

Controle de Corrente e Estimação de Posição em Máquinas Assíncronas

Inaldo Câmara Ferreira de Paula Júnior

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Antônio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Inaldo Câmara Ferreira de Paula Júnior, Julho de 2000



P324c
S729f

Paula Júnior, Inaldo Câmara Ferreira de
Controle de corrente e estimação de posição em
máquinas assíncronas/ Inaldo Câmara Ferreira de Paula
Júnior. - Campina Grande - PB: UFPB, 2000.

104p.: il.

Inclui Bibliografia

Dissertação (Mestrado) UFPB/CCT-Engenharia Elétrica

1. Máquinas assíncronas
2. Controle de corrente
3. Estimação de posição
4. Auto-sintonia de controladores

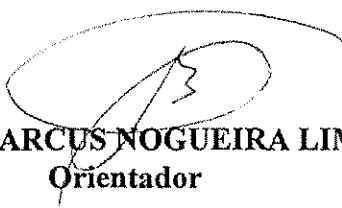
I - Título

CDU: 621.3.018.5

**CONTROLE DE CORRENTE E ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO EM MÁQUINAS
ASSÍNCRONAS**

INALDO CÂMARA FERREIRA DE PAULA JÚNIOR

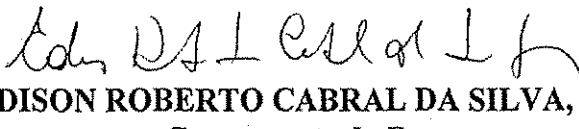
Dissertação Aprovada em 17.07.2000



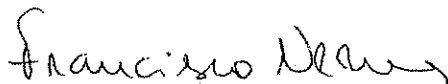
PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador



PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador



PROF. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca



PROF. FRANCISCO DE ASSIS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Julho - 2000

Dedicatória

Este trabalho é dedicado ao meu pai Inaldo e a minha mãe Telmira. A minha namorada Cristina e aos meus familiares.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, pela Sua presença constante.

Agradeço aos professores Antônio Marcus Nogueira Lima e Cursino Brandão Jacobina, pelo apoio, orientação e contribuição necessários para a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores, Edison Roberto, Pericles Barros e Gurdip Deep, pela contribuição na minha formação para obtenção do grau de mestre.

Um agradecimento especial a todos os amigos do LEIAM, Alexandre, Claudia, Edgar, Fabiano, Laurinda, Levi, Marcelo, Maurício, Ricardo, Rui, Talvanes e Vanderley, pela ajuda e companheirismo durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço aos amigos do LIEC, Gláucio Brandão e em especial a Gustavo Arruda pelas intensas discussões teóricas realizadas durante a execução deste trabalho.

Agradeço a Ângela, Leonora, Pedro e a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo das principais técnicas de controle de corrente para acionamentos elétricos com máquinas de indução trifásicas. Esse estudo revela que as técnicas de melhor desempenho dinâmico global (tempo de resposta, rastreamento da referência e rejeição de perturbação) requerem um conhecimento prévio e preciso dos parâmetros da máquina para a sintonia dos ganhos do controlador. Nesse sentido, propõe-se uma estratégia que permita sintonizar de modo automático os ganhos de controladores de corrente e que não exija um conhecimento prévio e preciso dos parâmetros da máquina. A estratégia desenvolvida é adequada para sintonizar controladores de corrente do tipo proporcional-integral e proporcional-integral-derivativo, requer o conhecimento da resposta em frequência da máquina à velocidade nula e é baseada no princípio da conformação do ganho de malha. A resposta em frequência da máquina é obtida através de um único experimento de identificação que não requer nenhuma instrumentação especial além daquela que usualmente já é disponível em um acionamento elétrico típico. Os sinais usados no experimento de identificação permitem manter a máquina em velocidade nula sem nenhum aparato mecânico especial e garantem a excitação numa ampla faixa de frequências. Esse trabalho também apresenta um estudo das principais técnicas de estimação de fluxo magnético, velocidade e posição mecânica para máquinas de indução trifásicas. Uma atenção especial é dada às técnicas de estimação de velocidade e posição que podem ser utilizadas com a máquina parada e que independem do conhecimento preciso dos parâmetros da máquina. Nesse sentido propõe-se uma técnica de estimação de posição que emprega sinais de alta frequência e utiliza uma decomposição em série de 'wavelets' para filtragem e redução da relação sinal-ruído.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

i_{sd}^s	: Corrente estatórica no referencial estatórico de eixo direto
v_{sd}^s	: Tensão estatórica no referencial estatórico de eixo direto
A/D	: Analógico/Digital
CA	: Corrente Alternada
CC	: Corrente Contínua
ω_{bd}	: Largura de faixa do sistema
\angle_{NMP}	: Ângulo de fase não mínima
$\hat{\tau}$: Atraso de transporte estimado
N_l	: Inclinação logarítmica
K_{PI}	: Controlador proporcional e integral
K_{PID}	: Controlador proporcional, integral e derivativo
θ_{PI}	: Vetor de parâmetros do controlador PI
θ_{PID}	: Vetor de parâmetros do controlador PID
PWM	: <i>Pulse-Width-Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
HPF	: <i>High Pass Filter</i> (Filtro Passa Alta)
C_e	: Conjugado eletromagnético (Nm)
i_s, i_r	: Vetores corrente estatórica e rotórica
k_p, k_i, k_d	: Ganhos proporcional, integral e derivativo
*	: Grandeza de referência
j	$\sqrt{-1}$
$\hat{}$	Grandeza estimada
ϕ_r	: Vetor fluxo trifásico enlaçado pelo rotor
ϕ_s	: Vetor fluxo trifásico enlaçado pelo estator
$g = s, r, a, b$: Indica o posicionamento das grandezas sobre: o eixo fixo estatórico
$i_s^g = i_{sd}^g + j i_{sq}^g$: Vetor corrente estatórica (referencial genérico)
$i_r^g = i_{rd}^g + j i_{rq}^g$: Vetor corrente rotórica (referencial genérico)
$v_s^g = v_{sd}^g + j v_{sq}^g$: Vetor tensão estatórica (referencial genérico)
$v_r^g = v_{rd}^g + j v_{rq}^g$: Vetor tensão rotórica (referencial genérico)
$\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j \phi_{sq}^g$: Vetor fluxo estatórico (referencial genérico)
$\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j \phi_{rq}^g$: Vetor fluxo rotórico (referencial genérico)

FFT	: Transformada rápida de Fourier
M	: Níveis de resolução da transformada wavelet
\mathbf{v}_{sh}^s	: Vetor tensão estatórica de alta frequência
\mathbf{i}_{sh}^s	: Vetor corrente estatórica de alta frequência
I_{hp}	: Amplitude da corrente de alta frequência de sequência positiva
I_{hn}	: Amplitude da corrente de alta frequência de sequência negativa
$\delta_r, \delta_b, \delta_a, \delta_g$: Posição angular: do rotor, vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico e eixo genérico
$\omega_b, \omega_a, \omega_g$: Velocidades angulares: vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico e eixo genérico
ω_r	: Velocidade rotórica elétrica ($rad.\dot{el}/s$)
σ	: Coeficiente de dispersão magnética
τ_r, τ_s	: Constantes de tempo rotórica e estatórica
ω_h	: Alta frequência
l_r, l_s, l_{msr}	: Indutâncias: rotórica, estatórica e mútua
P	: Números de pares de pólos
J, f_a	: Constante de inércia e coeficiente de atrito
r_r, r_s	: Resistências: rotórica e estatórica
L	: Função de malha
S	: Função de sensibilidade
T	: Função de malha fechada
$l_{\sigma s}$: Indutância transiente do estator
i_{sdhn}^s	: Corrente de eixo direto de alta frequência de sequência negativa
i_{sqhn}^s	: Corrente de eixo em quadratura de alta frequência de sequência negativa
$\phi'(x)$: Função de escalonamento
$w(x)$: Wavelet mãe
$B(\theta_r)$: Matriz de rotação
Σl	: Indutância transiente média do estator
Δl	: diferença média da indutância transiente do estator
NMP	: Ângulo de fase não mínima
SSP	: Pólo estável lento
$PRBS$: Pseudo-Randon Binary Signal

Lista de Figuras

2.1	Sistema de acionamento com máquina assíncrona.	5
2.2	(a) Máquina trifásica simétrica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.	7
2.3	Diagrama vetorial instantâneo da máquina.	11
3.1	Modelo de primeira ordem	16
3.2	Controlador por histerese para a fase 1.	17
3.3	Diagrama de chaveamento do controlador com histerese independente	17
3.4	Diagrama de chaveamento do controlador com histerese independente obtido em simulação.	18
3.5	Controlador preditivo no referencial estatórico.	19
3.6	Controlador PI no referencial estatórico	24
3.7	Controlador PI no referencial síncrono	24
3.8	Controle de corrente por histerese em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.	26
3.9	Controle de corrente preditivo SISO em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.	27
3.10	Controle de corrente preditivo MIMO em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.	28
3.11	Controle de corrente PI no referencial estatórico em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.	30
3.12	Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.	31
4.1	Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.	34
4.2	Diagrama de Bode típico de $L = GK, T$ e S	36
4.3	Diagrama de Bode típico de $L(j\omega)$ com PM e GM indicados.	37
4.4	Resposta ao degrau da função de transferência corrente/tensão	47
4.5	Porção de dados de entrada-saída para a primeira simulação ($p = 0.2$)	48
4.6	Porção de dados de entrada-saída para a segunda simulação ($p = 0.5$)	49

4.7	Velocidade rotórica: (a) para o PRBS com $p = 0.2$, (b) para o PRBS com $p = 0.5$	50
4.8	Estimação empírica da função de transferência com ($p = 0.2$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).	51
4.9	Estimação empírica da função de transferência com ($p = 0.5$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).	52
4.10	Estimação empírica da função de transferência suavizada com ($p = 0.2$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).	53
4.11	Estimação empírica da função de transferência suavizada com ($p = 0.5$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).	54
4.12	Superposição de função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada do sistema com o controlador PI (linha cheia) . . .	55
4.13	Superposição de função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada do sistema com o controlador PID (linha cheia) . . .	56
4.14	Superposição de função de malha de referência (linha pontilhada) e função de malha do sistema com o controlador PI (linha cheia)	57
4.15	Superposição da estimação da resposta em frequência corrente/tensão com a máquina em velocidade nominal (linha cheia) e com a máquina em velocidade nula (linha pontilhada)	58
4.16	Superposição da função de malha obtida com a resposta em frequência da máquina em velocidade nominal e controlador sintonizado para velocidade nula (linha cheia) e a função de malha desejada (linha pontilhada)	59
4.17	Superposição da função de malha fechada obtida com a resposta em frequência da máquina em velocidade nominal e controlador sintonizado para velocidade nula (linha cheia) e a função de malha fechada desejada (linha pontilhada)	60
4.18	Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. . .	61
4.19	Controle de corrente PID no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. . .	62
4.20	Resposta ao degrau experimental de $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$	63
4.21	Estimação experimental da resposta em frequência da máquina (linha cheia). Resposta em frequência do modelo $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$ (linha pontilhada).	64
4.22	Superposição da função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada experimental (linha cheia).	65

4.23	Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. Sintonia por resposta em frequência.	65
4.24	Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. Sintonia por cancelamento de pólo.	66
5.1	Estimador de fluxo em malha fechada	71
5.2	Estimador de fluxo em malha fechada após manipulação de blocos	71
5.3	Estimador de fluxo em malha fechada com referência de fluxo gerada pelo modelo de corrente.	72
5.4	Estimador de fluxo em malha fechada com a inclusão de um modelo mecânico	73
5.5	Estimador de velocidade via MRAS	74
5.6	Estimador de velocidade via MRAS com a inclusão de um modelo mecânico.	75
6.1	Sobreposição do sinal de excitação de tensão ao sinal fundamental.	84
6.2	Observador usado para estimar a posição do rotor da máquina	86
6.3	Rastreo da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia: posição estimada; linha pontilhada: posição real.	88
6.4	Rastreo experimental da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia: posição estimada; linha pontilhada: posição real.	89
6.5	Desempenho do controlador de corrente da figura 6.1, com sintonia via resposta em frequência.	90
6.6	Heterodino visto como uma transformação para um referencial síncrono. . .	90
6.7	Heterodino visto como um produto cruzado entre o vetor real e estimado .	91
6.8	Suavização da corrente estatórica de sequência negativa de eixo d: (a) antes do filtro (b) após o filtro.	94
6.9	Suavização da corrente estatórica de sequência negativa de eixo q: (a) antes do filtro (b) após o filtro.	95
6.10	Rastreo da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia é a posição real e linha pontilhada é a posição estimada	96

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros elétricos e mecânicos da máquina utilizada em simulação e experimentalmente.	25
3.2	Ganhos do Controlador PI	25
4.1	Funções de malha fechada de referência	43
4.2	Ganhos dos controladores	53
4.3	Ganhos dos controladores para o caso experimental.	60

Conteúdo

1	Introdução	1
2	Sistema de Acionamento com Máquinas Assíncronas	4
2.1	Introdução	4
2.2	O Sistema de Acionamento Estático	4
2.3	Modelagem da Máquina Assíncrona	6
2.3.1	Equações gerais da máquina assíncrona trifásica	6
2.3.2	Representação <i>odq</i> da máquina trifásica	8
2.3.3	Modelo bifásico complexo ou vetorial	10
2.4	Conclusão	12
3	Controle de Corrente em Máquinas Assíncronas	13
3.1	Introdução	13
3.2	Controle de corrente	14
3.2.1	Controle por histerese	16
3.2.2	Controle preditivo	19
3.2.3	Controlador PI	22
3.3	Resultados de Simulação	25
3.4	Conclusões	29
4	Auto-Sintonia de Controladores de Corrente via Resposta em frequência	33
4.1	Introdução	33
4.2	Conformação do ganho de malha	34
4.2.1	Função de transferência em malha fechada	34
4.2.2	Desempenho no domínio da frequência	35
4.3	Projeto de controladores	40
4.3.1	Fatores que influenciam a escolha da função de malha fechada	40
4.3.2	Escolha da função de malha fechada	43
4.3.3	Cálculo dos parâmetros dos controladores	44
4.3.4	Identificação da planta	46

4.3.5	Projeto dos controladores de corrente	51
4.3.6	Influência da velocidade na resposta em frequência	54
4.4	Controle de corrente	56
4.5	Resultados Experimentais	57
4.6	Conclusão	63
5	Estimação de Velocidade da Máquina Assíncrona	67
5.1	Introdução	67
5.2	Observadores de Fluxo	68
5.2.1	Modelagem da máquina assíncrona	68
5.2.2	Modelo de corrente	69
5.2.3	Método do cancelamento	69
5.2.4	Modelo de tensão	70
5.2.5	Estimador de ordem completa	70
5.2.6	Estimadores em malha fechada	70
5.3	Observadores de fluxo e velocidade	72
5.3.1	Estimação de velocidade usando o modelo mecânico	73
5.3.2	Estimação de usando o MRAS	74
5.3.3	Estimação usando filtro de Kalman	75
5.4	Estimação baseada em saliências magnéticas	76
5.4.1	Rastreio da saliência magnética	77
5.4.2	Rastreio através da fase da tensão	77
5.4.3	Rastreio através da medição da indutância e di/dt	78
5.5	Conclusões	79
6	Estimação através de injeção de sinais	80
6.1	Introdução	80
6.2	Modelo da máquina em altas frequências	81
6.3	Injeção de sinais	83
6.3.1	Injeção de tensão	84
6.3.2	Rastreio da saliência	85
6.3.3	Descrição alternativa do heterodino	88
6.4	Estimação sem observador	89
6.4.1	A transformada wavelet	91
6.4.2	Resultados de simulação	93
6.5	Conclusões	94
7	Conclusões Gerais	97

Capítulo 1

Introdução

Na indústria, são muitas as aplicações onde o controle de conjugado, velocidade ou posição são necessários. As máquinas de corrente contínua sempre representaram uma das opções mais atrativas para acionamento elétrico onde se fazia necessário o controle de velocidade e posição. Isto se deve ao fato de que em se tratando de uma máquina CC com excitação independente, pode-se controlar o fluxo de magnetização e a corrente de armadura (responsável pelo conjugado) independentemente. Nessas máquinas, a presença de comutadores, escovas, faiscamento e necessidade de manutenção freqüente, restringem sua utilização quando operam em locais com a presença de gases inflamáveis, de difícil manutenção ou onde o custo é um fator importante.

O surgimento da teoria de controle por orientação do campo, teve, sem dúvida, grande repercussão no controle de acionamentos elétricos que utilizam como elementos de conversão eletromecânica de energia, o motor assíncrono. O emprego desta técnica de controle, permitiu a esses motores apresentarem um desempenho dinâmico equivalente aos motores de corrente contínua com excitação independente, que até então, dominavam as aplicações industriais. A existência de uma teoria de controle adequada, além das características de baixo custo e construção robusta apresentadas pelos motores assíncronos, fez com que esses passassem rapidamente a serem empregados na maior parte dos acionamentos elétricos de alto desempenho.

O princípio de orientação pelo campo consiste em, a partir do conhecimento da posição espacial do vetor fluxo (estático, rotórico ou de entreferro), realizar a orientação conveniente deste vetor em um sistema de referência girante com o objetivo de conseguir o desacoplamento desejado entre as variáveis de fluxo e conjugado eletromagnético. A informação referente à posição espacial do vetor fluxo, pode ser obtida através de medições diretas na máquina (através de captadores de fluxo), ou calculada a partir dos valores de corrente e tensão (observadores de fluxo). Um outro método consiste em estimar a posição espacial do vetor de fluxo, utilizando a informação de velocidade (obtida através de senores

mecânicos), as constantes do motor e sinais de referência gerados pelo controle.

Um outro aspecto na utilização do controle em campo orientado é referente à malha de controle de corrente. Na maioria das estratégias de controle em campo orientado, em particular naquelas em que o fluxo rotórico é controlado, o controle das correntes estatóricas é de importância fundamental.

É possível considerar dois tipos de modelos dinâmicos na definição dos controladores de corrente:

- Um modelo dinâmico invariante de primeira ordem (*SISO*) relacionando a corrente estatórica com a tensão estatórica e uma variável de perturbação. Quando se utiliza controladores a parâmetros constantes baseados neste modelo, admite-se que a variável de perturbação é constante durante o período de amostragem e compensável à saída do controlador.
- Um modelo dinâmico discreto de segunda ordem (*MIMO*) da corrente estatórica em função da tensão estatórica (modelo corrente-tensão de segunda ordem) com parâmetros variáveis com a velocidade da máquina. Este modelo é completamente caracterizado pelas variáveis terminais da máquina (tensão, corrente e velocidade).

Ambos os modelos podem ser escritos em função apenas dos parâmetros básicos estimados com os métodos propostos em [17]. Nos dois casos, a sintonia dos controladores de corrente é dependente do modelo utilizado.

Técnicas para a estimação de fluxo, posição e velocidade em motores assíncronos usando a informação das grandezas terminais, tem sido uma intensa área de pesquisa na última década [2],[37],[23, 32],[40, 46], [40, 46],[11],[48, 12, 35],[20, 9].

A motivação dessas pesquisas tem sido os problemas de custo e confiabilidade associados com os sensores e cabecamentos tipicamente utilizados para a medição do fluxo, posição e velocidade. O objetivo dessas pesquisas é desenvolver técnicas de estimação que produzam estimativas de fluxo, posição e velocidade de alta qualidade, de forma que os sensores dessas grandezas possam ser eliminados.

A maioria dos métodos de estimação de velocidade presentes na literatura pode ser classificada como:

1. métodos baseados na força contra-eletromotriz (*f_{cem}*).
2. métodos baseados em saliências magnéticas.

Neste trabalho é apresentado um estudo dos controladores de corrente mais utilizados nos acionamentos em campo orientado e é proposto um método de sintonia de controladores de corrente que independe de um modelo dinâmico, sendo esta sintonia realizada a partir

da resposta em frequência da máquina. Também é apresentada uma breve classificação dos métodos de estimação de fluxo, posição e velocidade. A partir do método de estimação de posição apresentado em [20, 9], é proposto um método de estimação de posição, baseado em filtros utilizando wavelets, que obtém a informação de posição diretamente das correntes da máquina, eliminando, desta forma, a necessidade de um modelo mecânico na estimação da posição.

Este trabalho é dividido em 5 capítulos:

No capítulo 2 apresenta-se, de uma forma genérica, um sistema de acionamento estático de máquinas assíncronas, composto basicamente por um subsistema de controle digital e um subsistema de alimentação. A partir desta divisão são caracterizadas as partes integrantes de cada subsistema. É apresentado ainda um modelo trifásico da máquina assíncrona obtido a partir de convenções e hipóteses simplificadoras. Apresenta-se o modelo *odq* da máquina assíncrona, bem como o modelo bifásico equivalente na forma complexa.

No capítulo 3 é apresentada uma classificação das principais estratégias de controle de corrente utilizadas no acionamento de máquinas assíncronas. Basicamente, as estratégias de controle de corrente diferem uma da outra pelo tipo e ordem do modelo que descreve a relação tensão corrente, e referencial das correntes. O desempenho de cada técnica é analisado através de simulações digitais para baixas e altas frequências.

No capítulo 4 é desenvolvida uma metodologia de sintonia de controladores de corrente para máquinas assíncronas baseada na resposta em frequência da função de transferência corrente-tensão. Esta técnica de sintonia independe do conhecimento do modelo da máquina. O desempenho dos controladores por ela sintonizados é comparado ao desempenho dos controladores discutidos no capítulo 2 através de simulações digitais e alguns resultados experimentais são apresentados.

No capítulo 5 é apresentada uma breve revisão do estado da arte em estimação de fluxo, posição e velocidade em máquinas assíncronas. As vantagens e desvantagens dessas técnicas são discutidas. A partir dessa análise, são feitas várias conclusões considerando os requisitos necessários para a estimação de fluxo, posição e velocidade numa grande largura de faixa, incluindo em velocidades baixas e nulas.

No capítulo 6 é apresentada a técnica de estimação de posição proposta por [20], que mostra ser bastante eficiente numa grande largura de faixa, incluindo em velocidades baixas e nulas. A partir dessa análise, algumas limitações dessa técnica são notadas. Nesse capítulo é desenvolvida uma técnica de estimação de velocidade baseada em filtragens utilizando wavelets que se propõe a eliminar a dependência do conhecimento de parâmetros elétricos ou mecânicos da máquina assíncrona. O desempenho desta técnica é comparado ao desempenho da técnica proposta por [20] através de simulações digitais.

Capítulo 2

Sistema de Acionamento com Máquinas Assíncronas

2.1 Introdução

O acionamento estático com máquinas assíncronas tem sido alvo de amplos estudos, devido às máquinas assíncronas serem mais robustas, terem menor custo, necessitarem de pouca manutenção, operarem em situações severas de trabalho, e serem de grande aplicabilidade na indústria. Contudo, apresentam um modelo matemático complexo e não linear, dificultando a sua análise para efeitos de controle. Porém, com o uso de algumas hipóteses simplificadoras para a sua modelagem e o desenvolvimento da microeletrônica e da eletrônica de potência tem sido possível implementar estratégias de controle adequadas em tempo real.

2.2 O Sistema de Acionamento Estático

Um sistema de acionamento estático pode ser definido como uma composição de subsistemas capazes de converter energia elétrica em mecânica e vice-versa, assegurando um completo controle das grandezas básicas do processo.

As dificuldades para alcançar este fim são relativas à implementação de um sistema de alimentação capaz de reproduzir tensões de frequência e amplitude variáveis, comandado por um sistema de controle. A complexidade de implementação se deve ao fato de que, a ação de controle de uma máquina assíncrona é decorrente da interação de várias grandezas que não estão desacopladas.

Na figura 2.1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste trabalho. Trata-se de um sistema padrão para acionamento de uma máquina de corrente alternada. A alimentação da máquina é fornecida por um inversor

trifásico a transistores bipolares. O sinal de comando para o inversor é gerado utilizando-se uma técnica *PWM*. A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador dotado de placas com conversores A/D e temporizadores programáveis (“timers”). Os subsistemas que o constituem, são descritos a seguir.

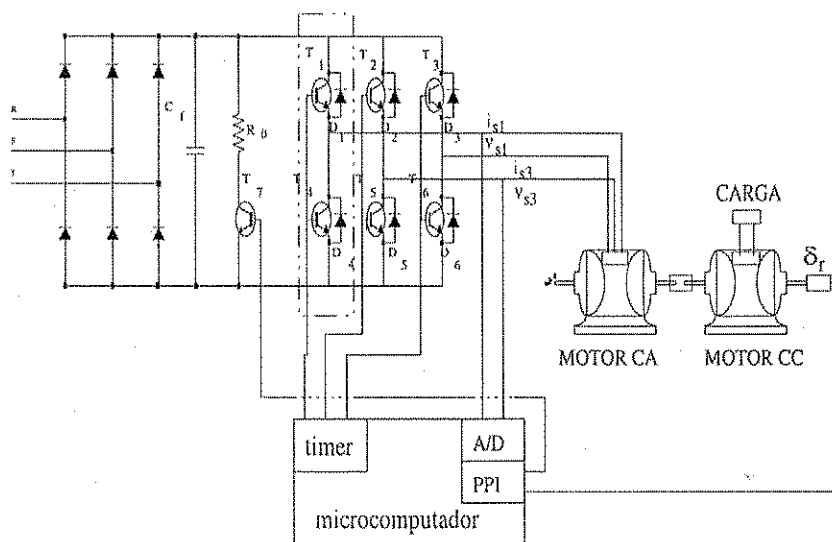


Figura 2.1: Sistema de acionamento com máquina assíncrona.

Subsistema de alimentação É constituído de um sistema conversor de potência que converte a tensão elétrica disponível das linhas de distribuição comerciais, normalmente trifásicas (380 V, 60 Hz), para a amplitude e a frequência necessárias à alimentação da máquina elétrica num dado ponto de operação. Esse conversor de potência é realizado em dois estágios:

1. Estágio de conversão ca/cc implementado através de uma ponte retificadora trifásica, seguido de um filtro capacitivo e um chaveador. Sendo este último um dispositivo de proteção, conectado paralelamente ao barramento CC, cuja função é evitar uma sobretensão nas chaves do sistema.
2. Estágio de conversão cc/ca que utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente a máquina elétrica.

Subsistema de controle Esse subsistema é constituído dos circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos obtidos da máquina elétrica, do sistema microcomputador que implementa a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores do

inversor estático. A realização do controle efetivo da máquina requer a observação das grandezas que representam as condições de funcionamento da máquina, permitindo a realimentação necessária para a definição da ação de controle. Este procedimento é realizado a intervalos de tempo regulares definidos pelo período de amostragem, sem que haja perda de informação do processo a ser controlado. As variáveis medidas devem ser fiéis àquelas reais do processo. Para tal, o sistema de aquisição deve ser dotado de filtros capazes de retirar sinais espúrios indesejáveis resultantes do sistema de alimentação, evitando erros de controle no sistema.

