
Universidade Federal da Bahia
Escola Politécnica
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

UMA METODOLOGIA PARA ESTIMAÇÃO DE TORQUE DE MOTOR DE INDUÇÃO E AUXÍLIO À SUPERVISÃO DE POÇOS DE PETRÓLEO COM BOMBEAMENTO POR CAVIDADES PROGRESSIVAS

Autor: Alberto dos Santos Rebouças
Orientador: Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira
Co-Orientador: Prof. Dr. Amauri Oliveira

*Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia,
para preenchimento de requisitos parciais à obtenção do*

Título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Banca Examinadora

Dr. Jês Cerqueira (Presidente)
Dr. Amauri Oliveira Dr. André Maitelli

Salvador-BA, 20 de dezembro de 2005.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao Deus criador que nos colocou defronte de tantos segredos, nos deu a oportunidade de observar e até compreender alguns. Agradeço a minha mulher Renilda pelo apoio em todos os momentos. Aos meus orientadores Jês Cerqueira e Amauri Oliveira pela oportunidade e apoio no desenvolvimento dos trabalhos. Aos professores Raimundo Cavalcante e Fábio Carrilho pela flexibilização do horário de trabalho. Aos professores Luiz Aguiar e Yuri Pepe pelo apoio. Aos colegas que dividiram muitos momentos de trabalho: Venício Rodeiro, Milena Moreira, Tito Luis, Flávia Serafim e à nova colega Tânia Luna. À Petrobras que trouxe a questão para a Escola Politécnica e patrocinou a compra de vários equipamentos necessários.

Resumo

Este trabalho apresenta uma proposta para estimação do torque do motor de indução a partir de análise do espectro da corrente de alimentação do estator, com o objetivo de aplicação do método em monitoramento de poços de exploração de petróleo que usam bomba de cavidades progressivas, levando em consideração variações de tensão e frequência a que o motor está sujeito, seja por alimentação diretamente na rede ou por meio de inversor de frequência.

São analisados o princípio de funcionamento do equipamento de produção de petróleo, as características elétricas e mecânicas do motor de indução, destacando o seu funcionamento sujeito ao controle de velocidade e de torque pelo inversor de frequência, que também tem suas características estudadas.

A partir de ensaios em laboratório foram comparados os resultados experimentais entre a estimação do torque usando o método do espectro de corrente de alimentação e usando a amplitude da mesma corrente à luz da teoria dos erros, focalizando a base teórica de cada método, seu nível de exatidão e intrusão no sistema.

Abstract

This work presents a proposal for esteem of the torque of the induction motor from analysis of a specter of the current of feeding of the stator, with the objective of application of the method in monitoring of wells of oil exploration that use bomb of gradual sockets, taking in consideration variations of tension and frequency the one that the motor is subject, either for feeding directly in the net or by means of inverter of frequency.

They are analyzed the principle of functioning of the equipment of oil production, the electric and mechanical carecterísticas of the induction motor, detaching its subject functioning to the control of speed and torque for the frequency inverter, that also has its studied characteristics.

From assays in laboratory the experimental results between the esteem of the torque had been compared using the method of the specter of feeding current and using the amplitude of the same current with the light of the theory of the errors, focusing the theoretical base of each method, its level of exactness and intrusion in the system.

Simbologia

A simbologia a seguir enumerada é utilizada com a unidade ao lado exceto quando especificado no texto.

- Siglas

BM - bombeio mecânico

GLC - gás lift contínuo

GLI - gás lift intermitente

BCS - bombeio centrífugo submerso

BCP - bombeio por cavidades progressivas

SGPA - sistema de gerenciamento de poços de petróleo automatizados

CLP - controlador lógico programável

IA - inteligência artificial

RNS - redes neurais simbólicas

FMM - força magnetomotriz

- Grandezas

P – número de pólos

t – tempo em segundos

T – torque dado em N.m

T_n – torque nominal dado em N.m

T_p — torque de partida dado em N.m

T_m — torque máximo dado em N.m

T_{mr} — torque máximo reverso dado em N.m

y — torque normalizado em relação ao torque nominal, $y = \frac{T}{T_n}$

w — velocidade angular do rotor do motor em rad/s

w_s — velocidade síncrona em rad/s

w_r — velocidade do rotor em rad/s

w_b — velocidade síncrona de base ou nominal em rad/s

n — velocidade do rotor do motor em RPM

n_s — velocidade síncrona em RPM

n_n — velocidade nominal do rotor em RPM

f — frequência instantânea em Hz

f_s — frequência síncrona em Hz

f_b — frequência síncrona de base ou nominal em Hz

f_r — frequência do rotor em Hz

f_h — frequência do harmônico de ranhura em Hz

f_{ci} — frequência de corte inferior em Hz

f_{cs} — frequência de corte superior em Hz

P — número de pólos do motor

s — escorregamento

s_n — escorregamento nominal

s_m — escorregamento onde ocorre o torque máximo

V_1 — tensão aplicada ao estator em Volts

V_{th} — tensão aplicando o teorema de Thevenin em Volts

E_1 — tensão induzida no estator gerada pelo fluxo resultante no entreferro

E_2 — tensão induzida no rotor em Volt quando o escorregamento é unitário
 E_{2s} — tensão induzida no rotor em Volts considerando o escorregamento
 N — número de espiras
 a — relação de transformação do motor onde $a = \frac{N_1}{N_2}$
 j — indicador da parte imaginária de uma grandeza complexa
 R_1 — resistência do estator em Ohm
 R_2 — resistência do rotor em Ohm
 R'_2 — resistência do rotor referida ao estator em Ohm
 R_{th} — resistência aplicando o teorema de Thevenin em Ohm
 L_1 — indutância de dispersão magnética do estator em Henry
 L_2 — indutância de dispersão magnética do rotor em Henry
 L'_2 — indutância de dispersão magnética do rotor referida ao estator em Henry
 L_m — indutância de magnetização em Henry
 X_1 — reatância de dispersão do estator em Ohm
 X_2 — reatância de dispersão do rotor em Ohm
 X'_2 — reatância de dispersão do rotor referida ao estator em Ohm
 X_{2b} — reatância de dispersão do rotor, referida ao estator, na frequência de base, em Ohm
 X_m — reatância de magnetização em Ohm
 X_{th} — reatância aplicando o teorema de Thevenin em Ohm
 X_{thb} — reatância aplicando o teorema de Thevenin na frequência síncrona de base em Ohm
 Z_{2s} — impedância do rotor considerando o escorregamento em Ohm
 Z_{th} — impedância aplicando o teorema de Thevenin em Ohm
 Z_{thb} — impedância aplicando o teorema de Thevenin na frequência síncrona de base em Ohm

I_1 — corrente do estator em Amper

I_2 — corrente do rotor em Amper

I'_2 — corrente do rotor referida ao estator em Amper onde $I'_2 = \frac{I_2}{a}$

I_c — corrente referente às perdas no ferro em Amper

I_m — corrente referente à magnetização em Amper

I_n — corrente nominal do estator em Amper

I_{vazio} — corrente a vazio do estator em Amper

I_ϕ — corrente referente ao fluxo magnético em Amper onde $I_\phi = I_c + I_m$

P_g — potência elétrica total transferida ao rotor pelo entreferro em Watt

P_m — potência mecânica total transmitida pelo entreferro ao eixo do rotor em Watt

P_c — potência perdida no cobre em Watt

q — número de fases do motor

k_m — constante função do número de espiras do estator

ϕ — fluxo magnético

$F_{n_{\theta s}, n_{ws}}$ — amplitude F do harmônico, presente no estator, de índice angular $n_{\theta s}$ e índice temporal n_{ws} .

θ — ângulo estático de posicionamento no estator em radianos

$B(\theta, t)$ — densidade de fluxo magnético no entreferro, função da posição angular e do tempo

$P(\theta, t)$ — permeância magnética específica, função da posição angular e do tempo

$F(\theta, t)$ — força magnetomotriz, função da posição angular e do tempo

R — número de ranhuras do rotor

S — número de ranhuras do estator

FMM_{tot} — força magnetomotriz total

P_{st} – permeância magnética do causada pelo estator eslotado e rotor liso

P_{rt} – permeância magnética do causada pelo rotor eslotado e estator liso

P_{se} – permeância magnética do como função da distância radial

P_{ed} – permeância magnética do como função da excentricidade dinâmica

P_{sa} – permeância magnética do como função da saturação

P_{tot} – permeância magnética do total

ξ – distância entre o centro do eixo do rotor e o centro do eixo do estator

g – afastamento entre o extremo externo do rotor e extremo interno do estator

r_s – raio do estator

r_r – raio do rotor

n_d – ordem da excentricidade dinâmica do rotor, um número inteiro

n_w – ordem do harmônico da FMM, um número inteiro ímpar

ε – erro ou desvio relativo

- Índices

1 - relativo ao estator fazendo alusão ao primário de um transformador

2 - relativo ao rotor fazendo alusão ao secundário de um transformador

' - o hífen é usado após a grandeza significando que esta foi referida para o estator segundo a relação de transformação a .

s - indica que a grandeza está sendo considerada em sincronismo

g - relativo ao entreferro, gap, em inglês

th - relativo à aplicação do teorema de Thevenin

b - relativo aos valores nominais como valores tomados por base

n - relativo aos dados nominais do motor

$n_{\theta s}$ - índice n , com θ indicando relação angular e s relativo ao estator

n_{ws} - índice n , com w indicando relação com o tempo e s relativo ao estator

δ - usada antes da variável para significar derivada parcial

d - usada antes da variável para significar derivada de função de uma variável ou derivada total

Δ - usada antes da variável para significar desvio absoluto

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vii
Simbologia	ix
Índice	xv
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxiii
1 Introdução	1
1.1 História e aspecto econômico do petróleo.	1
1.2 O petróleo no brasil	3
1.3 Descrição do problema	3
1.4 Contribuições desta dissertação	8
1.5 Organização do texto	8
2 A Elevação Artificial do Petróleo	11

2.1	Tipos de elevação artificial de petróleo	11
2.2	Bombeio por cavidades progressivas	14
2.2.1	Tipos de bombas	15
2.2.2	Seleção da bomba	16
2.2.3	Coluna de hastes	18
2.2.4	Equipamentos de superfície	18
2.2.5	Acompanhamento de um poço em produção	22
2.3	Sumário	22
3	O Motor de Indução	25
3.1	Introdução	25
3.2	Modelo do circuito equivalente	26
3.3	Variação do torque e da velocidade do motor de indução	34
3.4	Conversores de frequência	40
3.5	Sumário	43
4	Estimação do Torque	45
4.1	Introdução	45
4.2	O método da amplitude de corrente	46
4.3	Método do escorregamento	47
4.4	Método da estimação da velocidade pela análise do espectro da corrente	48
4.4.1	Harmônicos da FMM	49
4.4.2	Harmônicos de excentricidade	51
4.4.3	Harmônicos de saturação	53
4.4.4	Somatório dos harmônicos relacionados com a permeância . .	53
4.4.5	Harmônicos de densidade de fluxo	54

4.4.6	Estimação da velocidade	56
4.4.7	Proposta de estimação do torque	56
4.5	Análise de erros para o método proposto	59
4.5.1	Influência do erro da velocidade no escorregamento	59
4.5.2	Influência do Erro da Velocidade no Torque	61
4.5.3	Influência do erro do harmônico na velocidade	62
4.5.4	Influência do erro do harmônico no torque	64
4.5.5	Influência do erro da velocidade síncrona no torque	66
4.5.6	Influência do erro do torque nominal no torque instantâneo.	68
4.5.7	Influência do erro na determinação das constantes K , R e n_d sobre a estimação do torque.	69
4.5.8	Influência do erro do harmônico da FMM, n_w , no torque	70
4.5.9	Influência do erro da velocidade nominal no torque	71
4.5.10	Influência do erro do escorregamento nominal no torque	71
4.5.11	Desvio total do torque	72
4.6	Correção da tensão e da frequência na estimação do torque	72
4.7	Sumário	75
5	Validações Experimentais	77
5.1	Introdução	77
5.2	Estrutura laboratorial	77
5.2.1	Equipamentos	77
5.2.2	Hardware	78
5.2.3	Software	80
5.3	Testes nos equipamentos	82
5.3.1	Teste do filtro passa-faixa analógico	82

5.3.2	Teste do inversor	84
5.4	Motor acionado direto pela rede	87
5.4.1	Medidas	89
5.4.2	Determinação dos harmônicos	89
5.5	Motor acionado por inversor	91
5.6	Análise de erros	102
5.7	Sumário	106
6	Conclusões	109
6.1	Conclusões	109
6.2	Limitações e sugestões	110
6.3	Perspectivas	111
6.4	Considerações finais	113
	Referências Bibliográficas	115

Lista de Figuras

1.1	Rotor de bomba BCP danificado.	5
2.1	Equipamento de bombeio mecânico, BM.	12
2.2	Sistema de bombeamento centrífugo submerso, BCS.	13
2.3	Cabeçote vertical de Bombeamento por Cavidades Progressivas, BCP.	19
2.4	Cabeçote angular de BCP.	20
2.5	Bomba de cavidades progressivas cortada para demonstração.	21
3.1	Circuito equivalente para uma fase do motor de indução	29
3.2	Simplificação usando o teorema de Thevenin	31
3.3	Curva escorregamento versus torque	31
3.4	Curva Velocidade X Torque normalizado, com tensão variável no estator	35
3.5	Variáveis controladas em função da frequência	38
3.6	Curva Velocidade angular normalizada versus Torque normalizado, com variação da frequência através de β	39
3.7	Curva Velocidade angular normalizada versus Torque normalizado, com variação da frequência e tensão de alimentação.	40
4.1	Corrente versus torque instantâneo e estimado	46
4.2	Corrente versus torque instantâneo e estimado com corrente a vazio	47

4.3	Excentricidade estática devido ao mau posicionamento do rotor . . .	52
4.4	Aproximação da curva do torque por uma reta	58
4.6	Propagação do erro da velocidade no escorregamento	61
5.1	Diagrama da bancada de testes	78
5.2	Diagrama do hardware	79
5.3	Parte do diagrama do software feito no Labview.	80
5.4	Característica do filtro	81
5.5	Característica do software	81
5.6	Bancada de trabalho.	83
5.7	Curvas dos filtros para operar com 30 e 60 Hz.	84
5.8	Característica rotação versus tensão com torque constante de 2 N.m.	85
5.9	Curvas do inversor para variação da rotação com torque constante de 2 N.m. e curva da carga variável com a rotação	86
5.10	Medição e estimação do torque sem inversor.	88
5.11	Gráfico do sinal de 60 Hz com torque 0,8 N.m.	90
5.12	Painel do instrumento virtual criado no Labview exibindo os dados de entrada.	91
5.13	Painel do Labview exibindo os sinais de entrada e os dados de saída.	93
5.14	a) Vista $f_h \times \Delta n$ e b) Vista $f_h \times T$	95
5.15	a) Curvas de corrente $\times$ torque pelos métodos b) Curvas de velocidade $\times$ torque com o desvio relativo.	96
5.16	a) Curvas torque $\times$ erro relativo nos métodos b) Curva torque $\times$ desvio possível no torque estimado pelo método do harmônico.	97
5.17	a) Curvas de corrente $\times$ torque a 40 Hz b) Curvas de velocidade $\times$ torque com desvio a 40 Hz.	100

5.18	Torque $\times$ desvio relativo nos quatro métodos para 40 Hz b) Torque $\times$ desvio relativo considerando margem de erro para 40 Hz.	101
5.19	a) Curvas corrente $\times$ torque para 70 Hz b) Curvas velocidade $\times$ torque com o desvio para 70 Hz.	102
5.20	a) Torque $\times$ desvios relativos pelos métodos para 70 Hz b) Torque $\times$ desvio relativo no método do harmônico considerando margem de erro para 70 Hz.	103

Lista de Tabelas

5.1	Ensaio do motor de 1,47 W, 44 ranhuras, 4 pólos, sob tensão da rede 220V.	87
5.2	Ensaio com inversor do motor de 1,46 W, 60 Hz, 220 V, 8,135 N.m, e $s = 4,17\%$ nominais.	94
5.3	Ensaio a 40 Hz com o inversor	99
5.4	Ensaio a 70 Hz com o inversor	99

Capítulo 1

Introdução

1.1 História e aspecto econômico do petróleo.

Desde a antiguidade o petróleo faz parte da vida humana. Na antiga Babilônia os tijolos eram assentados com asfalto e o betume era utilizado pelos fenícios para calafetar os barcos. Os egípcios usavam petróleo nas construções civis e para embalsamar os mortos. Os Gregos e romanos o usaram para fins bélicos. Na América pré-colombiana o petróleo era usado para impermeabilizar e tingir as cerâmicas entre outros fins. Os incas, maias, mexicas e outras civilizações antigas estavam familiarizados com o uso do petróleo.

Mas o início e a sustentação da produção industrial da era moderna se deu em 1859 nos Estados Unidos após a descoberta do Cel. Drake, em Tittusville, Pensilvânia, de um poço a 21 metros de profundidade, perfurado com sistema de percussão movido a vapor. Descobriu-se que a destilação do petróleo resultava em produtos que substituíam com boa margem de lucro o querosene obtido a partir do carvão e o óleo de baleia que eram muito usados para a iluminação. Posteriormente, com a invenção dos motores a gasolina e a diesel, estes derivados, até então desprezados, deram novo impulso à atividade de extração de petróleo com muita lucratividade.

Até o fim daquele século XIV, os poços de exploração de petróleo se multipli-

caram usando o método percussivo, mas em 1900 um americano encontrou petróleo a 354 metros de profundidade usando processo rotativo. Este acontecimento marcou a história da perfuração rotativa e do petróleo, e hoje, com o aperfeiçoamento da tecnologia se consegue perfurar poços com mais de 10.000 metros de profundidade.

Até 1945 os Estados Unidos eram o maior produtor mundial de petróleo. Na década de 50 a região oriental do globo começa sua escalada no aumento de produção e começa a se usar técnicas de exploração marítima. Enquanto a década de 60 foi marcada pela abundância do petróleo no mundo, preços baixos, descobertas de grandes jazidas de petróleo no Oriente Médio e gás na União Soviética, a década seguinte foi marcada pela crise causada pela mudança de panorama. Por conta da grande produção e baixo custo nos anos 60, o consumo aumentou significativamente e já nos anos 70 os preços se elevaram muito tornando viáveis a exploração em regiões até então inexploradas como no Mar do Norte e no México. Nesta década foram aprimorados os estudos equipamentos sísmicos e os métodos de recuperação de petróleo das jazidas já conhecidas. Foram obtidos avanços na geoquímica orgânica com relação às áreas de geração e migração do petróleo.

Nos anos 80 e 90 foram otimizados os métodos de exploração e produção, incrementando a economia da indústria petrolífera. Além de ser uma fonte de energia, o petróleo foi se impondo como fonte de compostos utilizados nas facilidades do mundo moderno tais como plásticos, borrachas sintéticas, tintas, corantes, adesivos, solventes detergentes, explosivos, produtos farmacêuticos, cosméticos, etc.

Na sociedade moderna o petróleo está presente de forma direta ou indireta através dos seus compostos e derivados em inúmeros ambientes, em bens ou utilitários. Segundo alguns especialistas, devido à sua importância, hoje se vive a era do petróleo [1].

Tendo origem natural, limitado e não renovável, o petróleo movimentava bilhões de dólares diariamente no mundo inteiro, empregando diretamente milhares de pessoas e fornecendo energia e matéria prima para outros milhares. São investidos recursos consideráveis em sua pesquisa e desenvolvimento fazendo surgir a cada dia novas tecnologias e equipamentos mais sofisticados para a descoberta de novas jazidas, extração, transporte e refino.

1.2 O petróleo no brasil

Em 1858 o Marquês de Olinda assinou decreto concedendo José B. Pimentel o direito de explorar o mineral betuminoso para fabricação de querosene no Rio Marau na então província da Bahia. O inglês Samuel Allport, no ano seguinte observa gotejamento de óleo em Lobato, subúrbio de Salvador-Ba quando da construção da Estrada de Ferro Leste Brasileiro, O primeiro poço brasileiro foi perfurado em 1897 em Bofete-SP. Em 1919 foi criado o Serviço Geológico e Mineralógico do Brasil que perfurou sem sucesso 63 poços Brasil a fora. Em 1939 o Departamento Nacional de Produção Mineral iniciou a produção no poço de Lobato-Ba, Embora antieconômico teve importância fundamental para o desenvolvimento do setor no país. Até o final daquele ano tinham sido perfurados 80 poços, mas somente em 1941 foi encontrado em Candeias-Ba o primeiro poço comercialmente viável. Em 1954 o governo Vargas instituiu o monopólio da Petrobras que deu partida decisiva nas pesquisas de petróleo no Brasil. Na década de 70 foram descobertos os campos de petróleo da Bacia de Campos e da plataforma submarina do Rio Grande do Norte. Na década de 80 foram descobertos os campos de Mossoró-RN, águas profundas na Bacia de Campos-RJ e no rio Urucu no Amazonas. Nesta época começou o declínio da produção do campo de Candeias-BA.

A produção de petróleo brasileiro cresceu de 750 m³/dia, na criação da Petrobras, para mais de 182.000m³/dia no final dos anos 90, graças aos desenvolvimentos tecnológicos que permitiram a perfuração de petróleo na plataforma continental onde a Petrobras vem batendo repetidos recordes mundiais de perfuração em profundidade.

1.3 Descrição do problema

Cada região de produção de petróleo tem sua característica própria e tem jazidas diferentes. Muitas vezes no poço se encontra óleo com gás ou areia. Em alguns, o óleo pode ser preto, castanho ou bastante claro. Pode ser viscoso, denso ou de baixa viscosidade liberando grande quantidade de gás.

24 de abril de 2006

Freqüentemente a pressão no fundo do poço de petróleo não é suficiente para fazer o fluido emergir, seja pela sua característica natural ou por já estar no fim da vida produtiva. Em ambos os casos, precisa-se de meios artificiais para trazê-lo à superfície. Para selecionar o método adequado é necessário conhecer as condições do campo e levar em consideração uma série de fatores:

- Características do reservatório: porosidade, permeabilidade, presença de areia, presença de gás, pressão e temperatura da formação;
- Mecanismo de recuperação do reservatório para prever alterações de comportamento ao longo da vida do poço: influxo de água, gás em solução ou capa de gás;
- Propriedades dos fluidos: densidade, viscosidade, fator de encolhimento, teor de parafina e areia, corrosividade, temperatura inicial de cristalização da parafina;
- Características do poço: previsão de produção, diâmetro do revestimento e profundidade;
- Fontes de energias disponíveis: energia elétrica, gás ou combustível;
- Dados do campo: localização e acesso, número de poços e recursos existentes;
- Restrições legais: arrendamento, normas ambientais e regulamentação da produção;
- Avaliação econômica do projeto;

Os métodos de elevação artificial mais comuns são: gás-lift contínuo e intermitente, bombeio centrífugo submerso, bombeio mecânico com hastes e bombeio por cavidades progressivas, **BCP**.

A grandeza torque é de suma importância nos sistemas de bombeamento de petróleo assim como em muitas outras aplicações industriais. A análise do torque fornece informação sobre o carregamento do motor e da carga a ele acoplada. Isto viabiliza ações no sentido de minimizar os danos causados pela saída de funcionamento da faixa segura.



Figura 1.1: Rotor de bomba BCP danificado.

O bombeamento de petróleo por meio de bomba de cavidades progressivas, BCP, objeto deste trabalho, desenvolve um torque na haste que por sua vez movimenta a bomba no fundo do poço. Se em excesso, o torque pode partir a correia do motor e, até mesmo, romper a haste, paralisando a produção até que se possa corrigir o defeito. Isto pode demandar semanas com grande prejuízo em equipamento, mão de obra e perda de produção. Para se substituir uma haste rompida é necessário remover a coluna de hastes com centenas de metros (de acordo com a profundidade do poço), assim como a coluna de produção e a bomba. Quando há rompimento da estrutura tem-se que resgatar o que caiu no fundo do poço usando equipamento especial e mão de obra especializada para esta tarefa. A diminuição do torque, por outro lado, causa fator de potência baixo na rede elétrica e pode indicar falta do fluido na bomba, o que danifica o elastômero do estator por falta de lubrificação e sobre-aquecimento. Este fenômeno pode impedir a rotação da haste conduzindo o sistema à situação anterior de torque alto e suas conseqüências, paralisando a produção da mesma forma. Neste caso, a diminuição da rotação do motor pode ser uma ação suficiente para diminuir a vazão do poço até que o nível de fluido se normalize. Esta ação pode ser feita através de comando ao inversor, a partir da informação do torque baixo.

A figura 1.1 mostra um rotor de uma bomba **BCP** danificado que teve também o elastômero danificado por abrasão.

A prévia detecção de falhas permite um planejamento oportuno da manutenção preventiva e corretiva do sistema de elevação artificial, de modo a atenuar os im-

pactos provocados pelas paradas de operação e a reduzir os custos de manutenção, [2].

É necessário o acompanhamento do nível de fluido no anular durante a produção, pois esta é a região em que a bomba fica submersa. Também é necessário acompanhar outras variáveis tais como: o nível de *ruído* no cabeçote, que pode significar um rolamento defeituoso, falta de lubrificação ou choques da haste contra a coluna de produção; a *pressão* na cabeça do poço, pois o aumento gradativo da pressão pode significar parafinação da linha de produção; e a *corrente* elétrica solicitada pelo motor, visto que o torque produzido pelo motor tem uma relação com a corrente elétrica.

Medir o torque desenvolvido pela haste no bombeamento BCP, a primeira vista pode parecer simples. No entanto, não basta instalar um torquímetro na haste, pois, trata-se de inserir um equipamento pouco robusto e de custo elevado, principalmente levando-se em conta que deve ser instalado na superfície do poço, ao ar livre e sujeito à ação do tempo. Como se pode ver na figura 2.3. Os mesmos inconvenientes são também observados analisando a inserção do torquímetro no cabeçote, no eixo do motor ou no fundo do poço. No motor, teria a vantagem de trabalhar com torques menores e poder proteger também o redutor.

Um método de estimação do torque desenvolvido pelo motor de indução por meio da análise do espectro da corrente solicitada é apresentado como opção para incrementar o sistema de supervisão do bombeamento BCP. Tem-se desta forma a grande vantagem de não precisar interferir na estrutura mecânica do equipamento do poço. É um método não intrusivo. O que fazer de posse das medidas de torque é assunto de estudo dos engenheiros de processo. A questão é lhes fornecer, em tempo real, ou próximo deste, informações sobre o torque desenvolvido pela haste. 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.

A estimação do torque pelo espectro de corrente oferece precisão satisfatória, praticamente sem intrusão no sistema, mas requer análise sofisticada: é necessário identificar a frequência de uma determinada componente harmônica da corrente que

circula no motor. Como esta frequência é função da velocidade do rotor, pode-se estimar o escorregamento desenvolvido pelo motor. Este escorregamento tem uma relação quase linear com o torque na região de interesse possibilitando sua estimação. Com as devidas aproximações é estabelecida uma relação quase linear entre a frequência do harmônico e o torque.

A evolução dos sistemas de supervisão e controle, com preços cada vez mais baixos, fez e o nível de automação dos poços aumentar significativamente. Por exemplo, a inserção do inversor de frequência no controle de velocidade do motor de indução melhora a eficiência no bombeamento e diminui o desgaste dos equipamentos.

Para se manter um campo de produção de petróleo, que pode conter centenas ou milhares de poços, engenheiros e operadores necessitam analisar uma grande quantidade de informações. Sob a análise destas informações se vê a necessidade de intervenção na operação de um certo poço objetivando assegurar a integridade do sistema de produção.

Uma ferramenta para a supervisão e controle de poços de petróleo é o SGPA - Sistema de Gerenciamento de Poços de Petróleo Automatizados, desenvolvido pela Petrobras S.A., que consiste em três níveis de gerenciamento, [3].

Nível 1 - Com controlador lógico programável, CLP, tem-se sensores e atuadores trabalhando diretamente na supervisão e no controle do poço a nível local. O motor é alimentado através de um inversor de frequência comandado pelo CLP.

Nível 2 - Um sistema supervisor inteligente recebe as informações do nível 1 via algum meio de comunicação. Rádio, por exemplo. Neste nível ocorre o monitoramento do conjunto de poços de uma região exploradora.

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 níveis anteriores.

Neste modelo de gerenciamento, são usadas técnicas de Inteligência Artificial

(IA) tais como Redes Neurais Simbólicas (RNS) e Lógica Fuzzy para aplicação do conhecimento de especialistas em engenharia de petróleo, particularmente no nível 1 de gerenciamento.

1.4 Contribuições desta dissertação

Esta dissertação tem como contribuição:

- Oferecer base teórica e prática para a estimação do torque do motor de indução pelo método da análise do espectro da corrente de alimentação.
- Aplicar a técnica da estimação do torque do motor de indução pelo método de análise do espectro da corrente de alimentação na automatização de poços de petróleo BCP.
- O desenvolvimento do software em Labview para aquisição e tratamento dos sinais de corrente, estimando a velocidade, o escorregamento e o torque.

1.5 Organização do texto

O presente trabalho está apresentado com a seguinte organização:

- No capítulo 2 é feito um levantamento e descrição do meio em que se desenvolvem as atividades de produção de petróleo, onde estão funcionando os motores de indução e onde se pretende fazer uso do método de estimação do torque.
- Um estudo sobre o funcionamento do motor de indução e as formas de variar sua velocidade é feito no capítulo 3. É também abordada a evolução representada pelo desenvolvimento tecnológico presente nos inversores de frequência.
- No capítulo 4 é feito o estudo da metodologia usada para estimação do torque do motor de indução. O método do escorregamento é desenvolvido a partir da informação colhida dos harmônicos presentes na corrente elétrica causados

pela interação do fluxo magnético com as ranhuras do motor. Este método é estudado à luz da análise de erros. Ainda são apresentados neste capítulo dois métodos de estimação do torque em função da amplitude da corrente, adaptados da bibliografia [4] e [5].

- Por fim, é feito um estudo prático relativo à aplicação dos métodos estudados na estimação do torque em laboratório no capítulo 5. Neste ponto são descritas as condições laboratoriais de execução dos experimentos e são comparados os resultados encontrados.

Capítulo 2

A Elevação Artificial do Petróleo

A elevação do petróleo pode se dar de forma natural. Neste caso, o fluxo dos fluidos (óleo, água e gás) é devido unicamente à energia interna do poço desde o reservatório até os equipamentos de produção (separadores, tratadores e tanques). Porém, com o passar do tempo e com o aumento da produção acumulada, a pressão do reservatório declina tornando-se insuficiente para deslocar os fluidos à superfície numa vazão suficiente ou economicamente conveniente. A partir de então, torna-se necessário a elevação artificial. Com algumas variações e constante evolução, os métodos de elevação em terra são os apresentados a seguir.

Estudos têm sido feitos no sentido de prolongar a produção do poço na forma emergente afim de usufruir da simplicidade do equipamento de produção. Algumas variáveis vêm sendo observadas como isolamento das zonas de água e gás adjacentes à zona de óleo, propriedades dos equipamentos, uso racional, propriedade do fluido, etc. A partir do momento que é preciso fazer a elevação é sempre desejado a maior vazão possível

2.1 Tipos de elevação artificial de petróleo

O Gas-lift utiliza a energia do gás comprimido que reduz o peso da coluna e eleva o fluido [1]. No Gás Lift Contínuo, **GLC**, é feita uma injeção contínua de gás



Figura 2.1: Equipamento de bombeio mecânico, BM.

na coluna de produção, proporcional à vazão, para gaseificar a coluna do fluido. No Gás Lift Intermitente, **GLI**, é injetada periodicamente grande quantidade de gás na coluna de produção a fim de dar velocidade ascendente ao fluido em forma de "golfada". A forma de injeção entre um método e outro é diferente: enquanto no **GLC** usa-se uma válvula de orifício pequeno para ter uma vazão pequena e contínua, no **GLI** a válvula deve ter orifício grande para dar grande vazão e ter abertura e bloqueio rápidos visando diminuir a penetração do gás na golfada do fluido, uma vez que não existe elemento de separação entre gás e fluido. Este método é propício para poços com alto teor de areia, elevada razão gás-líquido e requer pouco investimento mesmo para poços profundos. É impróprio para fluidos muito viscosos.

