end
587 else
588     t='nao indefinicao do numero de ranhuras'
589 end %if mat_R==1

```

I.2 *dft1.m*

```

1  % Transformada Discreta de Fourier
2  % "DFT - Discrete Fourier Transform"
3  %
4  % [f,Xf]=dft1(x,fin,ffn,df,fa)
5  % "Xf" DFT nos pontos de frequências "f", de
6  % "fin" a "ffn" com espaçamento "df" para os dados
7  % "x" coletados com frequência de amostragem "fa"
8  %
9  % Amauri Oliveira - setembro de 2003
10 function [f,Xf]=dft1(x,fin,ffn,df,fa)
11 [N,M]=size(x);
12 if M ~=1, %verifica se x é um vetor coluna
13     x = x';
14     N = M;
15 end
16 np=(ffn-fin)/df+1;
17 f=fin:df:ffn;
18 f=f';
19 kin=(fin/fa)*N;
20 Xf=zeros(np,1);
21 n=0:N-1;
22 for ka=1:np
23     kfr=(kin+df*N*(ka-1)/fa); % kfr = k fracionario
24     Xf(ka) = exp(-j*2*pi*kfr*n/N)*x;
25 end
26 >
27

```

I.3 *anali_pico_Geral.m*

```

1  %analisa os picos da mtriz mat retornando a media aritimetica dos picos
(media_pico), o pico maximo (pmax)
2  %explicacao da rotina em construo
3  %Venicio Rodeiro setembro 2005
4  function
[pmax,media_pico,relacao_pico,relacao_pico2,mat_harmonnico]=anali_pico_Geral(mat
,fator)
5
6  nlin=size(mat,1);
7  mat=abs(mat);
8  dp=0;
9  xmatp=0;
10 xmatv=0;
11 x_v=0;
12 relacao_pico=0;

```

```

13
14 pmax=[mat(1) 1];
15 vmin=[mat(1) 1];
16 s_mat_pico=0;
17 mp=0;
18 for xp=2:nlin
19     if mat(xp)>mat(xp-1)
20         if mp==1
21             x_v_ant=x_v;
22             xmatv=xmatv+1;
23             v=mat(xp-1);
24             x_v=xp-1;
25             mat_vale(xmatv,:)= [v x_v];
26             mat_pico(xmatp,:)= [p xp-1 x_v_ant x_v];
27         end
28         mp=0;
29     elseif mat(xp,1)<mat(xp-1) & mp==0
30         xmatp=xmatp+1;
31         p=mat(xp-1);
32         mat_pico(xmatp,:)= [p xp-1 0 0];
33         s_mat_pico=s_mat_pico + p;
34         if p>pmax(1)
35             pmax=[p xp-1];
36             xmatp_max=xmatp;
37         end
38         %xmatp=xmatp+1;
39         mp=1;
40     end
41 end
42 media_pico=s_mat_pico/xmatp;
43 pmax;
44
45 p_valid=pmax(1)>=fator*media_pico;
46 %relacao entre o pico max e a media dos picos sem o pico max
47 relacao_pico=pmax(1)/((media_pico-(pmax(1)/xmatp))*(xmatp/(xmatp-1)));
48
49 mat_pico_auxiliar=mat_pico(:,1);
50 [Yc,I] = SORTROWS(mat_pico_auxiliar,1);
51 Yd = mat_pico_auxiliar(rot90(I,2),:);
52 if size(Yd,1)~=0 & size(Yd,1)~=1
53     pmax2=Yd(2,1);
54     relacao_pico2=pmax(1,1)/pmax2;
55 else
56     pmax2=0;
57     relacao_pico2=0;
58 end
59 mat_pico_auxiliar=mat_pico;
60 X_mat_harm=find(mat_pico(:,1)>=fator*media_pico);
61 si=size(X_mat_harm);
62 if si(1) ~= 0
63     mat_harmonnico=mat_pico(X_mat_harm,:);
64 else
65     mat_harmonnico=[0 0];
66 end
67
68 % x_v_ant_pmax=mat_pico(xmatp_max,3);
69 % amp_v_ant_pmax=mat(x_v_ant_pmax);
70 % mat_v_ant_pmax=[x_v_ant_pmax amp_v_ant_pmax];
71 %
72 % x_v_pos_pmax=mat_pico(xmatp_max,4);
73 % amp_v_pos_pmax=mat(x_v_pos_pmax);
74 % mat_v_pos_pmax=[x_v_pos_pmax amp_v_pos_pmax];

```

I.4 *procura_pico.m*

```
1  %entre f_min e f_max do vetor f procura-se a posicao que leva ao ponto de
maximo no vetor Xf
2  %Retornando a matriz Mat_fh_Xf_max (com a frequencia e amplitude maxima) e
a posicao correspondente em f e Xf (posicao_Xf_max)
3  %Venicio marco de 2003
4
5  function [Mat_fh_Xf_max,posicao_Xf_max]=procura_pico(Xf,f,f_min,f_max)
6
7      mat_y_f_min=find(f>=f_min);
8      y_f_min=mat_y_f_min(1);
9
10     mat_y_f_max=find(f>=f_max);
11     y_f_max=mat_y_f_max(1);
12
13
14     [Xf_max,b1]=max(abs(Xf(y_f_min:y_f_max)));
15     posicao_Xf_max=b1+y_f_min-1;
16
17     fh=f(posicao_Xf_max);
18     Mat_fh_Xf_max(1,:)=[fh Xf_max];
19
```