2.3 Modelagem da Máquina Assíncrona

A máquina assíncrona é composta basicamente por um enrolamento estatórico primário alojado nas ranhuras, que é ligado à fonte de alimentação, e um enrolamento secundário (rotor) que pode ser bobinado ou formado por barras (gaiola de esquilo).

A resolução analítica do sistema de equações referentes aos circuitos elétricos acoplados magneticamente é muito trabalhosa, ainda que os coeficientes sejam constantes. Este tipo de resolução torna-se impraticável se os coeficientes variam com o tempo, que é o caso da máquina assíncrona. Desta forma, tornam-se necessárias transformações de variáveis que permitam obter relações mais simples entre novas variáveis, que aquelas existentes entre as variáveis reais.

Esta seção trata de representações dinâmicas que facilitem o estudo de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas.

2.3.1 Equações gerais da máquina assíncrona trifásica

A partir dessas considerações, pode-se definir um modelo dinâmico da máquina assíncrona trifásica. As convenções, hipóteses e notações para a representação da máquina trifásica da Figura 2.2 podem ser resumidas, a partir de [26],[42],[14] como:

1. Bobinas estatóricas s_1 , s_2 e s_3 são idênticas e bobinas rotóricas r_1 , r_2 e r_3 são idênticas;
2. Ângulos elétricos entre bobinas do estator ou do rotor de $2\pi/3$ radianos elétricos;
3. Para máquinas bipolares: número de par de polos $P = 1$, no caso multipolar $\delta_r = P\delta_m$.
4. v_s , v_r , i_s , i_r , ϕ_s e ϕ_r : tensões, correntes e fluxos nas bobinas de estator e rotor respectivamente;

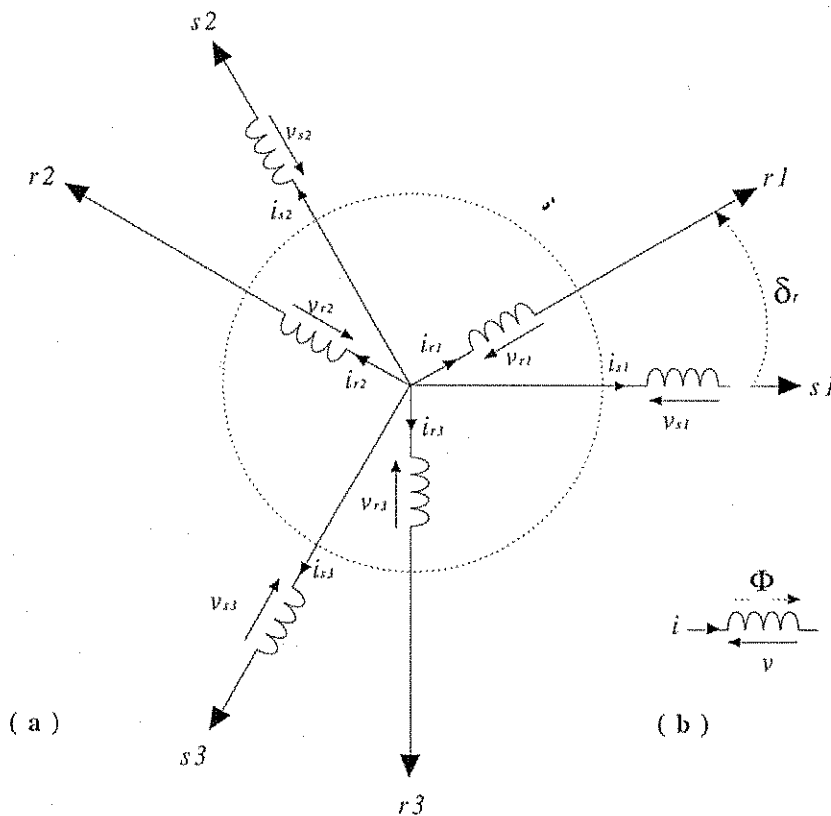


Figura 2.2: (a) Máquina trifásica simétrica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.

5. Indutâncias próprias e mútuas entre enrolamentos de uma mesma armadura são constantes e iguais;
6. L_s e L_r : indutâncias próprias de uma bobina do estator e do rotor;
7. L_{ms} e L_{mr} : indutância mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor;
8. $L_{mst} \cos \delta_1$: indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo δ_1 (repartição senoidal da indução eletromagnética no entreferro);
9. r_s e r_r : resistência de uma bobina do estator e do rotor respectivamente;
10. δ_r e ω_r : ângulo elétrico de posição do rotor e velocidade angular elétrica do mesmo.

Expressões de fluxo, tensão, conjugado Expressão de fluxo magnético para os enrolamentos estatórico e rotórico:

$$\begin{aligned} \phi_s &= L_{ss}i_s + L_{sr}i_r \\ \phi_r &= L_{rs}i_s + L_{rr}i_r \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde:

$$\begin{aligned}\phi_s &= [\phi_{s1} \quad \phi_{s2} \quad \phi_{s3}]^T & \phi_r &= [\phi_{r1} \quad \phi_{r2} \quad \phi_{r3}]^T \\ i_s &= [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i_{s3}]^T & i_r &= [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3}]^T \\ \mathbf{L}_{ss} &= \begin{bmatrix} L_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_s \end{bmatrix} & \mathbf{L}_{rr} &= \begin{bmatrix} L_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_{sr} &= L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_{rs} &= L_{msr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix}\end{aligned}$$

A partir das expressões de fluxo, poderemos escrever para as tensões

$$\begin{aligned}v_s &= \mathbf{R}_s i_s + \frac{d}{dt} \phi_s \\ v_r &= \mathbf{R}_r i_r + \frac{d}{dt} \phi_r\end{aligned}\tag{2.2}$$

onde

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_s &= r_s I_3 \\ \mathbf{R}_r &= r_r I_3\end{aligned}$$

sendo I_3 a matriz identidade de ordem 3.

Expressão do conjugado eletromagnético:

$$C_e = P i_s^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \mathbf{L}_{sr} \right] i_r\tag{2.3}$$

2.3.2 Representação *odq* da máquina trifásica

Do modelo apresentado para a máquina trifásica em termos de fluxo e tensão no referencial trifásico, verifica-se a presença de elementos não constantes, que variam com o ângulo de posição rotórica δ_r . Uma simplificação pode ser obtida definindo-se uma transformação que produz matrizes com elementos constantes. Obtém-se assim, um sistema de equações não lineares a coeficientes constantes num par de eixos de referência *dq* arbitrário girando à

velocidade genérica ω_g . As matrizes de transformação são encontradas pela determinação de enrolamentos no eixo dq que criem a mesma indução no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 1-2-3 (trifásico). Para o caso da existência de componentes comuns nos enrolamentos da máquina trifásica, deve-se considerar um enrolamento a mais para circulação da componente homopolar de corrente (i_{so}) ou seja, o enrolamento "o".

Uma transformação de variáveis é definida pela operação:

$$\mathbf{x}_{123} = \bar{\mathbf{P}}\mathbf{x}_{odq} \quad (2.4)$$

onde \mathbf{x}_{123} é a variável a ser transformada e \mathbf{x}_{odq} é a variável nova. A matriz $\bar{\mathbf{P}}$ é denominada de matriz de transformação e deve ser regular (sua inversa, existe).

Considerando-se uma matriz $\bar{\mathbf{P}}_s$ para o estator e outra $\bar{\mathbf{P}}_r$ para o rotor, pode-se escrever para uma variável \mathbf{x} qualquer (fluxo, correntes ou tensões):

$$\mathbf{x}_{s123} = \bar{\mathbf{P}}_s\mathbf{x}_{sodq} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{x}_{r123} = \bar{\mathbf{P}}_r\mathbf{x}_{rodq} \quad (2.6)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{sodq} = [x_{so} \ x_{sd} \ x_{sq}]^T$$

$$\mathbf{x}_{rodq} = [x_{ro} \ x_{rd} \ x_{rq}]^T$$

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

As equações de tensão apresentam formas diversas em função da localização dos eixos dq : eixos dq ligados ao estator fixo ($\omega_g = 0$), eixos dq ligados ao rotor ($\omega_g = \omega_r$) e eixos dq ligados ao campo girante ($\omega_g = \omega_s$), onde ω_s é a frequência de alimentação da máquina.

A partir da transformação trifásica-bifásica, obtém-se um modelo nos eixos dq que pode ser representado pelas seguintes equações:

Expressões de fluxo estatórico e rotórico

$$\phi_s = l_s i_s + l_{msr} i_r \quad (2.9)$$

$$\phi_r = l_{msr} i_s + l_r i_r'$$

Expressões de tensão estatórica e rotórica

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_s + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\phi}_s \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_r + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\phi}_r \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= [v_{sd} \ v_{sq}]^T \\ \mathbf{v}_r &= [v_{rd} \ v_{rq}]^T \\ \mathbf{i}_s &= [i_{sd} \ i_{sq}]^T \\ \mathbf{i}_r &= [i_{rd} \ i_{rq}]^T \\ \boldsymbol{\phi}_s &= [\phi_{sd} \ \phi_{sq}]^T \\ \boldsymbol{\phi}_r &= [\phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T \\ \mathbf{r}_s &= r_s I_2 \\ \mathbf{r}_r &= r_r I_2 \\ \mathbf{l}_s &= L_s - L_{ms} \\ \mathbf{l}_r &= L_r - L_{mr} \\ l_{msr} &= 3/2 L_{msr} \\ \omega_d &= \text{velocidade dos eixos } dq \\ \omega_r &= \text{velocidade do rotor} \end{aligned}$$

2.3.3 Modelo bifásico complexo ou vetorial

A partir da representação dq da máquina assíncrona, pode-se obter um modelo mais simples e compacto para o estudo das máquinas simétricas, denominado de modelo complexo ou vetorial [14]. A representação complexa ou vetorial do modelo dq é obtida a partir de uma transformação de base dos componentes ativos da máquina. As variáveis que representam os possíveis desequilíbrios da máquina permanecem inalteradas com relação ao sistema dq , sendo portanto, modeladas como bobinas isoladas

Considerando-se apenas os componentes dq na representação $\alpha\beta\gamma$ as equações que representam este sistema em um referencial genérico, indicado pelo expoente “ g ”, são as seguintes:

$$\mathbf{v}_s^g = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\boldsymbol{\phi}_s^g}{dt} + j\omega_g \boldsymbol{\phi}_s^g \quad (2.11)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g \quad (2.12)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_{msr} i_r^g \quad (2.13)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_{msr} i_s^g \quad (2.14)$$

$$C_e = Pl_{msr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.15)$$

A equação dinâmica de rotação da máquina é

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [P(C_e - C_r) - f_a \omega_r] \quad (2.16)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s^g &= \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} & \mathbf{i}_s^g &= \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} & \phi_s^g &= \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \\ \mathbf{i}_r^g &= \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} & \phi_r^g &= \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

J = momento de inércia

ω_r = velocidade angular do rotor

C_r = conjugado de carga

f_a = coeficiente de atrito

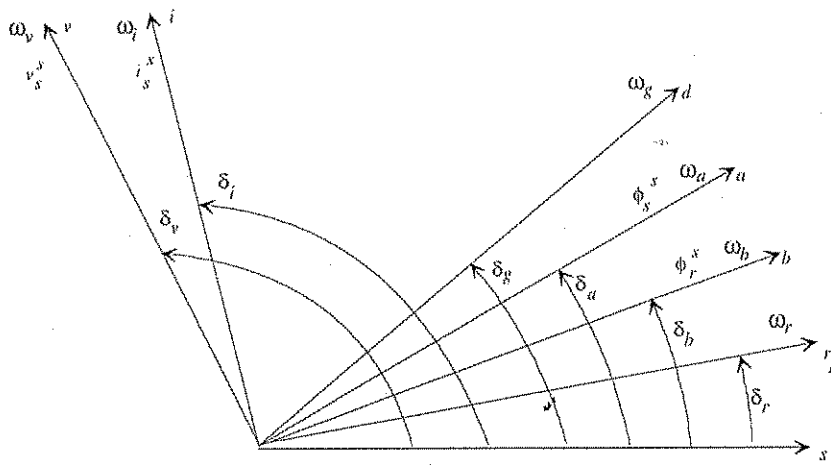


Figura 2.3: Diagrama vetorial instantâneo da máquina.

Na figura 2.3 são apresentados os vetores instantâneos para as variáveis v_s^s , i_s^s , ϕ_s^s e ϕ_r^s , vetores tensão estatórica, corrente estatórica, fluxo estatórico e fluxo rotórico da máquina vistos do referencial estatórico (fase s_1), respectivamente. Também, neste diagrama são indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e o eixo d .

2.4 Conclusão

O acionamento estático com máquinas assíncronas tem sido alvo de amplos estudos, devido as máquinas assíncronas serem mais robustas, terem menor custo, dependerem de pouca manutenção, operarem em situações severas de trabalho e facilidade de operação, proporcionarem amplas faixas de aplicações na indústria.

O tratamento matemático dos sistemas de acionamento que utilizam máquinas assíncronas foi desenvolvido a partir de uma transformação de base e de hipóteses simplificadoras, resultando em um modelo bifásico equivalente a coeficientes constantes.

A transformação odq corresponde a representar cada armadura trifásica original do estator e rotor por uma armadura bifásica dq mais uma bobina isolada de índice o que representa os desequilíbrios de alimentação ou de impedância da máquina. Desta forma, pode-se representar a máquina ativa apenas considerando os eixos d e q .

A escolha do posicionamento dos eixos dq permite diversas possibilidades de análise do modelo resultante. O posicionamento segundo o referencial estatórico determina o alinhamento do eixo d segundo a fase s_1 do estator, fazendo-se $\delta_g = 0$ e $\omega_g = 0$, no que obtém-se, em regime permanente, um sistema dq com componentes senoidais da mesma frequência das correntes estatóricas.

A escolha do sistema de referência no campo girante, com $\omega_g = \omega_b$, resulta num sistema bifásico dq , com componentes contínuas em regime permanente.

O posicionamento do eixo d segundo a fase r_1 do rotor, fazendo-se $\omega_g = \omega_r$, resulta num sistema em dq com variáveis da mesma frequência das correntes rotóricas em regime permanente.

Capítulo 3

Controle de Corrente em Máquinas Assíncronas

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma classificação das principais estratégias de controle de corrente utilizadas no acionamento de máquinas assíncronas.

Esse estudo é interessante, pois em acionamentos estáticos que utilizam estratégias de orientação pelo campo, e principalmente as que utilizam o controle de fluxo rotórico, o controle das correntes estatóricas é necessário.

Basicamente, as estratégias de controle de corrente diferem umas das outras pelo tipo e ordem do modelo que descreve a relação tensão corrente, e referencial das correntes.

Segundo [17] pode-se considerar dois tipos de modelos dinâmicos na definição dos controladores de corrente:

- Um modelo dinâmico invariante de primeira ordem que relaciona as tensões e correntes estatóricas e uma variável de perturbação. Na utilização deste tipo de modelo, considera-se que a variável de perturbação é constante no período de amostragem.
- Um modelo dinâmico de segunda ordem com a corrente estatórica em função da tensão estatórica e com parâmetros variáveis de acordo com a velocidade da máquina.

O uso do referencial estacionário evita as transformações de coordenadas. Neste caso, as equações do modelo apresentam apenas variáveis, cujos valores, estão disponíveis nos terminais da máquina. Neste caso, o controlador opera com grandezas senoidais e seu desempenho diminui à medida que a frequência dos sinais aumentar.

Com o uso do referencial síncrono, o controlador opera com sinais contínuos. Neste caso, será necessária uma transformação de coordenadas para projetar as quantidades es-

tatóricas no referencial síncrono e após aplicar uma transformada inversa para projetar essas quantidades no referencial estático.

3.2 Controle de corrente

A malha de corrente é a malha mais interna de qualquer sistema de acionamento. O desempenho dinâmico do sistema de acionamento de máquinas assíncronas é altamente dependente da rapidez e precisão da malha de corrente. O projeto da malha de corrente envolve a escolha de uma estratégia específica, a determinação dos parâmetros e a resolução das equações de projeto.

O projeto dos controladores pode ser feito a partir do modelo dinâmico de primeira ordem da máquina assíncrona. A partir das equações (2.11) – (2.14) pode ser obtido o modelo tensão-corrente dado por

$$\mathbf{v}_s^g = \left(\mathbf{r}_s + \mathbf{r}_r \frac{l_{msr}^2}{l_r^2} \right) \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d\mathbf{i}_s^g}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_r^g + j\omega_g \sigma l_s \mathbf{i}_s^g \quad (3.1)$$

onde

$$\sigma = 1 - \frac{l_{msr}^2}{l_s l_r}; \quad \tau_r = \frac{l_r}{\mathbf{r}_r}$$

Definindo as constantes A e B :

$$A = \mathbf{r}_s + \mathbf{r}_r \frac{l_{msr}^2}{l_r^2}; \quad B = \sigma l_s$$

e reescrevendo (3.1) obtém-se

$$\mathbf{v}_s^g = A \mathbf{i}_s^g + B \frac{d\mathbf{i}_s^g}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_r^g + j\omega_g B \mathbf{i}_s^g \quad (3.2)$$

Introduzindo o termo de perturbação \mathbf{e}_s^g , a expressão (3.2) pode ser reescrita como segue

$$\mathbf{v}_s^g = A \mathbf{i}_s^g + B \frac{d\mathbf{i}_s^g}{dt} + \mathbf{e}_s^g \quad (3.3)$$

A expressão (3.2) indica duas possibilidades para a definição dos controladores: uma no referencial estático (estacionário) e outra no referencial fluxo rotórico (síncrono).

Referencial Estático ($\omega_g = 0$)

Reescrevendo a expressão (3.2) em componentes dq no referencial estático tem-se:

$$v_{sd}^s = A i_{sd}^s + B \frac{di_{sd}^s}{dt} - \frac{l_{msr}}{l_r} \frac{\phi_{rd}^s}{\tau_r} - \omega_r \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_{rq}^s \quad (3.4)$$

$$v_{sq}^s = A i_{sq}^s + B \frac{di_{sq}^s}{dt} + \omega_r \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_{rd}^s - \frac{l_{msr}}{l_r} \frac{\phi_{rq}^s}{\tau_r} \quad (3.5)$$

ou

$$v_{sd}^s = A i_{sd}^s + B \frac{di_{sd}^s}{dt} + e_{rd}^s \quad (3.6)$$

$$v_{sq}^s = A i_{sq}^s + B \frac{di_{sq}^s}{dt} + e_{rq}^s \quad (3.7)$$

onde

$$e_{rd}^s = -\frac{l_{msr}}{l_r} \left(\frac{\phi_{rd}^s}{\tau_r} + \omega_r \phi_{rq}^s \right) \quad (3.8)$$

$$e_{rq}^s = \frac{l_{msr}}{l_r} \left(\omega_r \phi_{rd}^s - \frac{\phi_{rq}^s}{\tau_r} \right) \quad (3.9)$$

são perturbações a serem compensadas à saída do controlador.

Referencial Síncrono ($\omega_g = \omega_b$)

No caso do referencial síncrono, a equação (3.2) pode ser reescrita em componentes dq como:

$$v_{sd}^b = A i_{sd}^b + B \frac{di_{sd}^b}{dt} - \frac{l_{msr}}{l_r} \frac{\phi_{rd}^b}{\tau_r} - \omega_r \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_{rq}^b - \omega_b B i_{sq}^b \quad (3.10)$$

$$v_{sq}^b = A i_{sq}^b + B \frac{di_{sq}^b}{dt} + \omega_r \frac{l_{msr}}{l_r} \phi_{rd}^b - \frac{l_{msr}}{l_r} \frac{\phi_{rq}^b}{\tau_r} + \omega_b B i_{sd}^b \quad (3.11)$$

ou

$$v_{sd}^b = A i_{sd}^b + B \frac{di_{sd}^b}{dt} - C i_{sq}^b + e_{rd}^b \quad (3.12)$$

$$v_{sq}^b = A i_{sq}^b + B \frac{di_{sq}^b}{dt} + C i_{sd}^b + e_{rq}^b \quad (3.13)$$

onde

$$C = \omega_b B$$

e

$$e_{rd}^b = -\frac{l_{msr}}{l_r} \left(\frac{\phi_{rd}^b}{\tau_r} + \omega_r \phi_{rq}^b \right) \quad (3.14)$$

$$e_{rq}^b = \frac{l_{msr}}{l_r} \left(\omega_r \phi_{rd}^b - \frac{\phi_{rq}^b}{\tau_r} \right) \quad (3.15)$$

Aqui, e_{rd}^b , e_{rq}^b , $C i_{sd}^b$ e $C i_{sq}^b$, são consideradas perturbações a serem compensadas à saída do controlador.

Nessa abordagem de controle, é utilizada a definição dos controladores no referencial estático, sendo e_s^s uma *fcem* considerada como um termo de perturbação a ser compensada à saída do controlador, como indicado na figura 3.1.

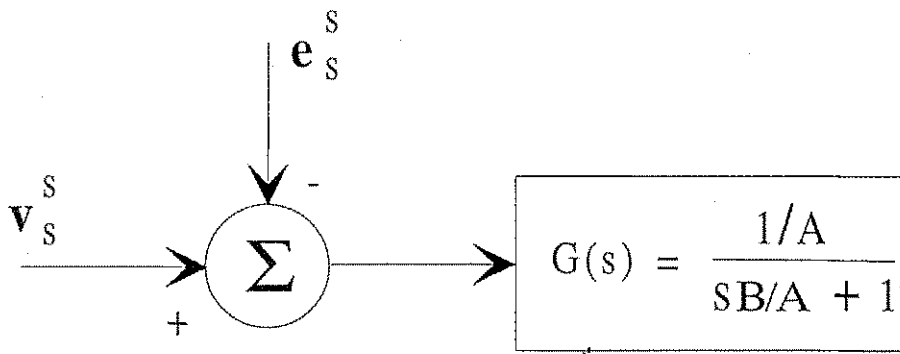


Figura 3.1: Modelo de primeira ordem

O modelo de primeira ordem em sua forma discreta pode ser obtido de (3.3) através do método de Euler (primeira ordem), assumindo que $e_s^s(t)$ seja considerada constante durante o período de amostragem h , obtendo-se

$$i_s^s(t+h) = f_i i_s^s(t) + h_v [v_s^s(t) - e_s^s(t)] \quad (3.16)$$

onde

$$\begin{aligned} f_i &= e^{-h/\tau_s} \\ h_v &= (1 - e^{-h/\tau_s})/A \\ \tau_s &= B/A \end{aligned}$$

3.2.1 Controle por histerese

Um controlador de corrente de baixo custo é mostrado na figura 3.2. Neste controlador, a corrente desejada de uma determinada fase (fase 1, por exemplo) é subtraída da corrente medida da mesma fase gerando um sinal de erro. Este sinal de erro alimenta um comparador que tem uma banda de histerese de $2h$. O chaveamento do braço do inversor (T_{1+} off, T_{1-} on) ocorre quando a corrente nesta fase excede $i_1 + h$, ou seja, quando a corrente ultrapassa o limite superior da banda de histerese. O chaveamento inverso (T_{1+} on, T_{1-} off) ocorre quando a corrente nesta fase torna-se menor que $i_1 - h$.

Com este tipo de controle, a frequência de operação do conversor não permanece constante, mas varia ao longo de diferentes trechos da forma de onda desejada.

O comportamento do controlador por histerese pode ser explicado em termos de um diagrama complexo de chaveamento [5] como mostrado na figura 3.3. A figura 3.3a mostra o vetor corrente de referência i_s^{s*} e o vetor corrente atual i_s^s , e o vetor erro de corrente Δi_s num plano complexo ao longo do eixo de referência da fase 1 de um sistema trifásico. O erro de corrente Δi_1 é a projeção de Δi_s neste eixo.

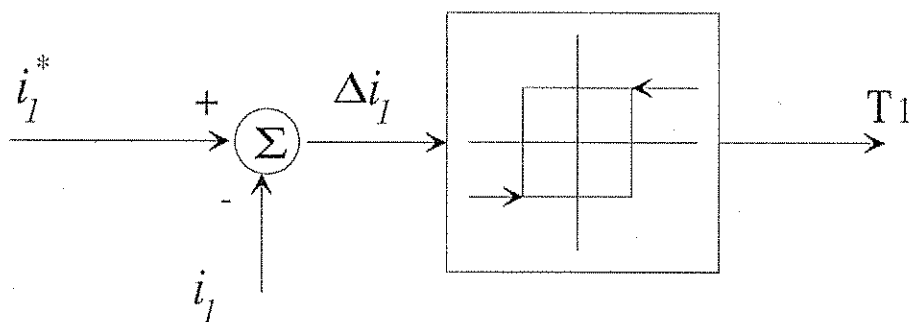


Figura 3.2: Controlador por histerese para a fase 1.

O controlador por histerese irá acionar o braço do inversor ligado à fase 1 quando Δi_1 exceder a banda de histerese como representado pelas duas linhas de chaveamento perpendiculares ao eixo 1. As linhas de chaveamento +1 e -1 estão localizadas a uma distância h , igual a banda de histerese, a partir da extremidade do vetor corrente de referência. Linhas de chaveamento similares podem ser desenhadas para as fases 2 e 3 como mostrado na figura 3.3b.

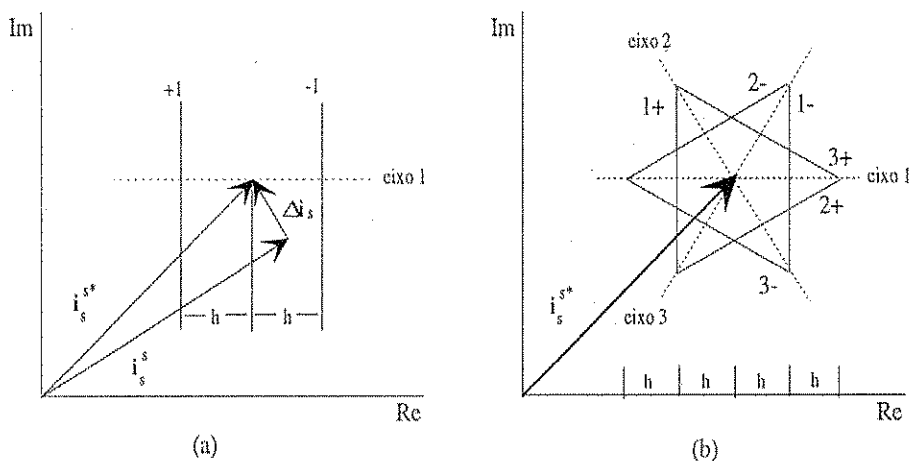


Figura 3.3: Diagrama de chaveamento do controlador com histerese independente

Quando o vetor erro de corrente toca uma das linhas de chaveamento, este braço do inversor é acionado levando o vetor erro de corrente na direção oposta.