No Bombeio Mecânico com hastes, **BM**, um motor elétrico ou a combustão movimenta um redutor de velocidade e uma biela que transmite movimento alternativo à haste. Esta haste movimenta uma bomba de pistão no fundo do poço. É um método muito usado e um dos mais antigos. Um equipamento de bombeamento mecânico é visto na figura 2.1. Tem mais desgaste em poços desviados e com presença de areia. Uma ferramenta importante é a carta dinamométrica. Ela evidencia

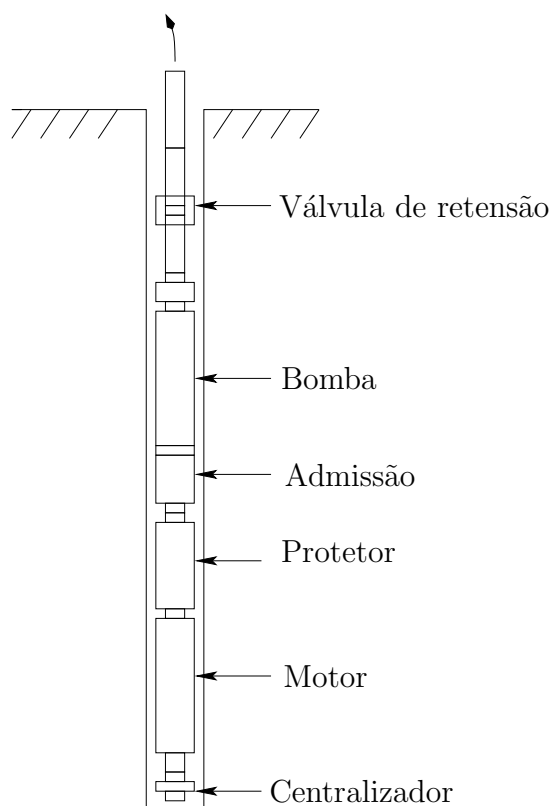


Figura 2.2: Sistema de bombeamento centrífugo submerso, BCS.

o grande aumento de carga na subida da haste. Para suavizar este efeito sobre o motor é colocado um contrapeso no redutor: na subida da haste o contrapeso desce ajudando o motor, enquanto na descida da haste, o contrapeso sobe compensando o peso da haste, evitando que o motor tenha carga zero ou funcione como gerador na descida da haste.

O Bombeio Centrífugo Submerso, **BCS**, consiste numa bomba centrífuga de vários estágios em série que trabalha no fundo do poço onde o número de estágios é proporcional à pressão. Usa motores de indução projetados para trabalhar sob alta temperatura e pressão. É utilizado um amperímetro registrador para monitorar o desempenho da bomba. Considerando que a corrente tem uma relação com o torque desenvolvido pelo motor, pode-se ter uma idéia deste torque pelos dados da corrente. Este método vem se expandindo muito com o aprimoramento tecnológico

e a flexibilidade dos equipamentos. Indicado para poços de alta vazão, fluidos de baixa viscosidade, com influxo de água e baixa razão gás-óleo. Atualmente tem conseguido melhores resultados em relação à viscosidade, alta temperatura e maior razão gás-óleo. A figura 2.2 apresenta uma visão simplificada do sistema BCS.

Bombeio por Cavidades Progressivas, **BCP**. Este é o método de elevação de petróleo ao qual é dirigido a aplicação da estimação do torque por análise de espectro de corrente. É destacadamente descrito a seguir.

2.2 Bombeio por cavidades progressivas

O método BCP teve início no Brasil em 1983 em fase experimental. Teve rápida difusão devido à simplicidade e eficiência na elevação de fluidos viscosos. O acionamento é basicamente feito por hastes da superfície, semelhante ao Bombeio Mecânico [1, 6]. Exemplos destes equipamentos são apresentados nas figuras 2.3 e 2.4.

Neste método de elevação artificial é usado uma bomba de cavidades progressivas no fundo do poço. É uma bomba que trabalha submersa e consiste de um rotor usinado em forma helicoidal macho, em aço revestido por uma camada de cromo ou inox para reduzir o efeito da abrasão e um estator de material macio, geralmente um elastômero, moldado em forma de espiral fêmea com uma espira a mais que o rotor. Um exemplo desta bomba é visto na figura 2.5. A geometria do conjunto forma uma série de cavidades herméticas idênticas que com o movimento do eixo se deslocam progressivamente no sentido do bombeio. O acionamento da bomba pode ser originado na superfície e transmitido à bomba por hastes ou originado diretamente no fundo do poço por meio de acionador elétrico ou hidráulico acoplado à bomba. O acionamento por motor submerso está ainda em fase de desenvolvimento e testes, não se constituindo em tecnologia consolidada.

O **BCP** é um método aplicado em poços não muito profundos tendo em vista a pressão direta sobre a bomba, sem válvulas, e a forma com que a energia é transmitida da superfície à bomba no fundo, por hastes. Bombeia com eficiência fluidos

com alta e baixa viscosidade, óleos parafínicos e fluidos com areia. Diferente do bombeio mecânico, a haste desenvolve torque constante, com isto o motor consome menos energia e tem maior fator de potência. A vazão pode ser variada agindo na velocidade de rotação trocando as polias entre o motor e o cabeçote, figuras 2.3 e 2.4, independentemente de considerar o acionamento do motor com inversor. Hoje em dia com o desenvolvimento da eletrônica de potência, o inversor consegue variar a frequência de alimentação e assim variar a velocidade do motor de indução mantendo o torque constante. O equipamento na cabeça do poço é mais leve tornando mais barato o custo de transporte e manuseio que o bombeio mecânico. A vedação na cabeça do poço, *stuffing*, é mais simples dando menos desgaste no elemento vedante.

Durante a vida produtiva do poço é necessário um acompanhamento do nível de óleo no anular pois a falta de fluido em quantidade suficiente para lubrificar e resfriar a bomba pode causar o aquecimento e queima da borracha do estator.

2.2.1 Tipos de bombas

As bombas são classificadas quanto ao tipo de ancoragem, ou seja, como a bomba é instalada no fundo do poço, e quanto à geometria.

Ancoragem tubular

Na ancoragem tubular o estator desce enroscado na coluna de produção enquanto o rotor desce enroscado na coluna de hastes. Tem melhor eficiência para o bombeio de fluidos parafínicos e viscosos por poderem operar em menores rotações devido ao maior diâmetro. São disponíveis bombas de vazão até 230 m³/dia. Para fazer substituição do elastômero é necessário remover toda a coluna de tubos além da coluna de hastes.

Ancoragem insertável

Neste tipo de ancoragem é instalada a coluna de produção e no fundo é instalado um *niple* de assentamento onde é presa a bomba no fundo do poço. A bomba é descida inteira presa pela haste até ser encaixada no niple também pela haste. Como tem o diâmetro menor só se consegue vazões de até 70m³/dia. A principal vantagem deste tipo de ancoramento é que, no caso de manutenção, o conjunto estator e rotor pode ser trocado sem precisar trocar a coluna de tubos de produção.

Bombas de geometria constante

As bombas de geometria constante possuem critérios de proporcionalidade fixos. A excentricidade, o passo do rotor e o passo do estator são definidos em função do diâmetro do rotor. Estas bombas são indicadas para vazões de até 40 m³/dia e para profundidades de até 1.200 metros.

Bombas de geometria modificada

As bombas de geometria modificada foram desenvolvidas para aumentar a capacidade de vazão e a capacidade de suportar maiores pressões, possibilitando funcionar com bom desempenho em profundidades de até 2.000 metros com condições de bombear até 230 m³/dia.

2.2.2 Seleção da bomba

Os principais fatores considerados na escolha de uma bomba a ser instalada em um poço são:

Vazão desejada - Levando em consideração a eficiência do bombeamento, é escolhida a bomba de acordo com a vazão desejada. Como a eficiência volumétrica não é de 100 % convém selecionar uma bomba com vazão maior que a desejada ou admitir uma vazão um pouco menor. Isto se deve ao não preenchimento completo das cavidades na admissão da bomba e/ou à presença de gases na

jazida. A vazão varia linearmente com a velocidade da bomba. A bomba deve girar preferencialmente entre 100 e 200 RPM podendo atingir 500 RPM em fluidos menos viscosos.

Com baixas rotações aumentam a vida útil da bomba, hastes, tubos e equipamentos de superfície e ainda facilita o preenchimento do primeiro estágio da bomba em fluidos mais viscosos. Considerando a relação: potência é igual ao produto do torque pela velocidade, $Pot = T w$, para a mesma potência e menor velocidade se disponibiliza maior torque na haste. Isto é entendido como possibilidade de usar uma bomba de maior diâmetro e maior vazão, o que volta à questão da vazão desejada, à dimensão do poço, à profundidade e ao torque máximo admitido na haste.

Profundidade do assentamento - Está relacionado com o diferencial de pressão que se deseja imprimir ao fluido. Ou seja, a diferença entre a pressão de sucção e a pressão de recalque. Na sucção a pressão existente se deve à altura do fluido e gás no espaço anular em relação ao início da bomba, na admissão, somada à pressão no revestimento medida na superfície. A pressão de recalque é a soma da pressão da coluna hidrostática do líquido, das perdas por atrito na trajetória e as perdas na cabeça do poço.

Dimensões da coluna de produção e do revestimento - O diâmetro das bombas variam entre 48 e 121 mm, proporcionalmente à vazão. O diâmetro máximo a ser utilizado depende do diâmetro do revestimento e da coluna de produção.

Características do fluido a ser bombeado - Caso o fluido contenha areia acima de 2 % deve-se optar por bombas de menor deslocamento volumétrico. No caso de líquidos viscosos é necessário avaliar a sucção da bomba para que a sua eficiência volumétrica não seja afetada. Além destas questões geométricas é preciso avaliar a compatibilidade química entre o fluido e o material do elastômero e do rotor para que a vida útil seja prolongada. A presença de gás sulfídrico, gás carbônico ou aromático, deve determinar um elastômero específico. A presença de fluidos ácidos ou corrosivos deve também ser lavada

em conta na escolha do rotor. Nestes casos o rotor de inox é apropriado embora mais caro. Outro fator determinante na escolha do elastômero é a temperatura, lembrando que a temperatura aumenta um grau centígrado a cada trinta e três metros de profundidade.

2.2.3 Coluna de hastes

A coluna de hastes deve suportar o torque e a carga axial. O torque na haste é a soma do torque hidráulico, o torque de fricção na bomba e mais o torque resistente na coluna de hastes. O torque hidráulico corresponde à energia para deslocar o fluido na bomba sob pressão, o torque de fricção corresponde às perdas por fricção no interior da bomba entre o rotor e o estator e o torque resistente na coluna de hastes corresponde à dificuldade de girar a haste no interior da coluna cheia de fluido, sobretudo quando este fluido tem grande viscosidade.

A carga axial ocorre em toda a haste mas é mais intenso próximo ao cabeçote onde se encontra a haste polida, que é onde se instala o retentor de fluido. A carga axial é a soma do peso da coluna de haste com a carga atuando no rotor referente ao diferencial de pressão sobre a bomba. Os fatores que influenciam nesta carga são o diâmetro do rotor, a excentricidade da bomba e o diâmetro da coluna de hastes.

2.2.4 Equipamentos de superfície

O equipamento **BCP** de superfície é composto de cabeçote, motor elétrico e o quadro de comando. O cabeçote reduz a velocidade do motor para 100 a 500 RPM. É responsável por sustentar a coluna de hastes imprimindo-lhe rotação sem lhe permitir rotação inversa através de uma trava. A atuação desta trava evita que numa falta de energia ou num desligamento intencional, a coluna de fluido movimente a haste livre no sentido inverso, imprimindo grande rotação e trazendo perigo para a instalação e os operadores. No cabeçote fica instalado o *stuffing box* que veda o espaço anular entre a coluna de produção e a haste.

Os cabeçotes usam transmissão mecânica direta e são acionados por motor



Figura 2.3: Cabeçote vertical de Bombeamento por Cavidades Progressivas, BCP.

elétrico acoplados por polias e correias. Podem ser do tipo vertical como mostrado na figura 2.3 e angular como na figura 2.4.

O cabeçote vertical transmite a rotação do motor diretamente para a haste polida do cabeçote sem precisar de engrenagem redutora de velocidade. Para isto usa motor de 6 pólos (1200 RPM) ou 8 pólos (900 RPM). A redução restante é conseguida pela relação entre as polias. Este cabeçote é mais barato e robusto por não ter redução e é usado para poços com grande velocidade de bombeio, acima de 300 RPM. Em compensação estes motores de baixas rotações são mais caros.

Os cabeçotes angulares possuem um redutor de velocidade mecânico tipo coroa e pinhão que os possibilitam serem usados com motores de várias rotações, inclusive 1800 RPM que são mais baratos. Embora menos robusto que o cabeçote vertical este é também muito robusto. As engrenagens coroa e pinhão são usadas em diferenciais

24 de abril de 2006



Figura 2.4: Cabeçote angular de BCP.

de automóveis e caminhões com excelente durabilidade.

Não só pelas facilidades de operação os motores elétricos são preferidos para o acionamento mecânico dos sistemas, também pelo custo da energia, muito menor necessidade de manutenção, menor ruído, eficiência e facilidade de controle. Este equipamento precisa ser alimentado com tensão trifásica e só no caso desta não estar disponível é considerada uma outra fonte de energia, que pode ser um gerador ou um motor de combustão interna, onde devem ser usados equipamentos de controle diferentes. Este caso se reserva a regiões mais remotas.

Entre os motores elétricos o motor de indução é preferido em poços de petróleo como na grande parte das aplicações industriais por ser o mais robusto, ter boa eficiência e ser mais barato. A referida robustez se deve ao fato de não ter contato elétrico entre o estator e o rotor como os motores de corrente contínua ou o motor



Figura 2.5: Bomba de cavidades progressivas cortada para demonstração.

síncrono.

No quadro de comandos, além dos dispositivos de comando existem os dispositivos de controle e proteção. Para o motor elétrico fazem parte da proteção, relê térmico e fusível para proteção de sobrecarga e curto-circuito (este conjunto vem sendo substituído pelo disjuntor motor para as mesmas funções). Com o uso do inversor, as proteções internas do inversor são acrescentadas ao sistema e a instalação da proteção é adequada à necessidade do inversor.

Nas regiões onde estão instalados o Sistema de Gerenciamento de Poços de Petróleo Automatizados, SGPA, da Petrobras, além do equipamento descrito, é acrescentado um sistema de aquisição de dados microcontrolado e um rádio transmissor que envia os dados coletados por sensores para uma central de gerenciamento de dados, onde centraliza as informações de vários poços.

Para os casos onde são usados motores de combustão interna, em vez dos equipamentos de proteção descritos, são usados pressostato para a pressão do óleo, medidores de nível de combustível e temperatura do motor.

Dados como pressão, vazão e temperatura do óleo são monitorados em ambos os casos e tratados para monitoramento.

24 de abril de 2006

2.2.5 Acompanhamento de um poço em produção

O acompanhamento do poço que produz em **BCP** é feito através de; variáveis relacionadas com a produção como vazão, pressão e temperatura; variáveis relacionadas ao equipamento como velocidade e corrente; e ainda são feitos testes de produção ocasionais sistemáticos, onde são avaliados o ruído no cabeçote e são feitos registros do *sonolog*.

O *sonolog* permite determinar a altura da coluna de fluido no anular a fim de saber a que nível a bomba está submersa. Vibrações no cabeçote podem significar rolamento danificado ou falta de óleo lubrificante. Ruído de baixa frequência pode significar choque da coluna de hastes contra a coluna de produção. O aumento gradativo da pressão na cabeça do poço pode significar deposição de parafina na linha de produção.

Assim como nos outros métodos de elevação, na central de gerenciamento de poços, o **BCP** tem uma planilha de acompanhamento dos dados coletados em campo. A estimação do torque é feita apenas pela corrente consumida.

2.3 Sumário

Entre os métodos de bombeamento descritos há uma tendência em se difundir os métodos mais modernos **BCS** e **BCP**. O bombeamento mecânico vem perdendo espaço a cada dia. O bombeamento por *gás lift* é mais indicado para jazidas com alto teor de areia, que tenham grande relação gás/líquido e para grandes profundidades por precisar de menores investimentos, com vazão de 1 a 1700 m³/dia. Para fluidos viscosos o **BCP** é o mais eficiente, mas a vazão máxima fica em torno dos 230 m³/dia, consegue a profundidade máxima 2000 metros, e como vantagem tem o equipamento menor e mais leve, facilitando a instalação, o manuseio e o custo. O método de bombeamento **BCS** também vem se expandindo, consegue uma vazão de 20.000 m³/dia e consegue elevar até 5.000 metros.

O método de estimação de torque proposto está sendo dirigido para os poços com bombeamento **BCP** devido à perspectiva de evolução deste método nesta região

e à automatização crescente da supervisão dos poços, mas pode ser aplicado a todos os tipos de elevação.

Capítulo 3

O Motor de Indução

3.1 Introdução

O motor de indução foi inventado por Nikola Tesla entre 1882 e 1892. É chamado de motor de indução porque a energia é transferida ao rotor por indução magnética através do espaço que separa o rotor e o estator, o entreferro. Como pode operar como motor ou gerador, e todos os motores elétricos funcionam por indução eletromagnética, é mais adequada a denominação de máquina assíncrona. Várias evoluções foram incorporadas à máquina até chegar ao estado que é encontrada hoje em dia. Um bom exemplo é a relação peso/potência que em 1891 era da ordem de 88 kg/kW e passou para 5,7 kg/kW em 2004.

O motor de indução dentre os motores elétricos, por ser mais robusto e mais barato, é preferido nas aplicações da indústria. Sua velocidade está relacionada inversamente com a carga, mas varia relativamente pouco e por isto é considerado como motor de velocidade aproximadamente constante. Um motor de indução transforma aproximadamente 75% ou mais da energia elétrica que recebe em energia mecânica e o restante é perdido por efeito Joule, dispersão magnética, ventilação e correntes parasitas ou de Foucault. Considerando que os motores de indução constituem boa parte do consumo industrial mundial, este é um assunto de extraordinária importância.

Neste motor o campo girante roda na velocidade síncrona, n_s , como nas máquinas síncronas:

$$n_s = \frac{60 f_s}{\left(\frac{P}{2}\right)} \quad (3.1)$$

dada em RPM, onde f_s é a frequência da tensão elétrica de alimentação do estator em Hz e P o número de pólos [7].

O rotor gira numa velocidade diferente da velocidade do campo magnético girante do estator. A variável escorregamento, s , relaciona esta velocidade de giro do rotor, n , com a velocidade do campo magnético girante do estator, ou velocidade síncrona, n_s , da seguinte forma

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad \text{ou} \quad s = \frac{w_s - w}{w_s} \quad (3.2)$$

onde $w = 2\pi f_r$ é a velocidade do rotor em rad/s, f_r é a velocidade do rotor em Hz e $w_s = 2\pi f_s$ é a velocidade síncrona em rad/s. A expressão 3.2 pode ser reescrita como

$$n = n_s (1 - s) \quad \text{ou} \quad w = w_s (1 - s). \quad (3.3)$$

A equação (3.2) mostra que quando o rotor está parado, $n = 0$, o escorregamento é unitário, e quando o rotor está na velocidade síncrona, o escorregamento é zero.

A frequência da tensão induzida no rotor, f_r , também pode ser expressa, em relação ao escorregamento e à frequência da tensão de alimentação aplicada ao estator, f_s , pela equação

$$f_r = s f_s \quad \text{e} \quad w = s w_s. \quad (3.4)$$

3.2 Modelo do circuito equivalente

De um modo geral, uma máquina de indução pode ser visualizada como um transformador de tensão com entreferro, onde a tensão e a frequência variam no enrolamento secundário em função da carga mecânica no eixo [8].

De forma similar ao transformador, a relação de transformação de tensão da máquina, a , pode ser definida pela relação entre o número de espiras do estator, N_1 , comparado ao enrolamento primário do transformador, e do rotor, N_2 , comparado ao enrolamento secundário. Esta relação pode ser observada na condição de eixo parado sob a forma

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2}. \quad (3.5)$$

A corrente do estator referente ao rotor I'_2 apresenta esta relação de forma inversa: $I'_2 = I_2/a$, causando a seguinte relação na impedância de dispersão do rotor, Z_2 , "refletida" para o estator, Z'_2 :

$$Z'_2 = \frac{E_1}{I'_2} = \frac{a^2 E_2}{I_2} = a^2 Z_2 \quad (3.6)$$

As tensões, correntes e impedâncias no rotor são convertidos em seus equivalentes referidos ao estator a fim de dar melhores condições para estudar os efeitos do rotor de gaiola ou bobinado. Para a análise das características gerais do motor, geralmente o estudo com o modelo do circuito do rotor refletido ao estator é satisfatório. Mas para se estudar as características específicas do circuito do rotor é preciso saber os parâmetros de conversão e usar o circuito equivalente do rotor separadamente.

Vale observar que os circuitos do estator e do rotor operam em frequências elétricas diferentes, e que a máquina é não ideal. O sinal elétrico no circuito estator está na frequência f_s , enquanto o sinal elétrico no circuito rotor está operando na frequência $f_r = s f_s$. A frequência induzida no rotor varia de zero, quando o rotor está na velocidade síncrona, $s = 0$, até a frequência de alimentação do estator, quando o rotor está parado, $s = 1$. Para uma máquina ideal, a tensão induzida no rotor, E_{2s} , é função do escorregamento, e pode ser expressa como,

$$E_{2s} = s E_2 \quad (3.7)$$

onde E_2 é a tensão induzida no rotor quando este está parado. A condição

de rotor parado ocorre momentaneamente na partida do motor. Esta condição é também observada no ensaio de rotor bloqueado, usado para determinar os parâmetros do motor, neste caso, porém, é feito sob tensão reduzida, [9].

A reatância indutiva no rotor também é função do escorregamento e pode ser dada por

$$X_{2s} = 2\pi L_2 f_r = 2\pi L_2 s f_s = s X_2 \quad (3.8)$$

que, usando o mesmo índice usado para tensão no rotor, $X_2 = 2\pi L_2 f_s$ representa a reatância indutiva do rotor quando está parado, ou seja, sob a frequência nominal.

Estas relações possibilitam re-escrever a impedância do rotor, Z_{2s} , que varia com o escorregamento, estabelecendo uma nova relação em função da frequência nominal.

$$Z_{2s} = \frac{E_{2s}}{I_2} = \frac{s E_2}{I_2} = R_2 + j X_{2s} = R_2 + j s X_2 \quad (3.9)$$

Para completar a construção de um circuito equivalente para o dispositivo, é feito um artifício matemático: a impedância do circuito rotor é dividida pela variável escorregamento, s , obtendo:

$$\frac{Z_{2s}}{s} = \frac{R_2}{s} + j X_2 \quad (3.10)$$

Desta forma fica caracterizado que a corrente I_2 é resultante da aplicação da tensão E_2 sobre uma impedância composta por R_2/s e $j X_2$. Aí está a conversão de frequência feita, porque a tensão E_2 tem a mesma frequência da rede de alimentação do estator f_s . A carga mecânica sobre o eixo vai estar representada pela resistência de rotor R_2/s .

Trazendo esta análise para o estator é preciso usar a relação de conversão a . Foi usado o hífen para designar que a variável está sendo referida ao estator:

$$\frac{R'_2}{s} = \frac{a^2 R_2}{s} \quad (3.11)$$

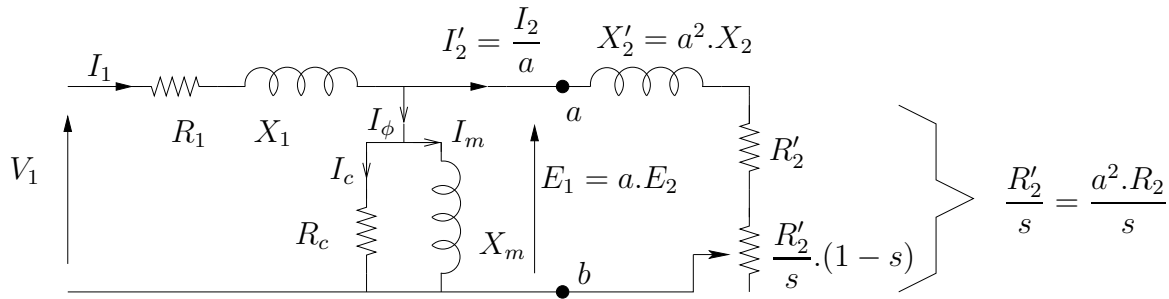


Figura 3.1: Circuito equivalente para uma fase do motor de indução

A análise com o circuito equivalente do motor de indução, para uma das fases, em regime permanente é indicada não só para o torque instantâneo, como também, para a variação de corrente, velocidade, perdas, torque de partida e torque máximo. A figura 3.1 mostra o circuito equivalente, em que:

- R_1 é a resistência do estator,
- X_1 é a reatância de dispersão do estator,
- R_2' é a resistência do rotor referida ao estator,
- X_2' é a reatância de dispersão do rotor referida ao estator.
- V_1 é a tensão da rede aplicada ao estator
- E_1 é a tensão induzida gerada pelo fluxo resultante no entreferro.
- I_1 é a corrente que entra no estator
- I_2' é a componente da corrente de estator relacionada com o rotor.
- I_ϕ é a componente da corrente do estator relacionada com a criação do fluxo do entre-ferro, função de E_1 .
- R_c é a resistência que representa as perdas no ferro.
- X_m é a reatância de magnetização do estator.
- a é a relação de transformação entre o estator e o rotor.

A potência elétrica total transmitida ao rotor através do entreferro, P_g , é dada por

$$P_g = q I_2^2 \frac{R_2}{s}. \quad (3.12)$$

Onde q é o número de fases do estator. A perda no cobre do rotor é dada por $P_c = q I_2^2 R_2$. A potência mecânica total, P_m , transmitida pelo entreferro ao eixo do rotor será dada pela equação:

$$P_m = P_g - P_c = q I_2^2 \frac{R_2}{s} - q I_2^2 R_2 = q I_2^2 \frac{R_2}{s} (1 - s) = (1 - s) P_g \quad (3.13)$$

Fica claro assim que, idealmente, da potência entregue ao rotor, a fração $(1 - s)$ é convertida em mecânica e a fração s é dissipada por efeito Joule nos condutores do rotor. Isto implica que, um motor que funciona com alto escorregamento é um motor que tem baixo rendimento. Mas, a potência mecânica entregue ao rotor, nem toda ela ficará disponível para a carga. É preciso considerar ainda as perdas mecânicas por atrito no mancal e na ventoinha de refrigeração. Para simplificação dos estudos estas perdas não serão consideradas.

A potência em movimento circular é calculada a partir do produto da velocidade angular pelo torque: $P_m = w T$. Em se tratando de motor de indução, a velocidade deve ser calculada por $w = (1 - s)w_s$ o que leva a $P_m = (1 - s)w_s T$. Substituindo esta equação na equação (3.13) resulta em $P_m = (1 - s)w_s T = (1 - s) P_g$, onde $w_s T = P_g$, e, usando a equação (3.12) se obtém a expressão (3.14) para o torque em Newton-metro:

$$T = \frac{1}{w_s} q I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (3.14)$$

Simplificação do circuito com o teorema de Thevenin

Tomando os pontos a e b como referência na figura 3.1 e usando o teorema de Thevenin, o circuito a esquerda de a e b é substituído por uma tensão V_{th} e uma impedância Z_{th} equivalente, em série, conforme a figura 3.2. A tensão V_{th} é a

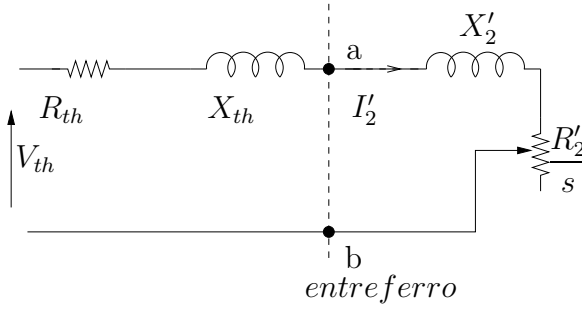


Figura 3.2: Simplificação usando o teorema de Thevenin

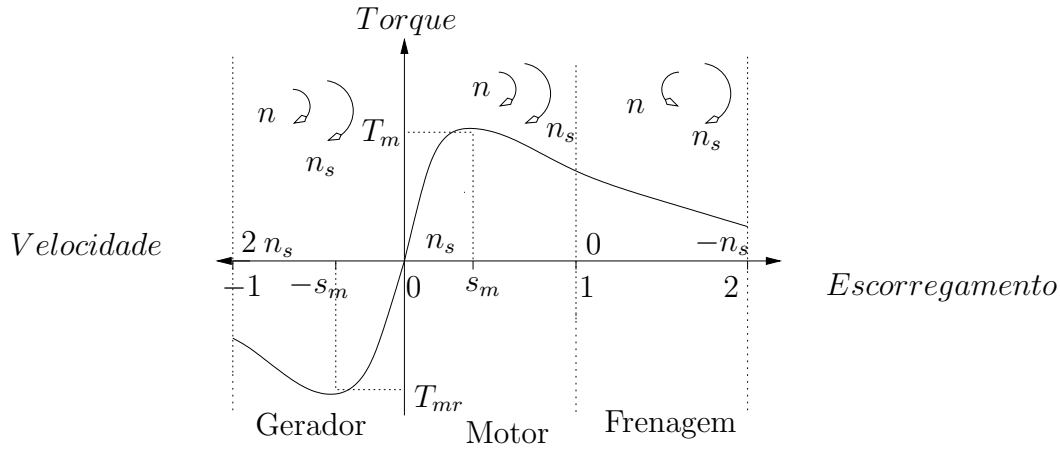


Figura 3.3: Curva escorregamento versus torque

tensão que aparece nos terminais a e b quando o circuito está aberto exatamente nestes pontos. A impedância Z_{th} corresponde à impedância equivalente quando todas as fontes de tensão estão curto-circuitadas à esquerda de a e b . Definindo $Z_{th} = R_{th} + jX_{th}$ como o paralelo entre $R_1 + jX_1$ e jX_ϕ , pode-se ver o circuito como uma única impedância dada pela soma das resistências e reatâncias, de tal forma que o módulo da corrente pode ser definido pela equação:

$$I = \frac{V_{th}}{Z_{th} + Z'_2} = \frac{V_{th}}{\sqrt{(R_{th} + \frac{R'_2}{s})^2 + (X_{th} + X'_2)^2}} \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.15) na equação (3.14) se chega à equação do torque (3.16). A curva apresentada na figura 3.3 é produzida a partir da equação do torque.

$$T = \frac{1}{s w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2 R'_2}{(R_{th} + \frac{R'_2}{s})^2 + (X_{th} + X'_2)^2} \quad (3.16)$$

O torque de partida pode ser obtido fazendo $s = 1$ que resulta na seguinte forma:

$$T_p = \frac{1}{w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2 R'_2}{(R_{th} + R'_2)^2 + (X_{th} + X'_2)^2} \quad (3.17)$$

O ponto de torque máximo é obtido encontrando a primeira derivada da expressão do torque (3.16) em relação a s e igualando a zero. O que dá a expressão (3.18), onde observa-se que a resistência do rotor tem relação direta com o escorregamento para torque máximo:

$$s_m = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X'_2)^2}} \quad (3.18)$$

O torque máximo é obtido pela equação (3.19) substituindo o escorregamento pelo seu valor de máximo $s = +s_m$ na equação (3.16). É importante notar que o torque máximo não varia em função da resistência do rotor.

$$T_m = \frac{1}{2 w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2}{\sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X'_2)^2} + R_{th}} \quad (3.19)$$

O torque regenerativo máximo, com o motor rodando em oposição ao campo do estator, equação (3.20), pode ser obtido substituindo $s = -s_m$ também na equação (3.16).

$$T_{mr} = \frac{1}{2 w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2}{\sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X'_2)^2} - R_{th}} \quad (3.20)$$

Isto acontece quando a rotação do motor é invertida antes que o eixo pare. O torque desenvolvido se opõe ao movimento do eixo tornando a corrente alta mesmo com o torque baixo. Este processo oferece sobre-aquecimento pondo em risco a integridade da máquina.