O comportamento esperado do controlador é manter o vetor corrente atual dentro dos limites da região hexagonal. Entretanto, se a linha de chaveamento (-1) é tocada e o inversor se encontra no estado (1+, 2-, 3-), um vetor de amplitude nula será aplicado, podendo neste caso, o erro de corrente chegar a $2h$ até um novo chaveamento ocorrer. Durante este período a corrente da máquina está fora de controle, já que a trajetória do erro de corrente é determinada apenas pelos parâmetros do máquina e pela f_{cem} .

Através de simulação digital, foi obtido para uma máquina assíncrona um diagrama complexo de chaveamento como mostrado na figura 3.4. Pode-se observar desta figura

que durante a operação do controlador, a corrente da máquina fica, na maioria do tempo, confinada dentro da banda de histerese, ou seja, dentro dos limites da região hexagonal.

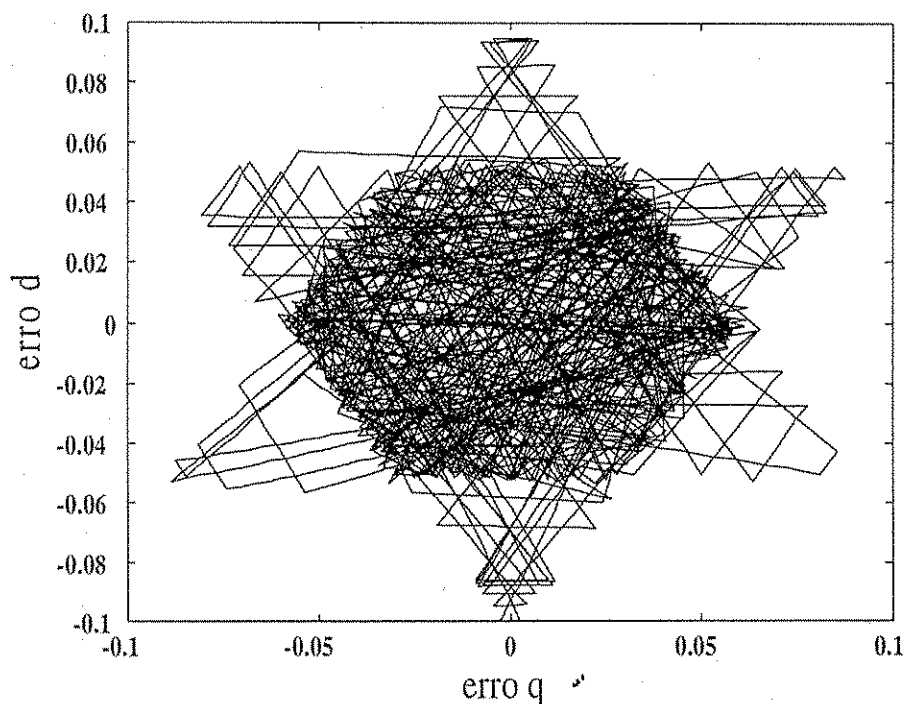


Figura 3.4: Diagrama de chaveamento do controlador com histerese independente obtido em simulação.

O controle por histerese independente apresenta as seguintes vantagens:

- Simples implementação, necessita apenas da medição das correntes.
- Depende apenas qualitativamente dos parâmetros da máquina. Os valores dos parâmetros da máquina só são necessários para definir o valor de h em função da frequência máxima de operação do conversor.

O controle por histerese independente apresenta algumas limitações devido a falta de critério na utilização das rodas livres:

- O erro de corrente pode chegar a duas vezes o valor da banda de histerese.
- Para um valor fixo de h , há uma variação significativa da frequência de operação do inversor.
- O índice de distorção harmônica das correntes é superior aos obtidos com os demais métodos discutidos nesse capítulo.

Uma característica importante dos controladores por histerese é que a frequência de operação do conversor é variável quando h é constante. A operação a frequência constante é obtida quando se faz h variável. Nabae et alii [33] propuseram um método em que a frequência de operação do inversor é medida e comparada com o valor de referência desejado. O erro desta comparação é integrado para definir o valor de h .

3.2.2 Controle preditivo

O controle de corrente pode ser implementado de forma mais rápida que o controlador por histerese e PI, utilizando o controle preditivo SISO (single-input single-output) discreto de corrente, ilustrado na figura 3.5.

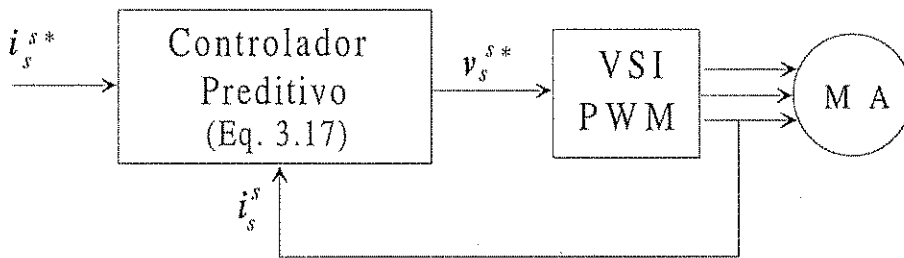


Figura 3.5: Controlador preditivo no referencial estático.

A estratégia de controle preditivo é uma técnica de um passo à frente [31]. Nessa estratégia, considera-se que o valor da corrente $i_s^s(t+h)$ deverá ser igual ao valor da corrente de referência no instante $t+h$. Se a corrente de referência é $i_s^{s*}(t+h)$ então a tensão estática $v_s^{s*}(t)$ que garantirá a condição de igualdade de $i_s^{s*}(t+h)$ e $i_s^s(t+h)$ poderá ser obtida de (3.16)

$$v_s^{s*}(t) = [i_s^{s*}(t+h) - f_i i_s^s(t)] / h_v + e_s^s(t) \quad (3.17)$$

Ou seja, dada a corrente de referência $i_s^{s*}(t+h)$, na próxima amostragem, a corrente medida $i_s^s(t)$ e a *fcm* $e_s^s(t)$, no instante atual, calcula-se por meio de (3.17) o valor da tensão de referência $v_s^{s*}(t)$ a ser aplicada no instante atual.

A determinação de $e_s^s(t)$, de uma forma geral, pode ser feita utilizando o próprio modelo discreto (3.16) e assim obter

$$e_s^s(t) = v_s^s(t) - [i_s^s(t+h) - f_i i_s^s(t)] / h_v \quad (3.18)$$

Nessa expressão, a determinação de $e_s^s(t)$ depende do conhecimento de $i_s^s(t+h)$, que não está disponível neste instante. Este problema pode ser resolvido assumindo-se que a *fcm* não varia em um período de amostragem, isto é, $e_s^s(t) = e_s^s(t-h)$. Pode-se calcular $e_s^s(t-h)$ substituindo em (3.18) t por $t-h$.

Uma outra aproximação para $e_s^s(t)$ é dada por

$$e_s^s(t) = e^{j\delta_h} e_s^s(t-h)$$

onde $\delta_h = \omega_s h$.

O controle preditivo de corrente também pode ser implementado através de um controlador preditivo MIMO (multi-input multi-output). A máquina assíncrona é um sistema MIMO variante no tempo. Desta forma, um controlador preditivo MIMO é uma boa escolha para a estratégia de controle.

O modelo da máquina dado pelas equações (2.11) a (2.14) pode ser reescrito na forma de espaço de estados como mostrado a seguir

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

onde

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ \Phi_{rd}^s \\ \Phi_{rq}^s \end{bmatrix} \quad e \quad u = \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(r_s + r_r)(l_{msr}/l_r)^2}{\sigma l_s} & 0 & \frac{l_{msr}}{\sigma l_s l_r \tau_r} & \frac{\omega_r l_{msr}}{\sigma l_s l_r} \\ 0 & -\frac{(r_s + r_r)(l_{msr}/l_r)^2}{\sigma l_s} & \frac{-\omega_r l_{msr}}{\sigma l_s l_r} & \frac{l_{msr}}{\sigma l_s l_r \tau_r} \\ \frac{l_{msr}}{\tau_r} & 0 & \frac{-1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{l_{msr}}{\tau_r} & \omega_r & \frac{-1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pode ser observado que todas as submatrizes $A_{2 \times 2}$ apresentam a propriedade de antisimetria. Esta propriedade irá simplificar alguns cálculos matriciais. Uma matriz com essa propriedade apresenta a seguinte característica:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Se a tensão estatórica é constante e a velocidade não varia significativamente durante o período de amostragem h , é possível obter um modelo discreto equivalente ao modelo de estado contínuo.

$$\mathbf{x}(k+1) = F(\omega_r) \mathbf{x}(k) + H(\omega_r) \mathbf{u}(k)$$

onde

$$F(\omega_r) = e^{A(\omega_r)h} \quad e \quad H(\omega_r) = \int_0^h F(\omega_r, \tau) d\tau B$$

Desta forma tem-se o modelo variável de estado discreto.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k+1) \\ \boldsymbol{\phi}_s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k) \\ \boldsymbol{\phi}_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s(k) \quad (3.20)$$

onde foi definido

$$\mathbf{i}_s(k) = [i_{sd}(k) \ i_{sq}(k)]^T, \quad \boldsymbol{\phi}_r(k) = [\phi_{rd}(k) \ \phi_{rq}(k)]^T \quad e \quad \mathbf{v}_s(k) = [v_{sd}(k) \ v_{sq}(k)]^T$$

As submatrizes de ambas $F(\omega_r)$ e $H(\omega_r)$ apresentam a mesma propriedade de antisimetria de A .

Aplicando-se a transformada z à equação (3.20) e eliminando-se os fluxos rotóricos, obtém-se a função de referência corrente-tensão em z .

$$\mathbf{I}_s(z) = \frac{zH_1 + H_0}{z^2 - zF_1 - F_0} \mathbf{V}_s(z) \quad (3.21)$$

A partir da equação (3.21) é obtida a seguinte equação recursiva para o vetor corrente estatórica.

$$\mathbf{i}_s(k+2) = F_1 \mathbf{i}_s(k+1) + F_0 \mathbf{i}_s(k) + H_1 \mathbf{v}_s(k+1) + H_0 \mathbf{v}_s(k) \quad (3.22)$$

Onde foram usadas as seguintes definições

$$\begin{aligned} F_1 &= F_{11} + F_{12}F_{22}F_{12}^{-1} = F_{11} + F_{22} \\ F_0 &= -F_{12}F_{22}F_{12}^{-1} + F_{12}F_{21} = -F_{22}F_{11} + F_{12}F_{21} \\ H_1 &= H_{11} \\ H_0 &= F_{12}H_{21} - F_{12}F_{22}F_{12}^{-1}H_{11} = F_{12}H_{21} - F_{22}H_{11} \end{aligned}$$

As simplificações derivam do fato de que as matrizes discretas também apresentam a propriedade de antisimetria.

Numa forma mais detalhada, a equação recursiva (3.22) pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+2) \\ i_{sq}(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{b1} \\ -f_{b1} & f_{a1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) \\ i_{sq}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{a0} & f_{b0} \\ -f_{b0} & f_{a0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{a1} & h_{b1} \\ -h_{b1} & h_{a1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}(k+1) \\ v_{sq}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{a0} & h_{b0} \\ -h_{b0} & h_{a0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}(k) \\ v_{sq}(k) \end{bmatrix}$$

Os parâmetros do modelo discreto são dependentes do valor da velocidade angular. Contudo os valores dos elementos dominantes não variam significativamente com a velocidade [16].

Nesta estratégia o vetor de tensão $\mathbf{v}_s(k+1)$ é calculado a fim de assegurar que a corrente do estator irá variar de $\mathbf{i}_s(k+1)$ para o valor de referência $\mathbf{i}_s^*(k+2)$ no próximo intervalo de amostragem. A solução deste problema é obtida diretamente da equação (3.22), assumindo que em $k+2$, $\mathbf{i}_s(k+2) = \mathbf{i}_s^*(k+2)$ e resolvendo-a para $\mathbf{v}_s(k+1)$.

$$\mathbf{v}_s^*(k+1) = H_1^{-1} [\mathbf{i}_s^*(k+2) - F_1 \mathbf{i}_s(k+1) - F_0 \mathbf{i}_s(k) - H_0 \mathbf{v}_s(k)] \quad (3.23)$$

Para obter o vetor de tensão de referência a partir da equação (3.23) é necessário que a inversa de H_1 exista. E essa condição é sempre verdadeira já que essa matriz tem a propriedade de antissimetria.

3.2.3 Controlador PI

O projeto do controlador PI está baseado em um modelo de primeira ordem. Para determinar os ganhos do controlador pode-se compensar a constante de tempo τ_s e considerar pólos reais e iguais para a malha de corrente.

Observa-se, através das expressões (3.6), (3.7), (3.12) e (3.13), que, independentemente do referencial adotado, síncrono ou estacionário, o sistema pode ser representado por modelos de primeira ordem, em que se supõe que os termos de perturbação são constantes durante o intervalo de amostragem, além de serem compensados. Portanto, as expressões que relacionam tensão e corrente, tomando como exemplo a definição dos controladores no referencial estacionário, são do tipo:

$$v_{sd}^{st} = A i_{sd}^s + B \frac{di_{sd}^s}{dt} \quad (3.24)$$

$$v_{sq}^{st} = A i_{sq}^s + B \frac{di_{sq}^s}{dt} \quad (3.25)$$

onde

$$\begin{aligned} v_{sd}^{st} &= v_{sd}^s - e_{rd}^s \\ v_{sq}^{st} &= v_{sq}^s - e_{rq}^s \end{aligned}$$

Reescrevendo as expressões (3.24) e (3.25) no domínio da frequência obtém-se

$$\frac{i_{sd}^s(s)}{v_{sd}^{st}(s)} = \frac{1}{A + Bs} = \frac{1/A}{1 + s\tau_s} \quad (3.26)$$

$$\frac{i_{sq}^s(s)}{v_{sq}^{st}(s)} = \frac{1/A}{1 + s\tau_s} \quad (3.27)$$

A função de transferência de malha aberta, considerando a máquina, o controlador e a dinâmica da fonte, em qualquer um dos dois ramos é dada por:

$$L(s) = \frac{1 + s\tau_u}{s\tau_i} \frac{1/A}{1 + s\tau_s} \frac{K_d}{1 + s\tau_p} \quad (3.28)$$

onde

$$\frac{K_d}{1 + s\tau_p}$$

é a função de transferência da fonte PWM ($K_d = 1$).

O bloco $K(s)$ é a função de transferência do controlador PI de corrente.

$$K_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{1 + s\tau_u}{s\tau_i} \quad (3.29)$$

onde

$$\tau_u = \frac{k_p}{k_i}$$

$$\tau_i = \frac{1}{k_i}$$

Usando a técnica de compensação do pólo dominante ($1/\tau_s$) e, considerando pólos reais e iguais para a malha fechada de corrente, o pólo do controlador anula o zero do sistema, logo:

$$1 + s\tau_u = 1 + sB/A \Rightarrow \tau_u = \frac{B}{A}$$

Portanto:

$$L(s) = \frac{1/A}{(1 + s\tau_p)\tau_i s} = \frac{1/(A\tau_i\tau_p)}{s(s + 1/\tau_p)} = \frac{g_i}{s(s + 1/\tau_p)} \quad (3.30)$$

Para obter-se pólos de malha fechada reais e iguais, é necessário que:

$$g_i = \frac{1}{4\tau_p^2}$$

Uma vez que a função de transferência de malha fechada é

$$T(s) = \frac{g_i}{s^2 + s/\tau_p + g_i} = \frac{g_i}{(s + 1/2\tau_p)^2} = \frac{g_i}{s^2 + s/\tau_p + 1/4\tau_p^2} \quad (3.31)$$

tem-se que

$$g_i = \frac{1}{4\tau_p^2}$$

Contudo, g_i foi definido em (3.30) como

$$g_i = \frac{1}{(A\tau_i\tau_p)}$$

assim

$$\frac{1}{(A\tau_i\tau_p)} = \frac{1}{4\tau_p^2} \Rightarrow \tau_i = \frac{4\tau_p}{A}$$

A figura 3.6 mostra o diagrama de blocos de um controlador PI no referencial estático ($\omega_g = 0$). Neste caso, as variáveis são quantidades senoidais com frequência ω_s e não existe acoplamento da corrente de eixo direto com a corrente de eixo em quadratura, devido ao termo $j\omega_g\sigma l_s i_s^g$ em (3.1) ser nulo. É ainda, as correntes são controladas no referencial estático onde são medidas. No entanto, devido à natureza senoidal da corrente a ser controlada, o desempenho do controlador é diminuído.

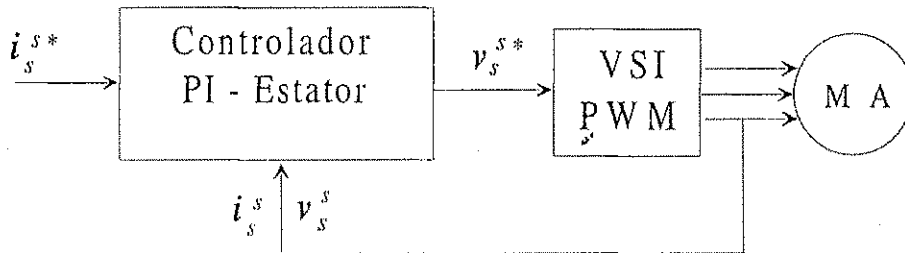


Figura 3.6: Controlador PI no referencial estático

A figura 3.7 mostra o diagrama de blocos de um controlador PI síncrono. Este diagrama difere do anterior pela presença dos blocos de transformação de coordenadas representados por $e^{j\delta_c}$ e $e^{-j\delta_c}$. No referencial síncrono ($\omega_g = \omega_s$) as variáveis são quantidades contínuas, entretanto existe acoplamento entre as correntes de eixo direto e quadratura.

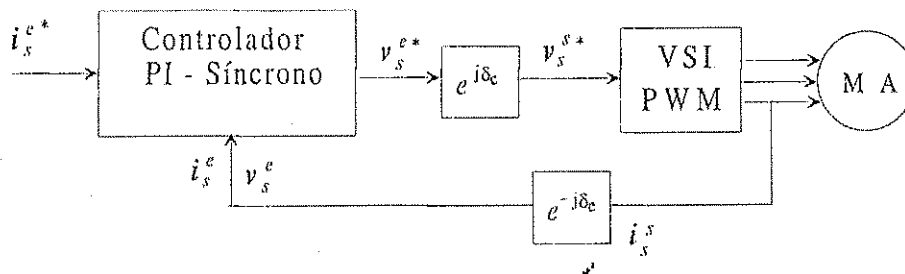


Figura 3.7: Controlador PI no referencial síncrono

Nos dois casos, a fcm $e_s^s(t)$ é considerada uma perturbação constante durante o período de amostragem a ser compensada à saída do controlador.

O controlador discreto $K(q)$ é obtido de $K(s)$ através da aproximação $s = \frac{q-1}{h}$, válida para h muito pequeno, e assim podemos obter o controlador em sua versão discreta como

$$K(q) = \frac{k_p q + k_1}{q - 1} \quad (3.32)$$

onde $k_1 = k_i h - k_p$ e q é o operador deslocamento.

Desta forma o controlador PI discreto, com a compensação de $e_s^s(t)$ é dado por

$$v_s^{g*}(t) = v_s^g(t-h) + k_p \Delta i_s^g(t) + k_1 \Delta i_s^g(t-h) + e_s^s(t)$$

onde

$$\Delta i_s^g(t) = i_s^{g*}(t) - i_s^g(t)$$

Tabela 3.1: Parâmetros elétricos e mecânicos da máquina utilizada em simulação e experimentalmente.

$l_{sd} = 0.5211 H$	$l_{sq} = 0.5211 H$
$r_s = 26.77 \Omega$	$r_r = 26.37 \Omega$
$l_{rd} = 0.5256 H$	$l_{rq} = 0.5256 H$
$l_{msd} = 0.5186 H$	$l_{msq} = 0.5186 H$
$jj = 0.0222$	$ff = 0.00028$
$P = 2$	

Ganho	PI estacionário/síncrono
k_p	124,5475
k_i	126040

Tabela 3.2: Ganhos do Controlador PI

3.3 Resultados de Simulação

A seguir são apresentados resultados de simulação para cada uma das estratégias de controle discutidas anteriormente. As simulações consistiram em alimentar a máquina assíncrona, cujos parâmetros são mostrados na tabela 3.1, com uma referência de corrente na frequência de 60Hz a fim de avaliar o desempenho dos controladores para a frequência nominal. Em todos os casos foi gerado o mesmo transitório de corrente que consistiu em variar a amplitude da corrente de referência em degrau para a metade de seu valor inicial. A máquina foi acionada em vazio e o período de amostragem foi igual a $100\mu s$, exceto no controlador por histerese, onde o período de amostragem foi de $10\mu s$. Em todos os casos são apresentadas as curvas da corrente de referência e a corrente da máquina sobrepostas no referencial estático e os seus respectivos erros.

Os ganhos dos controladores de corrente PI, mostrados na tabela 3.2 foram calculados de acordo com o exposto e são iguais para o caso estacionário e síncrono.

Na figura 3.8 é mostrado o desempenho do controlador por histerese. Nesta simulação, a banda de histerese foi de 0.05 A. É observado da curva de erro, que o desempenho deste controlador, exceto no instante do transitório, encontra-se dentro do previsto, mantendo um erro máximo de duas vezes a banda de histerese.

Nas figuras 3.9 e 3.10 são mostrados os desempenhos dos controladores preditivos SISO e MIMO. É observado um excelente desempenho para estes controladores. Entretanto para um alto desempenho destes controladores é necessário um conhecimento preciso dos parâmetros da máquina.

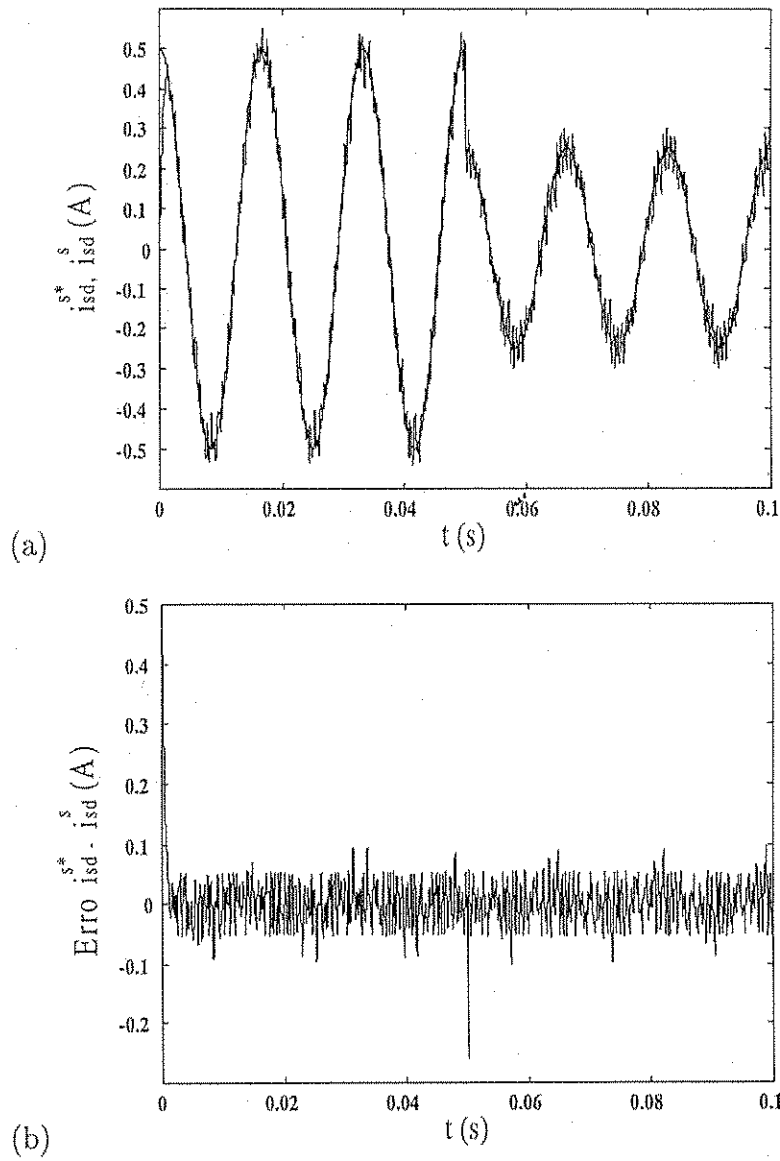


Figura 3.8: Controle de corrente por histerese em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

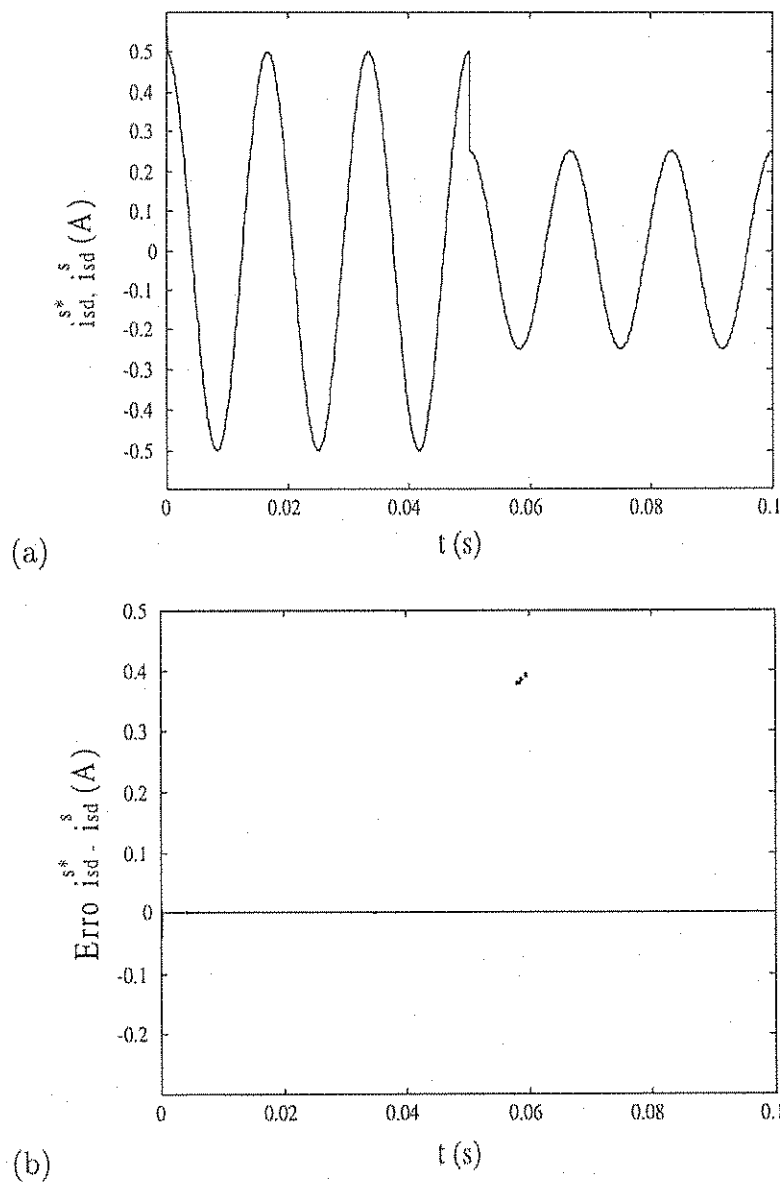


Figura 3.9: Controle de corrente preditivo SISO em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

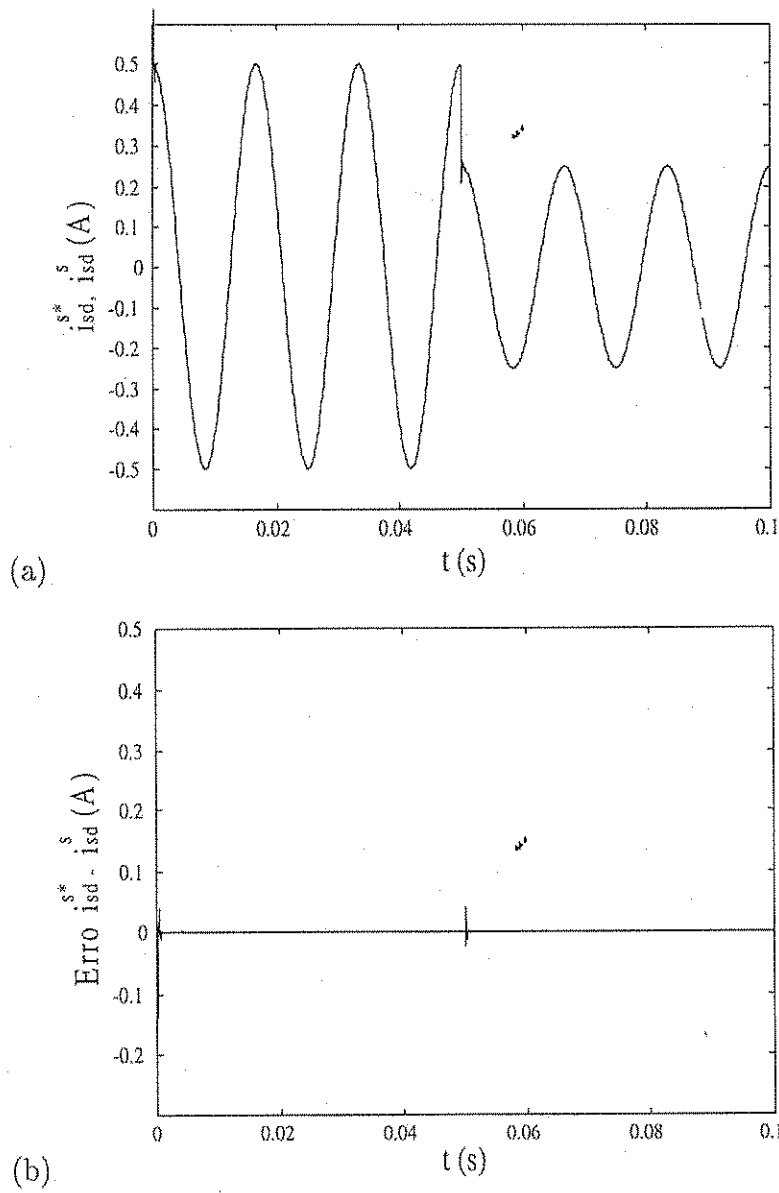


Figura 3.10: Controle de corrente preditivo MIMO em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

Nas figuras 3.11 e 3.12 pode ser observado o desempenho dos controladores PI no referencial estacionário e síncrono, respectivamente. Observa-se um bom desempenho dinâmico do controlador definido no referencial síncrono, uma vez que, neste referencial o controlador atua sobre grandezas contínuas.

Na figura 3.11, vê-se que o desempenho do controlador PI no referencial estacionário é bastante inferior ao desempenho do controlador PI no referencial síncrono. Isso se deve ao fato de que os ganhos encontrados, não permitem ao controlador definido no referencial estacionário ter um bom desempenho para sinais não contínuos de frequências mais elevadas.

3.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma classificação e feita uma discussão das principais estratégias de controle de corrente implementadas no acionamento de máquinas assíncronas.

O controlador por histerese é o mais simples de ser implementado e depende apenas qualitativamente dos parâmetros da máquina. Os valores dos parâmetros da máquina só são necessários para definir o valor de Δh em função da frequência máxima de operação do conversor.

Com este tipo de controle a frequência de operação do conversor não permanece constante, mas varia ao longo de diferentes trechos da forma de onda desejada.

Os controladores preditivos obtêm o melhor desempenho dinâmico dentre os controladores estudados. No entanto, este desempenho é altamente dependente de um conhecimento preciso dos parâmetros da máquina.

Os parâmetros do modelo discreto, no caso do controlador preditivo MIMO, são dependentes do valor da velocidade angular. Contudo os valores dos elementos dominantes não variam significativamente com a velocidade. A complexidade matemática desse controlador, quando o modelo discreto for constante, é comparável a do controlador preditivo SISO, e seus desempenhos são semelhantes em baixas e altas frequências.

Dos resultados de simulação, verificou-se que o controlador PI síncrono apresenta uma resposta dinâmica melhor que a resposta apresentada pelos controladores que operam no referencial estacionário. No entanto, no caso do controlador que opera no referencial síncrono existe a necessidade da determinação do ângulo de transformação. O controlador que opera no referencial estacionário pode ter uma maior largura de faixa, aumentando-se os ganhos k_p e k_i , para obter um melhor desempenho. No entanto, este procedimento o torna mais sensível a ruídos.

O projeto desse controlador é simples. Desde que se tenha boas estimativas dos parâmetros, determina-se a constante elétrica a ser compensada, e então determina-se os ganhos

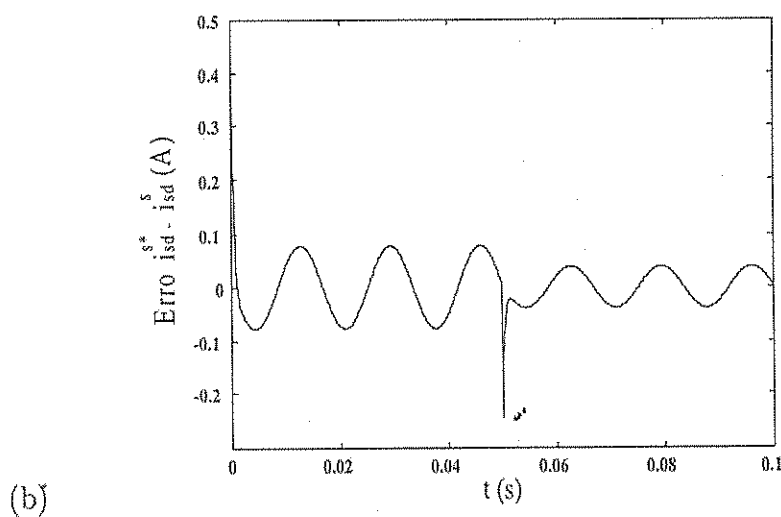
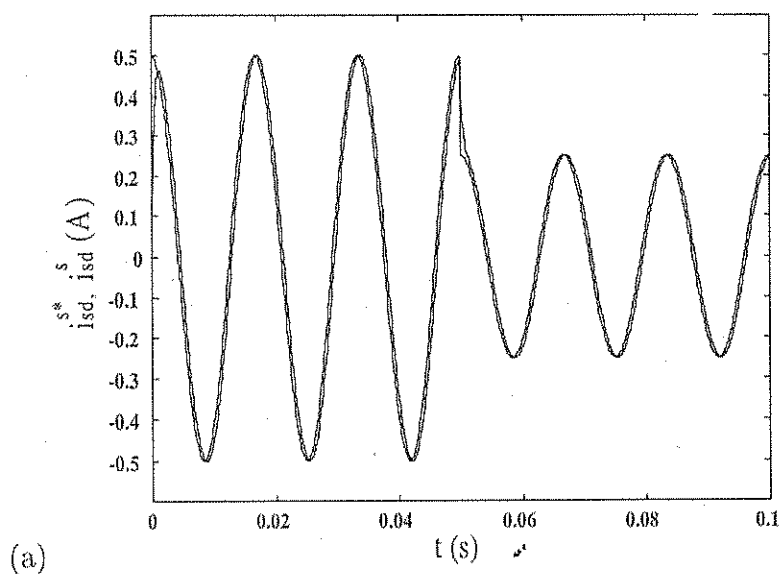


Figura 3.11: Controle de corrente PI no referencial estático em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

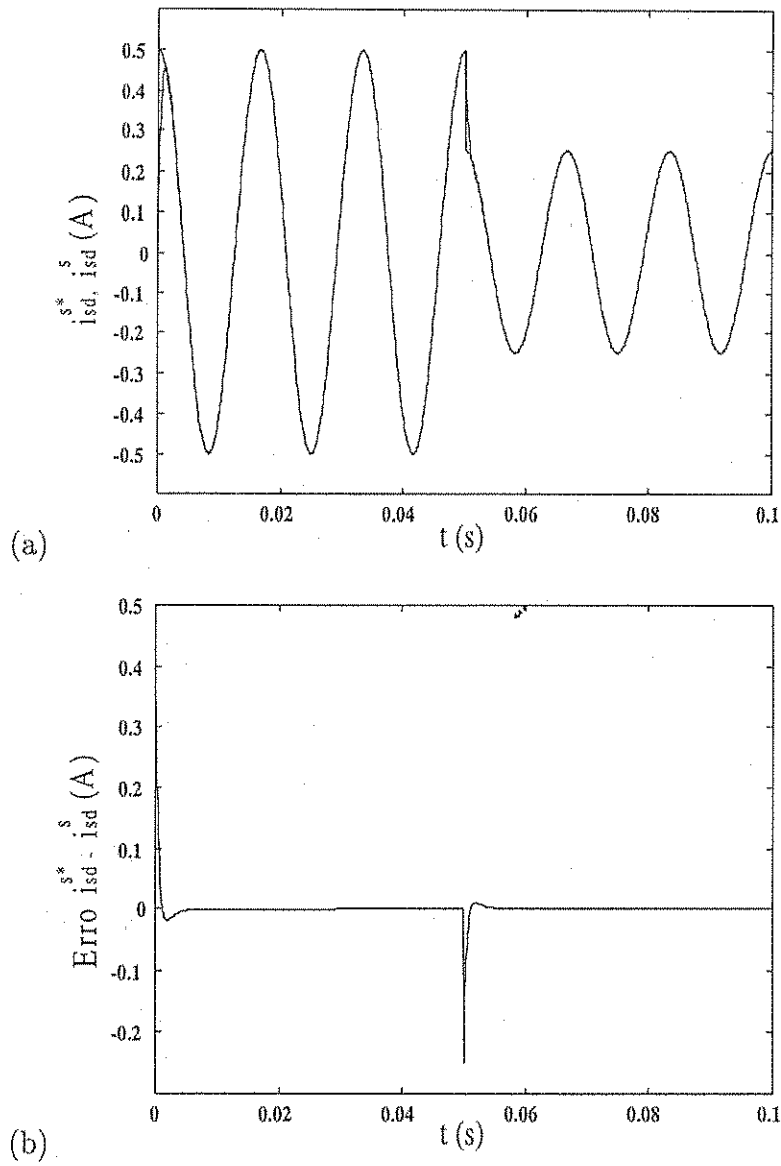


Figura 3.12: Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

do controlador. O desempenho do controlador PI, definido no referencial síncrono ou estacionário, embora de uma maneira mais amena que no caso dos controladores preditivos, também é afetado por erros de estimação paramétrica ou de modelagem do sistema, uma vez que o projeto baseia-se na compensação da constante de tempo τ_s . Desta forma, imprecisões na estimação paramétrica levarão a não compensação da constante de tempo τ_y .

Capítulo 4

Auto-Sintonia de Controladores de Corrente via Resposta em frequência

4.1 Introdução

Como visto no capítulo 3, a malha de controle de corrente é a malha mais interna do sistema de controle de acionamentos de alto desempenho. Naquele capítulo, concluiu-se que os controladores preditivos, dentre os apresentados, são os que apresentam o melhor desempenho. Contudo, os controladores preditivos têm seu desempenho fortemente influenciado pela precisão na estimação dos parâmetros. O controlador PI definido no referencial síncrono, também obtém um bom desempenho dinâmico e seu projeto é simples, desde que se tenha boas estimativas dos parâmetros determina-se a constante elétrica a ser compensada, e então determina-se os ganhos do controlador.

Os controladores apresentados, no capítulo anterior, com exceção do controlador por histerese, têm seus desempenhos condicionados a uma boa estimação paramétrica, que em geral está associada à utilização de dispositivos especiais para o travamento do rotor, como num ensaio de rotor bloqueado, por exemplo.

Neste capítulo é apresentado um método de sintonia de controladores PI e PID para controle de corrente de máquinas assíncronas baseado na resposta em frequência $\frac{i_{sd}^s}{v_{sd}^s}$. O método de sintonia via resposta em frequência está baseado no conceito de conformação de malha (*loop-shaping*). Esta técnica utiliza o método dos mínimos quadrados para calcular os parâmetros ótimos de um controlador PI ou PID baseada, apenas, na informação da resposta em frequência. Neste método, não são necessários dispositivos adicionais ao sistema de acionamento, uma vez que o sinal utilizado para a excitação da máquina no instante da estimação da resposta em frequência mantém a máquina com velocidade rotórica nula.

O desempenho dos controladores sintonizados através desta técnica será avaliado por meio da comparação com o desempenho do controlador PI mostrado na seção 3.2.3. A

comparação se dará através de simulações digitais conto também alguns resultados experimentais serão mostrados.

4.2 Conformação do ganho de malha

Por conformação do ganho de malha, "loop shaping", pode-se entender como o procedimento que envolve a conformação da magnitude da função de transferência de malha aberta, $|L(j\omega)|$ através de um controlador. Aqui $L(j\omega) = G(j\omega) K(j\omega)$, onde $K(j\omega)$ é o controlador a ser projetado e $G(j\omega)$ é o produto de todas as funções de transferência do ramo direto da malha de controle, incluindo a planta, o atuador e os dispositivos de medição.

4.2.1 Função de transferência em malha fechada.

Antes de entrar no estudo de *loop shaping* é necessária a introdução de alguns conceitos interessantes no estudo de sistemas com realimentação. Aqui, por simplicidade de notação, uma variável qualquer $X(j\omega)$ será representada por \hat{X} . Na figura 4.1, pode-se observar a estrutura básica de um sistema com realimentação.

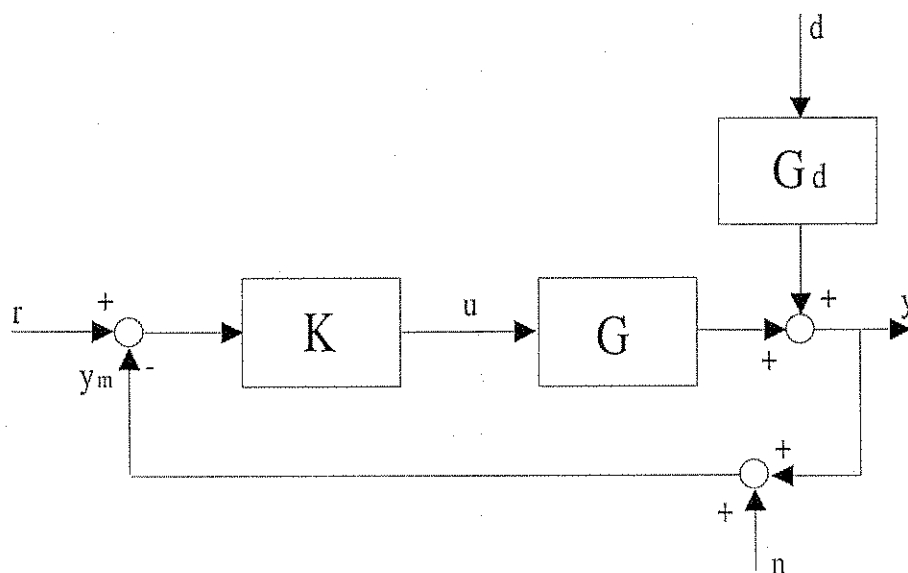


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.

A entrada do controlador K é $r - y_m$ onde $y_m = y + n$, sendo y a saída real, y_m a saída medida e n o ruído de medição. Desta forma, a entrada da planta é

$$u = K(r - y - n) \tag{4.1}$$

O objetivo do controle é manipular u tal que o erro de controle permaneça pequeno a

despeito da perturbação d . Pode-se definir o erro de controle como

$$e = y - r$$

O modelo da planta é escrito como

$$y = GK(r - y - n) + G_d d$$

ou

$$(1 + GK)y = GKr + G_d d - GK n \quad (4.2)$$

e desta forma a resposta de malha fechada é

$$y = \underbrace{(1 + GK)^{-1} GK r}_T + \underbrace{(1 + GK)^{-1} G_d d}_S - \underbrace{(1 + GK)^{-1} GK n}_T \quad (4.3)$$

O erro de controle é

$$e = y - r = -Sr + SG_d d - Tn \quad (4.4)$$

onde foi usado o fato de que $T - 1 = -S$.

Do exposto poderemos definir

$$L = GK \quad \text{Função de malha}$$

$$S = (1 + GK)^{-1} = (1 + L)^{-1} \quad \text{Função de sensibilidade}$$

$$T = (1 + GK)^{-1} GK = (1 + L)^{-1} L \quad \text{Função de sensibilidade complementar ou função de malha 1}$$

Observa-se que S é a função de transferência da perturbação para a saída, enquanto T é a função de transferência de malha fechada a partir do sinal de referência para a saída. O termo sensibilidade complementar para T segue da identidade

$$S + T = 1 \quad (4.5)$$

A identidade acima é conseguida fazendo-se $S+T = (1 + L)^{-1} + (1 + L)^{-1} L$ e colocando-se $(1 + L)^{-1}$ em evidência.

4.2.2 Desempenho no domínio da frequência

A resposta em frequência da função de malha L , pode ser usada para caracterizar o desempenho de malha fechada. Na figura 4.2 são mostrados diagramas de bode típicos de L , T e S . Uma vantagem da análise no domínio da frequência sobre a análise no domínio do tempo, é que ela considera uma ampla classe de sinais (senóides de várias frequências). Isto torna fácil caracterizar propriedades da realimentação, e em particular o comportamento do sistema na região de cruzamento (*crossover*). Serão descritos agora alguns elementos importantes para avaliar o desempenho e as definições de frequência de *cruzamento* e largura de faixa (*bandwidth*) usadas para caracterizar a velocidade de resposta de um sistema.

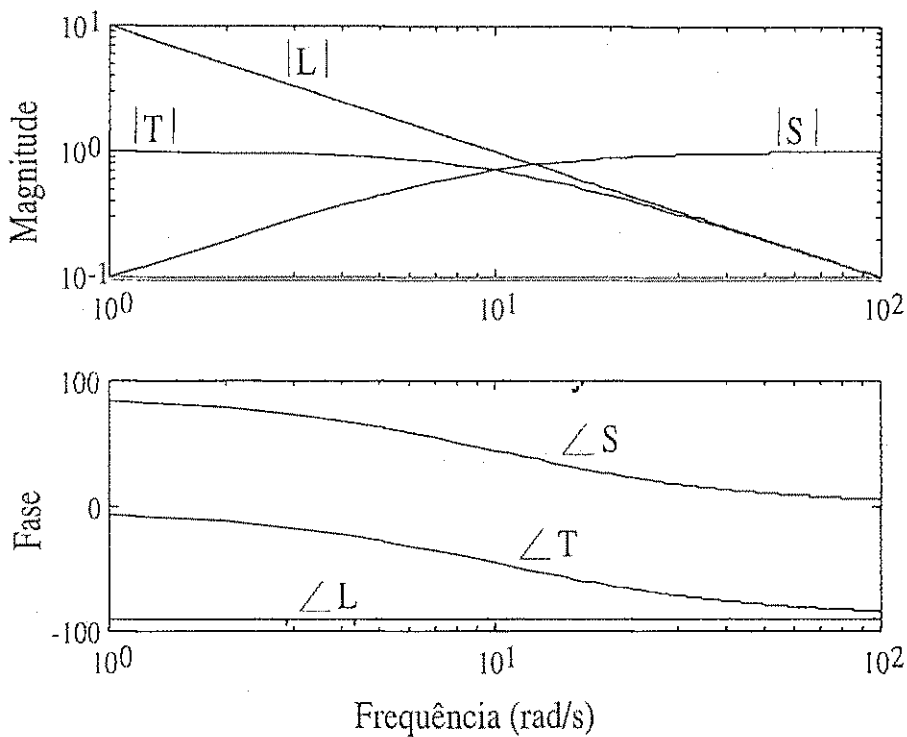


Figura 4.2: Digrama de Bode típico de $L = GK, T$ e S .

Margem de Ganho e Fase

Seja $L(s)$ a função de malha de um sistema que é estável em malha fechada com realimentação negativa. Um típico diagrama de bode de $L(j\omega)$ ilustrando a margem de ganho (GM-gain margin) e a margem de fase (PM- phase margin) é dado na figura 4.3

A margem de ganho é definida como

$$GM = \frac{1}{|L(j\omega_{180})|} \quad (4.6)$$

onde ω_{180} é a frequência onde a curva de fase do diagrama de bode de $L(j\omega)$ cruza -180° , isto é, $\angle L(j\omega_{180}) = -180^\circ$. Se existe mais de um cruzamento, é tomado o maior valor de $|L(j\omega_{180})|$. Num diagrama de bode de $|L|$ com o eixo da ordenada em decibéis, GM é a distância vertical entre a linha de zero dB e $|L(j\omega_{180})|$. A margem de ganho é o fator pelo qual o ganho de malha $|L(j\omega)|$ pode ser acrescido sem que o sistema em malha fechada torne-se instável. Tipicamente requer-se GM maior que 2.

A margem de fase é definida como

$$PM = \angle L(j\omega_c) + 180^\circ \quad (4.7)$$

onde ω_c , frequência de *crossover*, é a frequência onde a curva de ganho do diagrama de bode de $L(j\omega)$ cruza 0 dB a partir de valores maiores que 0 dB, isto é, $|L(j\omega_c)| = 1$. A margem de fase indica quanto atraso de fase pode ser adicionado a $L(s)$ na frequência ω_c

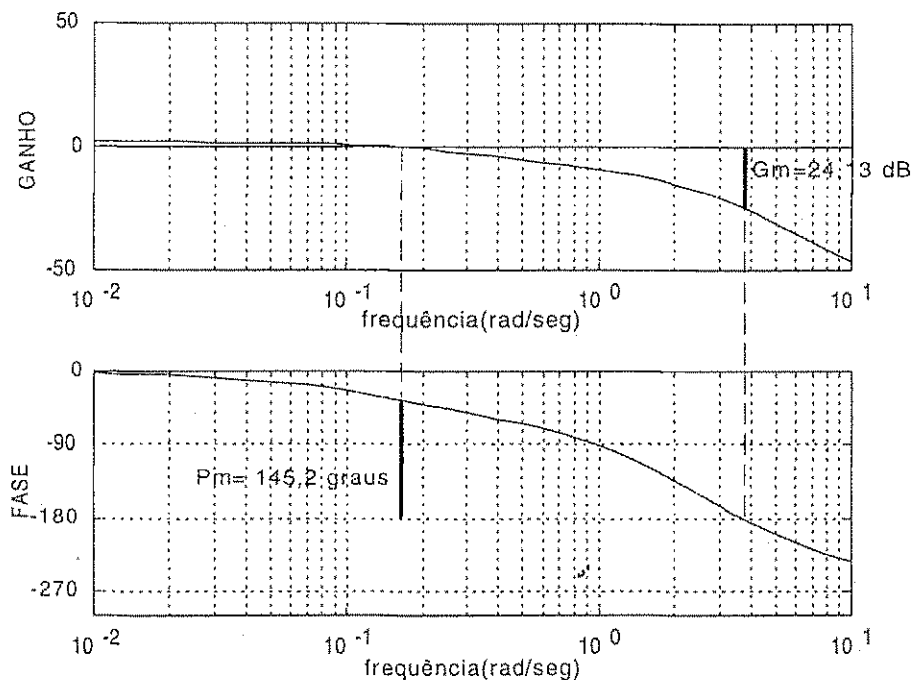


Figura 4.3: Digrama de Bode típico de $L(j\omega)$ com PM e CM indicados.

antes da fase nesta frequência tornar-se -180° que corresponde à instabilidade em malha fechada [43]. Tipicamente requer-se PM maior que 30° .

A margem de fase é uma salvaguarda direta contra incertezas no tempo de atraso. O sistema torna-se instável se for adicionado um tempo de atraso de

$$\theta_{\max} = PM/\omega_c \quad (4.8)$$

É importante notar que diminuindo o valor de ω_c (diminuindo a largura de banda de malha fechada, resultando numa resposta mais lenta) o sistema poderá tolerar tempos de atraso maiores.

Bandwidth e frequência de crossover

O conceito de *bandwidth* é muito importante no entendimento dos benefícios e compromissos envolvidos quando se tem controle com realimentação.

Em termos de desempenho, deve-se considerar a velocidade da resposta, e isto leva a considerar a largura de faixa do sistema. Em geral, uma grande largura de faixa corresponde a um rápido tempo de subida, desde que sinais de alta frequência são transportados mais facilmente para a saída. Uma grande largura de faixa também indica que o sistema é sensível a ruído e variações paramétricas. De uma forma contrária, se a largura de faixa é pequena, o tempo de resposta será maior e o sistema será usualmente mais robusto [43].

De um modo geral, pode-se dizer que a largura de faixa é definida como a faixa de frequência $[\omega_1, \omega_2]$ sobre a qual o controle é efetivo. Em muitos casos requer-se um bom

desempenho em regime, portanto $\omega_1 = 0$, e então simplesmente chama-se $\omega_2 = \omega_B$ de largura de faixa.