Para motores maiores que 1kW, a resistência R_{th} é considerada pequena junto às impedâncias do circuito. Se esta resistência for desprezada as expressões anteriores terão a forma simplificada a seguir:

$$T = \frac{1}{s w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2 R'_2}{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{th} + X'_2)^2} \quad (3.21)$$

$$s_m = \pm \frac{R'_2}{X_{th} + X'_2} \quad (3.22)$$

$$T_m = -T_{mr} = \frac{1}{2 w_s} \cdot \frac{q V_{th}^2}{X_{th} + X'_2} \quad (3.23)$$

É feita a seguir uma normalização do torque desenvolvido T , em relação ao torque máximo T_m , procurando estabelecer uma relação linear entre o torque e a velocidade do rotor.

$$\frac{T}{T_m} = \frac{2 R'_2 (X_{th} + X'_2)}{s \left[\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{th} + X'_2)^2\right]} = \frac{2 s s_m}{s_m^2 + s^2} \quad (3.24)$$

O escorregamento é normalmente baixo, $s \ll 1$. Sendo s menor que s_m , s^2 fica bem menor que s_m^2 . Esta tendência se acentua a medida que o rotor se aproxima da velocidade síncrona. Neste caso, desprezando s^2 junto a s_m^2 , na equação (3.24), fica:

$$\frac{T}{T_m} = \frac{2 s}{s_m} = \frac{2 (w_s - w)}{s_m w_s} \quad (3.25)$$

Onde w é a velocidade angular do rotor, w_s é a velocidade síncrona e T o torque do rotor. Esta expressão mostra a velocidade em função do torque de forma linear, com coeficiente angular negativo, infelizmente a partir de uma aproximação:

$$\frac{T}{T_m} = (w_s - w) \frac{2}{s_m w_s} = \frac{2}{s_m} - \frac{2}{s_m w_s} \cdot w. \quad (3.26)$$

3.3 Variação do torque e da velocidade do motor de indução

A velocidade e o torque do motor de indução pode ser variada a partir da variação de um ou mais parâmetros levando em consideração a precisão necessária e o custo [10].

A equação (3.16) mostra a dependência do torque com o quadrado da tensão de alimentação do estator. No entanto, esta relação não fica completamente descrita sem levar em consideração que também a velocidade do motor varia com a tensão do estator, figura 3.4, o que nesta equação está representado através do escorregamento. Assim, para uma diminuição da tensão, ocorre uma diminuição do torque e da velocidade com um conseqüente aumento do escorregamento.

A influência da tensão na velocidade vem da relação entre a tensão induzida, a frequência e o fluxo magnético dados na expressão $v = k_m \cdot \omega \cdot \phi$, onde k_m é uma constante que depende do número de espiras do enrolamento do estator. A frequência f pode representar a frequência da rede se atribuído a k_m o valor conveniente. Assim, uma diminuição da tensão causa uma diminuição do fluxo magnético. Reescrevendo esta equação para o fluxo:

$$\phi = \frac{v}{k_m \cdot \omega} = \frac{b \cdot V}{k_m \cdot \omega} = \frac{b \cdot V}{k_m \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (3.27)$$

A figura 3.4 ilustra a variação de tensão considerando $b \leq 1$ como uma fração da tensão nominal V , ou seja, $v = b \cdot V$. A faixa de controle da velocidade depende do escorregamento para o torque máximo s_m . Para uma máquina de baixo escorregamento a faixa de variação da velocidade é estreita. Este tipo de controle de tensão não é recomendado para cargas de torque constante nem com grande torque de partida pois, conforme a equação (3.17), a capacidade de torque de partida no motor de indução também cai quadraticamente com a tensão.

Para utilização deste método, a carga não deve ter torque de partida alto, sendo empregado em baixa potência para cargas que aumentam com a velocidade, como ventiladores e bombas centrífugas. Em altas potências é usado para limitar o

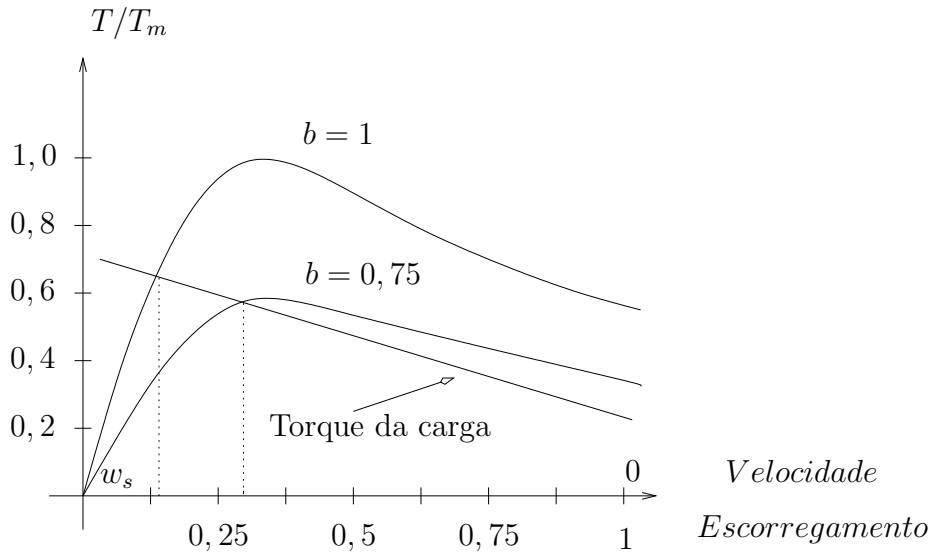


Figura 3.4: Curva Velocidade X Torque normalizado, com tensão variável no estator

pico de corrente de partida.

A diminuição da tensão diminui a velocidade de forma instável, principalmente sob carga variável e quando o torque da carga se mantém constante sob uma tensão reduzida, a corrente de rotor e estator aumentam. O controle de velocidade é limitado.

O torque do motor de indução pode ser controlado indiretamente por meio da frequência aplicada ao estator conforme a equação (3.16).

Como a frequência de alimentação f_s será manipulada, convém chamar a frequência nominal de frequência de base f_b e, conseqüentemente, a velocidade de base em rad/s, $w_b = 2\pi f_b$. A velocidade síncrona em qualquer outra frequência será obtida por $w_s = \beta w_b$. É interessante observar algumas equações já vistas após fazer esta alteração [11]:

$$T = \frac{1}{s \beta w_b} \frac{q V_{th}^2 R'_2}{(R_{th} + \frac{R_2}{s})^2 + (\beta X_{thb} + \beta X'_{2b})^2} \quad (3.28)$$

Desprezando R_{th} , os valores máximos na frequência base fica:

$$T_{mb} = \frac{1}{2 w_b} \frac{q V_{thb}^2}{X_{thb} + X'_{2b}} \quad (3.29)$$

onde V_{thb} é a tensão de Thevenin calculada a partir da tensão de base, X_{thb} é a reatância de Thevenin calculada sob a frequência de base e X'_{2b} é a reatância de rotor referida ao estator na frequência de base.

Da variação da frequência síncrona $f_s = \beta f_b$ por meio de um inversor ocorre a variação da velocidade $w_s = \beta w_b$. Variando simultaneamente a tensão de alimentação $V_1 = b V_{1b}$ é possível manipular o fluxo magnético, conforme a equação (3.27), e fazendo a mesma variação na tensão e na frequência, $b = \beta$, se mantém constante a relação $\frac{V}{f} = d$ mantendo o fluxo constante:

$$\frac{V_1}{f_s} = \frac{b V_{1b}}{\beta f_b} = \frac{V_{1b}}{f_b} = d \quad (3.30)$$

A constante d é manipulada convenientemente pelos inversores a fim de obter os resultados desejados diante da não linearidade do comportamento do motor de indução.

O escorregamento para torque máximo, partindo da equação (3.18), desprezando R_{th} , resulta em

$$S_m = \frac{R'_2}{\beta(X_{thb} + X'_{2b})} = \frac{s_{mb}}{\beta}, \quad (3.31)$$

que aumenta à medida que a frequência é reduzida, mas o torque máximo pode ser mantido aproximadamente constante ao variar a frequência desde que seja mantida a relação $\frac{b}{\beta}$ igual a um, equação (3.32).

$$T_m = \frac{1}{2 w_b} \frac{q V_{thb}^2}{X_{thb} + X'_{2b}} \left(\frac{b}{\beta} \right)^2 = T_{mb} \left(\frac{b}{\beta} \right)^2 \quad (3.32)$$

A variação da tensão e frequência de forma a manter a relação V/f constante, com $\frac{b}{\beta} = 1$, é uma forma eficiente de variar a velocidade mantendo o torque máximo fixo. A variação da frequência pode ser obtida com inversores ou ciclo-conversores. A figura 3.7 ilustra o comportamento velocidade versus torque para $\beta < 1$.

Para $\beta > 1$, segundo a figura 3.6, a tensão é mantida constante com $b = 1$ enquanto a frequência aumenta possibilitando re-escrever a equação (3.32), fazendo uso da equação (3.29), como:

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \Rightarrow T_m = \frac{T_{mb}}{\beta^2} \quad (3.33)$$

O comportamento padrão do inversor escalar é apresentado a seguir, separadamente por região:

$\beta < 1$ - É preciso observar a relação inversa entre a frequência e o fluxo magnético na equação (3.27). Quando a frequência diminuir abaixo do valor nominal, eleva o fluxo até a sua saturação. Vendo por outro ângulo, baixando a frequência a impedância cai por efeito da reatância, aumentando a corrente, que por sua vez aumenta também o fluxo. Este efeito pode ser destrutivo para o motor de indução se não for controlado. A solução adotada é reduzir também a tensão de alimentação de forma a manter o fluxo magnético constante nesta região.

Seguindo as equações (3.27) e (3.32), na região de $\beta < 1$, o fluxo magnético pode ser mantido constante se a relação entre a tensão e a frequência, V/f , for mantida. Desta forma, o torque desenvolvido a exemplo do torque máximo T_m , dado na equação (3.32), se mantém aproximadamente constante. Em baixas frequências, no entanto, as reatâncias de dispersão $2\pi \cdot f \cdot L$, diminuem acentuadamente e R_{th} não pode mais ser negligenciado, invalidando a equação (3.21). Neste caso, a tensão precisa ser diminuída menos que a frequência, tornando maior a relação V/f a fim de manter o torque. Este efeito é mais apreciável abaixo de 30 hz e é chamado compensação $I \times R$ [11].

$1 < \beta < 1,5$ - Procura-se manter a capacidade de potência do motor, que opera então à tensão nominal com o fluxo reduzido, limitando a sua capacidade de torque [12]. Como $P = Tw$ e P é constante, o torque deve variar inversamente com a frequência:

$$T = \frac{P}{w} = \frac{P}{\beta w_b}. \quad (3.34)$$

Para $1 < \beta < 1,5$ a relação entre T e β se torna aproximadamente linear.

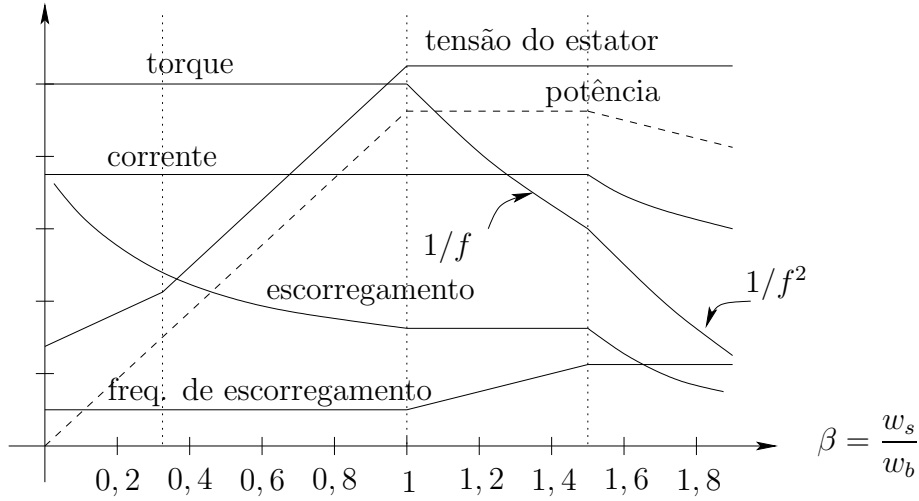


Figura 3.5: Variáveis controladas em função da frequência

É preciso observar que isto se aplica apenas se a carga for limitada ao novo valor nominal

$\beta > 1,5$ - As perdas no ferro se elevam, aumentando o escorregamento e diminuindo a potência mecânica disponível no eixo do motor. Nestas circunstâncias, a curva definida pela equação (3.34) é interceptada pela curva definida pela equação (3.33), representada na figura 3.6, onde é observado que o torque, assim como o torque máximo, é inversamente proporcional ao quadrado do fator β , e o produto $T_m \cdot \beta^2$ é constante. O resultado é a composição das duas curvas como representado na figura 3.5.

As equações (3.29) a (3.34) são aplicáveis a toda a faixa de operação do inversor padrão exceto na região $1 < \beta < 1,5$ onde P , s , s_n , s_m e V_1 são constantes.

Considerando as características do motor de indução, da carga por ele movida e do conversor utilizado, a curva velocidade-torque pode ter várias formas, principalmente quando se trata dos modernos conversores de frequência, onde o usuário pode programar a partida e a frenagem, além de outros parâmetros.

Observando a partida, onde se faz w_s variar de zero a w_b , representado na figura 3.5 por β variando de zero a um, é necessário variar a frequência e a tensão

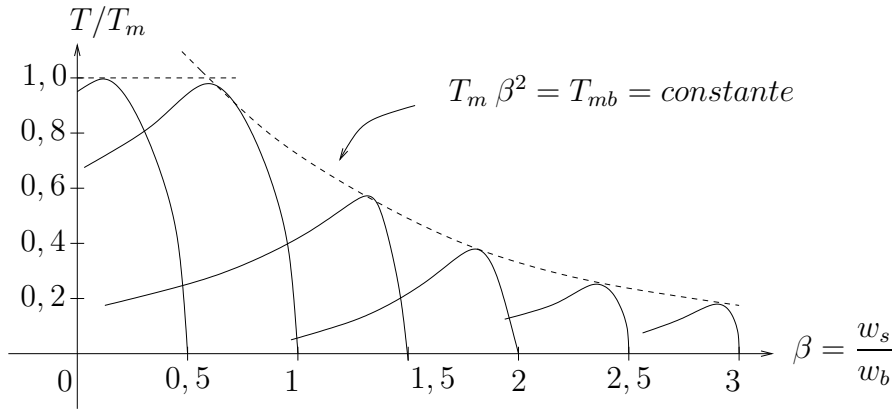


Figura 3.6: Curva Velocidade angular normalizada versus Torque normalizado, com variação da frequência através de β .

a fim de manter o fluxo constante e a capacidade de torque. No entanto, em baixas frequências, a relação V_1/f precisa ser elevada, devido à diminuição da reatância de magnetização no estator X_1 : enquanto nas frequências altas $X_1 \gg R_1$ e pode-se desprezar R_1 , em baixas frequências R_1 fica maior que X_1 e não varia com a frequência. Isto não é crítico se a carga for centrífuga como um ventilador ou uma bomba que aumenta com a rotação. A curva de aceleração pode ser programada fazendo uma combinação entre a tensão, a frequência e a corrente máxima.

Para $\beta > 1$ é dito que a máquina funciona no modo enfraquecimento de campo. Embora a capacidade de torque seja reduzida com o quadrado da velocidade, equação (3.33), para o caso especial do intervalo $1 < \beta < 1,5$, a relação é aproximadamente linear e a corrente de estator é constante. A potência, a tensão e a corrente são mantidas aproximadamente constantes, enquanto o torque cai com o aumento da velocidade do rotor segundo a equação da potência mecânica $P = T \times w_r$. Isto implica numa relação inversa do torque com a frequência, $T = \frac{P}{2\pi f_r}$. O fluxo magnético diminui com o aumento da frequência segundo a equação (3.27). As perdas no ferro, representadas por R_c , aumentam. A frequência de escorregamento f_{sl} aumenta linearmente com a frequência síncrona e o escorregamento $s = \frac{f_{sl}}{f_s}$ se mantém constante.

Para $\beta > 1,5$, aproximadamente, a velocidade é controlada pela frequência a

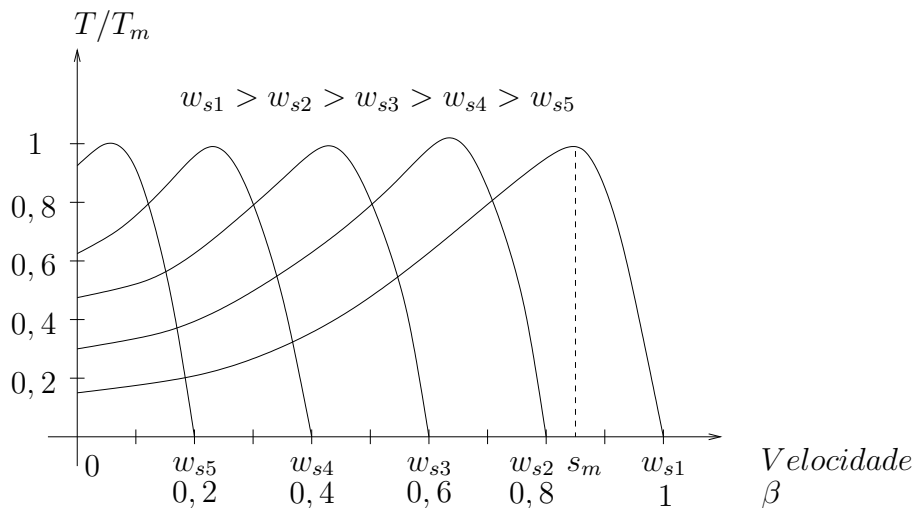


Figura 3.7: Curva Velocidade angular normalizada versus Torque normalizado, com variação da frequência e tensão de alimentação.

uma corrente reduzida de estator. O torque, a potência e a corrente do estator caem juntamente com o escorregamento, mas a frequência de escorregamento se mantém constante nesta região.

Esta é a análise feita por via de regra, mas existe a possibilidade de se aumentar a tensão acima do valor nominal mantendo o fluxo constante no entreferro. Aplicando o dobro da frequência e da tensão nominal, é possível manter o fluxo nominal, o torque nominal e, conseqüentemente, o dobro da potência nominal, em muitos motores, observando que a tensão de isolamento suporte esta operação e consultando o fabricante [12]. Lembrando que a corrente nominal não deve ser excedida e que, embora as perdas aumentem nesta situação, a velocidade de ventilação do rotor é aumentada com a frequência.

3.4 Conversores de frequência

O acionamento elétrico moderno de uma carga eletromecânica é composto de: dispositivo eletro-eletrônico de comando ou controle, o motor elétrico e a transmissão mecânica. As aplicações industriais de velocidade variável, durante muitos anos,

tiveram como opção o motor de corrente contínua ou os dispositivos mecânicos, eletromagnéticos e hidráulicos, atuando na transmissão mecânica. A utilização do motor de indução não era cogitada pois este tinha como característica a velocidade aproximadamente constante e perdia a capacidade de torque quando diminuída a tensão. Isto era lamentado porque o motor de indução era mais barato e mais robusto que o motor de corrente contínua. As opções de variação da frequência eram muito dispendiosas, se restringindo a laboratório e a casos especiais.

A partir dos anos 60 dispositivos semicondutores facilitaram muito a retificação da corrente alternada e o controle da tensão contínua para o acionamento do motor de corrente contínua, mas, ao mesmo tempo, foi possível tecnológica e economicamente a utilização de dispositivos semicondutores para controle de velocidade dos motores de indução. A partir dos anos 80 os componentes semicondutores passaram a ter excelentes características de desempenho e confiabilidade, sendo possível a implementação de sistemas eletrônicos para a variação de velocidade no motor de indução, substituindo o motor de corrente contínua também para aplicações de velocidade variável. A eficiência conseguida com os dispositivos eletrônicos tornou-se muito superior à conseguida com os métodos anteriores a custos menores.

O princípio usado para variar a frequência consiste em retificar a tensão alternada da rede e, a partir desta tensão contínua, gerar uma tensão alternada de frequência variável usando um inversor a semicondutores. Desta forma, o equipamento conversor de frequência é constituído basicamente dos blocos retificador e inversor, conectados pelo barramento de corrente contínua. No entanto, o conversor de frequência é conhecido no mercado como inversor.

Dois tipos básicos de conversores são difundidos no mercado com algumas variações entre fabricantes. Conversor com controle escalar e conversor com controle vetorial, chamados inversor escalar e inversor vetorial.

O funcionamento do inversor de frequência com controle escalar está baseado na manipulação da relação V/f afim de manter o torque no valor desejado variando a velocidade, não permitindo que a capacidade do motor seja ultrapassada. Este processo foi descrito no item 3.3.4 onde estão as expressões relacionadas.

Um conversor com controle escalar pode controlar a velocidade de rotação do motor com uma precisão de 0,5% da rotação nominal para sistemas sem variação de carga, e de 3% a 5% com variação de carga de 0 a 100% do torque nominal. Estes conversores acionam, na maioria das vezes, motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade em malha fechada. A faixa de variação de velocidade é pequena e da ordem de 1:10 (ex.: 6 a 60 Hz) [11].

Com estas características este conversor de frequência é mais adequado para sistemas de baixo custo e que não requerem alto desempenho nem controle de torque.

Para sistemas que necessitam de alta performance dinâmica, respostas rápidas com grande exatidão de regulação de velocidade, onde o motor elétrico deve possibilitar um controle preciso de torque numa grande faixa de velocidade o motor de corrente contínua era a opção tradicional, pois tem uma proporcionalidade entre a corrente de armadura, o fluxo e o torque, propiciando um meio direto para o controle. No entanto, esta hegemonia foi perdida gradativamente com o aprimoramento da técnica de controle vetorial em conversores de frequência. Em sistemas de controle de malha aberta "sensorless" obtém-se um grau de desempenho superior ao obtido com a técnica V/f descrita anteriormente:

No motor de indução a corrente de estator é responsável por gerar o fluxo de magnetização e o torque, não permitindo um controle direto do torque. A técnica vetorial usa os mesmos blocos funcionais da técnica escalar. Mas, enquanto na técnica escalar a velocidade é tomada como referência para gerar os parâmetros V/f e disparar os semicondutores, na técnica vetorial, a partir dos parâmetros do motor, é calculada a corrente de estator necessária para produzir o torque requerido.

A corrente que circula as bobinas de estator de um motor de indução é dividida em dois componentes: a corrente de magnetização I_m , que produz o fluxo, e a corrente referida ao rotor, I_2 , que produz o torque, visíveis na figura 3.1. A exatidão com que estes dois componentes são identificados e controlados define o nível de desempenho do conversor, lembrando que o torque decorre do produto vetorial destas duas correntes. Em uma aplicação prática, para calcular as correntes, é necessário resolver, em tempo real, as equações do modelo matemático dinâmico do motor de indução, tantas vezes quantas forem necessário para controlar o motor. Para isto,

são feitas muitas operações matemáticas por segundo. Muitos inversores vêm com estes valores pré-programados para diferentes motores, outros, mais sofisticados, utilizam rotinas de auto ajuste para calcular estes parâmetros, característica muito útil quando utilizados motores re-bobinados.

O controle vetorial alia a performance do motor de corrente contínua às vantagens de um motor de indução. No entanto, em sistemas que necessitam maior exatidão, é necessário o uso do encoder (taco-gerador de pulsos) acoplado ao motor para que se tenha uma melhor dinâmica. Sendo assim, tem-se uma malha fechada com a realimentação feita pelo encoder (controle orientado pelo campo). O conversor com esta realimentação é capaz de controlar o torque e a velocidade do motor pois calcula as duas componentes da corrente do estator.

3.5 Sumário

Os motores de indução são preferidos na maioria das aplicações industriais por suas características e robustez, mas até pouco tempo era muito difícil controlar sua velocidade. Atualmente, com a popularização do inversor de frequência, a variação da velocidade do motor de indução deixou de ser um problema. Com este equipamento tornou-se possível variar a frequência mantendo o torque constante, oferecendo um torque de partida até 400% maior que o nominal, garantindo as condições de segurança do motor e ainda limitando a corrente na partida, que é um outro problema do motor de indução. O inversor além de oferecer proteção ao motor possibilita o controle em malha fechada.

Capítulo 4

Estimação do Torque

4.1 Introdução

O uso de um torquímetro é sem dúvida o método mais exato e um dos mais intrusivos. Consiste em adaptar um torquímetro no equipamento, seja este um torquímetro rotativo ou do tipo alavanca, com um dinamômetro no motor, que deve permitir alguma mobilidade transversal. Embora pareça simples, muitas vezes isto é impraticável devido às condições da máquina. No caso dos poços de petróleo, a agressividade do meio costuma ser muito desfavorável para o torquímetro rotativo enquanto que para o outro tipo, com dinamômetro, acrescenta peças móveis ao sistema tornando-o mais caro e frágil. Geralmente é mais viável usar outro método, mesmo com menor exatidão, deixando o torquímetro para uso em laboratório e casos especiais. Existem outras tecnologias como laser e telemetria, mas sempre a exatidão depende da qualidade do sensor, do ruído e do alinhamento do acoplamento do motor com a carga .

Neste capítulo são abordados os dois métodos de estimação do torque: o método da amplitude de corrente; e o método do escorregamento. Estes métodos são normalmente usados para estimação de rendimento, [4, 5], e aqui foram adaptados para estimar o torque.

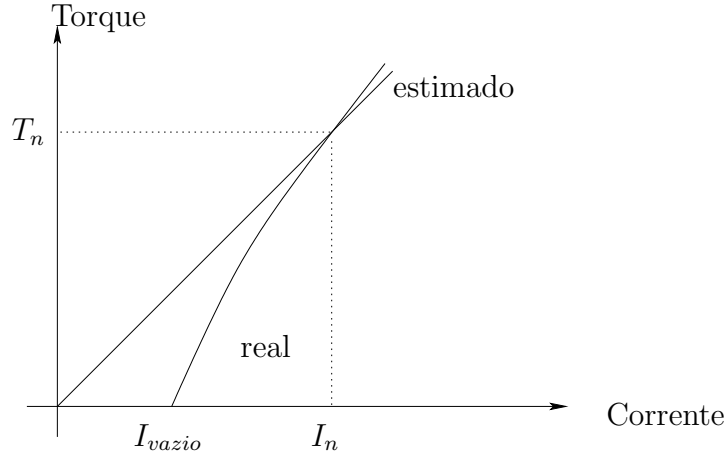


Figura 4.1: Corrente versus torque instantâneo e estimado

4.2 O método da amplitude de corrente

Este método presume que o torque desenvolvido pelo motor de indução é de alguma forma proporcional à corrente consumida. A forma mais elementar é usar a aproximação pela equação

$$\frac{T}{T_n} = \frac{I}{I_n}, \quad (4.1)$$

onde T_n e I_n são o torque nominal e a corrente nominal respectivamente, dados pelo fabricante. A figura 4.1 mostra o erro cometido quando se usa esta aproximação. O torque é normalmente superestimado até a corrente nominal, [5].

Uma opção para melhorar a performance do método é acrescentar a corrente a vazio, I_{vazio} , conforme a equação

$$\frac{T}{T_n} = \frac{I - I_{vazio}}{I_n - I_{vazio}}, \quad (4.2)$$

onde o coeficiente linear é dado por $b = \frac{-I_{vazio}}{I_n - I_{vazio}}$.

Esta informação nem sempre é dada pelo fabricante então é uma informação de placa. Para o caso de não estar disponível ou quando o motor já foi re-bobinado é necessário o ensaio a vazio aumentando consideravelmente a intrusividade do método

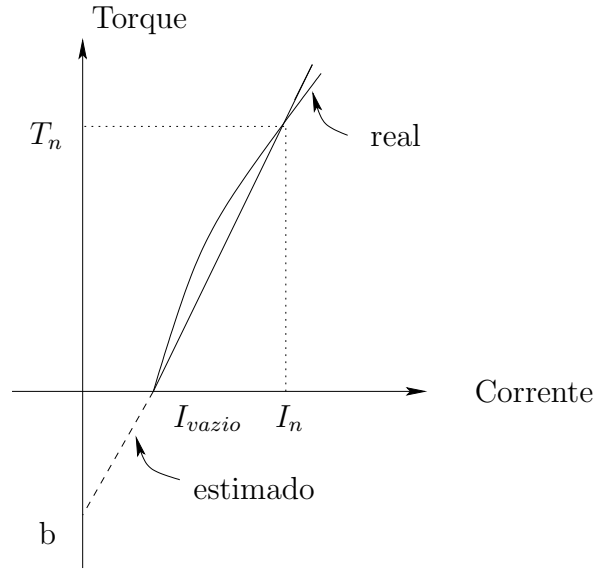


Figura 4.2: Corrente versus torque instantâneo e estimado com corrente a vazio

no sistema, [13]. Neste caso, o torque é subestimado entre zero e o valor nominal e superestimado a partir daí como se pode ver na figura 4.2.

4.3 Método do escorregamento

Este método pressupõe uma relação linear entre o torque desenvolvido e o escorregamento do motor, tomando por referência a região onde o escorregamento varia de zero ao valor nominal [4]. Esta relação é obtida a partir da equação (4.3), conforme o primeiro quadrante do gráfico da figura 3.3.

$$\frac{T}{T_n} = \frac{s}{s_n} \quad (4.3)$$

A equação do torque (3.16) pode ser reescrita conforme a equação (4.4),

$$T = \frac{q V_{th}^2 R_2' s}{w_s [(s R_{th} + R_2')^2 + s^2 (X_{th} + X_2')^2]} \quad (4.4)$$

Considerando que o trecho onde o escorregamento é pequeno, o seu quadrado

ainda se torna bem menor, a equação pode ser simplificada desprezando o termo $s^2 (X_{th} + X_2)^2$ frente ao termo $(s R_{th} + R'_2)^2$ que ainda pode ser simplificado, desprezando a resistência $s R_{th}$ junto de R'_2 . A equação toma a forma linear apresentada na equação (4.5),

$$T = \frac{q V_{th}^2}{w_s R'_2} \cdot s. \quad (4.5)$$

Vale observar que a relação estabelecida pela equação (4.5) apresenta a mesma característica linear vista na equação (3.25) na região de baixo escorregamento.