A largura de faixa de malha fechada, ω_B , é a frequência onde $|S(j\omega)|$ cruza a primeira vez $1/\sqrt{2} = 0.707$ (≈ -3 dB). Uma outra interpretação é dizer que o controle é efetivo, se ele influencia significativamente a resposta do sistema. Para rastrear a referência, tem-se que $y = Tr$ e desde que sem controle $y = 0$, pode-se dizer que o controle é tão efetivo quanto maior for T . Usualmente T é considerado efetivo para valores maiores ou iguais a 0,707. Isto leva a uma definição alternativa que tem sido tradicionalmente usada para definir largura de faixa. A largura de faixa em termos de T , ω_{bd} , é a maior frequência em que $|T(j\omega)|$ cruza a primeira vez $1/\sqrt{2} = 0.707$ (≈ -3 dB).

A frequência de crossover, ω_c , é definida como a frequência onde $|L(j\omega)|$ cruza a primeira vez 1. Esta frequência às vezes também é usada para definir a largura de faixa de malha fechada.

Compromissos em termos da função de malha

A partir da equação (4.4), que fornece a resposta em malha fechada em termos do erro de controle $e = y - r$, obtém-se:

$$e = \underbrace{-(1 + GK)^{-1}}_S r + \underbrace{(1 + GK)^{-1}}_S G_d d - \underbrace{(1 + GK)^{-1} GK}_T n \quad (4.9)$$

Para um controle perfeito, é necessário que $e = y - r = 0$ ou seja

$$e \approx 0 \cdot d + 0 \cdot r + 0 \cdot n \quad (4.10)$$

Os dois primeiros requisitos na equação acima, a saber rejeição a perturbação e rastreamento da referência, são conseguidos com $S \approx 0$ ou $T \approx 1$. Isto implica que a função de malha L precisa ser grande em magnitude. Por outro lado, para termos rejeição ao ruído é necessário que $T \approx 0$ ou $S \approx 1$, que é obtido com $L \approx 0$. Isto ilustra que sempre existirão objetivos conflitantes no projeto da malha fechada de um sistema. Neste caso, necessita-se de um grande ganho de malha para o rastreamento da referência e rejeição à perturbação e um pequeno ganho de malha para reduzir o efeito do ruído.

Felizmente, os objetivos conflitantes acima estão geralmente em diferentes faixas de frequência e pode-se conseguir um bom desempenho usando um grande ganho de malha ($|L| > 1$) nas frequências abaixo da frequência de *crossover*, e um pequeno ganho da malha ($|L| < 1$) nas frequências acima da frequência de *crossover*.

Essencialmente, para conseguir os benefícios do controle com realimentação, deseja-se que o ganho de malha $|L(j\omega)|$, seja o maior possível dentro da largura de faixa. Contudo, devido a atrasos de transporte, zeros de fase não mínima e dinâmicas de alta frequência

não modeladas, é necessário que o ganho de malha decresça rapidamente nas frequências maiores que ω_c . Para medir como $|L(j\omega)|$ decresce com a frequência é considerada a inclinação logarítmica

$$N_l = \frac{d \ln |L(j\omega)|}{d \ln \omega} \quad (4.11)$$

Uma inclinação de $N_l = -1$ implica que $|L(j\omega)|$ decresce por um fator de 10 quando a frequência aumenta por um fator de 10. Se o ganho for medido em decibéis (dB), então uma inclinação de $N_l = -1$ corresponde a um decréscimo em $|L(j\omega)|$ de -20dB/década.

O projeto de $|L(j\omega)|$ é mais difícil na região de *crossover* entre ω_c (onde $|L(j\omega)| = 1$) e ω_{180} (onde $\angle L(j\omega) = 180^\circ$). Segundo a condição de estabilidade de Bode, para estabilidade, é desejado que o ganho de malha seja menor que 1 na frequência ω_{180} .

$$|L(j\omega_{180})| < 1 \quad (4.12)$$

Desta forma, para o controle numa grande largura de faixa é preciso que ω_c e ω_{180} sejam grandes. Desta forma, é necessário que o atraso de fase em $\angle L(j\omega)$ seja pequeno. Infelizmente, isto não é consistente com o desejo de que $|L(j\omega)|$ decresça rapidamente. Para uma dada função de transferência de malha $L = 1/s^n$, cuja inclinação é $N_l = -n$, existe uma fase de $\angle L(j\omega) = -n90^\circ$. Assim, para uma margem de fase de 45° é necessário que $\angle L(j\omega) > -135^\circ$ e portanto a inclinação de $|L(j\omega)|$ não pode exceder $N_l = -1,5$. Em adição, se em baixas ou altas frequências a inclinação de $|L(j\omega)|$ é elevada, será adicionado um atraso de fase não desejado em frequências intermediárias.

A situação torna-se pior para os casos em que há atrasos ou zeros de fase não mínima em $L(j\omega)$, que adicionam atraso de fase indesejável em $L(j\omega)$, sem contribuir para uma desejada inclinação negativa em $L(j\omega)$.

Em suma, é desejado que $|L(j\omega)|$ tenha uma inclinação de -1 na região de *crossover* e uma inclinação de -2 além desta frequência. Além disto, com um controlador apropriado, deve-se ter que, em altas frequências, $L = GK$ decresça tão rapidamente quanto G . Em baixas frequências, é desejado que a forma de $|L(j\omega)|$ dependa do tipo de sinal de distúrbio e referência ao qual $|L(j\omega)|$ está sujeito. Se forem consideradas variações em degrau para distúrbios e referência que afetam a saída como degrau, então uma inclinação para $|L(j\omega)|$, de -1 é aceitável. Se os distúrbios ou referência requerem das saídas uma variação em rampa, então uma inclinação de -2 é requerida [43]. Na prática, integradores são incluídos no controlador para conseguir o desempenho em baixas frequências desejado, e para o rastreamento da referência livre de *off-sets*. A regra é que $L(s)$ precisa conter um integrador para cada integrador em $r(s)$.

4.3 Projeto de controladores

O objetivo do projeto é calcular um conjunto de ganhos para um controlador de tal forma a se obter um desempenho desejado para a função de malha $L = GK$, não deixando de considerar a discussão da seção 4.2.2. Para o projeto de controladores através da resposta em frequência de sistemas, alguns fatores devem ser levados em consideração para uma escolha adequada da função de malha fechada T e, conseqüentemente, da função de malha L .

4.3.1 Fatores que influenciam a escolha da função de malha fechada

Existem vários métodos para o cálculo dos ganhos de um controlador PI ou PID baseados na resposta em frequência da planta [36]. Contudo, o cálculo do conjunto de ganhos dos controladores está baseado no fato de que foi definida uma função de sensibilidade para a malha fechada. No entanto, nem sempre um desempenho de malha fechada pode ser obtido usando controladores de baixa ordem, como os controladores PI e PID.

Portanto, as seguintes considerações são necessárias na especificação de uma função de malha fechada para um sistema.

Largura de faixa de malha fechada

O que segue é um conjunto de considerações que definem os limites superiores da largura de faixa do sistema. Usando este conjunto de limites superiores, o menor é então escolhido como a largura de faixa desejada para o sistema.

Máxima frequência medida

Claramente, a largura de faixa do sistema em malha fechada não deverá ser maior que a máxima frequência medida na resposta em frequência do sistema. Para uma melhor convergência da função de malha projetada para a função de malha desejada, a utilização do método dos mínimos quadrados requer que, no mínimo, uma frequência medida seja maior que a largura de faixa desejada. Portanto, a largura de faixa desejada deverá ser menor que a maior frequência medida.

Comportamento de fase não mínima

Middleton e Goodwin [31] mostraram que na presença de um comportamento significativo de fase não mínima, tanto na forma de zeros de fase não mínima como por atraso de transporte, haverá algumas restrições que deverão ser levadas em conta na escolha da largura de faixa de malha fechada para garantir um bom desempenho do controle.

Para sistemas estáveis que são de fase mínima (sem zeros de fase não mínima ou atrasos)

existe uma única relação entre o ganho e a fase na resposta em frequência. Esta pode ser quantificada pela relação ganho-fase de Bode que fornece a fase de G numa dada frequência ω_0 como uma função de $|G(j\omega)|$ sobre toda faixa de frequência [43].

$$\angle \hat{G}(j\omega_0) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d \ln |G(j\omega)|}{d \ln \omega} \ln \left| \frac{\omega + \omega_0}{\omega - \omega_0} \right| \frac{d\omega}{\omega} \quad (4.13)$$

A componente da fase não mínima pode ser calculada como descrito a seguir. Para um dado conjunto de frequências Ω , onde foram feitas as medições de ganho e fase de $G(j\omega)$, um conjunto Φ de frequências que são as médias geométricas de frequências adjacentes a $\omega_i \in \Omega$ também pode ser calculado. Sendo ω_d uma frequência em Ω , pode-se calcular a componente de fase mínima de $G(j\omega)$ em ω_d .

A seguinte função de ponderação pode ser calculada:

$$\gamma(\phi_i) = \frac{\log \left| \frac{\phi_i + \omega_d}{\phi_i - \omega_d} \right|}{\sum_{\phi_i \in \Phi} \log \left| \frac{\phi_i + \omega_d}{\phi_i - \omega_d} \right|} \quad \forall \phi_i \in \Phi \quad (4.14)$$

Um conjunto de inclinações de $|G(j\omega)|$ também pode ser definido a partir da informação de resposta em frequência.

$$slp(\phi_i) = \frac{\log(|G(j\omega_{i+1})|) - \log(|G(j\omega_i)|)}{\log(\omega_{i+1}) - \log(\omega_i)} \quad (4.15)$$

O comportamento de fase mínima (em graus) da curva de fase de $G(j\omega)$ na frequência ω_d pode ser aproximado como

$$\angle \hat{G}(\omega_d) = 90 \sum_{\phi_i \in \Phi} slp(\phi_i) \gamma(\phi_i) \quad (4.16)$$

que pode ser vista como a versão discreta de (4.13) [45].

Desta forma o componente de fase não mínima da curva de fase pode ser calculado usando-se a fórmula

$$\angle_{NMP} = \angle G(\omega_d) - \angle \hat{G}(\omega_d) \quad (4.17)$$

onde $\angle G(\omega_d)$ é a fase medida de $G(j\omega)$ em ω_d .

Uma estimativa para o atraso do sistema também pode ser calculada, onde é assumido que todo o comportamento de fase não mínima é devido a atrasos de transporte,

$$\hat{\tau} = \frac{|\angle_{NMP}(\omega_d)|}{\omega_d} \quad (4.18)$$

Período de amostragem

A largura de faixa desejada para a malha fechada está limitada pela frequência de amostragem da planta. A largura de faixa desejada para a malha fechada é requerida ser menor que 0.1 da frequência de amostragem do controlador.

Classificação da planta

A classificação que segue é necessária para definir uma função de malha fechada adequada para a planta que irá ser controlada.

Comportamento de fase não mínima

O comportamento de fase não mínima de uma planta é importante para a definição de uma função de malha fechada. Isto porque qualquer comportamento significativo de fase não mínima, precisa ser incluído na função de malha fechada desejada. Desta forma, se existe um comportamento de fase não mínima na resposta em frequência da planta, uma estimativa do atraso equivalente é feita. Esta estimativa é então usada para definir uma função de malha fechada desejada.

A classificação da planta como tendo um comportamento de fase não mínima é feita estimando-se o componente de fase não mínima da curva de fase da planta em ω_{bd} , como descrito anteriormente. Se $|\angle_{NMP}(\omega_d)| > 20^\circ$, então a planta tem um comportamento de fase não mínima significativa, e a função de malha fechada deverá ser alterada adequadamente.

Grau relativo da planta

De [45] é importante projetar uma função de malha fechada com grau relativo 1 se a planta for de grau relativo 1. Semelhantemente, se a planta for de grau relativo maior ou igual a 2, deve-se projetar uma função de malha fechada com grau relativo 2.

Desta forma é necessário conhecer o grau relativo do sistema. Isto é feito calculando-se a inclinação $|G(j\omega)|$ numa frequência imediatamente superior à largura de faixa desejada para o sistema em malha fechada. Se ω_{bd} é a largura de faixa desejada para o sistema, então as frequências ω_1 e ω_2 são definidas, onde $\omega_1, \omega_2 \in \Omega$ e $\omega_1 < \omega_2$ e sendo Ω o conjunto de todas as frequências medidas. As frequências ω_1 e ω_2 são elementos consecutivos de Ω e maiores que ω_{bd} .

A inclinação da curva é então calculada como

$$sl = \frac{20 \log_{10} (|G(j\omega_2)|) - 20 \log_{10} (|G(j\omega_1)|)}{\log_{10} (\omega_2) - \log_{10} (\omega_1)} \quad (4.19)$$

Se $sl > -30$ dB/década, conclui-se que a planta tem grau relativo um, de outra forma, a planta é considerada ter grau relativo maior que um.

Pólos estáveis lentos

A presença de um pólo estável lento é um importante fator para a escolha da função de malha fechada de um sistema [31].

A presença de um pólo estável lento ou integrador é detectada considerando-se a inclinação da curva de magnitude da planta numa frequência de aproximadamente um quinto da largura de faixa desejada para o sistema em malha fechada. Duas frequências são consideradas, ω_s e ω_t tal que $\omega_s < 0.2\omega_{bd} < \omega_t$ com $\omega_s, \omega_t \in \Omega$, onde ω_{bd} é a largura de faixa

	Grau relativo ≥ 2	Grau relativo = 1
Sem NMP	$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{bd}^2} + \frac{s\sqrt{2}}{\omega_{bd}} + 1}$	$\frac{1}{\frac{s}{\omega_{bd}} + 1}$
NMP sem SSP	$\frac{(-0.5\tau s + 1)\omega_{bd}^2}{(0.5\tau s + 1)(s^2 + \sqrt{2}\omega_{bd}s + \omega_{bd}^2)}$	$\frac{(-0.5\tau s + 1)\omega_{bd}}{(0.5\tau s + 1)(s + \omega_{bd})}$
NMP com SSP	$\frac{(-0.5\tau s + 1)\omega_{bd}^2}{(0.5\tau s + 1)(s^2 + 2\omega_{bd}s + \omega_{bd}^2)}$	

Tabela 4.1: Funções de malha fechada de referência

desejada para o sistema. A inclinação da curva de magnitude é então calculada através de expressão

$$s_{lf} = \frac{20 \log_{10} (|G(j\omega_t)|) - 20 \log_{10} (|G(j\omega_s)|)}{\log_{10} (\omega_t) - \log_{10} (\omega_s)} \quad (4.20)$$

Se $s_{lf} \leq -20$ dB/década, assume-se que a planta possui um integrador. Desta forma a posição do pólo estável está em 0.

Se $s_{lf} \geq 0$ dB/década, a planta não tem pólos estáveis lentos.

Se -20 dB/década $\leq s_{lf} \leq 0$ dB/década, a planta pode ou não ter um pólo estável lento. E a posição desse pólo é estimada em:

$$SSP = -1 \sqrt{\omega_s \omega_t \left(\frac{20}{-s_{sf}} - 1 \right)} \quad (4.21)$$

Se a posição do pólo é tal que $-SSP > 0.3 \omega_{bd}$, considera-se que a planta não tem um pólo estável lento.

4.3.2 Escolha da função de malha fechada

Uma vez que foi definida a largura de faixa do sistema, é possível definir uma função de malha fechada desejada para o sistema, $T^*(s)$. A função de malha fechada é escolhida como em [45] de acordo com a tabela (4.1).

A tabela é construída considerando para os sistemas de grau relativo ≥ 2 um subamortecimento na resposta ao degrau. No caso onde há um pólo estável lento, é considerado um amortecimento crítico. Nos casos onde existe um comportamento de fase não mínima significativo, a estimativa do atraso é utilizada para corrigir a função de malha desejada. Para os sistemas de grau relativo um, admite-se uma resposta exponencial.

Uma vez que a função de malha fechada foi definida, é então calculada a função de malha aberta desejada $L^*(s)$.

$$L^*(s) = \frac{T^*(s)}{1 - T^*(s)} \quad (4.22)$$

4.3.3 Cálculo dos parâmetros dos controladores

Escolhida a função de malha fechada que satisfaz aos requisitos de projeto, passa-se à etapa do projeto do controlador. O objetivo é calcular os ganhos de um controlador de forma que a função de malha resultante $L = GK$ seja o mais próxima possível da função de malha de referência L^* .

Neste trabalho, a técnica de sintonia de controladores de corrente para máquinas assíncronas por resposta em frequência, será desenvolvida para os controladores PID e PI descritos abaixo:

$$K_{PID}(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s(sT + 1)} \quad (4.23)$$

$$K_{PI}(s) = \frac{sK_p + K_i}{s} \quad (4.24)$$

Seja $L^*(j\omega_i)$ a resposta em frequência da função de malha aberta desejada na frequência ω_i , e seja

$$\theta_{PID} = [K_d \ K_p \ K_i]^T \quad (4.25)$$

$$\theta_{PI} = [K_p \ K_i]^T \quad (4.26)$$

com K_d , K_p e K_i como definido em (4.23) e (4.24). Seja

$$K_{PID}(j\omega_i) = \frac{1}{j\omega_i T + 1} \begin{bmatrix} j\omega_i & 1 \\ 1 & \frac{-j}{\omega_i} \end{bmatrix} \theta_{PID} \quad (4.27)$$

$$K_{PI}(j\omega) = \frac{1}{j\omega_i} [j\omega_i \ 1] \theta_{PI} \quad (4.28)$$

Assim, pode-se definir um vetor $\phi(j\omega_i)$ tal que a resposta real da função de malha do sistema em ω_i é dada por

$$\phi(j\omega_i)^T \theta \quad (4.29)$$

onde θ é uma generalização dos parâmetros dos controladores.

A solução de mínimos quadrados para a função de custo

$$J = \sum_{i=1}^n |L^*(j\omega_i) - \phi(j\omega_i)^T \theta|^2 \quad (4.30)$$

é dada por

$$\hat{\theta} = \left(\sum_i \phi(j\omega_i) \phi(j\omega_i)^T \right)^{-1} \left(\sum_i \phi(j\omega_i) L^*(j\omega_i) \right) \quad (4.31)$$

onde

$$\Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n\} \quad (4.32)$$

é o conjunto de todas as frequências usadas para identificar a planta em malha aberta.

Para obtenção de ganhos reais dos controladores, a solução para $\hat{\theta}$ é:

$$\hat{\theta} = \left[\sum_i \left[\text{Re}(\phi(j\omega_i))^T \text{Re}(\phi(j\omega_i)) + \text{Im}(\phi(j\omega_i))^T \text{Im}(\phi(j\omega_i)) \right] \right]^{-1} \left[\sum_i \left[\text{Re}(\phi(j\omega_i))^T \text{Re}(L(j\omega_i)) + \text{Im}(\phi(j\omega_i))^T \text{Im}(L(j\omega_i)) \right] \right] \quad (4.33)$$

Uma importante questão que segue, é o uso de funções de ponderação para produzir uma melhor convergência dos mínimos quadrados na região próxima da largura de faixa do sistema.

Em [45] é proposta uma matriz de ponderação diagonal dada por

$$V = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma^2 |G(j\omega_1)|^2}{|S^*(j\omega_1)T^*(j\omega_1)|^2}, \dots, \frac{\sigma^2 |G(j\omega_n)|^2}{|S^*(j\omega_n)T^*(j\omega_n)|^2} \right\} \quad (4.34)$$

onde $S(s)$, como definida em (??), é a função de sensibilidade desejada e σ é uma estimativa da variância do ruído.

É importante notar que essa matriz de ponderação aumenta a importância das frequências que estão próximas a frequência de *crossover* no sistema em malha fechada. Isto pode ser observado na figura 4.2, onde $S(j\omega)$ apresenta-se como um filtro passa-alta com frequência de corte próxima à frequência de *crossover* e $T(j\omega)$ como um filtro passa-baixa de mesma frequência de corte.

Os valores das matrizes ϕ e L^* usados no cálculo de $\hat{\theta}$, para o controlador PID, são desta forma

$$\phi = \sqrt{V}^{-1} \varphi \quad (4.35)$$

$$L^* = \sqrt{V}^{-1} [L^*(j\omega_1), \dots, L^*(j\omega_n)]^T \quad (4.36)$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} \frac{j\omega_1 G(j\omega_1)}{1+j\omega_1 T} & \frac{G(j\omega_1)}{1+j\omega_1 T} & -j \frac{G(j\omega_1)}{\omega_1(1+j\omega_1 T)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{j\omega_n G(j\omega_n)}{1+j\omega_n T} & \frac{G(j\omega_n)}{1+j\omega_n T} & -j \frac{G(j\omega_n)}{\omega_n(1+j\omega_n T)} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

No caso do controlador PI, os valores das matrizes ϕ e L^* usados no cálculo de $\hat{\theta}$ são

$$\phi = \sqrt{V}^{-1} \varphi \quad (4.38)$$

$$L^* = \sqrt{V}^{-1} [L^*(j\omega_1), \dots, L^*(j\omega_n)]^T \quad (4.39)$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} \frac{j\omega_1 G(j\omega_1)}{j\omega_1} & \frac{G(j\omega_1)}{j\omega_1} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{j\omega_n G(j\omega_n)}{j\omega_n} & \frac{G(j\omega_n)}{j\omega_n} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

No caso do controlador PID, a posição do pólo do controlador é definida em (4.23) como

$$p = \frac{-1}{T}$$

O método de auto sintonia ajusta o valor de T em

$$T = \frac{1}{4\omega_b}$$

Isto assegura um compromisso razoável entre a velocidade da resposta do sistema, o efeito do ruído no sistema e a robustez para incertezas do modelo em altas frequências.

4.3.4 Identificação da planta

De uma forma geral, o procedimento para a estimação da resposta em frequência de $G(j\omega)$ passa por três fases distintas: escolha do período de amostragem dos dados, escolha do sinal de excitação e a estimação propriamente dita.

Coleta de dados

Para a coleta de dados, alguns cuidados devem ser tomados com a faixa de passagem do filtro *antialiasing*. Se o sinal de excitação é limitado em frequência e não tem energia acima da largura de faixa do sistema ω_{bd} , então toda a informação importante na saída do sistema também estará abaixo de ω_{bd} . Neste caso, para que não se tenha perda de informação, poderá ser aplicado um filtro *antialiasing* com frequência de corte de ω_{bd} e um período de amostragem de $T = \pi/\omega_{bd}$. Caso o sinal de excitação não seja limitado em frequência, o filtro *antialiasing* irá eliminar informações a respeito do sistema. Caso o período de amostragem seja escolhido tal que a frequência de Nyquist (a frequência de corte do filtro) esteja acima da largura de faixa do sistema, a perda de informação será insignificante. Outros aspectos devem ser observados na escolha do período de amostragem e número de pontos a serem coletados.

Se o tempo de experimento é limitado mas não há uma grande limitação no número de pontos coletados é vantajoso, do ponto de vista teórico, amostrar os dados o mais rápido possível. Amostragens lentas levam a conjuntos de dados que são subconjuntos de conjuntos maiores, e portanto menos informativos. Entretanto, existem dois aspectos que podem limitar as altas taxas de amostragem: o primeiro é que a construção de modelos discretos com períodos de amostragem muito pequenos quando comparados com as constantes de tempo naturais do sistema é um procedimento numericamente sensível (todos os pólos do sistema discreto, agrupam-se próximo ao ponto 1) [31]; o segundo é que o ajuste do modelo poderá ficar concentrado para as altas frequências (polarização) [27].

Se todo o custo do experimento está associado com a aquisição e tratamento dos dados, deverão então ser escolhidos o número de pontos N e o período de amostragem T tais que o conjunto de pontos seja o mais informativo possível. A coleta de pontos com um período de amostragem muito maior que a constante de tempo de interesse do sistema deverá produzir um conjunto de dados com pouca informação a respeito da dinâmica do sistema. Um período de amostragem muito pequeno não proporcionará uma boa redução

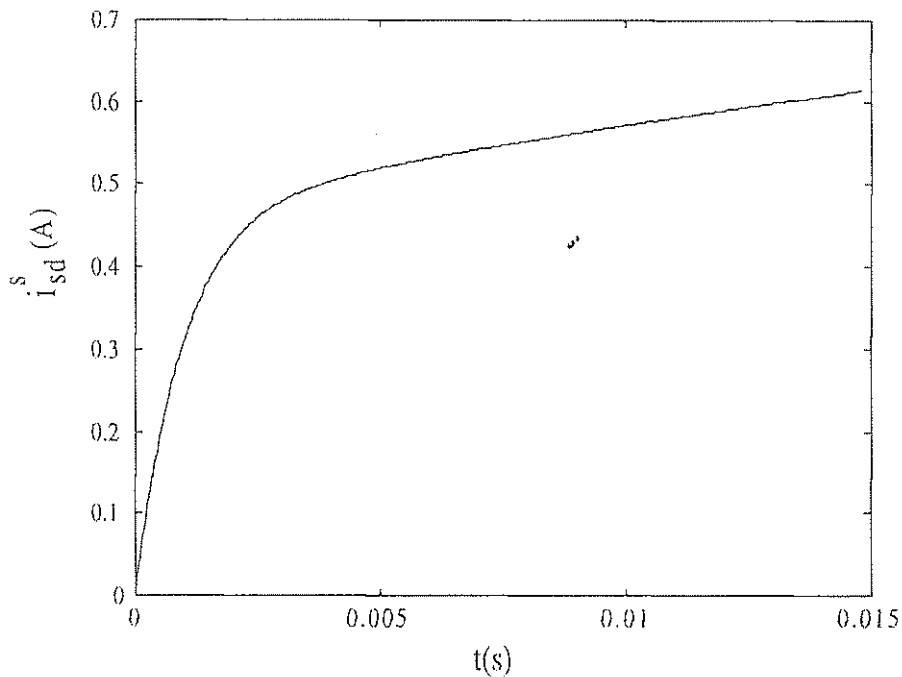


Figura 4.4: Resposta ao degrau da função de transferência corrente/tensão

de ruído. Uma boa escolha do período de amostragem deverá ser então um compromisso entre a redução de ruído e a relevância da dinâmica do processo. No caso particular da máquina assíncrona, é mostrado na figura 4.4 a simulação digital de resposta ao degrau da máquina assíncrona cujos parâmetros são mostrados na Tabela 3.1, observa-se da figura que a constante de tempo da máquina é de aproximadamente $2ms$. Desta forma, pode-se escolher um período de amostragem de 5 a 10 vezes menor que a constante de tempo.

Sinal de excitação

O próximo passo para realizar a estimação da resposta em frequência é a escolha de um sinal de excitação apropriado. O sinal de excitação deverá fornecer à planta, energia suficiente para excitá-la em todas as frequências de interesse. No caso particular da máquina assíncrona, para obter o propósito acima, deve-se aplicar à máquina um sinal que tenha um conteúdo harmônico suficiente para estimar a resposta em frequência da máquina numa ampla faixa de frequência e ainda mantê-la em repouso, pois neste momento, será desprezada a influência da velocidade sobre resposta em frequência da máquina. Uma análise desta influência será realizada posteriormente. Um sinal de excitação que mantém a máquina em repouso e contém um bom conteúdo harmônico é o sinal seis degraus modificado mostrado em [39]. Entretanto, o conteúdo harmônico desse sinal ainda não é suficiente para que se obtenha uma boa estimação da resposta em frequência numa ampla faixa de frequências e em especial nas altas frequências.

Um sinal que mantém a máquina em repouso e contém um grande conteúdo harmônico

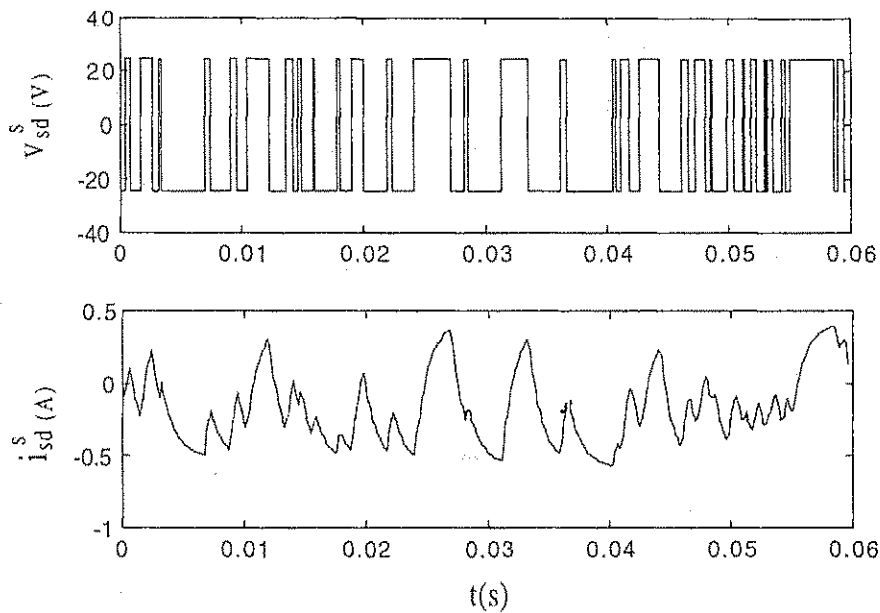


Figura 4.5: Porção de dados de entrada-saída para a primeira simulação ($p = 0.2$)

de simulação digital foram coletados dois conjuntos de dados de $N = 2000$ amostras cada, com $p = 0.2$ e $p = 0.5$, para a máquina assíncrona cujos dados estão na tabela 3.1. Porções de cada conjunto de dados são mostradas nas figuras 4.5 e 4.6. Pode-se observar na figura 4.7 que para cada um dos sinais PRBS injetados a velocidade da máquina é praticamente nula.

Estimação da resposta em frequência

A estimação da resposta em frequência para um conjunto de dados de $2N$ pontos é realizada de acordo com

$$\hat{\hat{G}}_N(e^{i\omega}) = \frac{Y_N(\omega)}{U_N(\omega)} \quad (4.41)$$

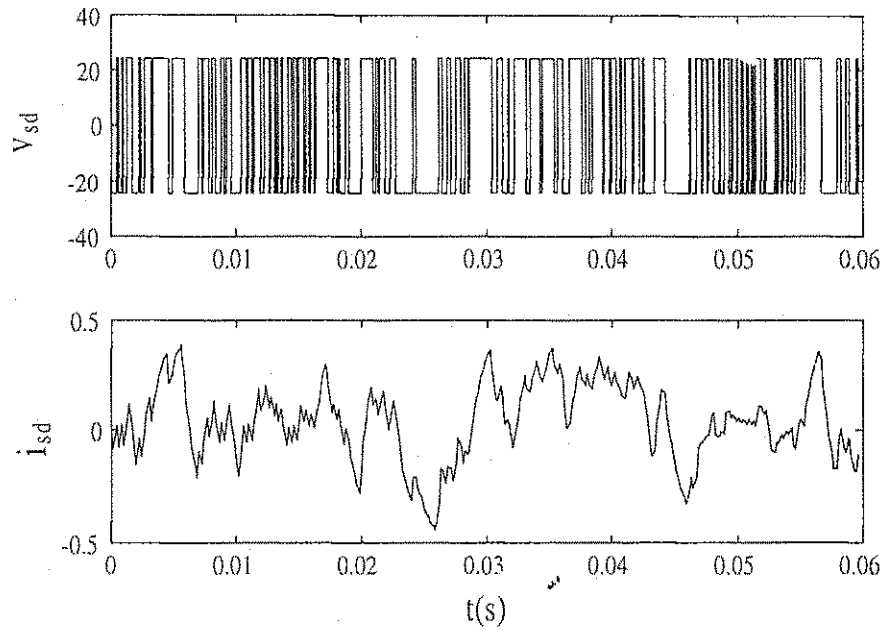
onde $\hat{\hat{G}}_N(e^{i\omega})$ é a estimativa empírica da função de transferência (EEFT) e sendo

$$Y_N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{t=1}^N y(t) e^{-i\omega t} \quad (4.42)$$

$$U_N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{t=1}^N u(t) e^{-i\omega t} \quad (4.43)$$

as transformadas discretas de Fourier dos sinais de saída e entrada respectivamente. Em 4.43 é assumido que $U_N \neq 0$. Se isto não for assegurado para algumas frequências, considera-se a EEFT como não definida nessas frequências.

Nas figuras 4.8 e 4.9 são mostradas as estimações de resposta em frequência dos dois conjuntos de dados mostrados nas figuras 4.5 e 4.6. Pode-se observar que a EEFT, nos dois casos, possui uma elevada variância, o que dificulta o processo de sintonia por "loop-shaping", principalmente em frequências elevadas.


 Figura 4.6: Porção de dados de entrada-saída para a segunda simulação ($p = 0.5$)

Em [27], admitindo-se que os valores da função de transferência verdadeira, em frequências diferentes, são relacionados, é possível mostrar que a estimativa da função de transferência $\hat{G}_N(e^{i\omega})$ pode ser suavizada através de

$$\hat{G}_N(e^{i\omega_o}) = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} W_y(\xi - \omega_o) |U_N(\xi)|^2 \hat{G}_N(e^{i\xi}) d\xi}{\int_{-\pi}^{\pi} W_y(\xi - \omega_o) |U_N(\xi)|^2 d\xi} \quad (4.44)$$

onde $W_y(\xi)$ é uma função que pondera as estimativas da função de transferência em torno da frequência ω_o . A função de ponderação $W_y(\xi)$ também é chamada de janela de ponderação.

A partir de (4.44), demonstra-se em [27] que quando $N \rightarrow \infty$,

$$\int_{-\pi}^{\pi} W_y(\xi - \omega_o) |U_N(\xi)|^2 d\xi \rightarrow \int_{-\pi}^{\pi} \dot{W}_y(\xi - \omega_o) \Phi_u(\xi) d\xi \quad (4.45)$$

onde $\Phi_u(\xi)$ é o espectro de $u(t)$ e

$$\int_{-\pi}^{\pi} W_y(\xi) d\xi = 1$$

e a função de ponderação está concentrada em torno de $\xi = 0$, com uma largura sobre a qual $\Phi_u(\omega)$ não varia muito, então o lado direito de (4.45) está próximo de $\Phi_u(\omega_o)$. Assim

$$\Phi_u^N(\omega_o) = \int_{-\pi}^{\pi} W_y(\xi - \omega_o) \Phi_u(\xi) d\xi$$

Um raciocínio similar é utilizado para mostrar que o numerador de (4.44) representa uma estimativa do espectro cruzado entre os sinais de saída e entrada $\Phi_{yu}^N(\omega_o)$.

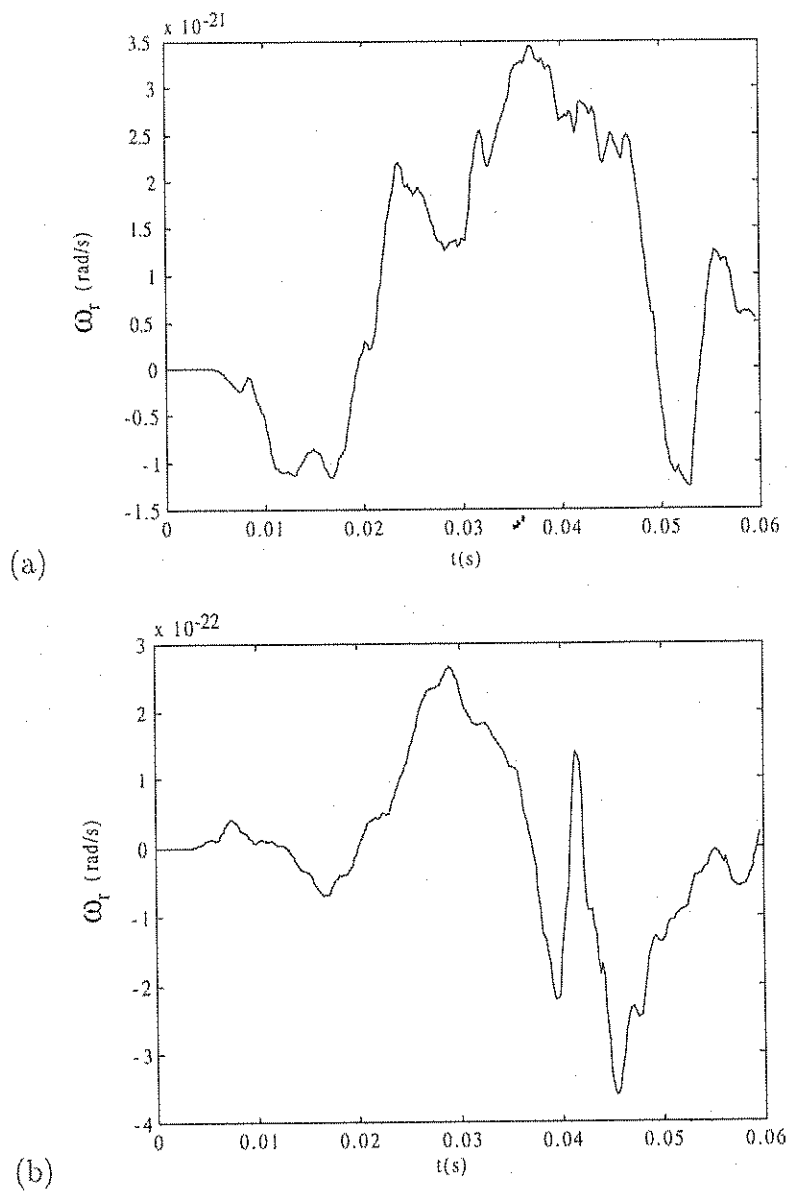


Figura 4.7: Velocidade rotórica: (a) para o PRBS com $p = 0.2$, (b) para o PRBS com $p = 0.5$.

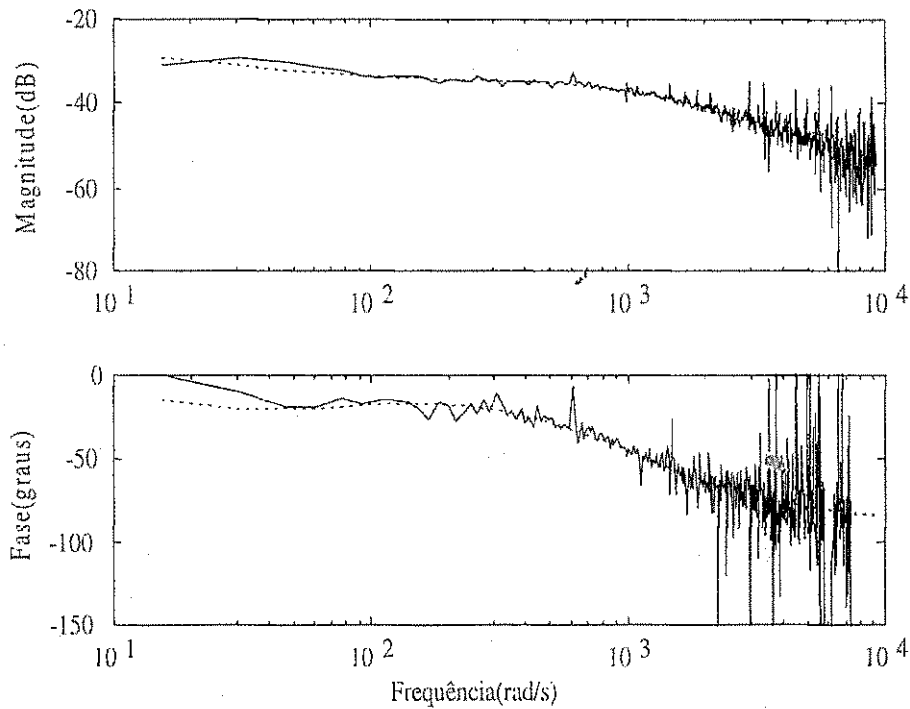


Figura 4.8: Estimação empírica da função de transferência com $(p = 0.2)$. Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).

A função de transferência estimada suavizada (4.44) é então a razão de duas estimativas espectrais:

$$\tilde{G}_N(e^{j\omega_o}) = \frac{\hat{\Phi}_{yu}^N(\omega_o)}{\hat{\Phi}_u^N(\omega_o)} \quad (4.46)$$

Nas figuras 4.10 e 4.11 tem-se a superposição da EEFT "suavizada", para os dois conjuntos de dados, e a resposta em frequência da função de transferência

$$\frac{\mathbf{i}_s^s(s)}{\mathbf{v}_s^s(s)} = \frac{s \frac{1}{\sigma l_s} + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r}}{s^2 + s \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} + \frac{r_s}{\sigma l_s} \right) + \frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r}} \quad (4.47)$$

que pode ser obtida a partir de (2.11) – (2.14) no referencial estacionário e com $\omega_r = 0$. Observa-se que, nos dois casos, há grande concordância entre a resposta em frequência estimada e a resposta em frequência do modelo.

4.3.5 Projeto dos controladores de corrente

Uma vez realizada a estimação da resposta em frequência da máquina, o procedimento de sintonia dos controladores de corrente poderá ser realizado. Sendo a máquina simétrica, temos que o controlador de corrente do eixo d será idêntico ao controlador de corrente de eixo q . Assim sendo, para o cálculo dos ganhos dos controladores de corrente, será

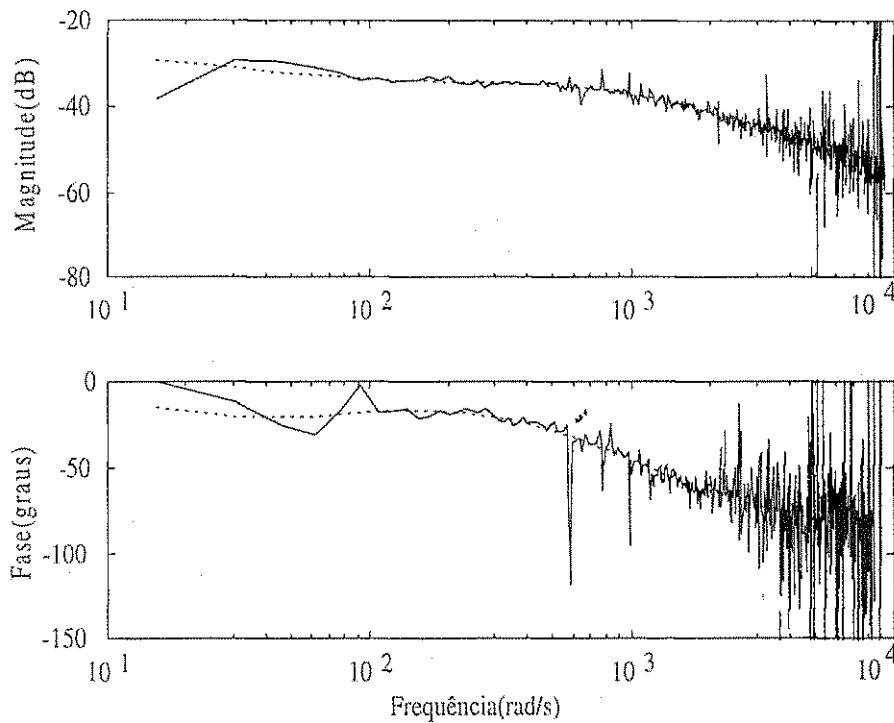


Figura 4.9: Estimação empírica da função de transferência com ($p = 0.5$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).

estimada a resposta em frequência da máquina segundo o eixo d no referencial estático. A estimação da resposta em frequência da máquina e o cálculo dos controladores serão feitos impondo a condição da máquina com velocidade nula e será utilizado o conjunto de dados da figura 4.5 para realizar o procedimento de auto-sintonia.

Auto-sintonia

A largura de faixa escolhida é de $\omega_{bd} = 2000 \text{ rad/s}$, que está de acordo com as limitações de largura de faixa já descritas. Dado que os controladores atuarão com uma frequência de amostragem de 10kHz. Com esta largura de faixa para a malha fechada pode-se garantir um eficiente rastreamento da referência dentro da faixa de operação da máquina e um bom desempenho dinâmico.

A máquina é classificada como sendo de grau relativo 1 e sem pólos estáveis lentos, e sem comportamento de fase não mínima significativo, dado que em (4.19), (4.20), (4.21) e (4.17), tem-se:

$$\begin{aligned} s_l &= -9,8659 \\ s_{lf} &= -4,1156 \\ -SSP &= 793,5244 \\ \angle_{NMP} &= -2,4674^\circ \end{aligned}$$

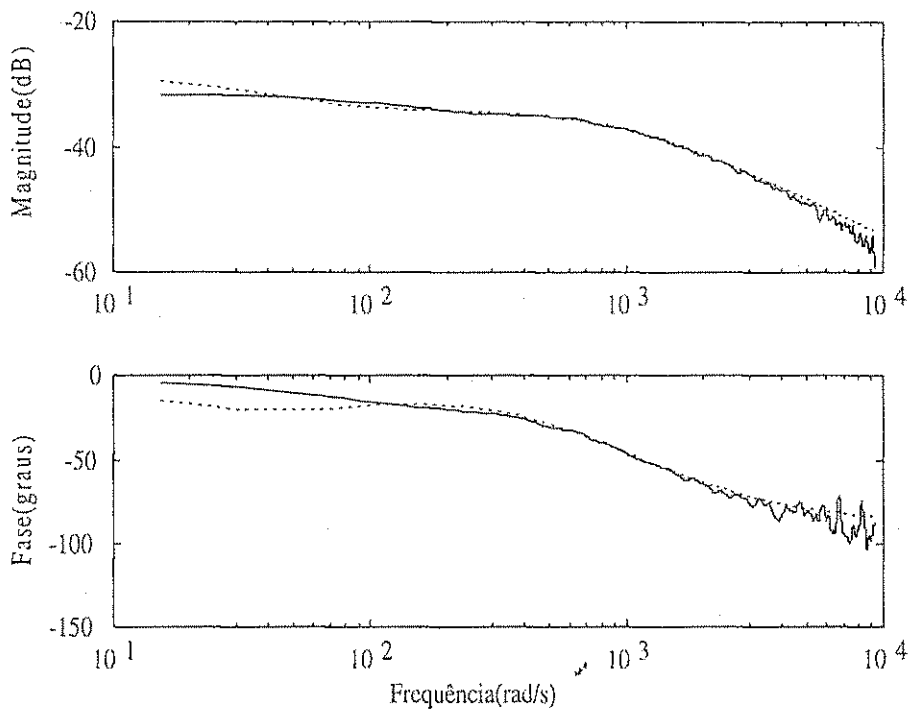


Figura 4.10: Estimação empírica da função de transferência suavizada com ($p = 0.2$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).

	Figura 4.10	Figura 4.11
<i>Controlador</i>	$k_p = 102,0188$	$k_p = 102,1187$
PI	$k_i = 99190$	$k_i = 100170$
<i>Controlador</i>	$k_p = 114,6016$	$k_p = 115,1453$
PID	$k_i = 98224$	$k_i = 97526$
	$k_d = 0,0120$	$k_d = 0,0107$

Tabela 4.2: Ganhos dos controladores

e de acordo com a tabela 4.1 a função de malha fechada escolhida é

$$T^*(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{bd}} + 1} \quad (4.48)$$

e portanto

$$L^*(s) = \frac{\omega_{bd}}{s} \quad (4.49)$$

Realizando o procedimento descrito em (4.25) a (4.37) para o conjunto de dados das figuras 4.10 e 4.11, são obtidos os parâmetros para os controladores PI e PID apresentados na tabela 4.2.

Observa-se na tabela 4.2 que os ganhos dos controladores PI em ambos os casos estão próximos, o que era previsível, uma vez que as respostas em frequência mostradas nas figuras 4.10 e 4.11 são muito semelhantes. O mesmo ocorre para os ganhos do controlador

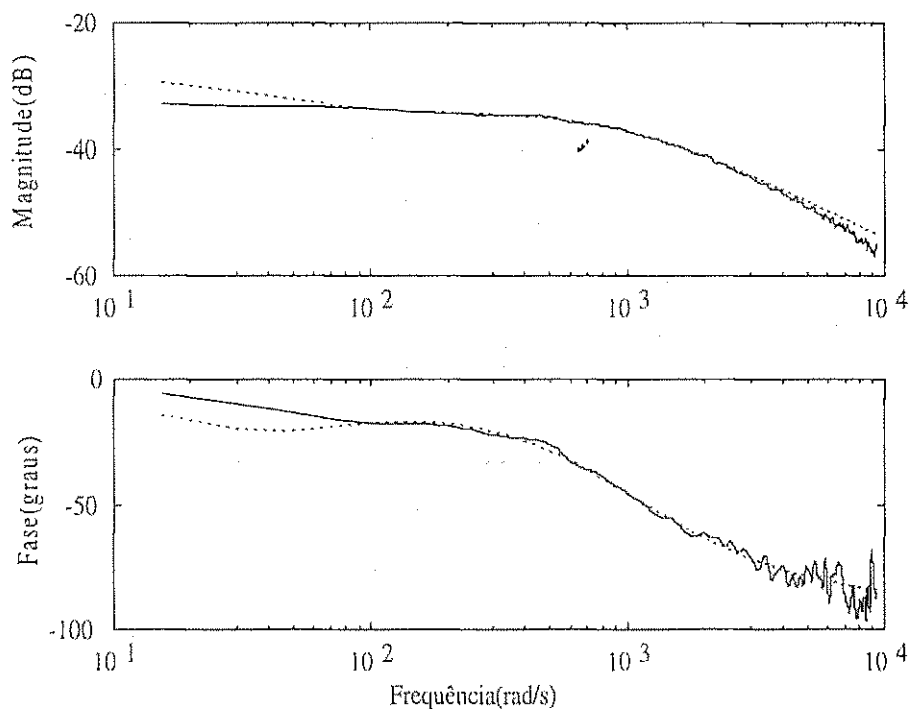


Figura 4.11: Estimação empírica da função de transferência suavizada com ($p = 0.5$). Resposta teórica (linha pontilhada), resposta estimada (linha cheia).

PID, novamente pela mesma razão.

Uma vez calculados os ganhos dos controladores, pode-se obter a curva de resposta em frequência da função de transferência de malha fechada para o sistema controlador-máquina. Nas figuras 4.12 e 4.13 são mostradas a superposições das respostas em frequência das funções de transferência de malha fechada de referência e do sistema controlador-máquina para os controladores PI e PID calculados a partir dos dados da figura 4.11. Observa-se que há grande concordância entre a malha fechada de referência e a malha fechada obtida para este controlador, especialmente nas frequências localizadas dentro da largura de faixa desejada.

Sendo a função de malha (4.49) um integrador, pode-se observar na figura 4.14 que a margem de ganho é praticamente infinita e a margem de fase de aproximadamente 90° , assegurando, desta forma, a estabilidade em malha fechada.

4.3.6 Influência da velocidade na resposta em frequência

Neste trabalho, o projeto de sintonia por conformação de malha dos controladores de corrente, foi baseado na resposta em frequência da máquina em repouso mostrada na figura 4.11. Será analisada, por simulação, a influência da velocidade rotórica na resposta em frequência corrente/tensão, e a consequência disto nas funções de malha aberta e fechada projetadas.

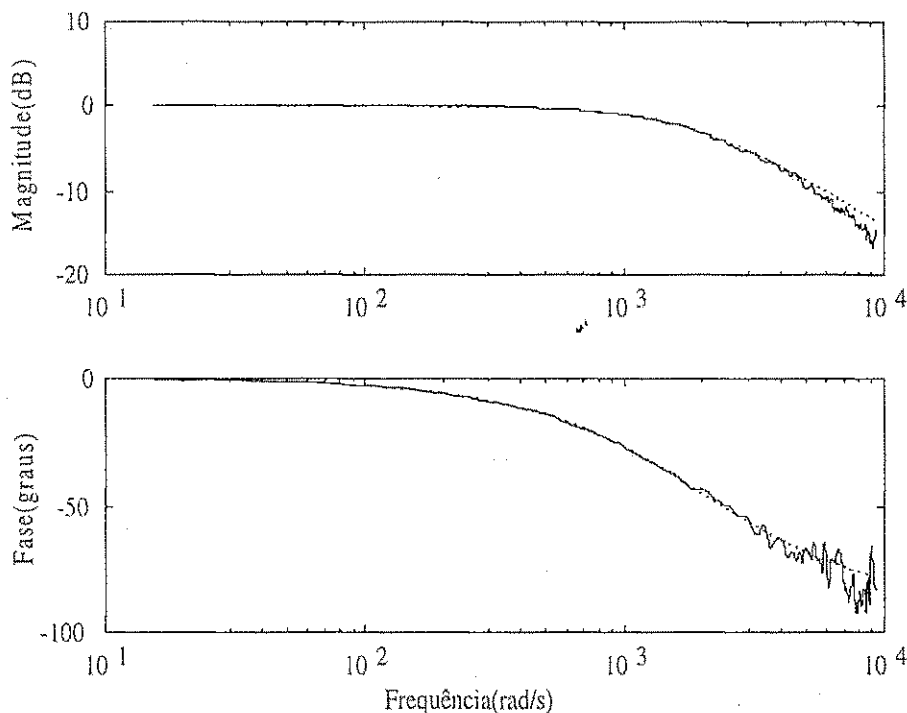


Figura 4.12: Superposição de função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada do sistema com o controlador PI (linha cheia)

A análise se constitui em estimar a resposta em frequência da máquina em velocidade nominal e usar esta estimativa para fazer a conformação de malha, juntamente com o controlador calculado para a condição de velocidade nula. A partir disso é observada a influência da velocidade nas funções de malha aberta e fechada.