A velocidade do motor pode ser medida por um tacômetro óptico ou mecânico com nível de intrusão pequeno. Os valores de torque e escorregamento nominais podem ser obtidos dos dados de placa do motor. Como desvantagem, é preciso observar que a norma NEMA estabelece que para estes dados de placa são aceitáveis desvios de até 20 % por parte do fabricante. Isto significa que este método está sujeito a um erro de até 20% nas constantes da equação (4.3).

Neste trabalho, a implementação do método do escorregamento é feita pela estimação da velocidade a partir do espectro da corrente do estator.

4.4 Método da estimação da velocidade pela análise do espectro da corrente

A observação do espectro da corrente de um motor de indução, atualmente vem trazendo novas perspectivas para avaliação do comportamento do motor prometendo no futuro próximo oferecer inovações para o controle e a proteção do motor e da carga a ele acoplada. São observados harmônicos resultantes da ação de vários fenômenos que guardam informações importantes, pois a corrente elétrica é o efeito da tensão elétrica sobre uma carga, e carrega em si características desta tensão e da carga, ainda que em intervalos de tempo muito pequenos. Como o motor tem movimento circular os efeitos são também cíclicos podendo ser analisados no domínio da frequência [14]. Serão analisados alguns destes fenômenos a seguir como

harmônicos presentes na corrente do estator do motor de indução [15].

O harmônico de frequência fundamental, ou primeiro harmônico, é a chave do estudo. É usado para os cálculos das relações com outros harmônicos, com a velocidade. Seus múltiplos se apresentam na corrente e são detectáveis pela relação de multiplicidade. É necessário a detecção contínua do primeiro harmônico devido à possibilidade de variação da frequência por um inversor ou mesmo pela oscilação da rede de alimentação da concessionária de energia. Os harmônicos múltiplos não trazem informações adicionais a este trabalho se tornando indesejáveis. Assim, quando se procura algum harmônico relacionado com a velocidade e este coincide com um múltiplo da frequência da rede deve ser desprezado.

4.4.1 Harmônicos da FMM

A força magneto motriz, FMM, é produzida pela corrente fluindo nas bobinas do estator e do rotor e consistem numa série de harmônicos função da posição e do tempo que podem ser representados pela equação

$$FMM_{tot}(\theta, t) = \sum_{n_{\theta s}=1}^{\infty} \sum_{n_{ws}=-\infty}^{\infty} F_{n_{\theta s}, n_{ws}} \cos(n_{\theta s} P \theta - n_{ws} w_s t) + \sum_{n_{\theta r}=1}^{\infty} \sum_{n_{wr}=-\infty}^{\infty} F_{n_{\theta r}, n_{wr}} \cos[n_{\theta r} P \theta - (n_{wr} s w_s + n_{\theta r} P w_r) t]. \quad (4.6)$$

Onde $F_{n_{\theta s}, n_{ws}}$ é a amplitude do harmônico de índice angular $n_{\theta s}$ e índice temporal n_{ws} . A letra s no índice é usada quando se refere ao estator e r quando se refere ao rotor, P é o número de polos, w_s é a velocidade síncrona, s é o escorregamento e w_r é a velocidade do rotor.

O entreferro é a distância entre o ferro do rotor e do estator. As ranhuras são cavidades feitas para inserir as bobinas no ferro ao longo do rotor ou estator. Estas ranhuras provocam uma não homogeneidade na permeância magnética do entreferro, causando variações na densidade do fluxo magnético que é refletida na corrente de entrada do estator. Considerando a permeância específica do entreferro

como $P(\theta, t) = \frac{\mu_o}{g}$, com g sendo o comprimento do entreferro que varia em função da posição angular θ e do tempo t . Com base neste princípio, é possível estabelecer uma relação entre a velocidade do motor e estes harmônicos chamados de harmônicos de fluxo. Será feita a seguir a análise da variação da densidade de fluxo $B(\theta, t)$ em função do campo magnético girante que pode ser expressa pelo produto vetorial entre a permeância específica $P(\theta, t)$ e a força magnetomotriz $F(\theta, t)$ dada na equação

$$B(\theta, t) = P(\theta, t) \times F(\theta, t). \quad (4.7)$$

Com o estator eslotado e o rotor liso a permeância varia apenas em função da posição angular θ em relação ao estator. O período da onda é dado por $T_\theta = \frac{2\pi}{S}$ onde S é o número de ranhuras do estator. A permeância pode ser expressa em série de Fourier pela equação

$$P_{st}(\theta) = \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{st}} \cos(n_{st} S \theta). \quad (4.8)$$

Os coeficientes $P_{n_{st}}$ são a amplitude de cada harmônico e estão relacionados com a forma da onda do sinal. Como o objetivo é observar a frequência do harmônico, não será dado ênfase aos valores de $P_{n_{st}}$. Os coeficientes n_{st} são números naturais e indicam a ordem do harmônico. S é o número de ranhuras do estator.

Como o estator é liso, a variação da permeância se deve apenas ao rotor eslotado que varia em função do ângulo θ e ao tempo uma vez que está em movimento circular. Como o rotor tem R ranhuras o período em função do ângulo é dado por $T_{P\theta} = \frac{2\pi}{R}$ num dado instante. Considerando a variação do tempo, o período pode ser expresso por $T_{Pt} = \frac{2\pi}{R w_r}$ pois $w_{\theta t} = R w_r$ e assim a onda de permeância pode ser expressa em série de Fourier pela equação

$$P_{rt}(\theta, t) = \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} P_{n_{rt}} \cos[n_{rt} R (\theta - w_r t)]. \quad (4.9)$$

$P_{n_{rt}}$ é a amplitude do harmônico com índice n_{rt} , onde rt significa que apenas o rotor é eslotado.

Para o entreferro limitado por estator e rotor eslotados a análise pode ser feita pela combinação dos dois casos anteriores, expressos na equação (4.12), resultante da convolução das funções correspondentes descritas anteriormente:

$$P_{rt,st}(\theta, t) = P_{rt}(\theta, t) \times P_{st}(\theta) \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} P_{rt,st}(\theta, t) &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} P_{n_{rt}} \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t)] \times \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{st}} \cos(n_{st}S\theta) \quad (4.11) \\ &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} (P_{n_{rt}} \times P_{n_{st}}) \{ \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t)] \times \cos(n_{st}S\theta) \} \\ &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{rt},n_{st}} \{ \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t) + n_{st}S\theta] + \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t) - n_{st}S\theta] \} \\ &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{rt},n_{st}} \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t) \pm n_{st}S\theta] \\ &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} P_{n_{rt}} \cos[n_{rt}R(\theta - w_r t)] + \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{st}} \cos(n_{st}S\theta) \\ P_{rt,st}(\theta, t) &= \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{rt},n_{st}} \cos[(n_{rt}R \pm n_{st}S)\theta - n_{rt}Rw_r t] \quad (4.12) \end{aligned}$$

4.4.2 Harmônicos de excentricidade

A excentricidade estática ocorre quando o rotor é fixado de forma excêntrica em relação ao centro do estator, e a distância entre rotor e estator, g , é constante no tempo. Considerando o rotor e o estator cilindros perfeitos tendo ξ como a distância entre o centro de seus eixos, a distância radial entre o estator e o rotor g varia em função de θ com período $T_{g\theta} = 2\pi$ conforme a equação (4.13), onde r_s e r_r representam o raio de estator e do rotor respectivamente.

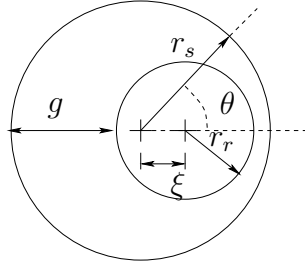


Figura 4.3: Excentricidade estática devido ao mau posicionamento do rotor

$$g = \sqrt{\xi^2 + r_s[r_s + 2\cos(\theta) - r_r]} \quad (4.13)$$

A onda de permeância como é função da distância radial (4.13) tem o mesmo período 2π que faz com que $w_{\theta g} = 1 \text{ rad/s}$. A onda de permeância como expansão em série de Fourier pode ser expressa pela equação

$$P_{se}(\theta) = \sum_{n_s=0}^{\infty} P_{n_s} \cos(n_s \theta). \quad (4.14)$$

Onde, o módulo do harmônico da onda de permeância devido à excentricidade estática é encontrado pela análise de Fourier segundo a equação

$$P_{n_s} = \frac{\mu_0^2 \left(1 - \sqrt{1 - \xi^2}\right)^{n_s}}{g \xi^{n_s} \sqrt{1 - \xi^2}}. \quad (4.15)$$

A excentricidade dinâmica ocorre quando a distancia entre o rotor e o estator, g , varia com a rotação. Assim, a excentricidade dinâmica varia com o ângulo e o tempo e pode ser causado por empeno do eixo, ressonância mecânica em velocidades críticas ou desgastes [16, 17]. A onda de permeância devido à excentricidade dinâmica pode ser expressa em série de Fourier como dado pela equação:

$$P_{ed}(\theta, t) = \sum_{n_d=0}^{\infty} P_{n_d} \cos[n_d(\theta - w_r t)] \quad (4.16)$$

onde P_{n_d} é a amplitude do harmônico com o índice n_d significando excentricidade dinâmica.

4.4.3 Harmônicos de saturação

A permeância de um entreferro concêntrico limitado por rotor e estator lisos sob efeito da saturação pode ser representada por uma onda periódica descrita na expressão (4.17) com base na expansão de Fourier. Pelo conhecimento da forma de onda resultante da saturação é observada uma relação com o dobro do número de pólos e o dobro da frequência fundamental.

$$P_{sa}(\theta, t) = \sum_{n_{sa}=0}^{\infty} P_{n_{sa}} \cos[n_{sa}(2P\theta - 2w_s t)] \quad (4.17)$$

Onde $P_{n_{sa}}$ é a amplitude do harmônico com o índice n_{sa} significando que trata-se do harmônico de saturação.

4.4.4 Somatório dos harmônicos relacionados com a permeância

Agrupando estes harmônicos a onda resultante pode ser expressa conforme a equação (4.19):

$$P_{tot}(\theta, t) = P_{rt,st}(\theta, t) * P_{ed}(\theta, t) * P_{ee}(\theta) * P_{sa}(\theta, t) \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} P_{tot}(\theta, t) = & \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} P_{n_{rt},n_{st}} \cos[(n_{rt}R \pm n_{st}S)\theta - n_{rt}Rw_r t] * \sum_{n_d=0}^{\infty} P_{n_d} \cos[n_d(\theta - w_r t)] * \\ & \sum_{n_s=0}^{\infty} P_{n_s} \cos(n_s \theta) * \sum_{n_{sa}=0}^{\infty} P_{n_{sa}} \cos[n_{sa}(2P\theta - 2w_1 t)] \end{aligned} \quad (4.19)$$

Que resulta na equação (4.20):

$$\begin{aligned} P_{tot}(\theta, t) = & \sum_{n_{rt}=0}^{\infty} \sum_{n_{st}=0}^{\infty} \sum_{n_s=0}^{\infty} \sum_{n_d=0}^{\infty} \sum_{n_{sa}=0}^{\infty} P_{n_{rt},n_{st},n_s,n_d,n_{sa}} \cos\{(n_{rt}R \pm n_{st}S \pm n_s \pm n_d \pm 2n_{sa}P)\theta - \\ & [(n_{rt}R \pm n_d)w_r \pm 2n_{sa}w_1]\} \end{aligned} \quad (4.20)$$

4.4.5 Harmônicos de densidade de fluxo

O produto da permeância total do entre-ferro $P(\theta, t)$ e a força magneto motriz $FMM(\theta, t)$ resulta na distribuição da densidade de fluxo no entreferro como apresentado na equação

$$B(\theta, t) = P(\theta, t) * FMM(\theta, t). \quad (4.21)$$

Combinando o somatório dos harmônicos todos relacionados com a permeância, expressos na equação (4.20), com os da força magneto motriz dados na equação (5.2) é obtida a equação (4.22).

$$B(\theta, t) = \sum_{m_s, \Omega_s} B_{M_s}, \Omega_s \cos(m_s \theta - \Omega_s t) + \sum_{m_r, \phi_r} B_{m_r}, \Omega_r \cos(m_r \theta - \Omega_r t) \quad (4.22)$$

Onde são harmônicos relacionados com a posição angular:

$$\begin{aligned} m_s &= n_{rt}R \pm n_{st}S \pm n_s \pm n_d \pm 2n_{sa}P \pm n_{\theta s}P \\ m_r &= n_{rt}R \pm n_{st}S \pm n_s \pm n_d \pm 2n_{sa}P \pm n_{n_\theta}P \end{aligned}$$

Estes harmônicos não podem ser detectados pelo espectro da corrente porque a corrente está relacionada com a bobina, que está fixa no estator, ocupando um ângulo θ fixo.

Também na equação (4.22) estão os harmônicos relacionados com o tempo dados por:

$$\begin{aligned} \Omega_s &= (n_{rt}R \pm n_d)w_r \pm 2n_{sat}w_1 \pm n_{w_s}w_1 \\ \Omega_r &= (n_{rt}R \pm n_d \pm n_{\theta r}P)w_r \pm 2n_{sa}w_1 \pm n_{w_r s}w_1 \end{aligned}$$

Estes harmônicos são a base da análise espectral deste trabalho devido à relação que mantém com a velocidade do rotor. E podem ser expressos segundo as equações

$$\frac{f_h}{f_s} = (n_r R \pm n_d) \frac{1-s}{P/2} \pm 2n_{sat} \pm n_{ws} \quad (4.23)$$

$$\frac{h_{fr2}}{f_s} = (n_r R \pm n_d \pm n_{\theta_r} P/2) \frac{1-s}{P/2} \pm 2n_{sat} \pm n_{wr} \pm \dots \quad (4.24)$$

onde f_h é o harmônico procurado em Hertz, f_s é a frequência fundamental em Hertz, s o escorregamento e P o número de pólos.

As variações da permeância são causadas pela excentricidade do eixo e pelas ranhuras do rotor. Usando princípios básicos, pode-se mostrar que estes efeitos resultarão em harmônicos descritos pela equação

$$f_h = f_s \left\{ (KR + n_d) \left[\frac{1-s}{(\frac{P}{2})} \right] + n_w \right\} \quad (4.25)$$

Onde $K \in N$, $R \in N$ é o número de ranhuras do rotor, $n_d \in Z$ é a ordem de excentricidade do eixo, onde s é o escorregamento, P é o número de pólos do motor $n_w = 2n + 1$ com $n \in Z$ que é a ordem do harmônico da FMM no entre-ferro, N é o conjunto dos números naturais, Z é o conjunto dos números inteiros e f_s é a frequência síncrona.

A equação (4.25) pode ser vista sob outro ângulo mais fácil de analisar: Vê-se, de forma intuitiva, que $KR + n_d$ são grandezas que estão relacionados com a velocidade n de rotação. Por exemplo: a cada volta do rotor, cada ranhura vai interferir na permeância magnética e nada melhor que o produto do número de ranhuras R pela rotação n para exprimir a frequência com que isto ocorre. Como n_d é a excentricidade dinâmica do eixo e varia também com a rotação, deve ser somado ao termo anterior. O número 60 é referente à transformação de rotação por minuto para segundo, relativo à frequência em Hertz [18, 19].

$$f_h = \frac{KR + n_d}{60} n + n_w f_s \quad (4.26)$$

O n_w representa os harmônicos da FMM, que são característicos da imperfeição da tensão de alimentação e acentuados pela distorção da onda induzida, principalmente quando o campo magnético satura.

4.4.6 Estimação da velocidade

Por meio do espectro de corrente obtém-se f_h e o escorregamento correspondente do motor, substituindo na equação (4.25). A equação foi re-organizada para encontrar s na forma:

$$s = 1 - \frac{\left(\frac{f_h}{f_s} - n_w\right) \frac{P}{2}}{KR + n_d} \quad (4.27)$$

Tendo o valor de s encontra-se a velocidade n dada pela equação

$$n = (1 - s) \left(\frac{120f_s}{P} \right) \quad (4.28)$$

Substituindo a equação (4.27) na equação (4.28) observa-se uma relação linear entre f_h e n dada por:

$$n = \frac{60}{KR + n_d} \cdot f_h - \frac{n_w f_s 60}{KR + n_d} \quad (4.29)$$

4.4.7 Proposta de estimação do torque

A partir da curva do torque mecânico em função da velocidade do eixo na figura (3.3) verifica-se que, entre a velocidade síncrona, n_s , e a velocidade nominal, n_n , a curva pode ser aproximada por uma reta com coeficiente angular negativo, como mostrado na figura (4.4) onde T_n é o torque nominal e T_m é o torque máximo no eixo.

Para definir esta reta foram determinados dois pontos: (n_n, T_n) e $(n_s, 0)$. Os valores de n_n e T_n são ambos obtidos do fabricante, nos dados de placa do motor. Fazendo uso de relações geométricas, por semelhança de triângulos, obtém-se a equação

$$\frac{T}{T_n} = \frac{n_s - n}{n_s - n_n}. \quad (4.30)$$

Direcionando o estudo para o foco deste trabalho, o torque é analisado em relação à frequência do harmônico f_h . Primeiramente, a equação (4.29) relacionando a velocidade dada em RPM, e o harmônico f_h , será simplificada na forma

$$n = a f_h + b. \quad (4.31)$$

$$\text{onde } a = \frac{60}{K R + n_d} \text{ e } b = \frac{-60 f_s n_w}{K R + n_d}.$$

Pondo a equação aproximada do torque, (4.30), na forma de uma equação linear, é obtida a equação

$$\frac{T}{T_n} = \frac{n_s - n}{n_s - n_n} = \frac{n_s}{n_s - n_n} - \frac{n}{s_n n_s} = \frac{1}{s_n} - \frac{1}{s_n n_s} n = c n + d, \quad (4.32)$$

$$\text{onde } c = \frac{-1}{s_n n_s} \text{ e } d = \frac{1}{s_n}.$$

Substituindo a equação da velocidade (4.31) na equação do torque (4.32), é obtida a equação 4.33, representada na figura 4.4.

$$y = \frac{T}{T_n} = c (a f_h + b) + d = a c f_h + c b + d = a_1 f_h + b_1, \quad (4.33)$$

$$\text{onde } a_1 = a c = \frac{-a}{s_n n_s} \text{ e } b_1 = c b + d = \frac{n_s - b}{n_s n_s}.$$

O y foi colocado para simplificar a notação da análise de erro que será feita a seguir. A relação do torque com os parâmetros do harmônico fica portanto apresentada na equação (4.34):

$$y = \frac{T}{T_n} = \frac{-60}{(K R + n_d) s_n n_s} f_h + \frac{1}{s_n} + \frac{60 f_s n_w}{(K R + n_d) s_n n_s} \quad (4.34)$$

Na verdade, este método recai no método do escorregamento pois, partindo da equação (4.30), é obtida a equação (4.3) do método do escorregamento conforme demonstrado na equação

$$\frac{T}{T_n} = \frac{n_s - n}{n_s - n_n} = \frac{\frac{n_s - n}{n_s}}{\frac{n_s - n_n}{n_s}} = \frac{s}{s_n}. \quad (4.35)$$

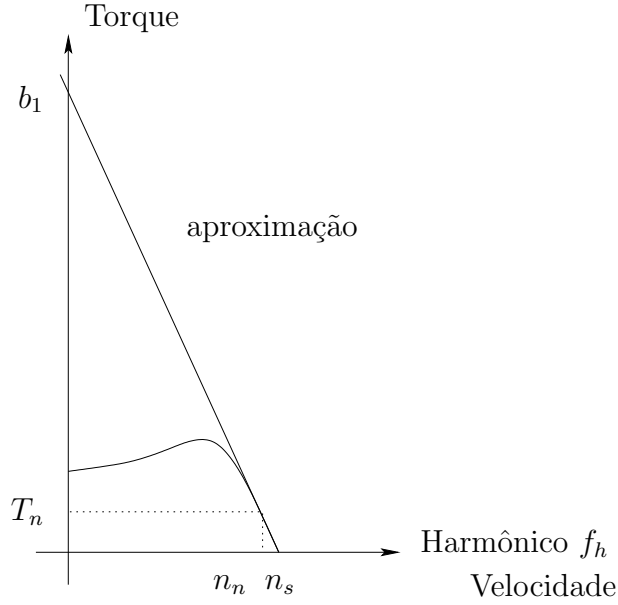


Figura 4.4: Aproximação da curva do torque por uma reta

Sendo assim, pode-se estudar o torque a partir da determinação da velocidade obtida com exatidão satisfatória pelo método da análise de espectro de forma não intrusiva. Cuidado, no entanto, deve ser tomado em função da propagação do erro estudada a seguir.

Seguindo a equação (4.3), ou (4.35), se obtém uma relação linear como representado no gráfico da figura (4.6) entre o torque instantâneo e o escorregamento instantâneo, o torque nominal e o escorregamento nominal e o torque máximo com o escorregamento de torque máximo dado por

$$\frac{T}{s} = \frac{T_n}{s_n} = \frac{T_{mb}}{s_{mb}}. \quad (4.36)$$

Para $\beta < 1$ o torque máximo é mantido constante como demonstrado no capítulo "Motor de Indução", para todo valor de β . Enquanto o escorregamento correspondente ao torque máximo varia segundo a equação (3.31). Substituindo na equação (4.36) obtém-se:

$$\frac{T}{s} = \frac{T_{mb}}{\frac{s_{mb}}{\beta}} = \frac{T_{mb}}{s_{mb}} \beta = \frac{T_n}{s_n} \beta \quad (4.37)$$

resultando na equação (4.38) que será usada na estimação do torque e correção do valor da frequência para a faixa onde $\beta < 1$.

$$T = \frac{T_n}{s_n} \beta s. \quad (4.38)$$

Para $1 < \beta < 1,5$ o torque máximo será tomado como que sofrendo a mesma variação do torque nominal, variando inversamente com o quadrado da frequência segundo a equação (3.33), enquanto o escorregamento diminui com o inverso da frequência. Estas considerações feitas à equação (4.36) darão como resultado

$$T = \frac{\frac{T_{mb}}{\beta^2}}{\frac{s_{mb}}{\beta}} s = \frac{T_n}{s_n} \frac{s}{\beta}, \quad (4.39)$$

que representa a estimação do torque nesta faixa com a devida correção de frequência.

As correções de tensão devem ser feitas considerando a variação do torque com o quadrado da tensão em qualquer faixa segundo a equação (3.16). Mesmo na faixa onde a tensão deve ser mantida constante, afinal a variação quadrática com a tensão é uma característica intrínseca do motor de indução.

4.5 Análise de erros para o método proposto

O estudo do erro foi efetuado em duas partes: estudo do desvio relativo $\frac{dy}{y}$, com $y = \frac{T}{T_n}$, e estudo do desvio absoluto ΔT , onde T é o torque no eixo do motor. Não apenas a influência do erro no torque foi observada, também a influência na velocidade e no escorregamento.

4.5.1 Influência do erro da velocidade no escorregamento

Como o escorregamento é usado para calcular a velocidade do rotor, segundo a equação (4.28), é oportuno fazer um estudo do erro relacionado a estas duas grandezas. Derivando s em relação a n na equação (3.2) obtém-se:

24 de abril de 2006

$$\frac{\delta s}{\delta n} = \frac{-1}{n_s} \quad (4.40)$$

Para se obter o desvio relativo é feito:

$$\frac{\Delta s}{s} = \frac{\delta s}{\delta n} \frac{\Delta n}{s} = \frac{\delta s}{\delta n} \frac{\Delta n}{n} \frac{n}{s} \quad (4.41)$$

Fazendo $\frac{\Delta s}{s} 100 = \varepsilon_s$ o desvio relativo percentual do escorregamento s , $\frac{\Delta n}{n} 100 = \varepsilon_n$ o desvio relativo percentual da rotação n e usando a equação (4.40), pode-se reescrever a equação (4.41) como:

$$\varepsilon_s = -\frac{1}{n_s} \cdot \frac{n}{s} \cdot \varepsilon_n \quad (4.42)$$

que substituindo s dado na equação (3.2), resulta na equação

$$\varepsilon_s = \varepsilon_n \cdot \frac{n}{n - n_s} = \frac{s - 1}{s} \cdot \varepsilon_n \quad (4.43)$$

Observando a variação de ε_s em relação a n , com ε_n fixo, vê-se na equação (4.44) que quando n tende a n_s , ε_s tende a $-\infty$.

$$\lim_{n \rightarrow n_s} \varepsilon_s = \lim_{n \rightarrow n_s} \frac{\varepsilon_n}{1 - \frac{n_s}{n}} = -\infty \quad (4.44)$$

Este fato aponta para o cuidado necessário na medição da velocidade quando o motor está com pouca carga ou a vazio, pois a velocidade do rotor n está mais próxima da velocidade síncrona n_s . Um pequeno erro na determinação da velocidade implica num erro de escorregamento muitas vezes maior. Esta análise é importante na validação dos resultados. A medição da velocidade é feita em laboratório para acompanhar o desvio na estimação da velocidade. Ver gráficos da figura 4.6.

Para o caso do escorregamento variar entre 0,01 e 0,1, que corresponderia à situação em que o motor está sem carga e a plena carga respectivamente, tem-se o erro relativo do torque variando aproximadamente de dez vezes com a velocidade.

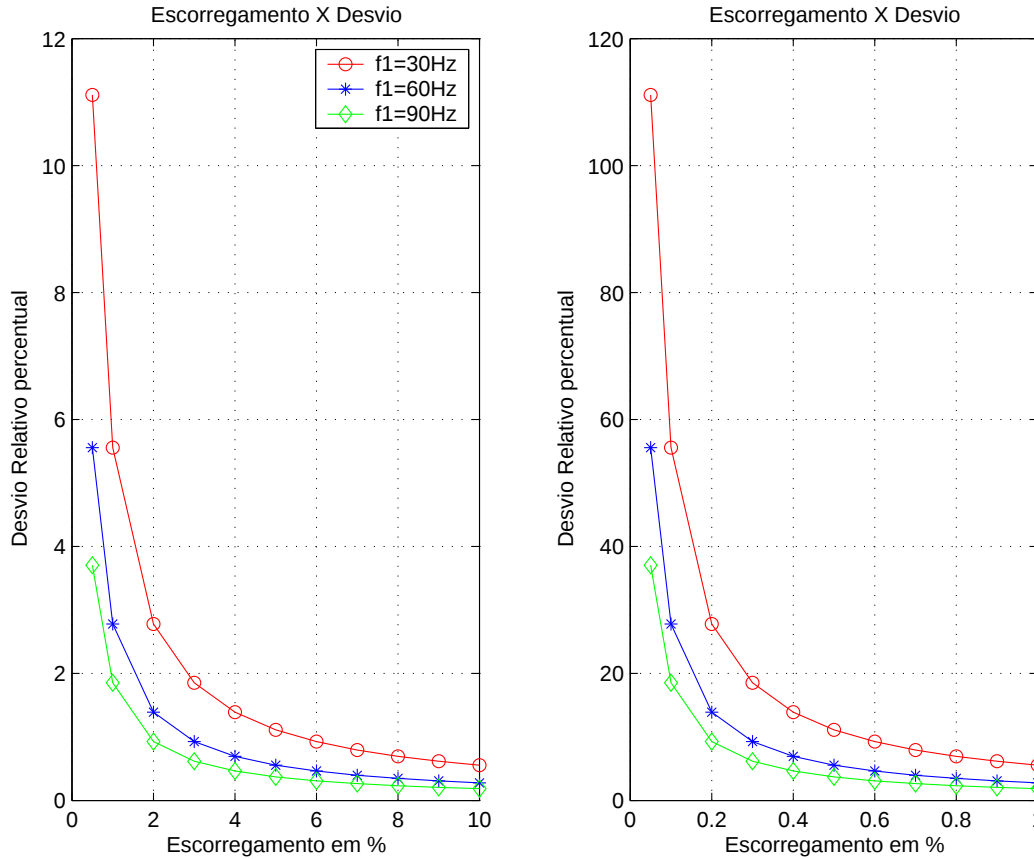


Figura 4.6: Propagação do erro da velocidade no escorregamento

$$0,01 \leq s \leq 0,1 \quad (4.45)$$

$$-99 \cdot \varepsilon_n \leq \varepsilon_s \leq -9 \cdot \varepsilon_n \quad (4.46)$$

Analisando pelo desvio absoluto com Δn , obtém-se $\Delta s = \frac{\delta s}{\delta n} \Delta n$.

Algo semelhante ocorre com o torque partindo da velocidade.

4.5.2 Influência do Erro da Velocidade no Torque

A partir da equação (4.30), repetida a seguir, obtém-se a derivada parcial em relação à velocidade e foi feito o condicionamento apresentado na equação (4.48).

24 de abril de 2006

$$y = \frac{T}{T_n} = \frac{n_s - n}{n_s - n_n} \Rightarrow \frac{\delta y}{\delta n} = -\frac{1}{n_s - n_n} \quad (4.47)$$

$$100 \frac{\Delta y}{y} = \frac{\delta y}{\delta n} \frac{\Delta n}{n} \frac{n}{y} 100 \quad (4.48)$$

Substituindo a derivada parcial e fazendo $\frac{\Delta y}{y} 100 = \varepsilon_y$ e $\frac{\Delta n}{n} 100 = \varepsilon_n$, como desvios relativos percentuais, a equação (4.48) se reduz à equação (4.49)

$$\varepsilon_y = \frac{\delta y}{\delta n} \frac{n}{y} \varepsilon_n \quad (4.49)$$

Substituindo y e a derivada obtém-se a equação (4.50) a seguir:

$$\varepsilon_y = \frac{n}{n - n_s} \varepsilon_n \quad (4.50)$$

Esta equação (4.50) cai num caso semelhante ao da equação (4.44) apresentado aqui na equação (4.51) a seguir.

$$\lim_{n \rightarrow n_s} \varepsilon_y = \lim_{n \rightarrow n_s} \frac{\varepsilon_n}{1 - \frac{n_s}{n}} = -\infty \quad (4.51)$$

O erro no torque relativo sofre uma grande influência do erro relativo da velocidade quando esta é próxima à velocidade síncrona.

Analisando pelo desvio absoluto pode-se observar que para um desvio na velocidade dado por Δn RPM, é obtido um desvio correspondente no torque dado por $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta n} \Delta n = \frac{-T_n}{n_s - n_n} \Delta n$.

4.5.3 Influência do erro do harmônico na velocidade

Analisando a seção anterior tem-se a impressão que o erro na estimação da velocidade acompanha o erro demonstrado no escorregamento. No entanto isto não acontece. Reescrevendo a equação (4.25), usando a equação (4.30) e lembrando que $n_s = \frac{120 \cdot f_s}{P}$, a equação (4.52) é obtida:

$$f_h = \frac{K R + n_d}{60} n + n_w f_s \quad (4.52)$$

A relação entre n e f_h é linear com coeficiente angular $a = \frac{K \cdot R + n_d}{60}$ e coeficiente linear $b = n_w f_s$, e a função inversa é dada pela equação

$$n = \frac{f_h}{a} - \frac{b}{a} \quad (4.53)$$

Fazendo o desenvolvimento semelhante ao feito nas equações (4.30), (4.40) e (4.41), é obtido:

$$\frac{\Delta_n}{n} 100 = \frac{1}{a} \frac{\Delta f_h}{f_h} \frac{f_h}{n} 100 \quad (4.54)$$

Tomando $\varepsilon_n = \frac{\Delta_n}{n} 100$ e $\varepsilon_{f_h} = \frac{\Delta f_h}{f_h} 100$ como o desvio relativo percentual da velocidade e do harmônico respectivamente. A equação passa a ter o formato

$$\varepsilon_n = \varepsilon_{f_h} \frac{f_h}{a \cdot n}. \quad (4.55)$$

Para analisar o erro da velocidade ε_n , em relação á variável velocidade n , como foi feito antes na equação (4.44), substitui-se f_h pela equação (4.52) e obtém-se a equação

$$\varepsilon_n = \varepsilon_{f_h} \frac{1}{a n} (a n + b) = \varepsilon_{f_h} \left(1 + \frac{b}{a n}\right). \quad (4.56)$$

Assim, fica caracterizada uma diferença importante entre o comportamento do erro na estimação da velocidade em função do harmônico quando comparado ao que acontece com o erro do escorregamento em função da velocidade com pequena carga. O erro da velocidade varia pouco com a velocidade.