Na figura 4.15 é mostrada a resposta em frequência da máquina com a velocidade rotórica imposta de 375 rad/s. Pode-se observar que, em baixas frequências, há uma variação das curvas de ganho e fase em relação às obtidas com velocidade nula, o que era de se esperar, uma vez que o modelo da máquina é variável com a velocidade. Entretanto, para altas frequências, em especial, na região de ω_{bd} a influência da velocidade rotórica desaparece e há uma concordância das estimativas para velocidades nula e nominal.

Uma vez que o algoritmo de sintonia ajusta a função de malha $L = GK$ à função de malha desejada na região de ω_{bd} , pode-se esperar que na região de ω_{bd} a velocidade rotórica não tenha influência na conformação de malha.

Na figura 4.16 é observada a conformação da malha $L = GK$ obtida com o controlador obtido a partir da resposta em frequência com velocidade nula e a resposta em frequência da máquina com velocidade nominal mostrada na figura 4.15. Sendo a malha de referência dada por (4.49) é observado que a expectativa acima é confirmada, ou seja, em $\omega_{bd} = 2000 \text{ rad/s}$ o algoritmo ajusta com grande eficiência a função de malha L à L^* , mantendo as ótimas características margem de ganho e margem de fase. Para baixas frequências,

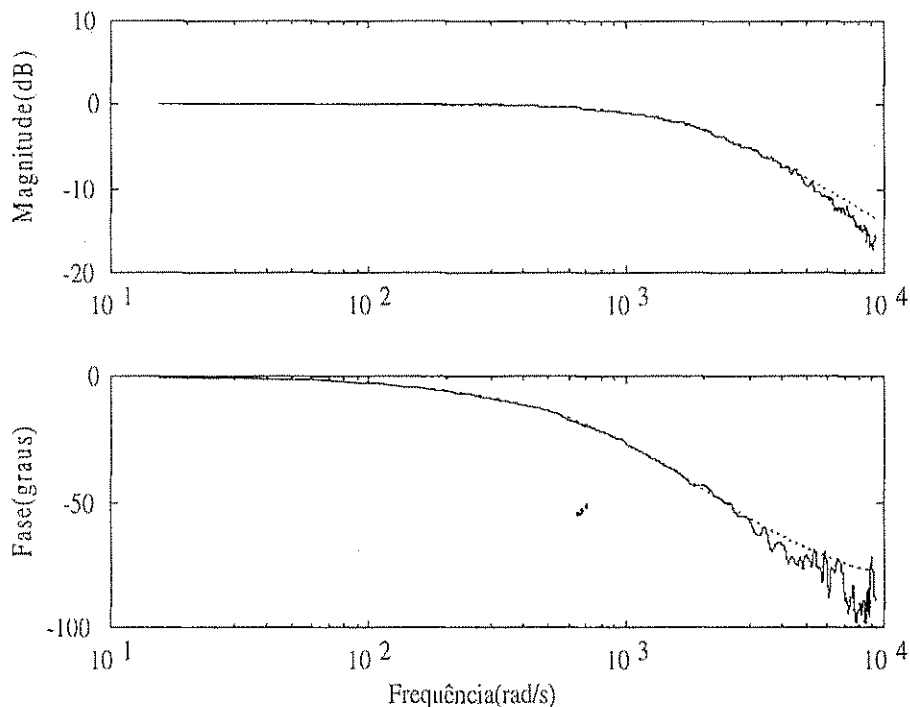


Figura 4.13: Superposição de função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada do sistema com o controlador PID (linha cheia)

a função de malha obtida está acima da função de malha desejada. No entanto, esta característica é boa pois como discutido na seção 4.2.2 é desejável que, para as frequências abaixo de ω_{bd} , o ganho de malha seja o maior possível.

Na figura 4.17 vê-se o efeito da velocidade na função de malha fechada. Observa-se que a função de malha fechada projetada segue bastante de perto a função de malha fechada de referência, tendo, na região de $\omega = 377\text{rad/s}$ um "overshoot" de menos de 1dB .

4.4 Controle de corrente

A avaliação do desempenho do sistema em malha fechada obtido com a metodologia descrita acima, foi feita a partir de simulações digitais. As simulações consistiram em alimentar a máquina assíncrona, cujos parâmetros são mostrados na tabela 3.1, com uma referência de corrente na frequência de 60Hz . Os controladores usados foram o PI e o PID obtidos a partir dos dados da figura 4.11, no referencial síncrono. Nos dois casos foi gerado o mesmo transitório de corrente que consistiu em variar a amplitude da corrente de referência em degrau para a metade de seu valor inicial. Nas figuras 4.18 e 4.19 vê-se a sobreposição da corrente de eixo d da máquina e a corrente de referência para esse mesmo eixo, bem como o erro de corrente. Pode-se observar que o desempenho dos controladores é equivalente ao desempenho dos controladores síncronos calculados como descrito na seção 3.2.3. Observa-

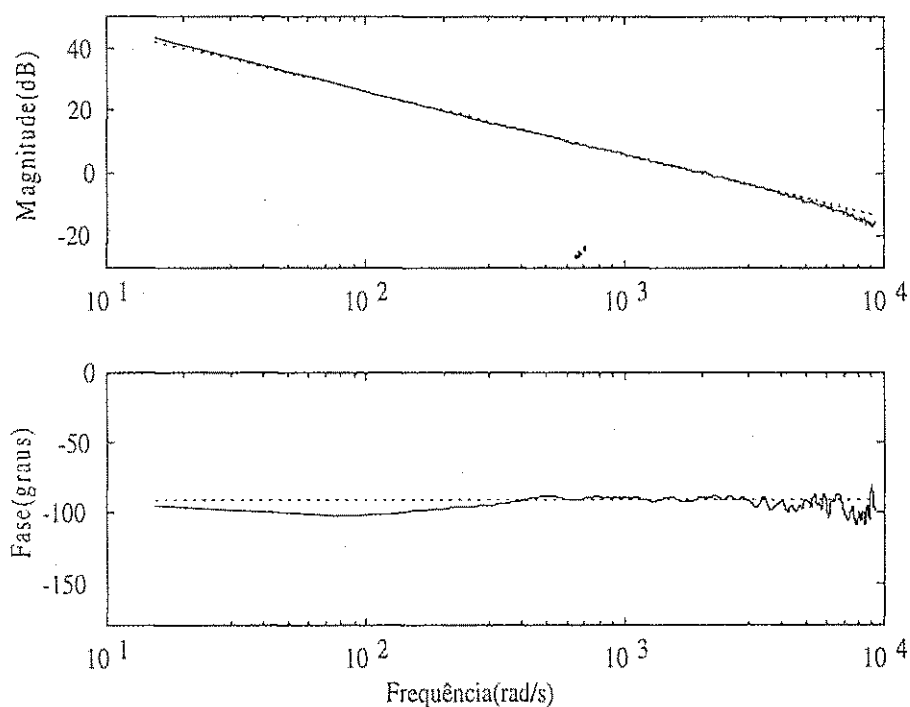


Figura 4.14: Superposição de função de malha de referência (linha pontilhada) e função de malha do sistema com o controlador PI (linha cheia).

se ainda que o desempenho do controlador PID é praticamente o mesmo do controlador PI, uma vez que, para malha fechada especificada, os ganhos proporcionais e integrais de ambos controladores são próximos e o ganho derivativo do controlador PID é pequeno.

4.5 Resultados Experimentais

A validação experimental dessa técnica foi feita utilizando a máquina cujos parâmetros elétricos e mecânicos são mostrados na tabela 3.1, e realizada em duas etapas:

- Estimação da resposta em frequência e sintonia dos controladores.

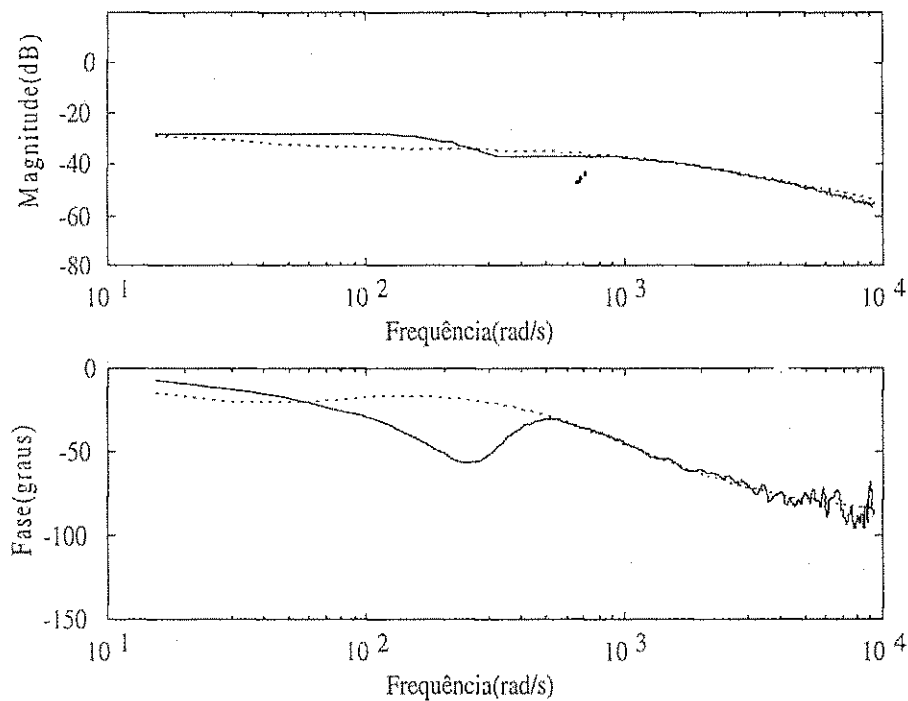


Figura 4.15: Superposição da estimação da resposta em frequência corrente/tensão com a máquina em velocidade nominal (linha cheia) e com a máquina em velocidade nula (linha pontilhada)

- Comparação do desempenho dos controladores sintonizados com esta técnica e a técnica descrita na seção 3.2.3.

Estimação e Sintonia

O primeiro passo na estimação da resposta em frequência da função de transferência $\frac{i_{sd}^*(s)}{v_{sd}^*(s)}$ é a escolha do período de amostragem. Analisando a resposta ao degrau mostrada na figura 4.20, para esta máquina, observa-se que a constante de tempo para o sistema $\frac{i_{sd}^*(s)}{v_{sd}^*(s)}$ é de aproximadamente 2ms. A partir da discussão da seção 4.3.4, pôde-se escolher um período de amostragem de 200 μ s, uma vez que a frequência de corte dos filtros *antialiasing* da placa de aquisição de dados é de 500Hz.

Na figura 4.21 é mostrada a resposta em frequência estimada. Nota-se que há uma ligeira diferença em relação à curva mostrada na figura 4.11. Esta diferença se deve ao fato de que, no segundo caso, o sistema a ser estimado, além da máquina, é composto pelo inversor, placas da aquisição de dados, filtros *antialiasing* e dinâmicas não modeladas, que não foram consideradas em simulação.

Considerando a resposta em frequência da figura 4.21, a resposta em frequência da função de transferência $\frac{i_{sd}^*(s)}{v_{sd}^*(s)}$ da máquina é classificada como sendo de grau relativo 1 e sem pólos estáveis lentos, dado que em (4.19), (4.20) e (4.21) e (4.17) temos:

$$sl = -14,9443$$

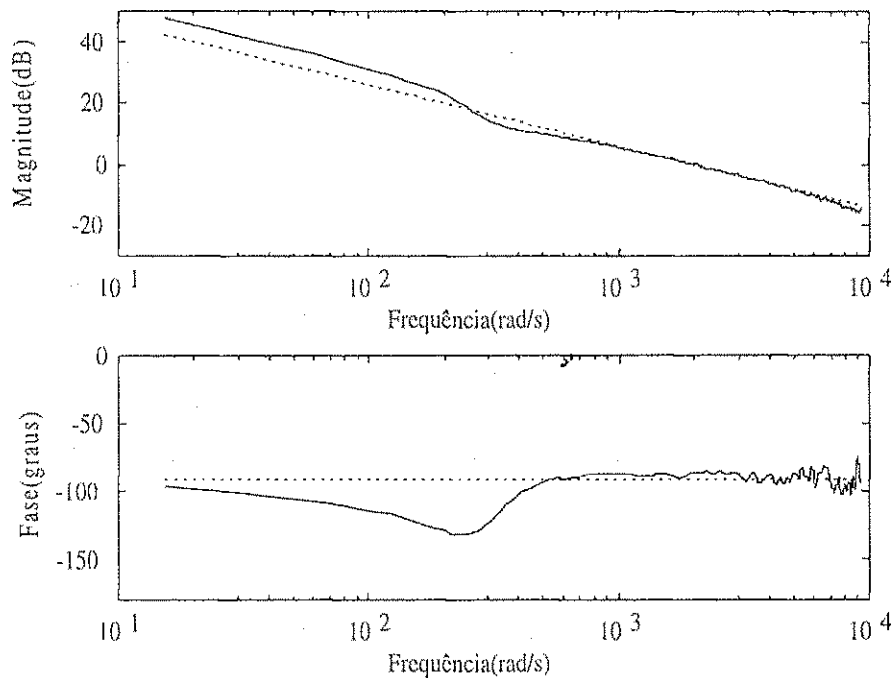


Figura 4.16: Superposição da função de malha obtida com a resposta em frequência da máquina em velocidade nominal e controlador sintonizado para velocidade nula (linha cheia) e a função de malha desejada (linha pontilhada)

$$\begin{aligned} s_{IJ} &= -4,1691 \\ -SSP &= 1180,6 \\ \angle_{NMP} &= -2,0563^\circ \end{aligned}$$

e de acordo com a tabela 4.1 a função de malha fechada escolhida é

$$T^*(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{bd}} + 1} \quad (4.50)$$

e portanto

$$L^*(s) = \frac{\omega_{bd}}{s} \quad (4.51)$$

Realizando o procedimento descrito em (4.25) a (4.37) para o conjunto de dados da figura 4.21, são obtidos os parâmetros para os controladores PI e PID mostrados na tabela 4.3.

Na figura 4.22 vê-se a superposição da função de malha fechada de referência e a função de malha fechada obtida utilizando um controlador PI com os ganhos da tabela 4.3, e a resposta em frequência estimada mostrada na figura (4.21). Pode ser observado que a função de malha fechada obtida está bastante próxima da referência, especialmente nas frequências localizadas dentro da largura de faixa desejada.

Desempenho dos Controladores

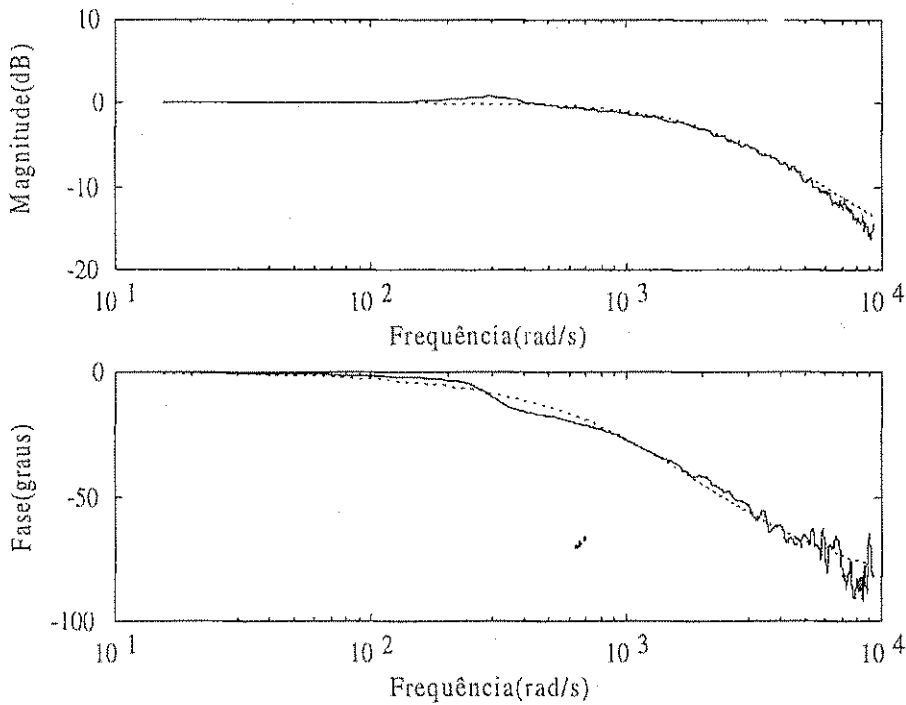


Figura 4.17: Superposição da função de malha fechada obtida com a resposta em frequência da máquina em velocidade nominal e controlador sintonizado para velocidade nula (linha cheia) e a função de malha fechada desejada (linha pontilhada)

A verificação experimental do desempenho dos controladores, foi realizada comparando-se o desempenho dos controladores PI síncrono calculados conforme descrito na seção 3.2.3, e obtido segundo a tabela 4.3.

Para o caso experimental, foram aplicados os mesmos transitórios feitos em simulação, com o inversor operando a 10 KHz e a frequência de amostragem dos controladores de $100\mu s$.

Nas figuras 4.24 e 4.23 são mostrados a superposição da corrente de referência e corrente da máquina e os erros de corrente obtidos com os controladores sintonizados por cancelamento de pólo e resposta em frequência respectivamente. Os dois controladores apresentam um bom desempenho e praticamente com o mesmo nível de erro.

	Figura 4.21
Controlador	$k_p = 141,2063$
PI	$k_i = 105710$
Controlador	$k_p = 156,1554$
PID	$k_i = 96606$
	$k_d = 0.0107$

Tabela 4.3: Ganhos dos controladores para o caso experimental.

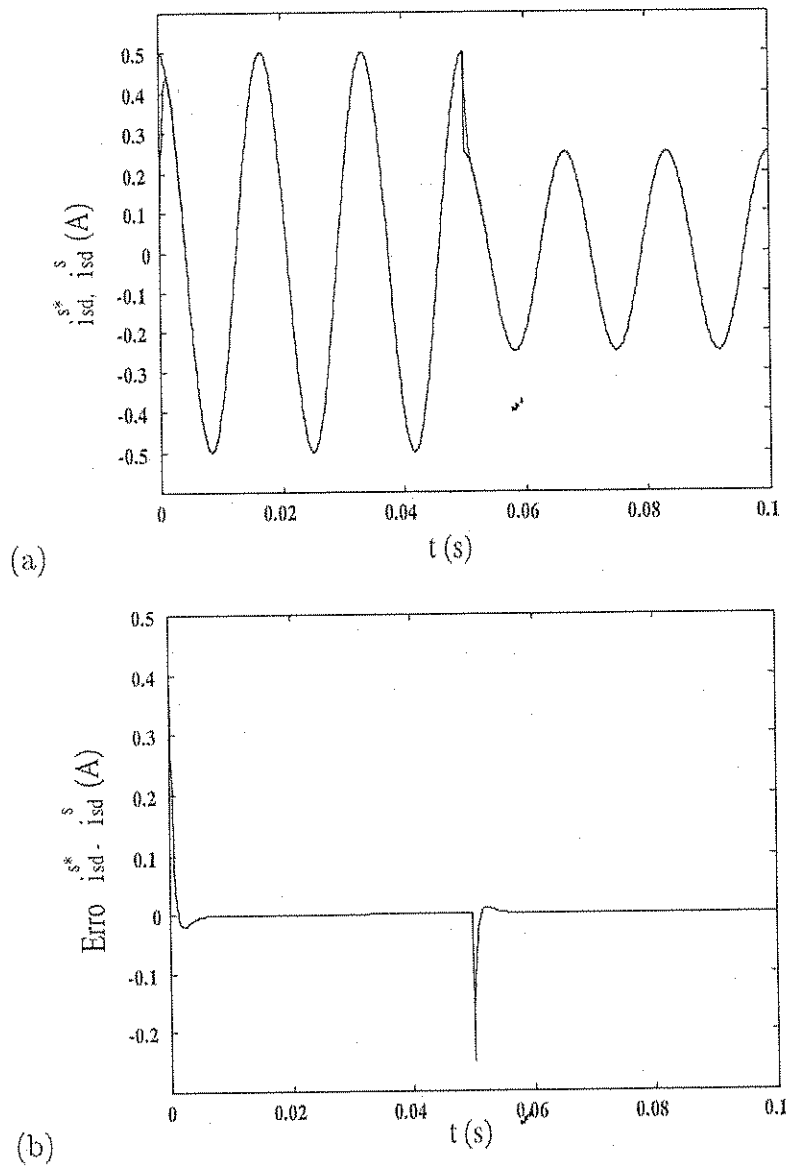


Figura 4.18: Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

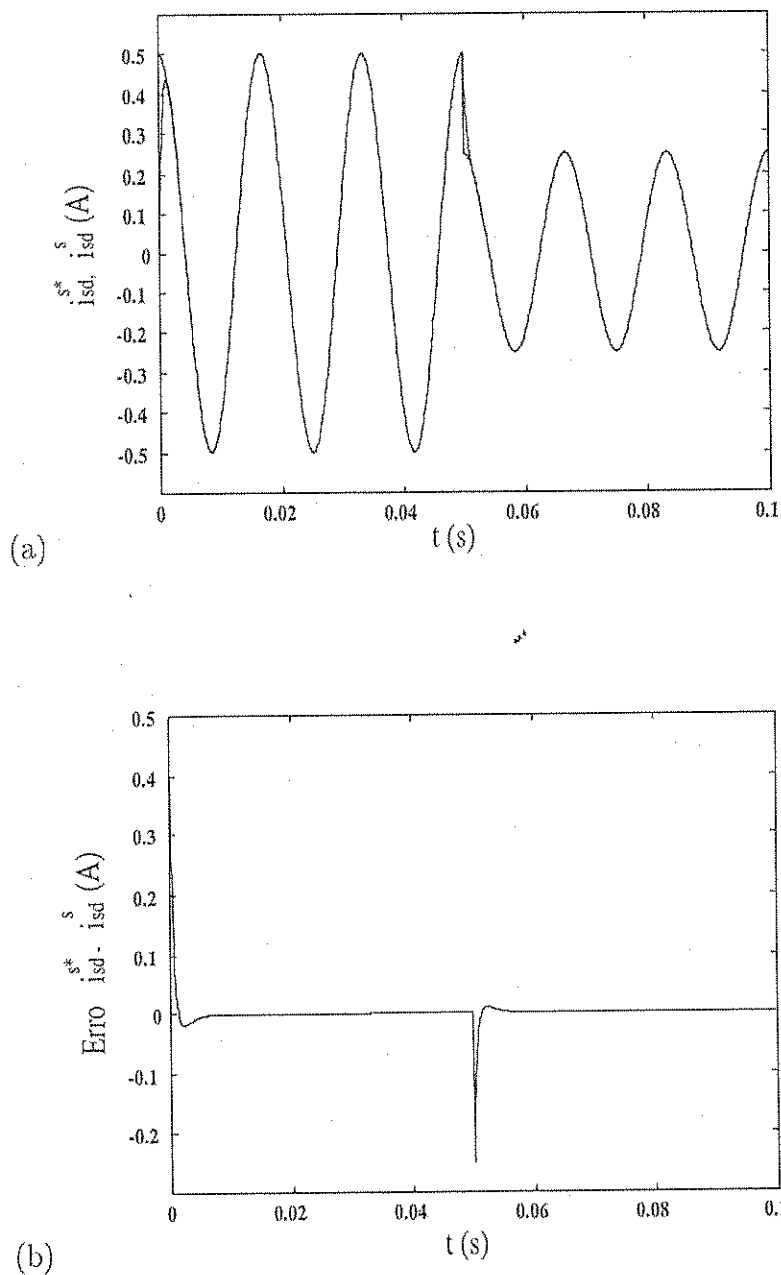


Figura 4.19: Controle de corrente PID no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente.

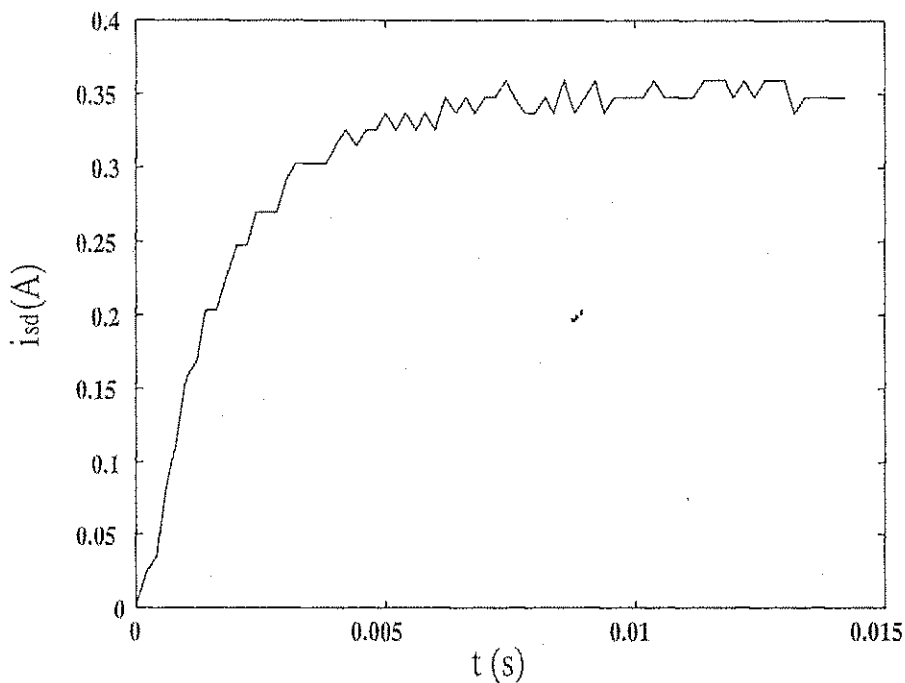


Figura 4.20: Resposta ao degrau experimental de $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado um novo método de sintonia de controladores PI e PID para o controle de corrente de máquinas assíncronas.

O método de sintonia é baseado no conceito de conformação de malha (*loop-shaping*), a partir da informação de resposta em frequência $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$ com a velocidade mecânica nula. Esta técnica utiliza o método dos mínimos quadrados para calcular os parâmetros ótimos de um controlador PI ou PID que permitirão a melhor aproximação do sistema controlador-máquina da função de malha desejada.