Tomando como exemplo um motor de indução trifásico de 3CV, 4 pólos, 44 ranhuras no rotor e ligado numa rede de 60hz. Para $K = 1$, $n_w = 1$ e $n_d = 0$, calculando o valor dos coeficientes **a** e **b**, é encontrado 0,733 e 60 respectivamente. Isto vem a deixar a equação (4.56) na forma

$$\varepsilon_n = \varepsilon_{f_h} \left(1 + \frac{81,82}{n}\right). \quad (4.57)$$

Continuando com o exemplo, se a rotação n variasse do valor máximo hipotético $n_s = 1800$ RPM, à velocidade mínima de 1620 RPM, que corresponde a um escorregamento de 0,10, tem-se ε_n variando segundo a inequação abaixo.

$$\varepsilon_{f_h} (1,045) \leq \varepsilon_n \leq \varepsilon_{f_h} (1,051) \quad (4.58)$$

Este exemplo exhibe uma relação quase linear entre o desvio na velocidade ε_n e o desvio no harmônico ε_{f_h} . Além disso, ainda que a velocidade varie de um limite a outro, no funcionamento normal do motor de indução, o erro causado fica em torno de 1%. Esta análise prova que não há majoração do erro na estimação da velocidade relativamente a um erro na determinação do harmônico, nem mesmo quando a velocidade varia muito.

Analisando pelo desvio absoluto, com um desvio no harmônico de ranhura Δf_h , obtém-se um desvio na velocidade dado por $\Delta n = \frac{\delta n}{\delta f_h} \Delta f_h = \frac{K R + n_d}{60} \Delta f_h$.

4.5.4 Influência do erro do harmônico no torque

Dando seguimento à análise de erros é feita a primeira derivada de y a partir da equação (4.34) a seguir apresentado nas equações

$$\frac{\delta y}{\delta f_h} = a_1 \quad (4.59)$$

$$\frac{\Delta y}{y} = \frac{\delta y}{\delta f_h} \frac{\Delta f_h}{y} = \frac{\delta y}{\delta f_h} \frac{\Delta f_h}{f_h} \frac{f_h}{y}. \quad (4.60)$$

Fazendo $\frac{\Delta y}{y} 100 = \varepsilon_y$ o desvio relativo percentual do torque normalizado em relação ao torque nominal $\frac{T}{T_n}$, fazendo $\frac{\Delta f_h}{f_h} 100 = \varepsilon_{f_h}$ o desvio relativo percentual do harmônico f_h e usando a equação (4.59), pode-se reescrever a equação (4.60) como:

$$\varepsilon_y = \frac{\delta y}{\delta f_h} \frac{f_h}{y} \varepsilon_{fh} \quad (4.61)$$

Que substituindo as equações (4.33) e (4.59) fica

$$\varepsilon_y = \frac{a_1 f_h}{a_1 f_h + b_1} \varepsilon_{fh} = \frac{f_h}{f_h + \frac{b_1}{a_1}} \varepsilon_{fh} \quad (4.62)$$

Resolvendo $\frac{b_1}{a_1}$ chega a $f_s\{(KR + n_d)\frac{2}{P} + n_w\}$ que substituindo na equação (4.62) resulta em

$$\varepsilon_y = \frac{f_s \left\{ (kR + n_d) \left[\frac{1-s}{(\frac{P}{2})} \right] + n_w \right\}}{f_s \left\{ (kR + n_d) \left[\frac{1-s}{(\frac{P}{2})} \right] + n_w \right\} + f_s \left\{ (KR + n_d) \frac{2}{P} + n_w \right\}} \varepsilon_{fh} \quad (4.63)$$

Que pode ser reescrita de forma mais simples como sendo:

$$\varepsilon_y = \frac{s - \left[\frac{n_w}{K R + n_d} \left(\frac{P}{2} \right) + 1 \right]}{s} \varepsilon_{fh} \quad (4.64)$$

De maneira simplificada, pode-se dizer que $\varepsilon_y = K' . \varepsilon_{fh}$, onde K' é uma constante que depende do escorregamento s entre outros parâmetros. Tomando como exemplo o mesmo motor de indução trifásico da seção 4.8, de 3CV, 4 pólos, 44 ranhuras no rotor e ligado numa rede de 60hz. Para $K = 1$, $n_w = 1$ e $n_d = 0$, se o escorregamento variar entre 0,01 a 0,10, tem-se o desvio relativo ε_y variando segundo a inequação abaixo.

$$0,01 \leq s \leq 0,10 \quad (4.65)$$

$$-103,5 \varepsilon_{fh} \leq \varepsilon_y \leq -9,45 \varepsilon_{fh} \quad (4.66)$$

Esta inequação revela que o desvio relativo no torque diminui com o aumento da carga para o mesmo desvio relativo no harmônico. Revela também que um

desvio positivo na determinação do harmônico causa um desvio negativo no torque e vice-verso.

Supondo uma simplificação com $n_w = 0$, é acrescentado um erro menor que 5% e a equação (4.64) se reduz à equação (4.67) dando para a mesma variação de escorregamento os resultados encontrados na inequação (4.68).

$$\varepsilon_y = \frac{s-1}{s} \varepsilon_{fh} \quad (4.67)$$

$$-99 \varepsilon_{fh} \leq \varepsilon_y \leq -9 \varepsilon_{fh} \quad (4.68)$$

De qualquer forma, assim como no estudo de velocidade versus escorregamento anterior, no limite onde a velocidade do motor tende à velocidade síncrona, o escorregamento tende a zero o erro no torque tende a menos infinito.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \varepsilon_y = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1 - \frac{1}{s}}{1} \varepsilon_{fh} = -\infty \quad (4.69)$$

Analisando o motor do exemplo pelo desvio absoluto no harmônico de ranhura, Δf_h , obtem-se o desvio absoluto do torque dado por $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta f_h} \Delta f_h = \frac{-60 T_n}{(K R + n_d) s_n n_s} \Delta f_h$.

4.5.5 Influência do erro da velocidade síncrona no torque

Partindo da equação (4.34), é obtida a derivada parcial $\frac{\partial y}{\partial n_s}$ dada na equação (4.70):

$$\frac{\partial y}{\partial n_s} = \frac{-60 (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) s_n n_s^2} \quad (4.70)$$

$$\frac{dy}{y} = \frac{\partial y}{\partial n_s} \frac{dn_s}{n_s} \frac{n_s}{y} \quad (4.71)$$

Fazendo $\frac{\partial y}{y} 100 = \varepsilon_y$ e $\frac{d_{n_s}}{n_s 100} = \varepsilon_{n_s}$ os desvios relativos percentuais, a expressão pode ser expressa como na equação (4.72).

$$\varepsilon_y = \frac{-60 (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) s_n n_s^2} \frac{n_s}{y} \varepsilon_{n_s} \quad (4.72)$$

Substituindo y dado na equação (4.34) é obtida a equação (4.74) onde foi feita a substituição do termo z para simplificação da notação onde

$$z = \frac{-60 (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) s_n n_s}. \quad (4.73)$$

Portanto,

$$\varepsilon_y = \frac{-z s_n}{z s_n + 1} \varepsilon_{n_s}. \quad (4.74)$$

Partindo desta equação, tomando como parâmetros do motor de 2 CV: $R = 44$, $f_s = 60$ Hz, $K = 1$, $n_w = 1$, $n_s = 1725$ RPM, $n_d = 0$ e o escorregamento nominal $s_n = 0,04166$, para uma variação de f_h entre 1300 e 1380 Hz que corresponde ao funcionamento com uma grande sobrecarga até a vazio, terá o g variando entre $-22,5$ e $-24,0$ respectivamente. Esta variação provocará uma variação correspondente em ε_y dada pela equação (4.76).

$$1300 \text{ Hz} \leq f_h \leq 1380 \text{ Hz} \quad (4.75)$$

$$15,5 \varepsilon_{n_s} \leq \varepsilon_y \leq \infty \varepsilon_{n_s} \quad (4.76)$$

Pelo exposto vê-se uma grande sensibilidade ao erro na determinação da velocidade síncrona e como esta é função direta da frequência síncrona, é preciso muito cuidado em sua determinação. Na equação (4.76) foi usada uma notação simplificada para significar que quando a velocidade tende à velocidade síncrona o erro na determinação desta velocidade tende a levar o erro do torque para mais infinito.

A mesma análise pode ser feita a partir da equação (4.30) onde se tem que $\frac{\partial y}{\partial n_s} = \frac{n - n_n}{(n_s - n_n)^2}$ e a simplificação para se obter o desvio relativo percentual se obtém como na expressão (4.77).

$$\varepsilon_y = 100 \frac{dy}{y} = \frac{\partial y}{\partial n_s} 100 \frac{dn_s}{n_s} \frac{n_s}{y} = \frac{n - n_n}{(n_s - n_n) s} \varepsilon_{n_s} \quad (4.77)$$

Igualmente à equação anterior, quando a velocidade tende à velocidade síncrona, o erro na determinação da velocidade se propaga para o torque tendendo a infinito.

$$\lim_{n \rightarrow n_s} \varepsilon_y = \lim_{n \rightarrow n_s} \frac{(n - n_n)}{(n_s - n_n) \left(\frac{n_s - n}{n_s} \right)} \varepsilon_{n_s} = +\infty \quad (4.78)$$

Analisando o desvio absoluto da frequência síncrona Δf_s , obtem-se o desvio absoluto na velocidade síncrona a partir da equação (3.1), $n_s = \frac{\delta n_s}{\delta f_s} \Delta f_s = \frac{60}{P/2} \Delta f_s$.

Analisando o desvio absoluto do torque ΔT a partir do desvio absoluto da velocidade Δn_s , usando a equação (4.34), é obtido um desvio no torque dado por $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta n_s} \Delta n_s = \frac{-60 T_n (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) s_n n_s^2} \Delta n_s$.

4.5.6 Influência do erro do torque nominal no torque instantâneo.

Tomando a expressão $y = \frac{T}{T_n}$, a derivada parcial é dada por $\frac{\partial y}{\partial T_n} = \frac{-T}{T_n^2}$. A dedução do erro é expressa através da equação

$$\varepsilon_y = \frac{dy}{y} 100 = \frac{-T}{T_n^2} \frac{dT_n}{T_n} 100 \frac{T_n}{y} = -\varepsilon_{T_n} \quad (4.79)$$

Esta análise leva à conclusão de que não há majoração do erro ε_y em relação a um erro no torque nominal. Neste caso há apenas uma inversão de sinal.

Quando analisando em relação ao torque relativo $y = \frac{T}{T_n}$, pode-se ver grande semelhança pois, partindo da equação $T = y T_n$, encontra-se facilmente a relação do erro destacada pela equação (4.80).

$$\varepsilon_T = \varepsilon_{T_n} \quad (4.80)$$

Diferente do que acontece com a velocidade síncrona, um erro na indicação do torque nominal não se propaga de forma danosa à determinação do torque instantâneo.

Analisando pelo desvio absoluto do torque nominal $\Delta T_n \leq 20\%$, é encontrado o desvio do torque $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta T_n} \Delta T_n = \frac{T}{T_n} \Delta T_n$ onde T é encontrado na equação (4.34).

4.5.7 Influência do erro na determinação das constantes K , R e n_d sobre a estimação do torque.

Estas três variáveis apresentam variação discreta não cabendo a análise pela diferencial total.

Um erro na determinação do número de ranhuras R provoca uma variação muito pequena no coeficiente linear, b_1 , da equação (4.33): para o motor de 2 CV, com $28 \leq R \leq 44$ se tem $25,71 \geq b_1 \geq 25,09$. No entanto, este mesmo erro em R provoca um maior desvio no coeficiente angular, $-0,0286 \leq a_1 \leq -0,0182$, deslocando o ponto de ordenada zero, $-b_1/a_1$, a ponto de fazer a reta deixar de tocar no ponto correspondente à velocidade síncrona. Lembrando que o número de ranhuras é sempre par, uma variação de duas unidades, provoca um deslocamento de 60 Hz no ponto de interseção com a abscissa. O que faz este erro ser de fácil detecção.

O termo K , pertencente ao conjunto dos números naturais, não oferece problema em sua determinação pois as características da mudança de seu valor é muito distinta. No exemplo do motor de 2 cv, para $K = 0$ encontra-se os harmônicos próximos à frequência fundamental, 60 Hz. Para o $K = 1$, neste motor, está se trabalhando em torno do harmônico de ordem 22, 1320 Hz. Os filtros usados foram projetados para esta região onde se tem mais facilidade e exatidão. Para o $K = 2$ a região de operação fica em torno do harmônico de ordem 44 da frequência fundamental. Caso se venha a errar o valor do K em uma unidade, o ponto de interseção da equação (4.33) se da 1320 Hz distante do ponto correspondente à velocidade síncrona, 1380 Hz. O coeficiente linear, b_1 , não varia muito: para $1 \leq K \leq 4$ tem-se

25,09 $\geq b_1 \geq 24,27$ e coeficiente angular $-0,0182 \leq a_1 \leq -0,0045$ correspondendo a uma sequência de valores de $-b_1/a_1$ de 1380, 2700, 4020 e 5340 Hz. O que faz este erro ser também de fácil detecção.

A propagação do erro na determinação da excentricidade dinâmica, n_d , é menos percebida que nos parâmetros K e R anteriores. O erro de uma unidade provoca pequena variação no coeficiente linear da equação (4.33) mas causa uma diferença de 30 Hz na interseção com a abscissa no caso do motor de 2 CV usado. Uma particularidade é que as retas da equação (4.33), com valores diferentes de n_d , passam obrigatoriamente pelo ponto de $f_h = 60$ Hz e $\frac{T}{T_n} = 24$. O parâmetro n_d pertence ao conjunto dos números inteiros e significa a excentricidade dinâmica do eixo. Quando não há excentricidade alguma no eixo, o valor de n_d é zero e não influencia a variação de f_h .

4.5.8 Influência do erro do harmônico da FMM, n_w , no torque

A ordem do harmônico da força magnetomotriz, n_w , é ímpar, e os harmônicos assumem maiores amplitudes nas primeiras ordens 1, 3, 5 e 7. Como tem variação discreta, assim como as constantes K , n_d e R do item anterior, a análise do erro é feita também de forma discreta.

Variando n_w na equação (4.33) apenas o coeficiente linear b_1 é alterado, e é mantido o mesmo coeficiente angular a_1 . Assim, para n_w assumindo os valores 1, 3, 5 e 7, tem-se como valores correspondentes $b_1 = 25, 27, 29$, e 31. O que vai provocar um deslocamento paralelo da reta definida pela equação (4.33) e uma diferença na interseção com o eixo dos harmônicos de 120 Hz para cada incremento no valor de n_w .

4.5.9 Influência do erro da velocidade nominal no torque

Partindo da equação (4.30), encontra-se a diferencial parcial em relação à velocidade nominal, $\frac{\partial y}{\partial n_n} = \frac{n - n_s}{(n_s - n_n)^2}$ e, seguindo a mesma seqüência anterior, é obtida a equação (4.81).

$$\varepsilon_y = \frac{-n_n}{n_s - n_n} \varepsilon_{n_n} = \frac{\varepsilon_{n_n}}{1 - \frac{n_s}{n_n}} \quad (4.81)$$

Para o exemplo do motor de 2 CV, tem-se $n_n = 1725$ RPM e $n_s = 1800$ RPM, trazendo para a equação (4.81) o valor $\varepsilon_y = -23 \varepsilon_{n_n}$. Este resultado é grave. Significa que uma determinação errada da velocidade nominal terá seus efeitos -23 vezes maior no torque. Independentemente da velocidade instantânea. Observando o denominador da equação (4.81), pode-se ver que motores com velocidade nominal mais baixas, ou com maior escorregamento como os motores classe D, apresentam menor propagação do erro da velocidade nominal.

A velocidade nominal participa do torque definido pela equação (4.34) por meio do escorregamento nominal dado por $s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s}$ onde se tem $\frac{\delta s_n}{\delta n_n} = \frac{-1}{n_s}$, que resulta em $\Delta s_n = \frac{-1}{n_s} \Delta n_n$.

4.5.10 Influência do erro do escorregamento nominal no torque

Para se fazer a análise da influência do escorregamento nominal no torque foi tomada a derivada parcial em relação ao escorregamento nominal s_n , dada por

$$\frac{\partial y}{\partial s_n} = \frac{-60(f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) n_s s_n^2} - \frac{1}{s_n^2}. \quad (4.82)$$

Usando a mesma substituição por g , encontra-se a relação dos erros percentuais dados na equação

$$\varepsilon_y = \left(\frac{-g}{s_n^2} - \frac{1}{s_n} \right) \frac{s_n}{g + \frac{1}{s_n}} \varepsilon_{s_n} = \frac{-s_n(g+1)}{s_n(g+1)} \varepsilon_{s_n} = -\varepsilon_{s_n}. \quad (4.83)$$

Partindo da equação usada no método do escorregamento (4.3), $\frac{T}{T_n} = \frac{s}{s_n}$, tem-se como derivada parcial $\frac{\partial y}{\partial s_n} = \frac{-s}{s_n^2}$ e a propagação do erro se dá como expresso na equação

$$\varepsilon_y = \frac{-s}{s_n^2} \frac{s_n}{y} \varepsilon_{s_n} = \frac{-s}{s_n^2} \frac{s_n}{\frac{s}{s_n}} \varepsilon_{s_n} = -\varepsilon_{s_n}. \quad (4.84)$$

Ficando caracterizado que não há majoração na propagação do erro do escorregamento síncrono para o torque instantâneo, há apenas uma inversão de sinal.

Analisando o desvio absoluto do escorregamento nominal s_n no torque T é obtido $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta s_n} \Delta s_n$. Observando que a expressão de $\frac{\delta T}{\delta s_n}$ é dada pela equação

$$\frac{\delta T}{\delta s_n} = \frac{-60 T_n (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) n_s s_n^2} - \frac{T_n}{s_n^2}.$$

4.5.11 Desvio total do torque

Usando a teoria de propagação de erro, [20] o desvio absoluto do torque é encontrado pela equação

$$\Delta T^2 = \left(\frac{\delta T}{\delta f_h} \Delta f_h \right)^2 + \left(\frac{\delta T}{\delta s_n} \Delta s_n \right)^2 + \left(\frac{\delta T}{\delta n_s} \Delta n_s \right)^2 + \left(\frac{\delta T}{\delta f_s} \Delta f_s \right)^2 + \left(\frac{\delta T}{\delta T_n} \Delta T_n \right)^2 \quad (4.85)$$

4.6 Correção da tensão e da frequência na estimação do torque

O torque do motor de indução é definido pela equação (3.16). A equação (3.32) é encontrada pela simplificação da equação (3.19), que é obtida pelo ponto

de máximo da primeira derivada. Assim, a equação (3.32) é a melhor representação do comportamento do torque, dentro dos limites da aproximação, em toda a faixa de variação de frequência, exceto na faixa $1 < \beta < 1,5$, onde o torque varia inversamente com a frequência devido ao interesse de se manter constante a potência disponível no eixo do motor. Esta afirmação é confirmada a seguir. A equação (3.32) foi usada para correção do torque instantâneo e nominal em toda a faixa de variação de frequência exceto em $1 < \beta < 1,5$, onde foi usada a equação (3.34).

Foi proposta uma relação a partir da aproximação descrita pela equação (3.25) e a aproximação feita da curva do torque descrita pela equação (4.30) ambas repetidas como as equações (4.86) e (4.87).

$$\frac{T}{T_m} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(w_s - w)}{s_m w_s} = \frac{2(n_s - n)}{s_m n_s} \quad (4.86)$$

$$\frac{T}{T_n} = \frac{n_s - n}{n_s - n_n} = \frac{n_s - n}{n_s s_n} \quad (4.87)$$

Dividindo a equação (4.86) pela equação (4.87) obtém-se a equação (4.88) abaixo.

$$\frac{T_n}{s_n} = 2 \frac{T_m}{s_m} \quad (4.88)$$

O escorregamento para torque máximo, s_m , pode ser obtido pela equação (3.22), com pouca intrusão. Esta equação é repetida a seguir como

$$s_m = \frac{R'_2}{X_{th} + X'_2} \quad (4.89)$$

Desta forma, substituindo s_m na equação (4.88), é obtida a equação (4.90) e (4.91).

$$T_m = \frac{T_n s_m}{2 s_n} \quad (4.90)$$

$$T_m = \frac{T_n}{2 s_n} \frac{R'_2}{X_{th} + X'_2} \quad (4.91)$$

Esta equação permite estabelecer uma relação entre os valores de torque e escorregamento nominais que são fáceis de serem obtidos na prática, por meio dos dados de placa do motor, com os valores máximos de torque e escorregamento, que são fáceis de serem obtidos teoricamente pelo uso da derivada da equação de torque no ponto de máximo.

Como o produto do torque máximo pelo quadrado da relação de frequência, $\beta = \frac{w_s}{w_b}$, é constante, segundo a equação (3.33), re-arrumada na equação (4.92), é obtida a equação (4.93) para o torque máximo básico T_{mb} . Lembrando que o índice b se refere ao valor do parâmetro na frequência de base, que neste caso é 60 Hz.

$$T_{mb} = T_m \beta^2 \quad (4.92)$$

$$T_{mb} = \frac{T_n}{2 s_n} \frac{R'_2}{X_{th} + X'_2} \beta^2 = \frac{T_n}{2 s_n} \frac{R'_2}{\beta(X_{thb} + X'_{2b})} \beta^2 = \frac{T_n}{2 s_n} \frac{R'_2}{X_{thb} + X'_{2b}} \beta \quad (4.93)$$

O valor de T_{mb} é determinado usando-se os valores nominais na equação (4.93), pois nesta situação os valores de escorregamento e torque são conhecidos. A resistência R'_2 e a reatância são determinadas por testes no motor. Estes testes podem ser feitos com o motor parado ou de forma aproximada pela análise do fator de potência sob a frequência nominal e carga nominal. Isto baseado na aproximação feita pelo teorema de Thevenin dado na figura (3.2). Onde as reatâncias X_{thb} e X_{2b} aparecem em série e a impedância total do circuito pode ser expressa como $Z_{thb} = (R_{th} + \frac{R'_2}{s}) + j(X_{thb} + X_{2b})$.

Passando para o segundo membro os parâmetros que são constantes, a partir da equação (4.93), obtém-se a equação (4.94). A relação entre o torque nominal e o escorregamento nominal, $\frac{T_n}{s_n}$, varia inversamente com a frequência. No entanto, a variação do escorregamento é zero na região $1 < \beta < 1,5$ podendo ser passado para o segundo membro de forma que a relação inversa se estabelece entre a velocidade β e o torque nominal T_n , coincidindo com a análise feita com a potência constante dada na equação (3.34).

$$\beta T_n = 2 T_{mb} s_n \frac{(X_{thb} + X'_{2b})}{R'_2} = constante \quad (4.94)$$

4.7 Sumário

Foram avaliados alguns métodos de estimação do torque. Foi também apresentado o método do escorregamento e o método do harmônico, que recai no método do escorregamento, com a diferença deste ter a velocidade obtida pela análise do espectro de corrente.

Foi observada uma propagação acentuada do erro relativo de alguns parâmetros com a variação da velocidade do motor. No limite da velocidade n tendendo à velocidade síncrona n_s , a propagação do erro relativo de certos parâmetros tende a mais ou menos infinito. Este comportamento foi verificado entre velocidade e escorregamento, $n \times s$, velocidade e torque, $n \times T$, harmônico e torque, $f_h \times T$, velocidade síncrona e torque, $n_s \times T$ e neste caso também se encaixam a velocidade nominal e o torque, $n_n \times T$.

Outros erros relativos se propagam de forma danosa porque deslocam a reta de aproximação da curva do torque, mas não tendem a infinito como os citados anteriormente. São eles: as constantes K , R e n_d .

Outros erros relativos se propagam sem acréscimo significativo ou sem nenhum acréscimo, como o caso do harmônico na velocidade, $f_h \times n$, o torque nominal no torque instantâneo, $T_n \times T$ e o escorregamento nominal no torque, $s_n \times T$.

Para o interesse deste trabalho, tem-se a mesma propagação de erro relativo considerando a velocidade versus torque ou o harmônico versus torque. Em ambos os casos o erro relativo tende a infinito em rotações próximas da rotação síncrona. No entanto nesta rotação o motor está a vazio oferecendo pouco perigo à integridade do motor ou da máquina que é acionada.

O erro absoluto não tende a infinito junto com o erro relativo. O que traz boa margem de segurança na aplicação dos métodos observados.

Capítulo 5

Validações experimentais

5.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados os ensaios de laboratório e a comparação dos métodos descritos para estimação do torque do motor de indução. Tendo em vista que os métodos mais precisos são justamente os mais intrusivos, foi buscada uma alternativa menos intrusiva para a situação de operação do motor em campo.

5.2 Estrutura laboratorial

A estrutura laboratorial pode ser descrita sobre três aspectos: equipamentos que compõem o desenvolvimento do processo, onde encontra-se a grandeza a ser medida; o hardware de condicionamento de sinal e conversão analógico-digital; e o sistema de processamento digital no computador, software.

5.2.1 Equipamentos

Foi utilizada uma bancada de testes composta de um chasis sobre o qual estão montados um motor de indução acoplado a um gerador de corrente contínua através de um torquímetro rotativo conforme figura 5.1.

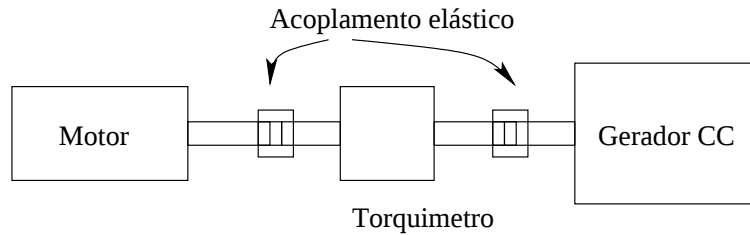


Figura 5.1: Diagrama da bancada de testes

O torquímetro é ligado por um acoplamento elástico, de cada lado, para compensar algum desalinhamento. O gerador CC alimenta uma carga resistiva constante e a variação da potência é feita pela variação da excitação do gerador em corrente contínua, através de uma fonte de tensão contínua ajustável. Desta forma, a variação da excitação muda a tensão sobre os resistores que dissipam a potência recebida. A energia dissipada pelos resistores é grande parte da energia fornecida mecanicamente pelo motor de indução através do eixo. Além do torquímetro rotativo instalado, a bancada oferece um dinamômetro ligado ao estator do gerador que é fixado por meio de mancal com rolamentos em lugar de parafusos, como seria o normal, permitindo que o estator gire. Com esta estrutura o torque é calculado através da indicação do dinamômetro de forma elementar. Para se medir a rotação foram usados um tacômetro óptico e um tacômetro mecânico. Foram usados dois sensores Hall de corrente em uma das fases: um para determinar com precisão o harmônico fundamental, f_s , que será usado no decorrer dos experimentos; outro, com um filtro analógico, para determinação do harmônico múltiplo não inteiro do harmônico fundamental, f_h .

5.2.2 Hardware

Foi usada uma placa de aquisição de dados precedida por uma placa de amostragem e retenção de dados, "track and hold", para garantir que as amostras sejam referenciadas a um mesmo instante. Os dois sensores de corrente de efeito Hall têm sensibilidade de 10 mV/A ou 100 mV/A . A configuração de ligação é apresentada como na figura 5.2.

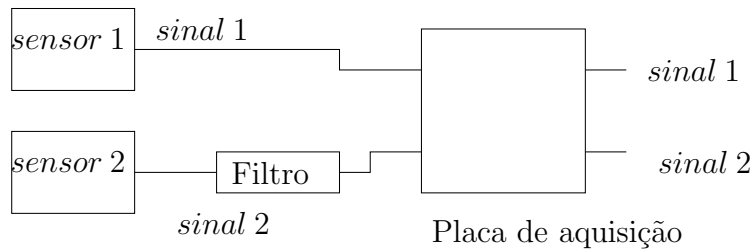


Figura 5.2: Diagrama do hardware

Como a saída máxima da track and hold é de 10 V e o conversor A/D da placa de aquisição é de 12 bits, a menor divisão é $V_{min} = 10/2^{12} = 2,44 \text{ mV}$, e o erro de quantização a metade disto ($\varepsilon_q = 1,22 \text{ mV}$).

Foi observado que a amplitude do harmônico fundamental da corrente de 60 Hz, V_s , estava em torno de 60 dB maior que a amplitude dos outros harmônicos alvos do estudo, os resultantes da variação da permeância magnética V_h . Sendo $20 \log(V_s/V_h) = 60 \text{ dB} \implies \text{se } V_s = 10 \text{ V} \text{ então } V_h = 10 \text{ mV}$. Notou-se que não convinha digitalizar o sinal de interesse, que tinha apenas 10 mV de amplitude, junto ao sinal V_s da fundamental, com 10 V, tendo a menor divisão do conversor A/D 2,44 mV. Ocorreria um erro de quantização correspondente a digitalizá-lo com apenas dois bits, ou quatro níveis. O erro de quantização de 1,22 mV estaria em torno de 12% dos 10 mV máximos, inadequado aos objetivos. Diante deste fato, optou-se por excluir a componente de 60 Hz do sinal usando um filtro passa-faixa analógico logo após o sensor Hall. Desta forma, o sinal dos harmônicos passou a ter 10 V, através de ajuste do ganho na placa *track-and-hold*, e os mesmos 2,44 mV como a menor divisão.

Assim, foi projetado um filtro passa-faixa de quarta ordem com frequências de corte inferior f_{ci} e frequência de corte superior f_{cs} tal que se obtenha uma atenuação em 60 Hz e 10 KHz superior a 60 dB, o mínimo necessário, conforme ilustrado na figura 5.4.

O outro sensor Hall é utilizado para determinar a frequência do harmônico fundamental que será usada no software para a determinação do escorregamento s .

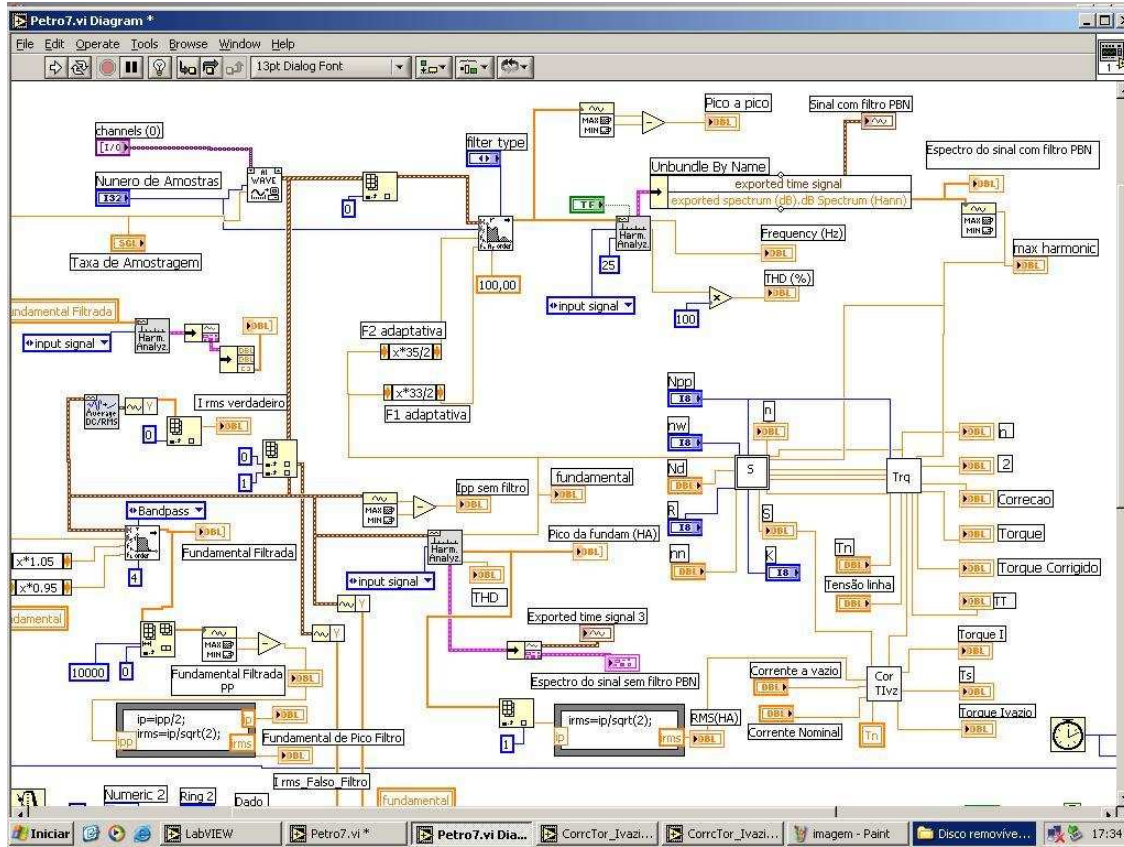


Figura 5.3: Parte do diagrama do software feito no Labview.

5.2.3 Software

O subsistema de processamento foi construído usando os recursos da plataforma LabView da National Instruments, com placas de aquisição de dados do mesmo fabricante.

O software é alimentado com os seguintes dados do motor:

- Corrente nominal, I_n , (dado de placa).
- Tensão nominal, V_n , (dado de placa).
- Torque nominal, T_n , (dado de placa).
- Rotação nominal, n_n , (dado de placa).

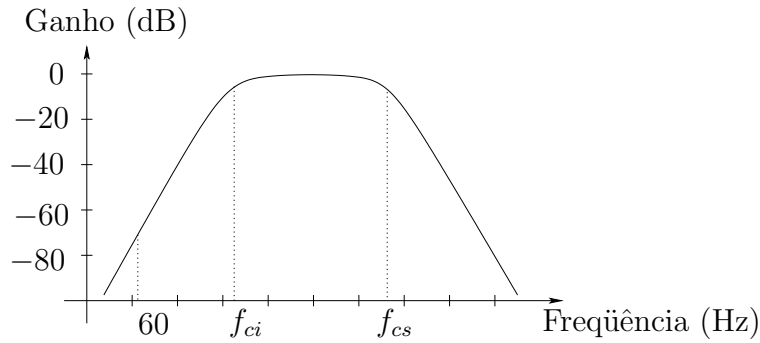


Figura 5.4: Característica do filtro

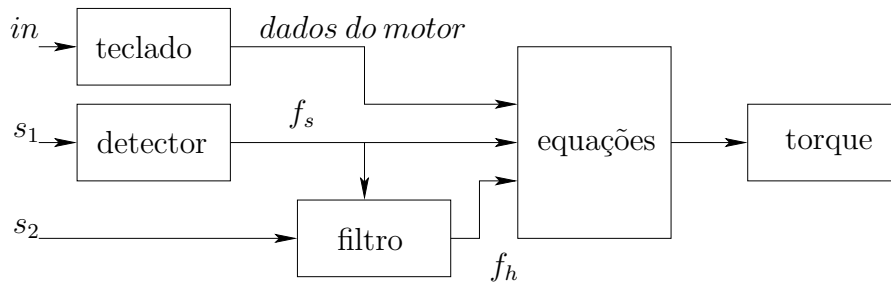


Figura 5.5: Característica do software

- Número de pólos, P , (dado de placa).
- Número de ranhuras do rotor, R , (obtido diretamente no rotor).

Os valores de n_d , n_w e k são escolhidos pelo operador de acordo com a conveniência do harmônico que se deseja observar. Os que dão melhores resultados são os valores que representam o harmônico de maior amplitude: $n_d = 0$, $n_w = 1$ e $K = 1$. A partir deste harmônico, identifica-se a sua frequência e aplicam-se as equações para obtenção da velocidade do rotor, escorregamento e o torque. A figura 5.5 apresenta o diagrama do software.

Com estes dados, o software calcula ou estima os parâmetro a seguir e os atualiza após cada período de aquisição:

- frequência fundamental da rede, f_s , (a partir do período do sinal de corrente).

- frequência do harmônico de permeância, f_h , (a partir do espectro de corrente).
- rotação instantânea, n , (a partir da equação (4.29)).
- escorregamento instantâneo, s , (a partir da equação (3.2)), e
- torque instantâneo, T , (a partir da equação (4.34))

Composto de dois canais de entrada, um para cada sensor Hall, o software processa o primeiro sinal filtrando com um filtro passa faixa adaptativo de 100 dB, cujas frequências de corte foram programadas em função de f_s , que é determinado pelo segundo canal. Como observado na figura 5.5. Com isto, de acordo com a frequência de alimentação, este filtro se adapta para usar as frequências de corte adequadas. Desta forma, o sistema também funciona se a frequência de alimentação é manipulada por um inversor de frequência. A saída deste filtro vai para um osciloscópio e um bloco que executa a FFT e envia a um analisador de espectro. O sinal que vai ao analisador de espectro também vai a um detector de máximos e mínimos que fornece a frequência do harmônico de maior amplitude. Este é o f_h que será usado para todos os cálculos seguintes.

O segundo canal também alimenta um osciloscópio e um analisador de espectro, mas apenas para acompanhamento por parte do operador.

Por fim, quando se pressiona a tecla *STOP*, o programa interrompe a aquisição e o processamento, salvando as amostras armazenadas dos dois sinais em dois arquivos que o operador determina neste instante. Estes arquivos vêm sendo estudados em re-processamento no LabView e no Matlab.

5.3 Testes nos equipamentos

5.3.1 Teste do filtro passa-faixa analógico

O filtro passa-faixa analógico de quarta ordem foi projetado para atenuar 60 dB abaixo da frequência de corte inferior $f_{ci} = 21.f_s$ e acima da frequência de

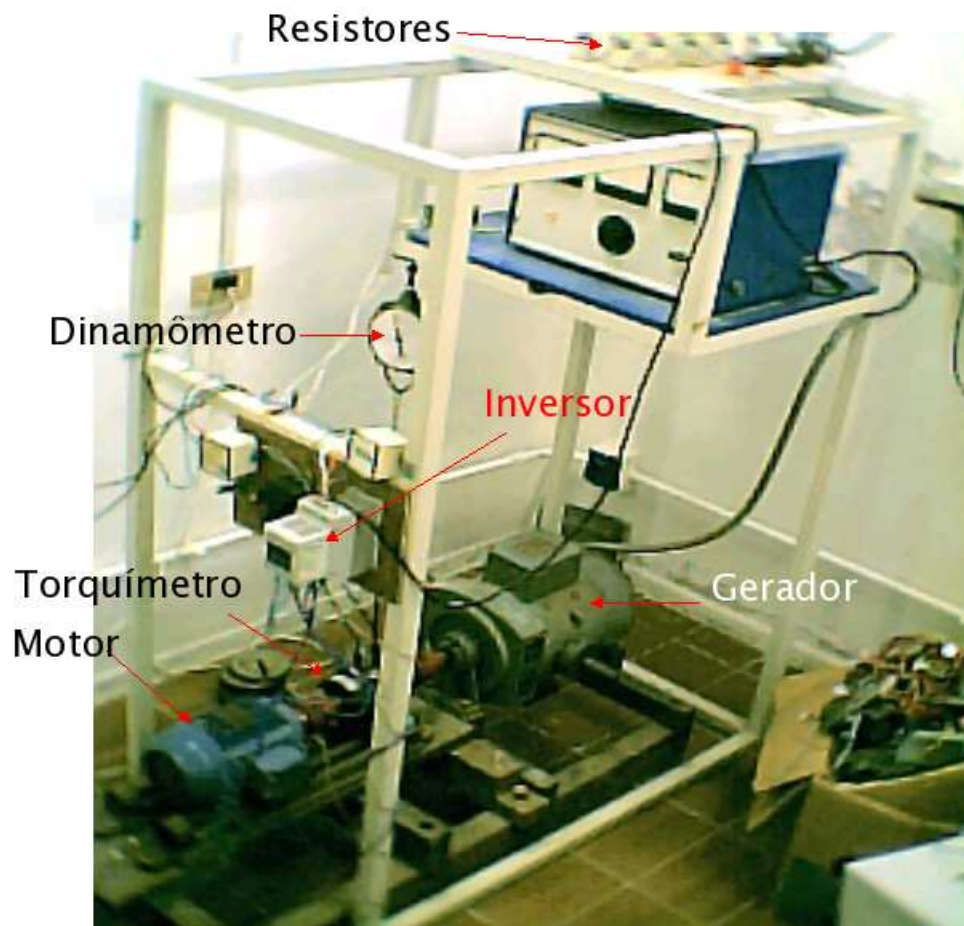


Figura 5.6: Bancada de trabalho.

corte superior $f_{cs} = 23.f_s$, para o motor de 44 ranhuras no rotor, $R = 44$, sendo $f_s = 60$ Hz. Isto corresponde a $n_d = 0$ e um escorregamento variando entre a vazio e a sobrecarga. Foi considerado o escorregamento de 10% na sobrecarga, superior ao usualmente encontrado nos motores comuns, a fim de dar maior versatilidade ao filtro. Foi levantada a curva deste filtro que se apresentou de acordo com o

24 de abril de 2006

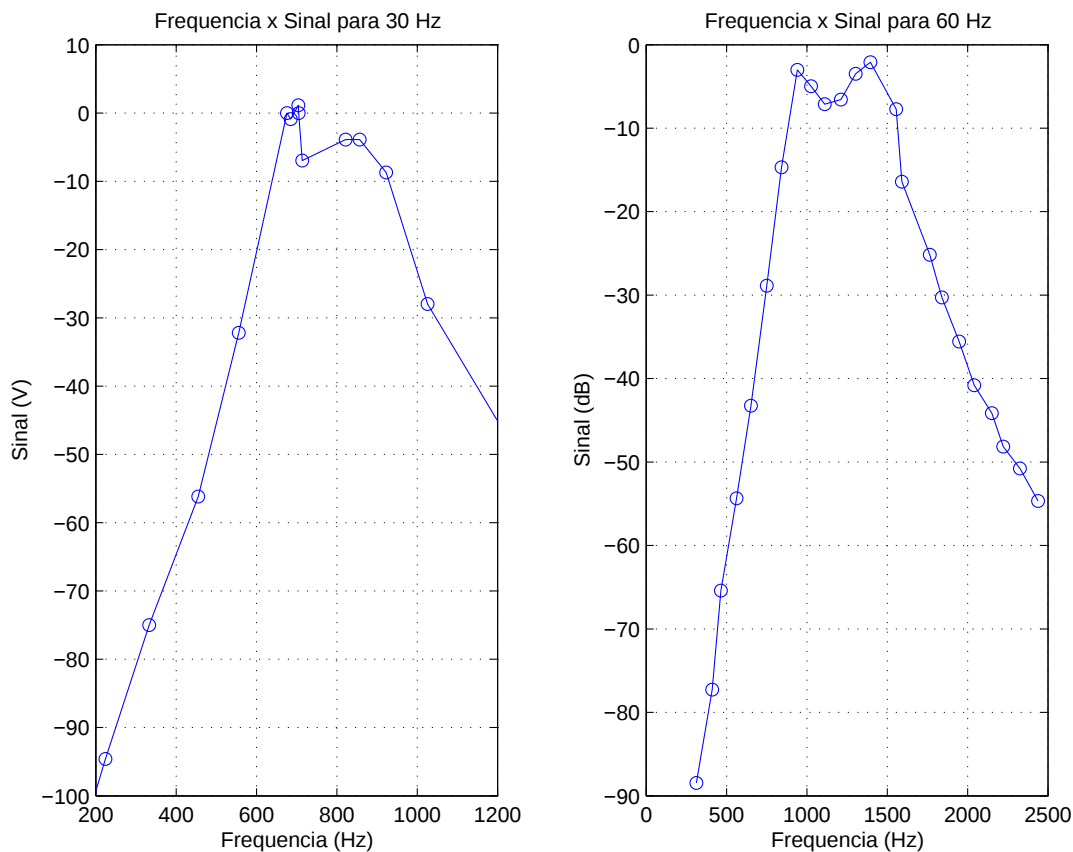


Figura 5.7: Curvas dos filtros para operar com 30 e 60 Hz.

projeto. O mesmo foi feito para o motor de 28 ranhuras apresentando também as características desejadas. Ainda foi feito um filtro para este motor operar a 30 Hz. Os filtros tiveram suas curves levantadas e são apresentadas na figura 5.7.

5.3.2 Teste do inversor

Foi usado um inversor escalar de 5 CV Allen Bradley operando com potenciômetro externo para controle da velocidade. Foi testado o gerador de corrente contínua com o aumento da velocidade e foi constatado que a carga aumentava com a rotação. Como era de se esperar de um gerador CC. Para o estudo do inversor foi tomado o cuidado de ajustar a carga para que o torque se mantivesse constante em

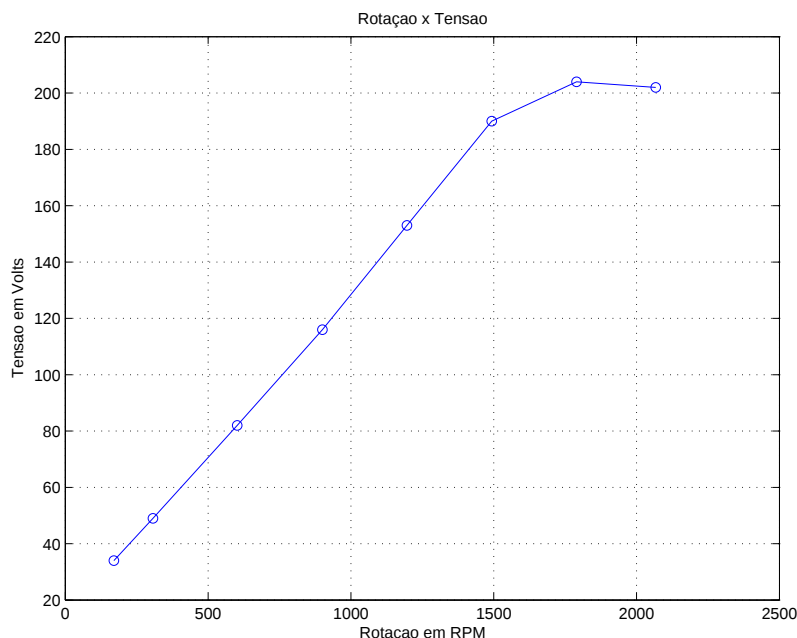


Figura 5.8: Característica rotação versus tensão com torque constante de 2 N.m.

2 N.m quando se variava a frequência. Estes testes foram repetidos e os resultados obtidos foram idênticos.

Carga - O torque de 2 N.m foi escolhido para que o motor pudesse variar de 5 Hz até 70 Hz sem ter sua corrente nominal ultrapassada.

Tensão - Primeiramente foi constatado o comportamento ascendente da tensão com a frequência até a tensão nominal, conforme gráfico apresentado na figura 5.8. A partir do valor nominal, a tensão se mantém aproximadamente constante. Para baixas frequências a tensão também não decresce junto com a frequência, abaixo de 30 Hz aproximadamente a tensão se mantém quase fixa. Estes efeitos são justificados teoricamente no capítulo 3 "O motor de indução", e representado na figura 3.5 tendo a mudança de inclinação feita suavemente.

Escorregamento - O escorregamento foi observado teoricamente na figura 3.5. Na figura 5.9 foi representado multiplicado por 100 para fazer parte da mesma figura que a corrente e o torque. Nota-se que os valores se enquadram na

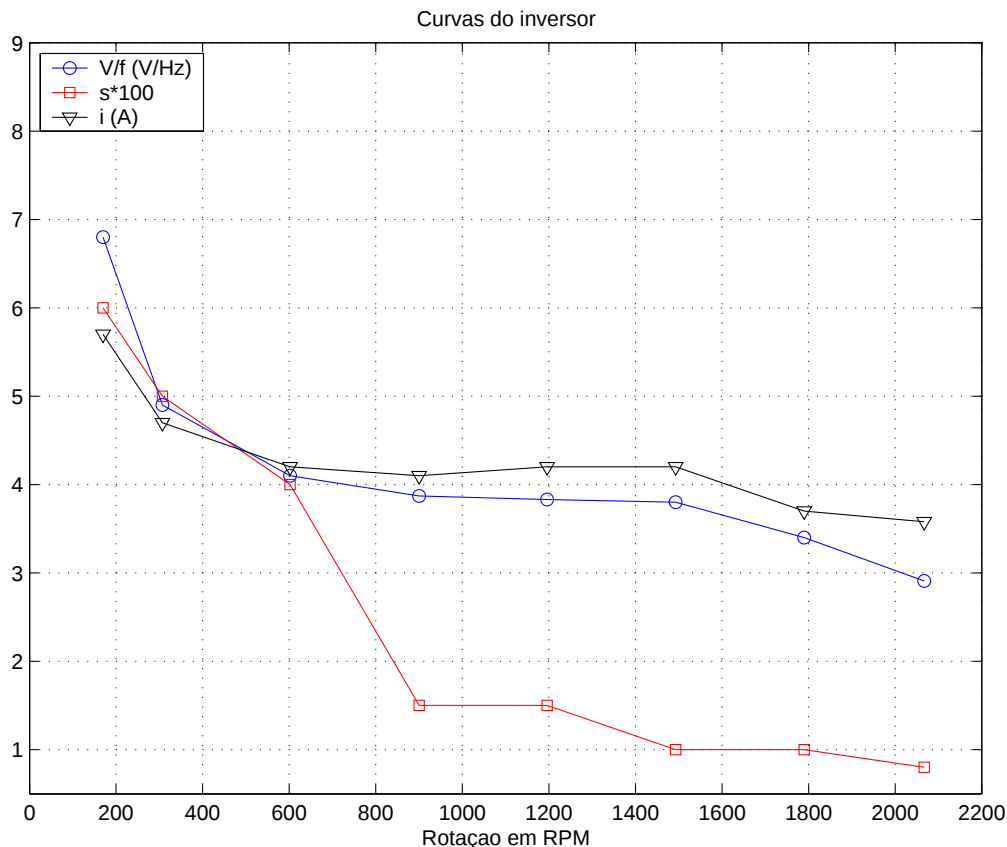


Figura 5.9: Curvas do inversor para variação da rotação com torque constante de 2 N.m. e curva da carga variável com a rotação

previsão teórica segundo a equação (3.31) onde o escorregamento varia inversamente com o aumento da frequência em toda a faixa exceto na região $1 < \beta < 1,5$ em que se mantém constante. A exceção nesta região não está na equação e sim na forma como o usuário pode carregar o motor: ao fixar a tensão e exigir do motor potência constante com aumento de frequência, o escorregamento não segue a equação (3.31), se mantém constante.

Relação V/f - A relação tensão/frequência se comportou de forma esperada, ou seja: se mantém constante entre 30 e 60 Hz. Abaixo de 30 Hz aumenta devido à não diminuição da tensão acompanhando a frequência, mas, acima de 60 Hz, a relação cai devido à tensão se manter constante na tensão nominal enquanto

a frequência aumenta. Estes efeitos podem ser observados na figura 5.9.

Corrente - A corrente se mantém aproximadamente constante entre 30 e 60 Hz e decresce a partir daí, conforme previsto na chamada região de enfraquecimento de campo. A razão pela qual a corrente se eleva abaixo de 30 Hz é que a tensão deveria ter descido numa taxa maior que a usada, fazendo a corrente aumentar. Isto pode ser ajustado na programação dos parâmetros do inversor. Este efeito também pode ser visto na figura 5.9.

5.4 Motor acionado direto pela rede

Tabela 5.1: Ensaio do motor de 1,47 W, 44 ranhuras, 4 pólos, sob tensão da rede 220V.

f_1 (Hz)	n_m (RPM)	n_{calc} (RPM)	T_{med} (N.m)	T_{fh} (N.m)	ε_T (%)
59,99	1792	1790,5	0,82	1,01	1,58
60,01	1782	1782,3	2,02	1,94	0,67
59,98	1764	1763,2	4,03	3,95	0,67
59,98	1744	1744,1	6,03	6,04	0,08
60,03	1724	1723,6	8,08	8,28	1,67
60,00	1696	1696,4	10,05	11,23	9,83
60,02	1667	1666,3	12,01	14,44	20,23

Primeiramente foi testado o método de determinação do harmônico com o motor de indução ligado diretamente na rede de alimentação trifásica, sem o inversor. A estimação do torque foi testada no motor trifásico de valores nominais 2 CV, 220/380V, 1725 RPM, de 4 pólos e 44 ranhuras. Os resultados experimentais são apresentados na tabela 5.1, com os valores medidos e calculados. Onde os valores de velocidade, n_{calc} , foram calculados por meio da equação (4.29) e os valores de torque T_{calc} foram obtidos por meio da equação (4.34). Procurou-se tomar pontos equidistantes de torque abrangendo a situação de pouca carga, até atingir a situação

de sobrecarga de 20%. Observa-se, pela análise da tabela, que dentro da faixa nominal de operação do motor de indução, o erro na estimação do torque foi muito pequeno. Na condição de sobrecarga, no entanto, o erro tornou-se significativo. Isto se deve à aproximação linear feita para a curva do torque, uma vez que não se trata de uma reta, ver figura 5.10. Portanto, o método de estimação do torque se mostrou satisfatório dentro da faixa de operação do motor [21, 22].

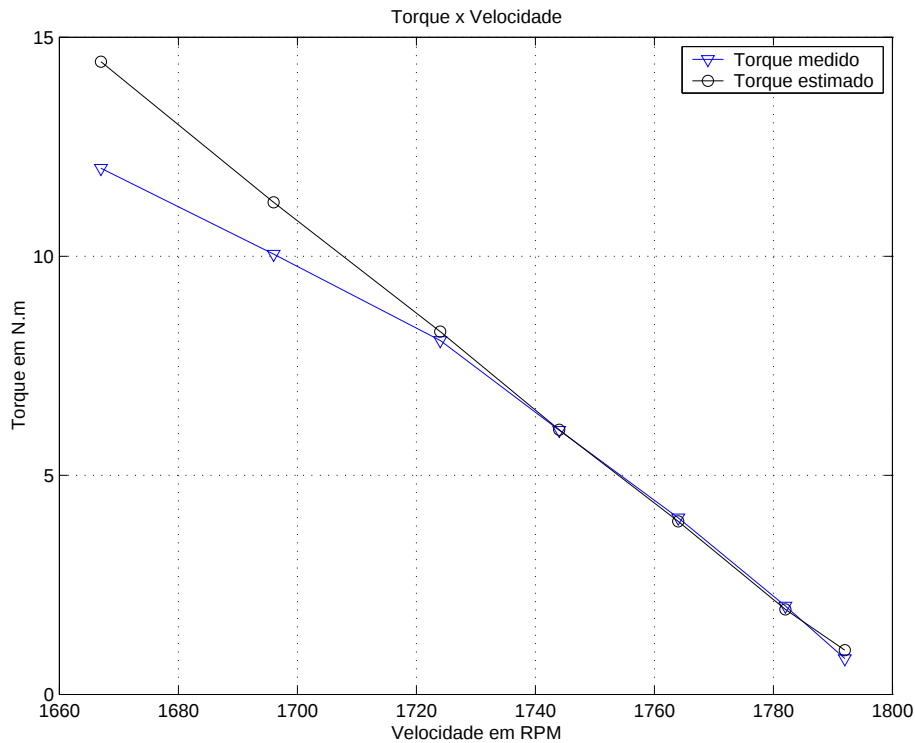


Figura 5.10: Medição e estimação do torque sem inversor.

O desvio relativo percentual do torque indicado $\varepsilon_T \%$ refere-se ao desvio absoluto do torque $|T_{med} - T_{fh}|$, dividido pelo valor do torque máximo medido (fundo de escala). Onde T_{fh} é o torque calculado pelo método do harmônico. Nota-se que o desvio máximo foi menor que 2 % na faixa operacional. A comparação entre os valores estimados e medidos pode ser melhor observada através do gráfico da figura 5.10.

5.4.1 Medidas

As medidas feitas foram usadas para construir a tabela 5.1 que serviu de base para o estudo. Os arquivos com as amostras dos sinais foram reprocessados no Matlab para fornecer com a precisão desejada os valores dos harmônicos. No LabView foi feito um software para adquirir o sinal com taxa de amostragem ajustável a cada experimento porém, na DFT, foi fixado o espaçamento de 0,5 Hz que era o suficiente para a determinação do torque. Desta forma o experimento fica dividido em duas etapas: o momento de aquisição, onde o LabView é usado para aquisição e estimação do torque, e o momento de processamento do Matlab, onde se checa a teoria e o que foi observado no LabView. No matlab é usado o arquivo gerado no LabView com a possibilidade de restringir o espectro à região específica de interesse, e é usado o espaçamento mais conveniente na DFT. Isto diminui o tempo de processamento no Matlab sem perder a generalidade do processo no LabView. Outra vantagem do processamento no Matlab é a disponibilidade do software em vários computadores enquanto no LabView só é disponível no laboratório.

5.4.2 Determinação dos harmônicos

Como dito anteriormente, a revisão com maior precisão da frequência do harmônico foi feita no Matlab pela facilidade da análise do sinal. Mas não houve perda de precisão na determinação do torque feita exclusivamente pelo Labview. Foram testados os dois motores com os filtros analógicos projetados para as frequências de 60 Hz e 30 Hz com igual êxito.

A figura 5.11 mostra o espectro de corrente do motor a vazio onde se vê o harmônico destacado com $n_d = 0$ e $n_w = 1$. Vê-se também nesta figura o quanto foi atenuado o harmônico de 60 Hz, pelo filtro representado pela curva que cobre o espectro. É visível que os três primeiros harmônicos ímpares da rede estão presentes apesar da grande atenuação imposta pelo filtro. Este espectro foi amostrado com o torque mínimo de 0,8 N.m e foi observado o harmônico de ranhura com frequência 1376 Hz que deu origem à primeira linha da tabela 5.2. Pode-se ver harmônicos com outros valores de n_d e n_w presentes, que também podem ser usados na deter-

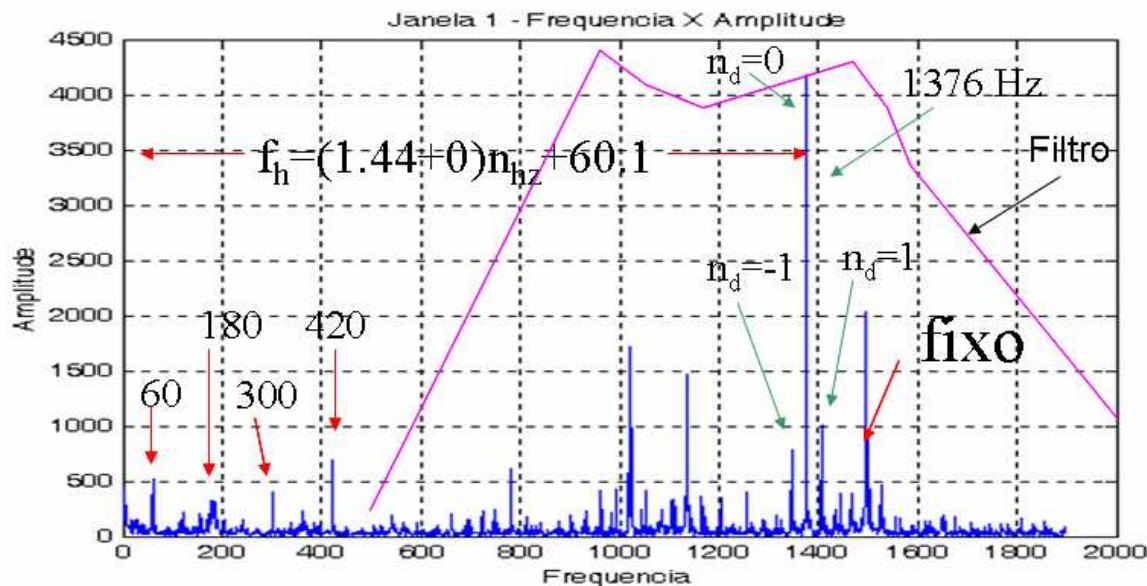


Figura 5.11: Gráfico do sinal de 60 Hz com torque 0,8 N.m.

minação da velocidade. O harmônico que está marcado com "FIXO", corresponde ao harmônico 24, 1440 Hz, da frequência da rede.

Houve casos em que um harmônico não relacionado com os fenômenos específicos se tornaram maiores que o de $n_d = 0$ e $n_w = 1$, distorcendo completamente os resultados. Isto aconteceu devido a ruído na rede mas pode ser causado por uma particularidade da carga. Trata-se de um caso eventual, porém repetido e se dá sobretudo quando o motor está a vazio, pois quando recebe carga o harmônico das ranhuras sobressai [23]. Este fenômeno não foi observado com o motor sendo acionado pelo inversor, o que seria provavelmente justificado pelo princípio de funcionamento do inversor. Caso o ruído seja gerado pela carga ou por defeito no motor é possível que surjam dificuldades adicionais.

É preciso considerar que foram colocados como dados de entrada, o número de ranhuras R , obtido diretamente no rotor, o valor de n_d , K e de n_w , foram obtidos

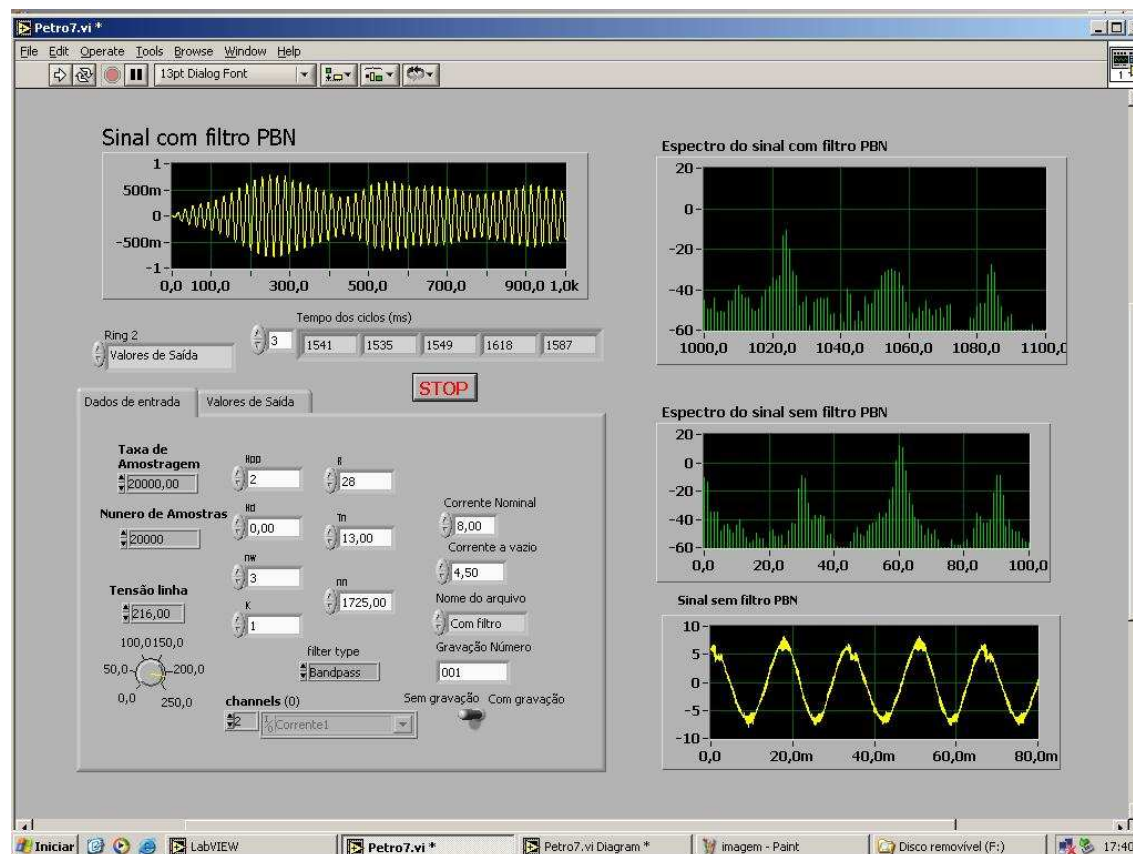


Figura 5.12: Painel do instrumento virtual criado no Labview exibindo os dados de entrada.

por análise do sinal no Matlab. Foram testados no Labview outros harmônicos com outros valores de n_d e n_w com igual sucesso. Vários harmônicos podem ser usados para se obter a estimativa da velocidade desde que corretamente relacionados.

5.5 Motor acionado por inversor

No acionamento por inversor a percepção das amostras de corrente não foram afetadas gravemente pelo acréscimo do ruído proveniente do chaveamento do sinal PWM e as medidas foram feitas sem modificação no equipamento de aquisição de corrente.

24 de abril de 2006

Pode-se ver na figura 5.12 os sinais de entrada no tempo e na frequência e os dados de entrada como os valores da ordem do harmônico K , a ordem de excentricidade n_d , a ordem do harmônico da FMM n_w , o torque nominal T_n , a velocidade nominal n_n , a tensão de alimentação V_1 , o número de pólos P e de ranhuras R . O software determina a frequência síncrona f_s , calcula a velocidade síncrona n_s , o escorregamento s , o harmônico de maior amplitude f_h que tem geralmente $n_d = 0$ e $n_w = 1$, e a velocidade instantânea n . A determinação deste harmônico é feita pela análise de pico do sinal após a DFT e se pode constatar sua veracidade através do espectro exibido na tela do analisador de espectro. É usada uma rotina para detecção dos picos onde se obtém não só o pico mas também a frequência correspondente que é o harmônico f_h . O harmônico f_h é então usado nas equações a fim de se encontrar a velocidade n e o torque instantâneo T .

Para obter a amplitude da corrente foram feitas medidas do valor eficaz da corrente total e do primeiro harmônico da corrente obtido por filtragem digital. Foi posto um filtro passa faixa adaptativo a fim de deixar passar apenas a frequência fundamental onde os harmônicos superiores foram extraídos. Isto deu precisão na medida da corrente proveniente da fundamental, contudo é preciso considerar que o motor estará sujeito a todos os harmônicos da rede ou do inversor. Comparando estas duas medidas obtidas no LabView com os valores fornecidos pelo inversor e pelo alicate amperímetro, foi obtido coerência entre as indicações.

A partir da indicação de corrente foram implementados os métodos de estimação de torque pela amplitude da corrente já descritos. São apresentados na tela de dados de saída que se encontra no painel de saída mostrado na figura 5.13. Para isto foi necessário acrescentar a informação de corrente a vazio I_v .

Foram feitos testes com dois motores de indução tipo gaiola, um deles de 2 CV, 220/380V, 1725 RPM, 4 pólos e 44 ranhuras no rotor e outro de 3 CV, 220/380 V, 1730 RPM, 4 pólos e 28 ranhuras no rotor. Com os métodos de estimação implementados no Labview, podia-se acompanhar a indicação do motor a cada instante. Foram colhidas indicações de tensão, corrente, torque no torquímetro rotativo e força no dinamômetro que foi convertida em torque. O dinamômetro foi previamente ensaiado em outro laboratório e apresentou grande precisão a ponto de ser

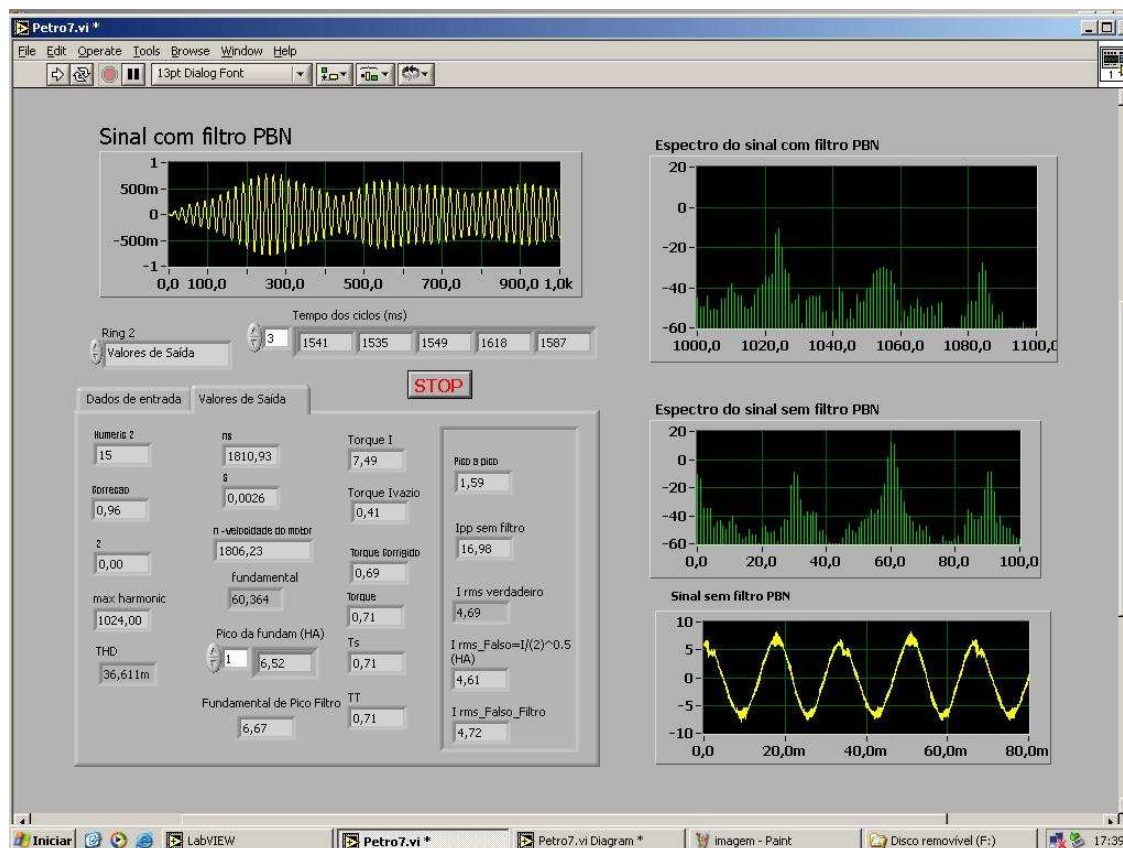


Figura 5.13: Pannel do Labview exibindo os sinais de entrada e os dados de saída.

usado para aferir o torquímetro. Foram colhidas ainda medidas de frequência de saída do inversor com um frequencímetro e a indicação da frequência do harmônico com $n_d = 0$ e $n_w = 1$. Depois de cada período de observação e estabilização, foram armazenados os dados coletados juntamente com as amostras dos dois sinais com taxa de amostragem 20.000 am/s com 20.000 amostras. Foi feita uma tabela com os dados obtidos e foram retrabalhadas as informações no Matlab, onde foram feitas as análises de erro. Estes procedimentos foram feitos repetidamente.

O desvio relativo do torque estimado é apresentado em % na última coluna da tabela 5.2. A determinação da velocidade foi obtida com desvio máximo de 0,5 RPM, o que corresponde a um desvio relativo percentual de 0,03 %. A velocidade e o torque foram estimados pelo método do harmônico de ranhura. Os parâmetros

24 de abril de 2006

Tabela 5.2: Ensaio com inversor do motor de 1,46 W, 60 Hz, 220 V, 8,135 N.m, e $s = 4,17\%$ nominais.

T_m (N.m)	T_{fh} (N.m)	b	β	s (%)	V (V)	I (A)	f_h (Hz)	$\varepsilon_{T_{fh}}$ (%)
0,8	1,16	0,9455	1,003	0,66	208,0	3,2	1376	3,56
2,0	2,25	0,9364	1,007	1,32	206,0	3,6	1372	2,52
4,0	4,59	0,9318	1,013	2,74	205,0	4,9	1363	5,86
6,0	6,97	0,9182	1,018	4,31	202,0	6,3	1348	9,66
8,0	9,97	0,9045	1,025	6,40	199,0	7,9	1328	19,7

$b = \frac{V_1}{V_{1b}}$ e $\beta = \frac{f_s}{f_b}$ foram usados como definidos na equação (3.30),

De acordo com a tabela 5.2, foram construídos os gráficos apresentados a seguir para 60 Hz. Os gráficos da figura 5.14 dão uma boa visão da exatidão do método do harmônico na determinação do torque e da velocidade do rotor. O gráfico a) mostra a relação entre o harmônico e a velocidade medida (com legenda n_{med}) e estimada (com legenda n_{calc}). O gráfico b) da mesma figura, é baseado no gráfico da figura 4.4, obtido pela análise dos harmônicos para o motor de 2 CV, usando a equação (4.38) para estimação do torque aqui denominado T_{fh} . A legenda T_{med} se refere ao torque medido.

Foi construído um software para calcular o torque do motor de indução pelos métodos descritos anteriormente e os resultados foram apresentados nos gráficos da figura 5.15. No gráfico a) são apresentadas as curvas corrente $\times$ torque obtidas pelos métodos de estimação por amplitude de corrente descritos e pelo método do harmônico. Na abscissa foi colocado a corrente do estator para todos os métodos embora para o método do harmônico a corrente não tenha sido tomado como variável. No entanto, como a corrente de cada ponto foi medida, a relação corrente $\times$ torque ficou ilustrativa para o conjunto de métodos. No gráfico b) da mesma figura é feita uma relação da velocidade com o torque. Vê-se a comparação entre os valores de torque medido e estimado considerando a faixa de desvio possível para T_{fh} , calcu-

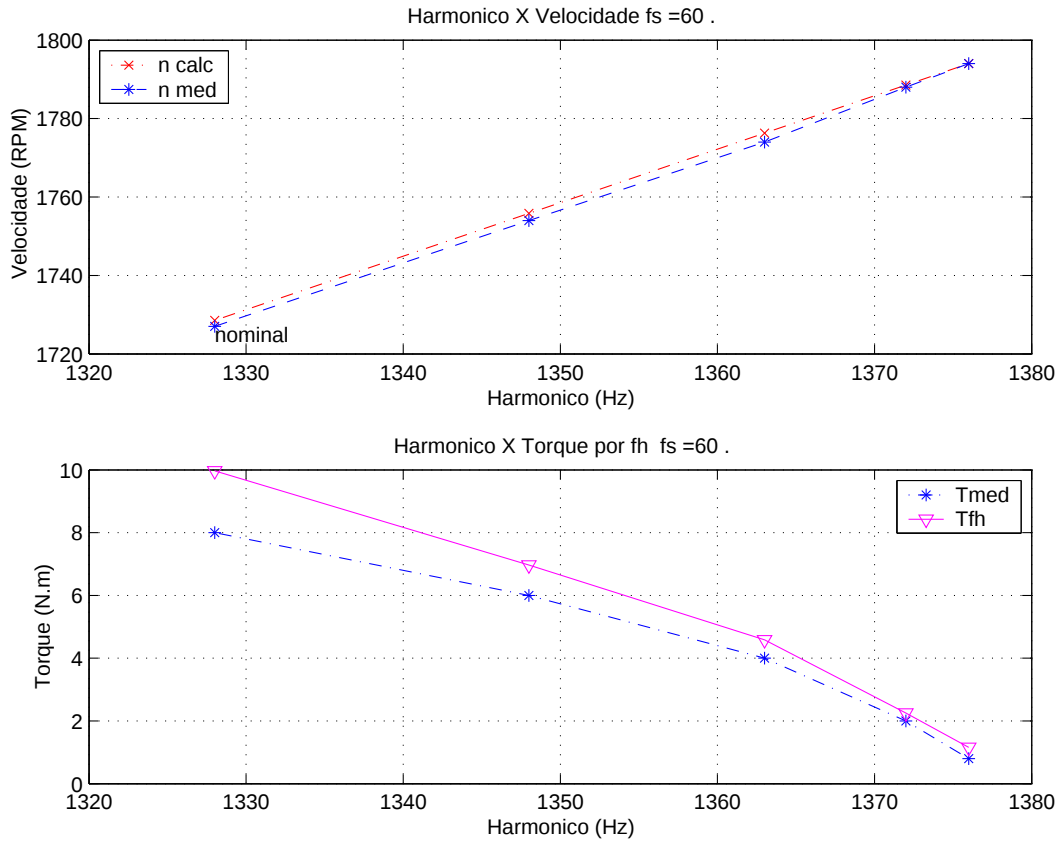


Figura 5.14: a) Vista f_h X Δn e b) Vista f_h X T .

lado em função do desvio de cada variável segundo a teoria de propagação de erros calculada no item "Análise de erros" deste mesmo capítulo.

Foi feita uma legenda simplificada nos gráficos seguintes onde T_{med} = torque medido com o torquímetro, T_{iv} = torque estimado pelo método da amplitude de corrente considerando a corrente a vazio, T_i = torque estimado pelo método da corrente sem a corrente a vazio, T_{fh} = torque estimado pelo método do harmônico, com a mesma correção de tensão e frequência $(\frac{b}{\beta})^2$ obtida da equação (3.32) apenas para $\beta \geq 1$. Para $\beta < 1$ a relação $\frac{b}{\beta}$ é mantida com valor unitário, como se pode verificar no gráfico 5.9 do teste do inversor para esta faixa.

Alguns detalhes são relevantes na figura: os métodos da amplitude de corrente

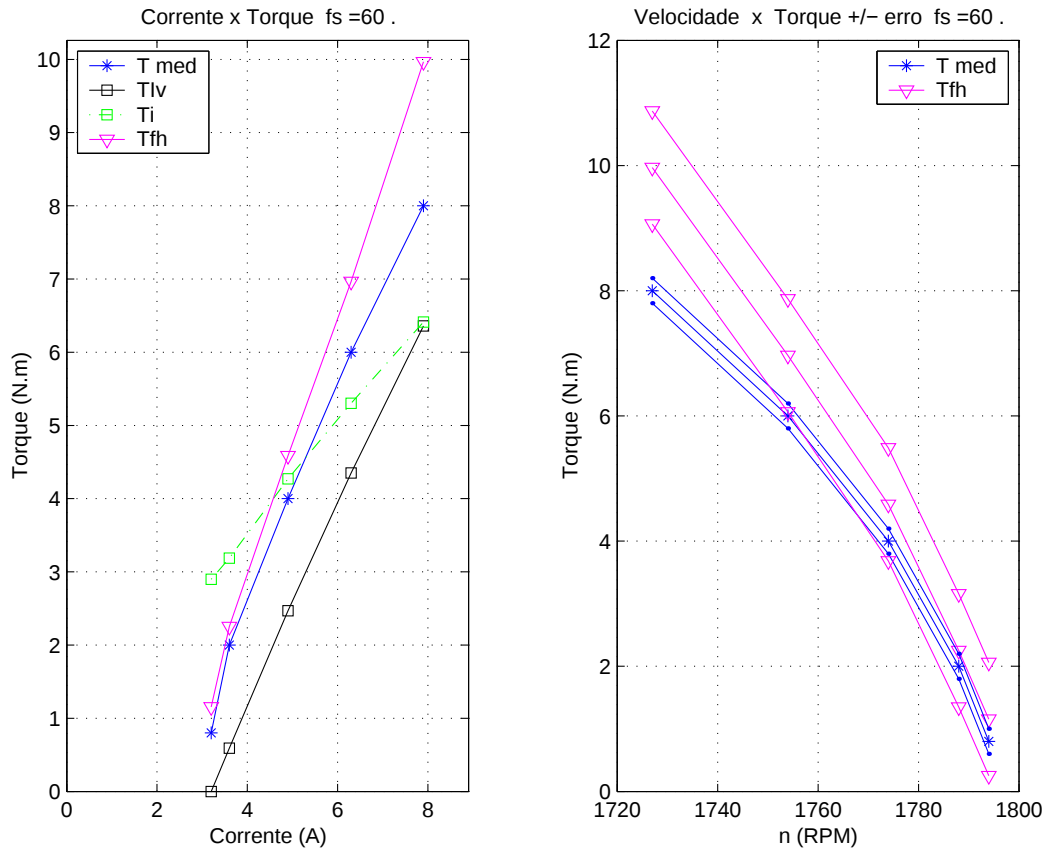


Figura 5.15: a) Curvas de corrente $\times$ torque pelos métodos b) Curvas de velocidade $\times$ torque com o desvio relativo.

usam como coordenadas de um ponto a corrente e o torque nominais, portanto ambos devem obrigatoriamente se cruzar neste ponto. Porém isto não aconteceu porque foi aplicado 199 Volts em lugar de 220 Volts e também a frequência fornecida pelo inversor foi de 61,5 em lugar de 60,0 Hz no ponto. Então foi feita uma correção baseada na equação (3.32) que deslocou as retas para a posição vista.

Para analisar a eficiência destes métodos foi feito o gráfico do desvio relativo apresentado na figura 5.16 envolvendo todos os métodos e tomando como referência os valores medidos. O gráfico a) da figura apresenta o torque versus o desvio relativo dos métodos de estimação estudados. O gráfico b) da mesma figura repete o desvio relativo apenas do método do harmônico, considerando a possibilidade do desvio

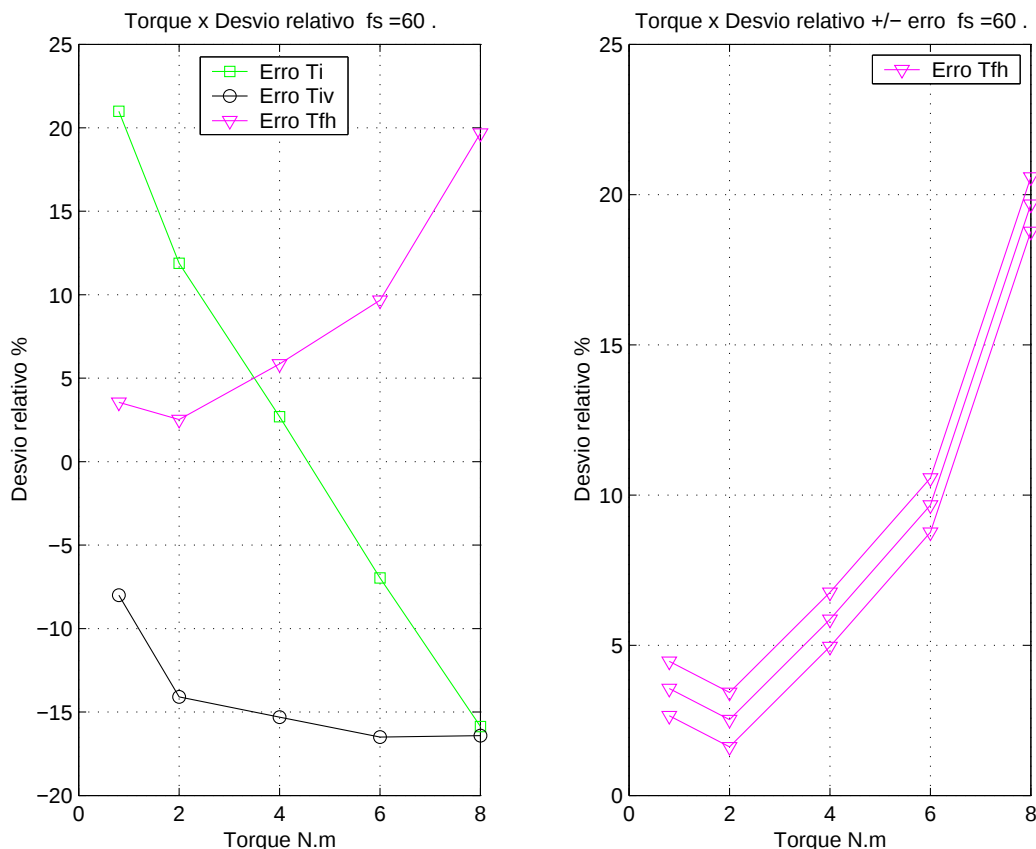


Figura 5.16: a) Curvas torque $\times$ erro relativo nos métodos b) Curva torque $\times$ desvio possível no torque estimado pelo método do harmônico.

máximo de cada ponto estimado segundo a teoria de propagação de erros abordada no item "Análise de erros" neste mesmo capítulo.

O torque a vazio obtido está relacionado apenas com a carga, onde o gerador é colocado sem excitação, e não foram levadas em consideração as perdas de rotação internas ao motor, por exemplo.

O desvio relativo é dado por $\varepsilon_T = \frac{\text{erro absoluto}}{\text{fundo de escala}}$. O fundo de escala neste caso foi considerado o valor máximo do torque medido. Foi constatado que o método de estimação a partir dos harmônicos, T_{fh} , se manteve mais exato que os outros métodos da amplitude da corrente.

Estes gráficos foram gerados no Matlab mas as mesmas funções foram implementadas no Labview. O painel de visualização do software é apresentado na figura 5.13 onde se encontram além de dois osciloscópios e dois analisadores de espectro para os sinais de entrada, os valores de corrente calculados por vários métodos e o torque calculado pelos métodos acima descritos.

Os testes foram feitos repetidamente com os dois motores. Serão apresentadas a seguir as mesmas análises feitas com o inversor a 60 Hz, agora fornecendo 40 e 70 Hz no motor de 2 CV. Os dados a 40 Hz são apresentados na tabela 5.3 e as curvas relativas são apresentadas no gráfico 5.17 e 5.18.

Como forma de testar os limites do software e hardware foram feitas medidas em 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, e 90 Hz com os dois filtros analógicos, os projetados para alimentação em 30 e 60 Hz. Como era de se esperar, o filtro analógico atenuou harmônicos de forma indesejada dificultando a determinação do harmônico correto. Ainda assim, com algumas correções no filtro digital pôde-se chegar ao valor correto, desde os 20 aos 90 Hz mesmo com o filtro projetado para alimentação em 60 Hz.

O harmônico para a alimentação em 20 Hz está compreendido entre 420 e 460 Hz, onde houve uma atenuação no filtro de mais de 70 dB, ficando muito susceptível a ser confundido com o ruído, mas ainda assim foi possível a determinação dos harmônicos de ranhura. Os dados obtidos com este filtro usando alimentação de 40 Hz são apresentados a seguir na figura 5.17. Esta consideração é relatada apenas para ilustrar a possibilidade do método, como indicação de robustez e não como parte da metodologia. A tabela 5.3 contém os dados dos experimentos com 40 Hz.

Os resultados obtidos pelo método de estimação a partir de T_{fh} , da equação (4.38), se mostrou mais exato que os outros, conforme se pode constatar observando o gráfico dado na figura 5.18. Este método é o que apresenta menor erro relativo nesta frequência.

São apresentados a seguir na tabela 5.4 os dados referentes à situação onde o inversor forneceu a frequência de 70 Hz. Foram também feitas medidas para a frequência de 80 Hz, mas, para o torque de 10 N.m, o inversor limitou a tensão, e a potência, não conseguindo alcançar os 10 N.m, deixando a tabela incompleta. Pela

Tabela 5.3: Ensaio a 40 Hz com o inversor

T_m (N.m)	T_{fh} (N.m)	b	β	s (%)	V (V)	I (A)	f_h (Hz)	$\varepsilon_{T_{fh}}$ (%)
0,7	0,98	0,6909	0,6750	0,74	152	3,8	925	2,76
2,0	1,95	0,6955	0,6767	1,48	153	4,1	921	-0,48
4,0	3,90	0,7045	0,6800	2,94	155	4,9	912	-0,95
6,0	6,18	0,7136	0,6850	4,62	157	5,8	904	1,83
8,0	7,48	0,7227	0,6850	5,60	159	6,9	895	-5,16
10,0	10,96	0,7318	0,6950	8,07	161	8,3	886	9,55

mesma razão não foram incluídas as medidas em 90 Hz. Mas é preciso observar que, acima da frequência de base, o torque nominal T_n é inferior ao torque nominal de base T_{nb} , assim como o torque máximo T_m . Afinal, a frequência é aumentada com a tensão de alimentação fixa, equação 3.32. O que leva a um torque nominal $T_n = 5,9$ N.m enquanto o ensaio foi até 10 N.m. Quase 100 % de sobrecarga e o método se manteve válido.

Tabela 5.4: Ensaio a 70 Hz com o inversor

T_m (N.m)	T_{fh} (N.m)	b	β	s (%)	V (V)	I (A)	f_h (Hz)	$\varepsilon_{T_{fh}}$ (%)
0,9	1,23	0,9318	1,1717	0,85	205,0	2,8	1604	3,3
2,0	2,38	0,9318	1,1767	1,65	205,0	3,5	1598	3,8
4,0	4,76	0,9318	1,1850	3,33	205,0	5,2	1584	7,6

Estes dados são representados pelas curvas contidas nos gráficos da figura 5.19 e 5.20. É necessário destacar que a correção do valor de frequência dada na equação (3.32), precisa ser explicada nesta situação onde a tensão é mantida no valor próximo ao nominal caracterizando a região de enfraquecimento de campo e potência constante, $T = \frac{P}{w} = \frac{P}{\beta w_b}$, conforme descrito anteriormente no capítulo de motor

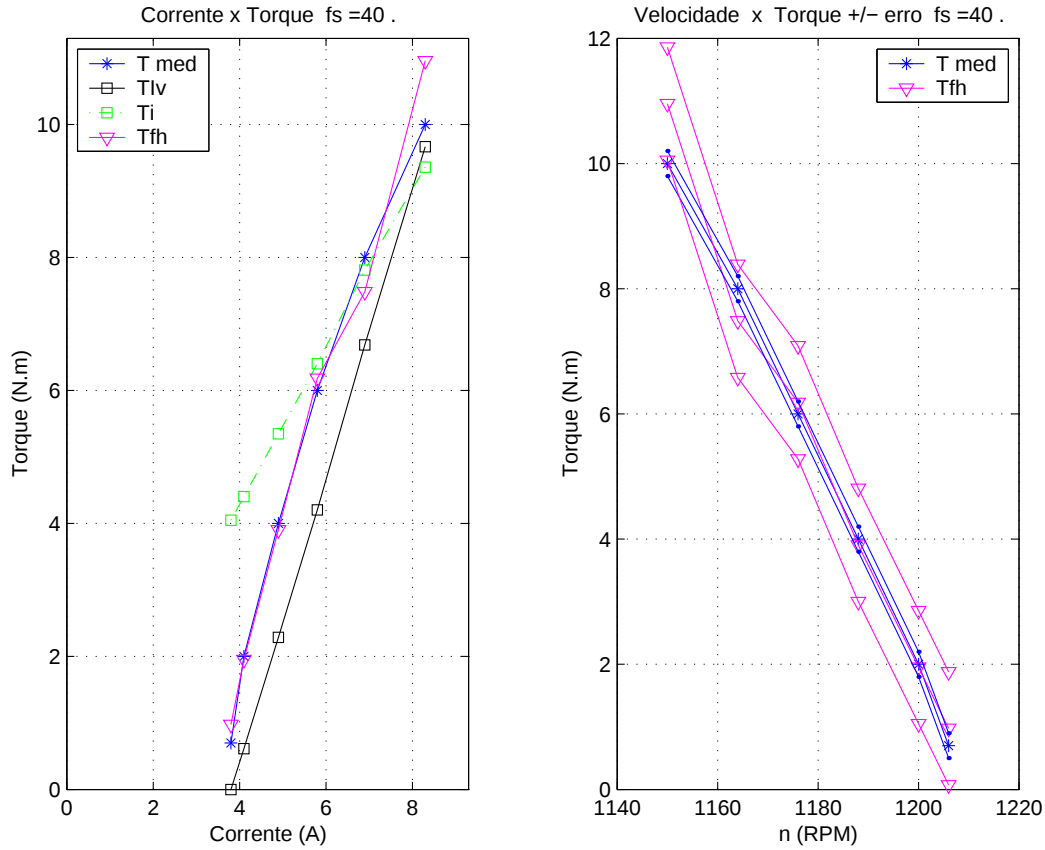


Figura 5.17: a) Curvas de corrente $\times$ torque a 40 Hz b) Curvas de velocidade $\times$ torque com desvio a 40 Hz.

de indução, em "Variação do torque e da velocidade do motor de indução". Nesta região o torque deve variar inversamente com a frequência e não com seu quadrado, de acordo também com a equação (4.39). No entanto, se a carga for mantida ou invés de ser reduzida com o aumento da frequência, o torque se manterá significando aumento da potência no eixo, aumento do escorregamento e aumento da corrente. Enquanto estiver dentro do limite programado, o inversor fornecerá a corrente. Isto ocorreu, segundo a tabela 5.4. Embora a tensão tenha sido limitada, a potência não foi mantida e a equação (3.34) não foi respeitada a partir do torque 6 N.m. No entanto, a correção de tensão b^2 aplicada à equação (4.39), de T_{fh} , apresenta bom resultado na figura 5.19.

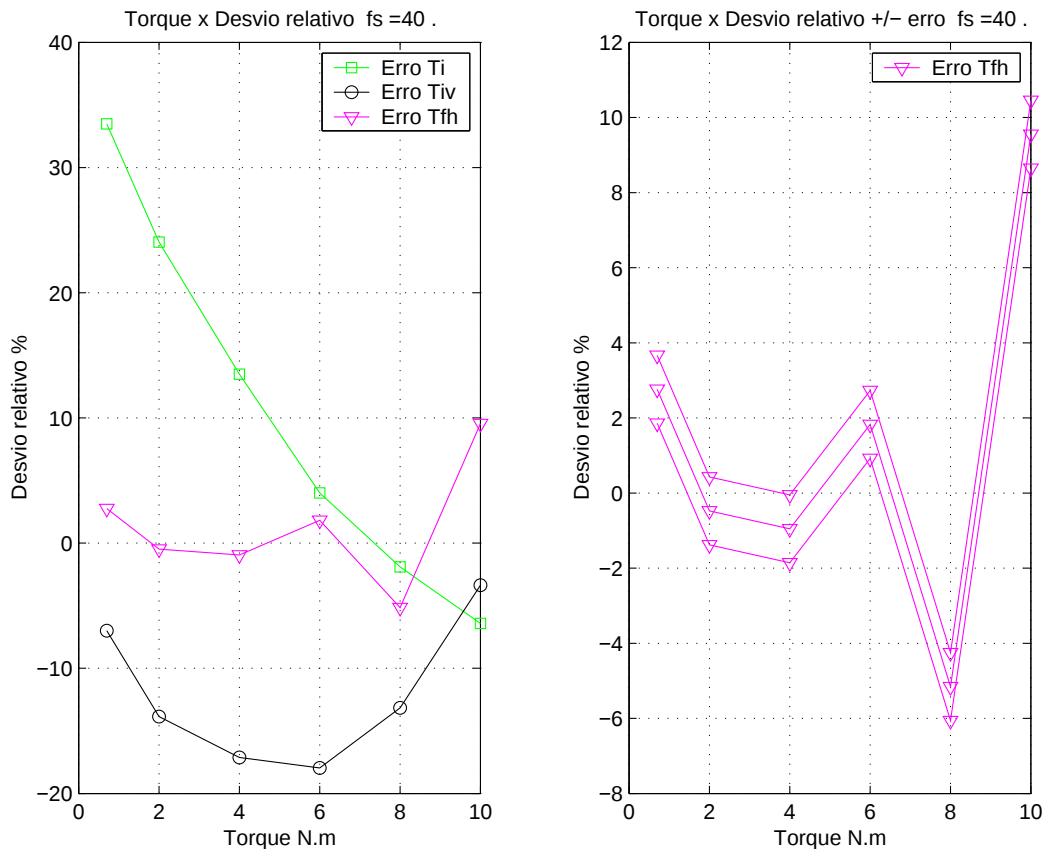


Figura 5.18: Torque $\times$ desvio relativo nos quatro métodos para 40 Hz b) Torque $\times$ desvio relativo considerando margem de erro para 40 Hz.

Os resultados dos ensaios realizados para a frequência de 70 Hz são apresentados nas curvas de torque realizadas pelos métodos no gráfico a) da figura 5.19. No gráfico b) da mesma figura é vista a análise do método do harmônico considerando o desvio absoluto máximo, para mais e para menos, tanto do valor estimado como do valor medido. Mal se vê o desvio do valor medido por ser muito pequeno.

Os desvios relativos calculados para os métodos são apresentados no gráfico a) da figura 5.20 dando vantagem ao método da estimação por T_{fh} com correção de tensão e frequência. No gráfico b) da mesma figura é apresentado o desvio relativo exclusivamente do método do harmônico, com as variações para mais e para menos do desvio absoluto máximo possível calculado pelo método de propagação de erro

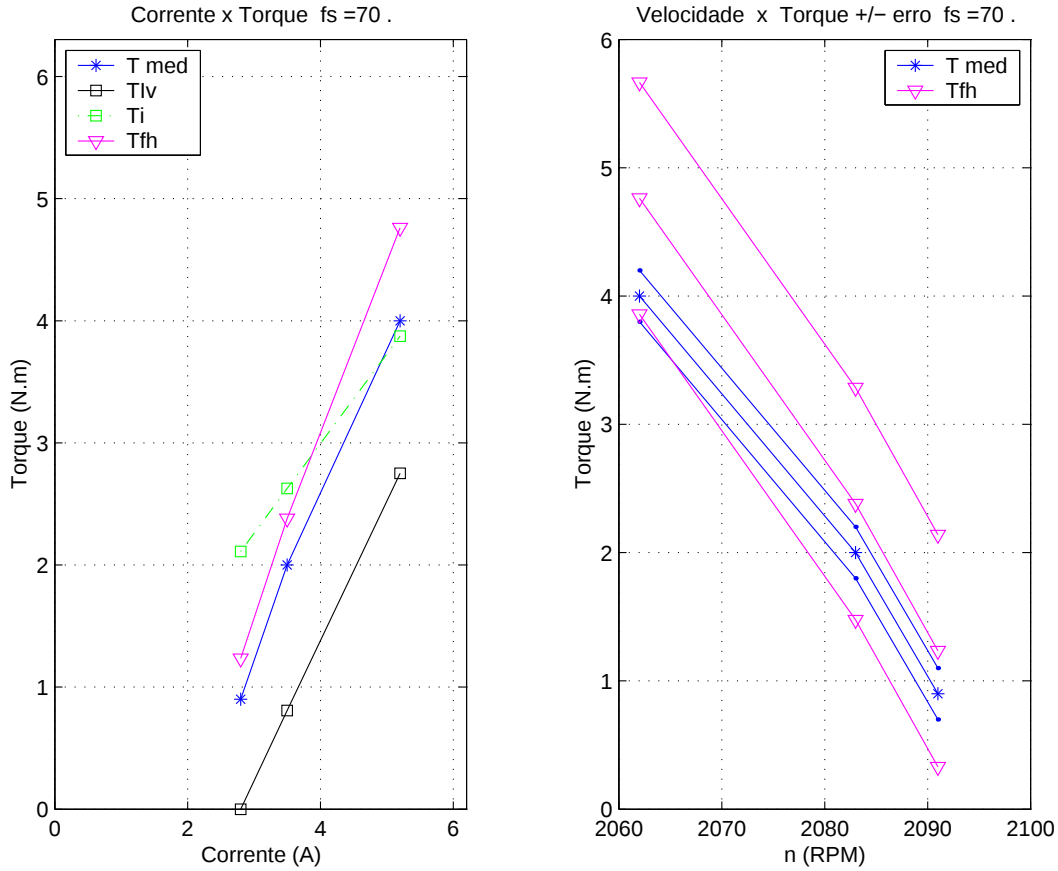


Figura 5.19: a) Curvas corrente $\times$ torque para 70 Hz b) Curvas velocidade $\times$ torque com o desvio para 70 Hz.

dado no item "Análise de erros" apresentado a seguir.

5.6 Análise de erros

A avaliação da propagação do desvio absoluto foi tomada para a velocidade, equação(4.29), o escorregamento, equação (3.2), e o torque pela equação (5.1) obtida a partir da equação (4.34), não normalizada em relação ao torque nominal T_n :

$$T = \frac{-60 T_n}{(K R + n_d) s_n n_s} f_h + \frac{1}{s_n} + \frac{60 f_s n_w T_n}{(K R + n_d) s_n n_s} \quad (5.1)$$

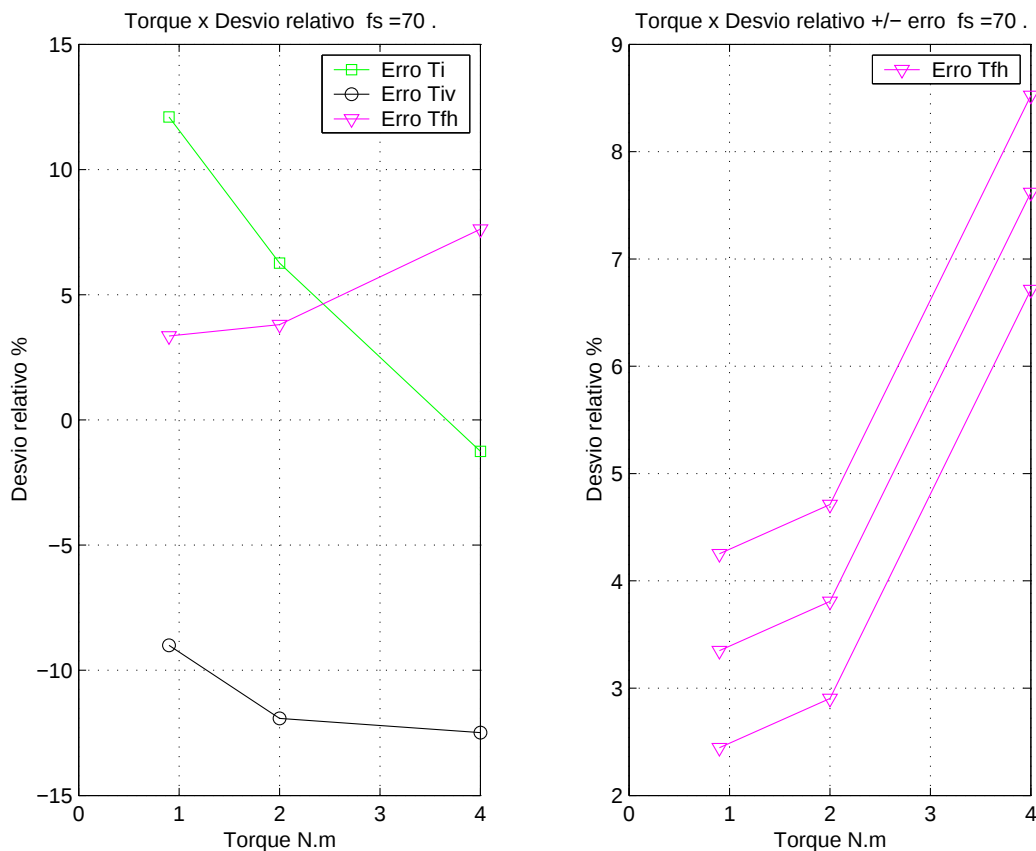


Figura 5.20: a) Torque $\times$ desvios relativos pelos métodos para 70 Hz b) Torque $\times$ desvio relativo no método do harmônico considerando margem de erro para 70 Hz.

Como exemplo foi tomado o motor com as seguintes especificações:

- Potência 2 CV
- Número de ranhuras do rotor $R = 44$
- Número de pólos $P = 4$
- Velocidade nominal $n = 1725$ RPM
- Torque nominal $T_n = 8,135$ N.m

Para o estudo foi considerada a possibilidade deste motor ser submetido a uma carga que lhe faça variar o escorregamento no intervalo $0,01 < s < 0,1$, o que lhe conferiria

uma variação no harmônico de ranhura dada pelo intervalo $1250 < f_h < 1380$ Hz, conforme a equação 4.25, considerando $K = 1$, $n_d = 0$, $n_w = 1$ e $f_s = 60$ Hz.

Os instrumentos utilizados apresentam os desvios estimados como metade da menor divisão:

- Foram usados tacômetros, um óptico e outro mecânico, ambos com menor divisão 1 Hz e desvio estimado em $\Delta n = 0,5$ RPM.
- A frequência do harmônico fundamental f_s foi medida no Labview com menor divisão 0,001 Hz mas, devido às oscilações da rede, foi considerado como duvidoso o algarismo de decimos 0,1 Hz e o desvio $\Delta f_s = 0,05$ Hz.
- A frequência do harmônico de ranhura f_h também foi medida no Labview com menor divisão o décimo, 0,1 Hz. Foi considerado o desvio $\Delta f_h = 0,05$ Hz.
- O torque nominal T_n é obtido pelos dados de placa do motor e é admitido um possível erro máximo de até 20% segundo a norma NEMA, para motores de até 1 CV. Como foram usados motores de 2 e 3 CV, serão testados desvios menores, $\Delta T_n \leq 20\% T_n$.
- A velocidade nominal n_n , assim como o torque nominal é obtida a partir da placa de identificação do motor e está sujeita ao mesmo desvio de até 20%. Serão testados desvios menores, $\Delta n_n \leq 20\% n_n$.

São apresentados a seguir os desvios absolutos resultantes da aplicação dos desvios absolutos descritos no item anterior.

- Para um desvio absoluto na velocidade $\Delta n = 0,5$ RPM, obtem-se um desvio no escorregamento a partir da equação (3.2) dado por $\Delta s = \frac{\delta s}{\delta n} \Delta n = \frac{-1}{1800} 0,5 = -0,0003$.
- Para um desvio na velocidade dado por $\Delta n = 0,5$ RPM, é obtido um desvio correspondente no torque dado por $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta n} \Delta n = \frac{-T_n}{n_s - n_n} \Delta n = \frac{-8,135}{1800 - 1725} 0,5 = -0,054$ N.m.

- Com desvio no harmônico de ranhura $\Delta f_h = 0,05$ Hz, obtem-se um desvio na velocidade $\Delta n = \frac{\delta n}{\delta f_h} \Delta f_h = \frac{K R + n_d}{60} \Delta f_h = 0,04$ RPM, a partir da equação (4.29).
- Para um desvio absoluto no harmônico de ranhura, $\Delta f_h = 0,05$ Hz, obtem-se o desvio absoluto do torque expresso pela equação $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta f_h} \Delta f_h = \frac{-60 T_n}{(K R + n_d) s_n n_s} \Delta f_h = -0,0074$ N.m.
- Pelo desvio absoluto da frequência síncrona $\Delta f_s = 0,05$ Hz, obtem-se o desvio absoluto na velocidade síncrona a partir da equação (3.1), $n_s = \frac{\delta n_s}{\delta f_s} \Delta f_s = \frac{60}{P/2} \Delta f_s = 1,5$ RPM.
- A partir do desvio absoluto da velocidade síncrona $\Delta n_s = 1,5$ RPM, usando a equação (4.34), é obtido um desvio no torque dado por $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta n_s} \Delta n_s = \frac{-60 T_n (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) s_n n_s^2} \Delta n_s = 0,106$ N.m.
- Supondo $\Delta T_n = 10\% T_n$ é obtido um desvio no torque $\Delta T = 0,44$ N.m. Enquanto para $\Delta T_n = 20\% T_n$ é encontrado para o desvio do torque $\Delta T = 0,89$ N.m.
- Sabendo que $s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s}$ e $\frac{\delta s_n}{\delta n_n} = \frac{-1}{n_s}$, para o desvio dado como exemplo de $\Delta n_n = 10\% n_n$, que significa um erro de 17,25 RPM, resulta num desvio de escorregamento $\Delta s_n = -0,0958$ que é muito grande, maior que o escorregamento nominal.
- Sabendo que $\Delta T = \frac{\delta T}{\delta s_n} \Delta s_n$, e $\frac{\delta T}{\delta s_n} = \frac{-60 T_n (f_s n_w - f_h)}{(K R + n_d) n_s s_n^2} - \frac{T_n}{s_n^2}$, analisando o efeito de um desvio absoluto $\Delta s_n = -0,0958$, obtem-se um desvio absoluto no torque $\Delta T = 10,21$ N.m. Que é maior que o torque nominal. Isto mostra que é preciso muito cuidado com o valor da velocidade nominal. Um erro de 10 % em sua determinação tornaria o método inútil.

Foi observado no experimento do motor de 2 CV alimentado direto na rede, tabela 5.1, que com a tensão ajustada por um auto-transformador variável no valor nominal, 220 V, a frequência medida pelo Labview foi $f_s = 60,03$ Hz,

e a velocidade medida pelos tacômetros foi de 1724 RPM. A estimação da velocidade no Labview pelo método do harmônico de ranhura foi 1723,6 RPM. Para estas indicações a carga aplicada produziu um torque de 8,08 N.m. Pode-se observar que o desvio absoluto da velocidade nominal foi: 1725 RPM, dado da placa, subtraído de 1724 RPM medido, o que em termos percentual é 0,058%. Muito menor que o suposto anteriormente.

Assim, o desvio usado foi $\Delta n_n = 0,058\% n_n$, que significa um erro de 1 RPM, que produziu um desvio absoluto no escorregamento $\Delta s_n = -0,0005558$ que por sua vez provoca um desvio absoluto no torque $\Delta T = 0,06$ N.m.

Usando o método de propagação de erro [20] apresentado na equação (4.85), o desvio absoluto do torque é calculado como

$$\begin{aligned} \Delta^2 T = & ((-0,1479)(0,05))^2 + ((-106,49)(0,00056))^2 + ((0,106)(1,5))^2 \\ & + ((0,1479)(0,05))^2 + ((0,5455)(1,627))^2 = 0,817 N.m, \end{aligned} \quad (5.2)$$

que obtém como solução um desvio absoluto de $\Delta T = 0,904$ N.m.

É preciso não se perder de vistas as aproximações feitas: as equações (3.25) e (4.30) são aproximações considerando o escorregamento pequeno; para o $\beta > 1,5$ as perdas no ferro se tornam maiores, fazendo-se oportuno considerar a resistência R_c que foi desprezada nos circuitos equivalentes simplificados.

5.7 Sumário

Não foi visto dificuldade adicional ao usar o motor alimentado através do inversor em relação à alimentação diretamente na rede. Considerando a estimação feita com o motor acionado diretamente pela rede a 60 Hz, o torque em sobrecarga foi maior que o real, mas esta diferença está dentro das expectativas. Embora se pudesse atribuir uma condição desfavorável apenas na sobrecarga, na verdade este desvio pode acontecer em outras regiões da curva como demonstrado ao longo dos testes.

Os resultados obtidos com as experimentações mostraram vantagem para o método de estimação usando o escorregamento, T_{fh} , em todas as frequências testadas. Para várias frequências de alimentação se tem a mesma avaliação e o erro absoluto confirma melhor desempenho para o método do escorregamento, lembrando que apenas para frequências maiores que a nominal foi feita a correção, ou "compensação", da tensão b^2 .

Alguns resultados eram esperados devido ao princípio de funcionamento do método:

- A estimação do torque pela amplitude da corrente sem descontar a corrente a vazio, deveria apresentar maior erro a vazio, pois ele daria torque zero apenas se a corrente fosse zero. Conforme se pode ver na figura 4.1. É claro que no início este método dará um grande erro absoluto, que vai diminuir até a carga nominal e aumentará no sentido inverso a partir daí, em qualquer frequência. Seguramente na corrente nominal o erro é zero. No gráfico, a reta deve passar pelo ponto $(I_n; T_n)$, mas isto não está acontecendo porque a tensão e a frequência aplicadas não são as nominais. Os valores são corrigidos e deixam de coincidir com o ponto $(I_n; T_n)$. Mas esta reta deve cruzar a reta do método da amplitude de corrente neste novo ponto com novos valores nominais.
- O método da amplitude de corrente dado na figura 4.2, deveria apresentar melhor resultado a vazio, pois foi subtraída a corrente com a carga mínima. O erro absoluto deve aumentar em meia carga e diminuir de novo na carga nominal. Obviamente este método é mais exato mas fica dependendo da possibilidade de dispor da informação da corrente a vazio. É mais intrusivo por isto.

Um detalhe a observar é o fato do motor desenvolver o torque nominal com a corrente nominal quando a tensão aplicada não é a nominal, visível no gráfico da figura 5.15. Isto significa que o motor é dimensionado com alguma folga, um pouco sobredimensionado. Este sobredimensionamento era comum nos motores antigos. Com a evolução das técnicas de construção e a concorrência,

as margens de segurança se tornaram mais justas mas ainda existem. Este é um fator que aumenta o erro da estimação mas, felizmente, favorecendo a proteção do motor.

- A equação (4.38), T_{fh} do escorregamento, estima o torque com exatidão superior à dos métodos de amplitude de corrente sem necessitar de correção adicional de tensão e frequência, fato justificado pela razão constante $\frac{b}{\beta} = 1$ na região de teste. Mas a equação (4.39) de T_{fh} , deduzida para frequências superiores à nominal e inferiores a 1,5 vezes a nominal aproximadamente, necessita da correção de tensão b^2 , o que levou a um bom resultado com pequeno desvio nos experimentos na faixa.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões

O método de estimação de torque pela análise do harmônico se mostrou com boa exatidão entre os métodos estudados envolvendo a corrente no motor de indução trifásico. Comparando com o método do escorregamento tradicional, a diferença se faz apenas quanto à forma e a exatidão com que a velocidade do motor é obtida, e neste caso, a velocidade foi determinada pelo método do harmônico com exatidão menor que 0,03%, variando com a exatidão da análise de espectro. A estimação de velocidade a partir do harmônico de ranhura pode ter exatidão superior à medição com os tacômetros usuais e com menor intrusão.

Um ponto negativo a observar é que o uso dos dados de placa do motor trazem erros que se refletirão na aproximação da curva por uma reta, no gráfico de velocidade versus torque. Para pequenos motores, estes dados de placa são colhidos de amostras em lotes de milhares de motores podendo incorrer em erros da ordem de até 20%. Para motores maiores, no entanto, os critérios de controle de qualidade são melhores tornando os dados de placa mais confiáveis. Esta é uma questão crítica porque o erro na velocidade nominal é propagado com ganho alto para o torque, conforme demonstrado. O erro observado no motor de 2 CV foi $\Delta n_n = 0,058\% n_n$, (1 RPM), significando que o método

utilizado pelo fabricante para determinação da velocidade nominal é muito melhor que o aceite pela norma. Por outro lado, é possível conseguir com o fabricante informações mais confiáveis sobre os motores, principalmente os motores grandes ou motores especiais, como é o caso do bombeamento **BCS** e **BCP** com motor e redutor de submersíveis.

O método de estimação do torque usando o harmônico é tão pouco intrusivo quanto o método de estimação pela amplitude da corrente sem considerar a corrente a vazio, ambos precisam apenas dos valores nominais do torque e velocidade, e da corrente instantânea. Estes são, portanto, os métodos menos intrusivos de estimação do torque. Por outro lado, o método da estimação do torque usando o harmônico é mais exato que o método da amplitude da corrente ainda que se considere a corrente a vazio, que é o mais exato dos métodos de amplitude de corrente experimentados.

Apesar da estimação da velocidade ter sido feita com precisão menor que 0,03 %, não se conseguiu do método de estimação do torque a mesma exatidão. O erro para o método do harmônico, que se mostrou o melhor dos métodos, varia em torno de ± 10 %, chegando a 16 %. Na análise do motor ligado diretamente na rede o desvio se acentuou a partir do valor nominal, como no gráfico 5.10, mas isto não é um acontecimento frequente. Na verdade, a reta e a curva coincidem em pontos diferentes a cada experimento mantendo a mesma margem de erro.

6.2 Limitações e sugestões

Foi usado um filtro analógico passa faixa fixo com atenuação de 60 dB. Uma medida que pode ser tomada para melhorar a performance do trabalho é usar um filtro analógico passa-faixa adaptativo com faixa estreita no lugar do que foi usado. Um trabalho completamente factível que facilitaria a detecção dos harmônicos.

Uma outra opção é usar um filtro passa-baixa analógico, fixo, faixa larga, com frequência de corte apropriada para a frequência máxima e o número de ra-

nhuras do motor, segundo a equação (4.26), sobreposto com um filtro notch adaptativo sobre a frequência fundamental de alimentação. Isto permitirá observar os harmônicos relacionados com a velocidade melhor do que o filtro passa faixa usado, para toda a faixa de variação de frequência do inversor. Além disto, podem ser observados outros harmônicos relacionados com outros fenômenos. Por exemplo, o movimento circular de uma engrenagem do mecanismo de bombeamento produz harmônicos com frequência proporcional à velocidade e ao número de dentes da engrenagem. Seguramente a intensidade destes harmônicos aumenta com o desgaste ou com o acontecimento de irregularidades como: a quebra de um dente de engrenagem, de um rolamento, de uma polia, correia, etc [15] e [24]. Um rompimento de barras do rotor tem o espectro característico bem conhecido e também pode ser detectado pela análise dos harmônicos. Diante disto, um sistema de detecção de falhas pode funcionar junto ao de estimação de torque e velocidade pelo espectro de corrente em um mesmo equipamento.

Seria oportuno repetir os experimentos acompanhando os harmônicos de tensão da rede e os harmônicos de tensão do inversor com um analisador de espectro. A tensão foi medida com um voltímetro analógico, um digital, e ainda foram usados os valores indicados pelo inversor. O osciloscópio mostrou distorções da senoide da rede e um sinal chaveado na saída do inversor. É recomendável a análise da influência dos harmônicos de tensão no funcionamento do motor e sua interferência no método de estimação da velocidade pelo harmônico da corrente.

6.3 Perspectivas

O uso do Labview facilita o desenvolvimento do trabalho mas requer equipamento com sofisticação desnecessária e inadequada para a aplicação em campo. Por conta disto, está sendo desenvolvido um software em linguagem C voltado para execução em DSP (Digital Signal Processor) a fim de realizar a estimação de forma equivalente às análises realizadas no Labview. Espera-se com isto re-

duzir o custo de implantação significativamente e aumentar a confiabilidade do sistema. Será sem dúvida um ponto de enriquecimento para o Sistema de Gerenciamento de Poços de Petróleo Automatizados, SGPA.

Escolhida a faixa onde se deve encontrar um certo harmônico de ranhura e colocado um filtro bem seletivo, existe a possibilidade desta faixa ser invadida por um outro harmônico com valores diferentes de n_d e n_w quando a carga variar. Um sistema inteligente pode vir acompanhando as faixas vizinhas da faixa correspondente a $n_d = 0$ e $n_w = 1$, que tem normalmente maior amplitude, evitando o erro. Os harmônicos da frequência de alimentação também podem ocorrer na faixa escolhida. Neste caso é fácil identificá-los, uma vez que são múltiplos da fundamental, e não considerá-los nas operações. Quando surgirem harmônicos novos na faixa, provenientes da carga ou da rede, o sistema pode disparar um alarme e deve desprezá-lo na discriminação da frequência do harmônico de ranhura. Alguns ruídos da carga podem ser atenuados por acoplamento elástico entre o motor e a carga, mas é melhor que se implemente este método com circuito inteligente, capaz de identificá-los e auxiliar na detecção de falhas.

Existem inversores de frequência que possuem rotina de auto-ajuste com capacidade de medir a resistência do estator, a corrente de magnetização, a indutância de dispersão, entre outros parâmetros do motor, e até fazem regulação PID. Sem dúvida, o método de estimação de velocidade, e conseqüentemente de torque, pode ser implementado no próprio inversor de frequência permitindo fechar a malha de realimentação sem sensores externos de velocidade e sem intrusão maior que a própria instalação do inversor. Isto pode aumentar a confiabilidade dos sistemas realimentados com a velocidade, sem diminuir a atual robustez dos sistemas com inversor em malha aberta.

A análise de espectro de corrente vem sendo usada atualmente em laboratório e por empresas especializadas para determinação da velocidade, detecção e prevenção de falhas de motores elétricos com a supervisão e análise humana. Ainda não está num estágio de funcionamento autônomo usando inteligência artificial, por exemplo.

6.4 Considerações finais

A utilização do método de estimação do torque de motor de indução pelo espectro de corrente oferece mais exatidão que os métodos usando a amplitude da corrente, no entanto exige um investimento bem superior, com maior sofisticação. É mais imune a interferências eletromagnéticas a nível de amplitude de sinal por usar a frequência, mas pode ser perturbado por ruído proveniente da rede, de fenômenos rotacionais da carga como engrenagens, barra de rotor partida, correias, etc. Caso o rotor tenha a ranhura mais discreta, a variação de fluxo também será mais discreta, dificultando a percepção do harmônico de ranhura e tornando o método mais sensível a ruído. Por outro lado, a presença de certos harmônicos pode ser usado como alarme no diagnóstico de falhas, possibilitando melhorias na manutenção preventiva.

Devido à simplicidade dos métodos de corrente e ao fato de ser obrigatório amostrar a corrente no método do harmônico, dispondo assim da informação de amplitude, convém associar os métodos no sentido de aumentar a confiabilidade. Por exemplo, o método da amplitude de corrente, sem a corrente a vazio, funciona bem na região próxima ao torque nominal, com inversão de sinal do erro absoluto a partir do valor nominal. O método com a corrente a vazio, funciona bem na região de torque baixo e de torque nominal, e a corrente a vazio é das intrusões mais fáceis de serem realizadas. De qualquer forma, neste aspecto, o método do harmônico também leva vantagem pois não precisa desta informação.

Referências Bibliográficas

- [1] A. A. Triggged, C. A. Correa, C. V. Filho, J. A. D. Xavier, J. C. V. Machado, J. E. Thomas, N. C. M. D. Rossi, N. E. S. Pitombo, P. C. V. M. Gouveia, R. S. Carvalho, and R. V. Barragan, *Fundamentos de Engenharia de Petróleo*. Editora Interciência Ltda, 2001.
- [2] B. W. Assmann, “Controle inteligente de sistema de elevação bombeio de cavidades progressivas,” Proposta de Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Brasil, 2004.
- [3] J. F. Cerqueira, H. Lepkison, J. F. Corrêa, A. C. Bitencourt, A. C. Reis, A. de Jesus, M. Frisch, E. Dantas, C. H. Pereira, G. Albuquerque, and F. Pereira, “Sistema de gerenciamento de poços automatizados sgpa,” in *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, vol. 1, pp. 3053–3058, 2002.
- [4] J. S. Hsu, J. D. Kueck, M. Olszewski, D. A. Casada, P. J. Otaduy, and L. M. Tolbert, “Comparison of induction motor field efficiency evaluation methods,” *IEEE Transations on Industry Applications*, vol. 34, pp. 117–125, 1996.
- [5] S. M. N. Damasceno, “Uma proposta para avaliação do rendimento de motores de indução trifásico em chão de fábrica,” Master’s thesis, Escola Politécnica, UFBA, 2002.
- [6] P. C. G. de Carvalho, “Gerenciamento de bombeio de cavidade progressivas,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, SP, Brasil, 1999.

- [7] I. L. Kosow, *Máquinas Elétricas e Transformadores*. Editora Globo, 1979.
- [8] A. E. Fitzgerald, C. K. Jr., and A. Kusko, *Electric Machinery*. USA: Mc Graw-Hill, inc, 1990.
- [9] P. C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. John Wiley & Sons, Inc, Second edition edn, 1997.
- [10] M. H. Hashid, *Eletrônica de potência*. Makron Books, 1999.
- [11] J. M. Mascheroni, M. Lichtblau, and D. Gerardi, *Guia de Inversores de Frequência*. Jaraguá do Sul, SC: WEG Automação, 2003.
- [12] N. Mohan and R. J. Ferraro, “Techniques for energy conservation in ac motor driven systems,” in *EPRI Final report EM-2037, Project 1201-13*, vol. 1, pp. 309–347, 1981.
- [13] E. C. Bortoni and A. H. M. Santos, *Conservação de Energia*. CEPEL, 2001.
- [14] H. Simon and V. V. Barry, *Sinais e sistemas*. Bookman, 2001.
- [15] J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow, “Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors,” *Proc. Inst. Elect. Eng. - Parte B*, vol. 133 n-3, pp. 155–163, 1986.
- [16] M. E. H. Benbouzid, “A review of induction motors signature analyses as a medium for faults detection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 984–993, 2000.
- [17] S. Ahmed and H. 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 n-3, pp. 253–260, 2001.
- [18] R. B. Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, “Performance of fft-rotor slot harmonic speed detector for sensorless induction motor

- drives,” *IEE Proc. Elect. Power Applications*, vol. 143 n-3, pp. 258–268, 1996.
- [19] S. Nandi, S. Ahmed, and H. A. Toliyat, “Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different motor cages,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, pp. 253–260, 2001.
- [20] J. H. Vuolo, *Fundamentos da teoria de erros*. Editora Edgard Blucker Ltda., 1992.
- [21] A. S. Rebouças, F. N. Serafim, M. A. Moreira, V. R. V. Rodeiro, A. Oliveira, and J. J. F. Cerqueira, “Sistema de supervisão de poços de petróleo bcp,” in *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática, Gramado-RS*, vol. 1, pp. 1–6, 2004.
- [22] A. S. Rebouças, F. S. Serafim, M. A. Moreira, V. R. V. Rodeiro, A. Oliveira, and J. J. F. Cerqueira, “A torque estimation method to aid an intelligent management system for oil wells automated,” in *ICINCO First International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, vol. 1, pp. 270–275, 2004.
- [23] K. D. Hurst and T. G. Habetler, “Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pp. 66–73, 1996.
- [24] K. A. Loparo, M. L. Adams, W. Lin, M. F. Abdel-Magied, and N. Afshari, “Fault detection and diagnoses of rotating machinery,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47 n-5, pp. 1005–1014, 2000.