A obtenção da resposta em frequência foi realizada através da metodologia descrita em [27]. O sinal de tensão injetado foi do tipo PRBS, que além de ter energia num amplo espectro de frequência, produz um conjugado médio nulo, mantendo desta forma, a máquina em repouso. Apesar da técnica basear-se na resposta em frequência da máquina em repouso, os controladores obtidos a partir desta técnica podem ser utilizados, sem perda significativa de desempenho, em velocidades não nulas, uma vez que a velocidade rotórica não altera de forma significativa a curva de resposta em frequência.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados aqui, mostraram que os controladores sintonizados pela resposta em frequência obtiveram um desempenho equivalente aos controladores sintonizados por cancelamento de pólo. No entanto, o método de sintonia via resposta em frequência apresentado aqui, elimina a necessidade do conhecimento do modelo da máquina e automatiza o processo de sintonia dos controladores de corrente, uma

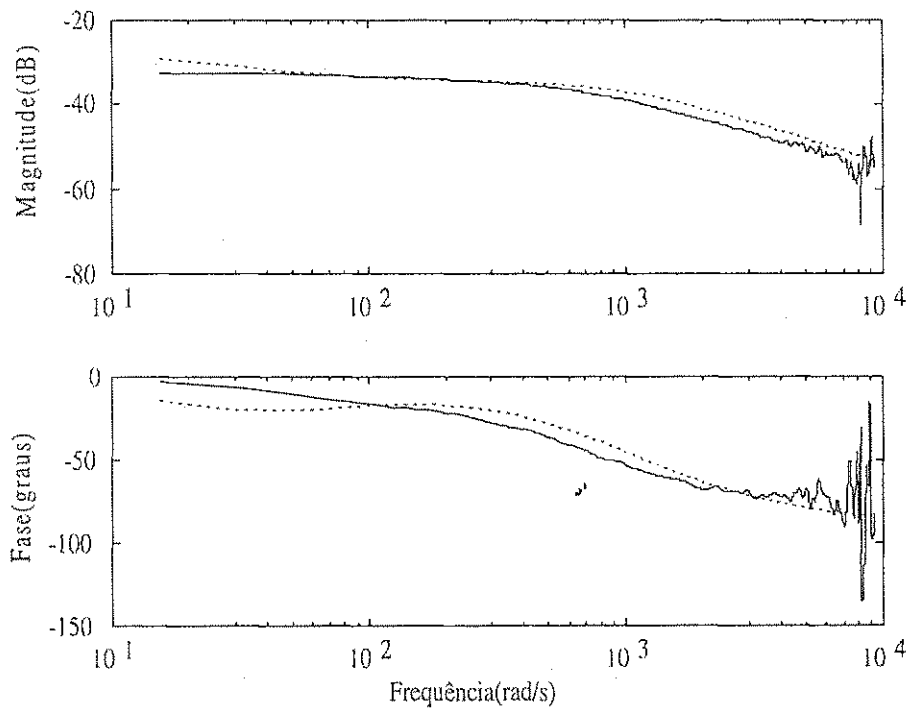


Figura 4.21: Estimação experimental da resposta em frequência da máquina (linha cheia). Resposta em frequência do modelo $\frac{\hat{i}_{sd}}{u_{sd}}$ (linha pontilhada).

vez que elimina o processo de ajuste fino dos controladores por tentativa e erro, necessário no método por cancelamento de pólos.

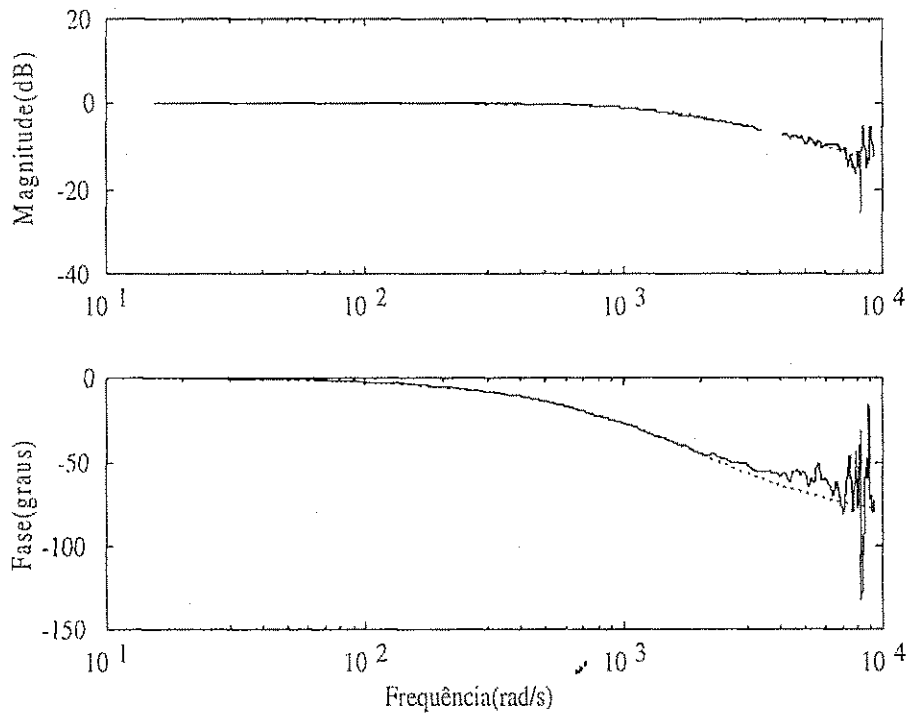


Figura 4.22: Superposição da função de malha fechada de referência (linha pontilhada) e função de malha fechada experimental (linha cheia).

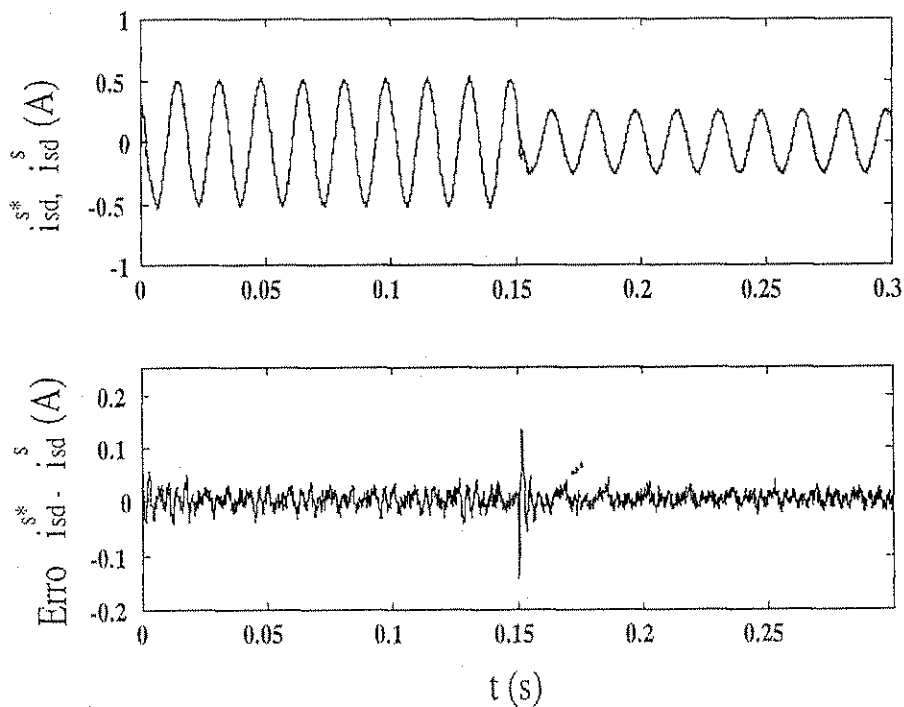


Figura 4.23: Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. Sintonia por resposta em frequência.

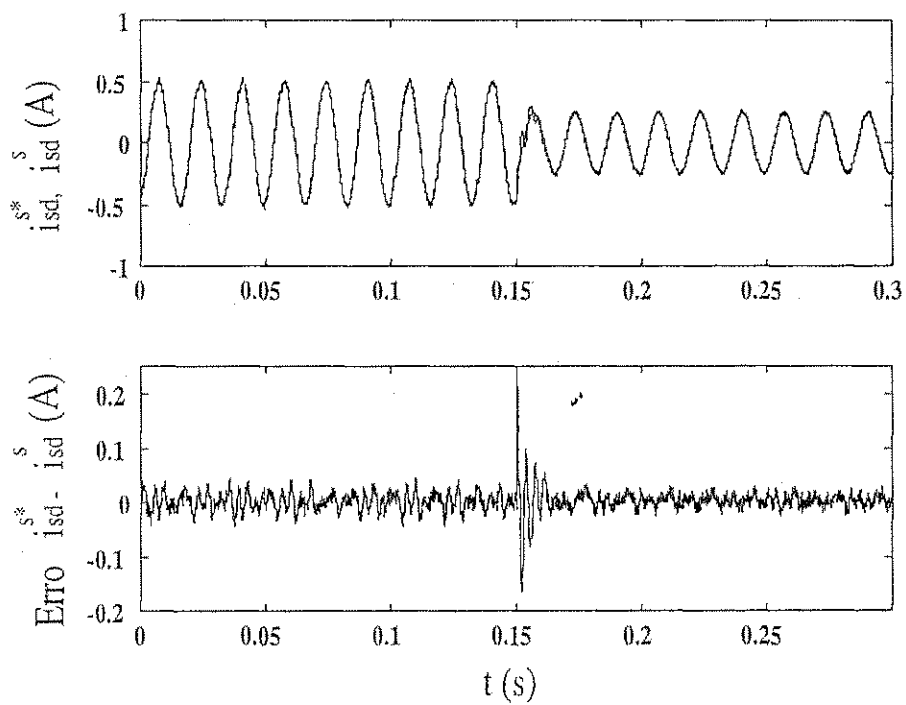


Figura 4.24: Controle de corrente PI no referencial síncrono em 60Hz: (a) superposição da corrente de referência e da corrente da máquina, (b) erro de corrente. Sintonia por cancelamento de pólo.

Capítulo 5

Estimação de Velocidade da Máquina Assíncrona

5.1 Introdução

Em sistemas industriais onde o torque e a velocidade das máquinas são controlados e em muitas aplicações de transporte, o sistema de controle em malha fechada utiliza a medição da velocidade ou posição do rotor do motor obtida através de um sensor eletromecânico (geralmente um *encoder*). Geralmente, para controle de motores de indução, um sensor de velocidade é requerido para controle de velocidade. Para máquinas síncronas é necessário dispor de um sensor de posição que fornece a informação necessária para a comutação eletrônica dos dispositivos de potência.

Os sensores de posição e velocidade requerem, de modo geral, uma montagem extra no eixo do motor e, isto reduz a confiabilidade, aumenta o custo e reduz a imunidade a ruído do sistema de acionamento. Com o desenvolvimento da microeletrônica e a redução dos custos computacionais, fica cada vez mais interessante a substituição de sensores por soluções que utilizam de forma intensiva o processamento digital de sinais para extrair dos sinais elétricos de tensão e corrente disponíveis nos terminais da máquina as grandezas que seriam fornecidas por esses sensores.

A medição ou estimação do fluxo, posição e velocidade nas máquinas síncronas e assíncronas é necessária por duas razões. A primeira é a orientação do campo. A solução de alto desempenho que é mais comum industrialmente em controle de torque para máquinas síncronas e assíncronas envolve o uso de um controle de campo orientado [34, 15]. O controle de movimento é a segunda razão para que a medição ou estimação de posição e velocidade sejam necessárias.

O estudo de técnicas de estimação da posição rotórica é atualmente um tema de grande relevância e que vem sendo investigado por vários grupos de pesquisa. O objetivo dessas

investigações tem sido contornar os problemas de custo e confiabilidade associados com os sensores e cabeamentos tipicamente usados para a medição do fluxo, posição e velocidade, substituindo os mesmos por soluções que utilizam o processamento digital das grandezas terminais da máquina. A tecnologia que dispensa o uso destes sensores é comumente conhecida como acionamento sem sensor (*sensorless* ou *self-sensing*).

A maioria dos métodos de estimação de velocidade presentes na literatura pode ser classificada como:

1. métodos baseados na força contra-eletromotriz (*fcem*).
 - estimação do escorregamento: regime permanente [2] ou dinâmico [37];
 - estimação da velocidade através do modelo de estado ou função de transferência [23, 32];
 - controle adaptativo tipo modelo de referência [40, 46];
 - filtro de Kalman [11];
2. métodos baseados em saliências magnéticas:
 - sinal fundamental [48, 12, 35];
 - injeção de sinais de alta frequência [20, 9];

Neste capítulo serão estudados alguns métodos de estimação de fluxo e posição rotórica baseados na *fcem* e baseados em saliências magnéticas.

5.2 Observadores de Fluxo

Existem diversas topologias propostas para a estimação do fluxo rotórico em máquinas assíncronas usando suas equações básicas e as medições das grandezas terminais da máquina [44, 18, 21, 40, 38, 47]. Essas topologias são derivadas de basicamente quatro estimadores de fluxo em malha aberta. Esse quatro estimadores de fluxo são habitualmente referidos como: modelo de corrente, método do cancelamento, modelo de tensão e estimador de ordem completa. Todos esses quatro estimadores de fluxo são obtidos a partir das equações dinâmicas que descrevem o comportamento da máquina dadas em (2.11) a (2.14).

5.2.1 Modelagem da máquina assíncrona

O modelo para a dinâmica da parte elétrica da máquina usando a notação dq é dado pelas equações (2.11) a (2.14), no referencial estacionário.

Essas equações podem ser reescritas na forma de espaço de estados com a corrente estatórica e o fluxo rotóricos como estados do sistema como mostrado em 5.1 e 5.2.

$$\frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(\mathbf{v}_s^s - r'_s \mathbf{i}_s^s + \frac{l_{msr}}{l_r} \omega_{br} \boldsymbol{\phi}_r^s \right) \quad (5.1)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\phi}_r^s}{dt} = \frac{l_{msr}}{l_r} r_r \mathbf{i}_s^s - \omega_{br}^s \boldsymbol{\phi}_r^s \quad (5.2)$$

onde

$$l_{\sigma s} = l_s - \frac{l_{msr}^2}{l_r} \quad (5.3)$$

$$r'_s = r_s + \left(\frac{l_{msr}}{l_r} \right)^2 r_r \quad (5.4)$$

$$\omega_{br} = \frac{r_r}{l_r} - j\omega_r \quad (5.5)$$

5.2.2 Modelo de corrente

A partir de (5.2) observa-se que o fluxo rotórico pode ser estimado a partir das medições das correntes estatóricas e da velocidade do rotor. Esta forma de estimador de fluxo em malha aberta é tipicamente chamada de *modelo de corrente* [44, 18, 21, 4]. A equação que descreve o comportamento dinâmico deste estimador é dada por

$$\frac{d\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s}{dt} = \frac{\hat{l}_{msr}}{\hat{l}_r} \hat{r}_r \mathbf{i}_s^s - \hat{\omega}_{br} \hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s \quad (5.6)$$

Combinando as equações (5.6) e (5.5) a dependência do conhecimento da velocidade do para o modelo de corrente torna-se mais explícita.

$$\frac{d\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s}{dt} = \frac{\hat{r}_r}{\hat{l}_r} \left(\hat{l}_{msr} \mathbf{i}_s^s - \hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s + j\omega_r \frac{\hat{l}_r}{\hat{r}_r} \hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s \right) \quad (5.7)$$

5.2.3 Método do cancelamento

Uma segunda forma de estimar o fluxo rotórico em malha aberta pode ser descrita a partir de (5.1), usando as medições da tensão e correntes estatóricas e da velocidade. Esta forma de estimador de fluxo em malha aberta é frequentemente chamada de *método do cancelamento*, já que ela usa um diferenciador para cancelar o efeito do integrador [18]. A equação que descreve o comportamento dinâmico deste estimador é dada por

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^s = \frac{\hat{l}_r}{\hat{l}_{msr} \hat{\omega}_{br}} \left(-\mathbf{v}_s^s + \left(\hat{r}'_r + \hat{l}_{\sigma s} \frac{d}{dt} \right) \mathbf{i}_s^s \right) \quad (5.8)$$

Uma dificuldade do método do cancelamento é a necessidade de derivadas das correntes estatóricas. Isto torna o método mais sensível a ruídos que outros métodos de estimação do fluxo rotórico.

5.2.4 Modelo de tensão

Uma outra forma de estimar o fluxo rotórico em malha aberta pode ser obtida a partir da equação de tensão (2.11), e as equações de fluxo (2.13) e (2.14), no referencial estacionário, usando as medições das tensões e correntes estatóricas. Esta forma de estimador de fluxo em malha aberta é normalmente chamada de *modelo de tensão* [44, 18, 21, 37]. As equações que descrevem a dinâmica deste estimador são dadas por:

$$\frac{d\hat{\phi}_s^s}{dt} = \mathbf{v}_s^s - \hat{r}_s \mathbf{i}_s^s \quad (5.9)$$

$$\hat{\phi}_r^s = \frac{\hat{l}_r}{\hat{l}_{msr}} (\hat{\phi}_s^s - \hat{l}_{\sigma s} \mathbf{i}_s^s) \quad (5.10)$$

A partir de (5.9) vê-se que o estimador de fluxo rotórico está baseado num estimador de fluxo estatórico em malha aberta. Esse estimador de fluxo necessita do uso de um integrador, e sua implementação é sensível a *offsets* e erros de condição inicial. Para superar esta limitação, diversos autores [40, 37, 4] propuseram métodos onde o integrador ideal é trocado por um filtro passa-baixa de pequena largura de faixa. Esse estimador apresenta um bom desempenho em altas velocidades, no entanto, em baixas velocidades o seu desempenho é deteriorado.

Por não depender da velocidade, esse estimador é muito empregado em estratégias de controle sem sensor de velocidade.

5.2.5 Estimador de ordem completa

Um estimador de fluxo rotórico de ordem completa pode ser obtido a partir de (5.1) e (5.2), usando as medições das tensões estatóricas e da velocidade [18]. A corrente estatórica, neste caso, é uma quantidade estimada. As equações que descrevem o comportamento dinâmico deste estimador são:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \frac{1}{\hat{l}_{\sigma s}} \left(\mathbf{v}_s^s - \hat{r}_s' \mathbf{i}_s^s + \frac{\hat{l}_{msr}}{\hat{l}_r} \hat{\omega}_{br} \hat{\phi}_r^s \right) \quad (5.11)$$

$$\frac{d\hat{\phi}_r^s}{dt} = \frac{\hat{l}_{msr}}{\hat{l}_r} \hat{r}_r \mathbf{i}_s^s - \hat{\omega}_{br} \hat{\phi}_r^s \quad (5.12)$$

O estimador de fluxo rotórico de ordem completa pode ser visto como o estimador de fluxo rotórico tipo modelo de corrente em cascata com um estimador de corrente estatórica. Devido à sua dependência da estimação da corrente estatórica, esse estimador apresenta um desempenho não superior ao estimador tipo modelo de corrente.

5.2.6 Estimadores em malha fechada

Para melhorar o desempenho dos observadores de fluxo em malha aberta, são propostas diversas topologias de estimadores de fluxo em malha fechada [44, 18, 21, 25]. A maioria

esses estimadores de fluxo, usam o erro de estimação de corrente ou tensão para forçar a convergência do fluxo rotórico estimado para o fluxo rotórico real. A topologia básica desse estimador de fluxo é mostrada na figura 5.1

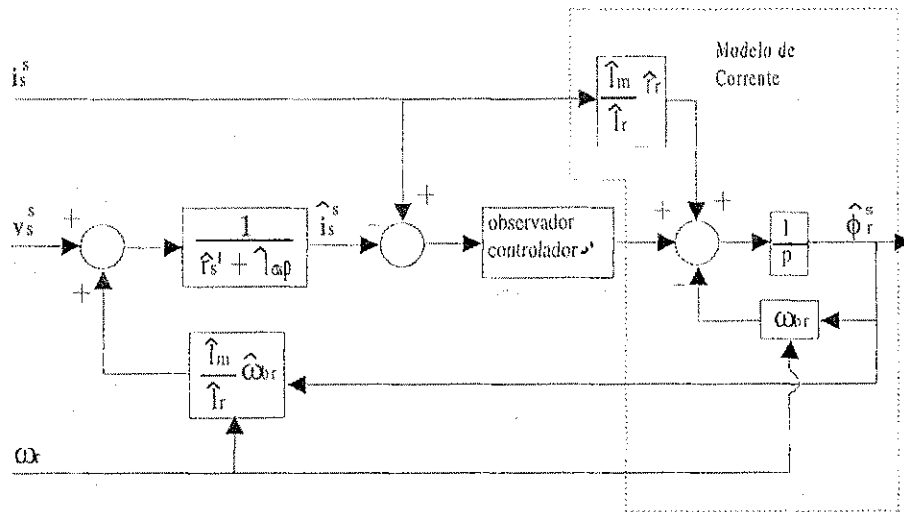


Figura 5.1: Estimador de fluxo em malha fechada

Se o observador controlador mostrado na figura 5.1 for considerado linear, pode-se mostrar, através de álgebra de blocos, que o observador de fluxo em malha fechada é composto de uma combinação do método do cancelamento e do modelo de corrente, como mostrado na figura 5.2, onde nessa figura e nas subseqüentes, o bloco do observador controlador está representado pela sigla O.C.

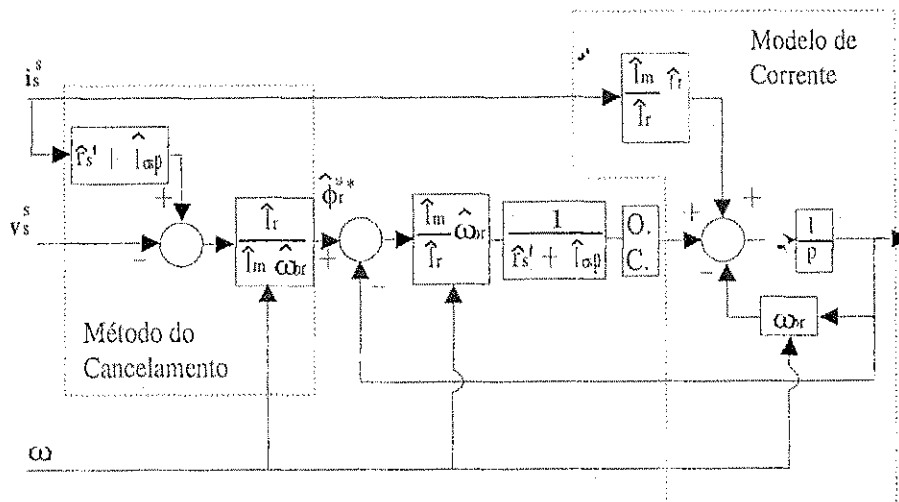


Figura 5.2: Estimador de fluxo em malha fechada após manipulação de blocos

Pode ser observado da figura 5.2, que a referência de fluxo gerada pelo método do cancelamento é muito sensível a variações paramétricas, e ainda, o observador de fluxo exibe uma dinâmica variável com a velocidade.

Para superar esses problemas, Jansen *et alii* [18] propuseram a troca do método do cancelamento pelo modelo de corrente para a geração de fluxo de referência, e para melhorar o desempenho em altas velocidades do observador com dinâmica variável com a velocidade, trocar o modelo de corrente, como mostrado na figura 5.2, pelo modelo de tensão. O novo observador de fluxo é mostrado na figura 5.3.

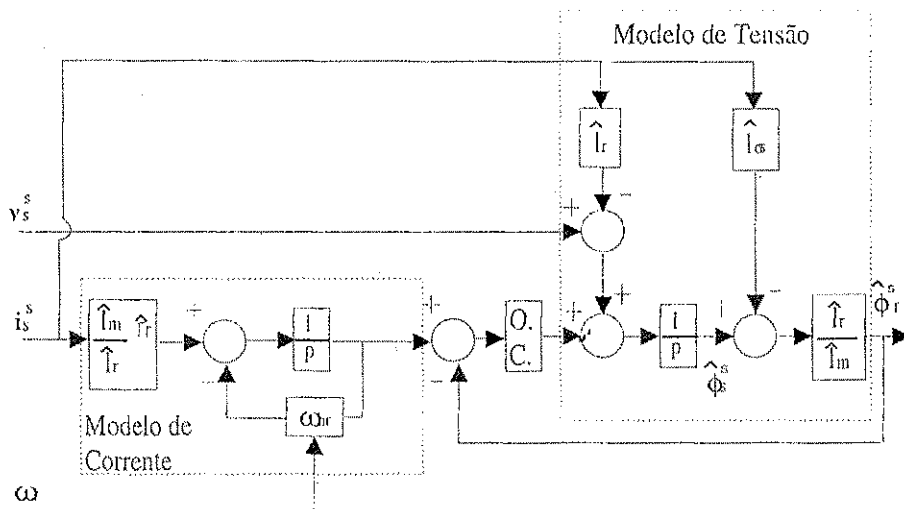


Figura 5.3: Estimador de fluxo em malha fechada com referência de fluxo gerada pelo modelo de corrente.

Tendo os modelos de corrente e tensão seus melhores desempenhos em velocidades baixas e altas, respectivamente, o estimador de fluxo da figura 5.3 comporta-se como o modelo de corrente em baixas velocidades e como modelo de tensão em altas velocidades.

5.3 Observadores de fluxo e velocidade

Muitos pesquisadores propuseram estimadores de fluxo estendidos para a estimação da velocidade rotórica [40, 38, 47, 25, 11]. As formas em que essa estimação é feita podem ser divididas em dois grupos: 1) a inclusão do modelo mecânico no observador de fluxo e 2) sistema adaptativo tipo modelo de referência (MRAS).

O primeiro grupo inclui um modelo mecânico a um dos observadores anteriormente discutidos e então usa a velocidade estimada do rotor a partir desse modelo mecânico no lugar da velocidade rotórica medida para os observadores de fluxo. O segundo grupo usa dois observadores de fluxo de forma a obter um sistema adaptativo tipo modelo de referência, para estimar a velocidade do rotor. O observador de fluxo tipo modelo de tensão, que não depende da velocidade, atua como modelo de referência, e o estimador de fluxo tipo modelo de corrente, que depende da velocidade, atua como sistema adaptativo que atualiza a velocidade estimada a fim de minimizar o erro de estimação de fluxo dos

dois observadores.

5.3.1 Estimação de velocidade usando o modelo mecânico

A velocidade rotórica é um estado do sistema e está acoplada à dinâmica elétrica através da *fcem*. Desta forma é possível estimar a velocidade rotórica pela inclusão de um modelo mecânico nos observadores de fluxo. A figura 5.4 mostra como esse modelo mecânico pode ser somado ao observador de fluxo que usa o modelo de corrente para produzir o fluxo de referência.

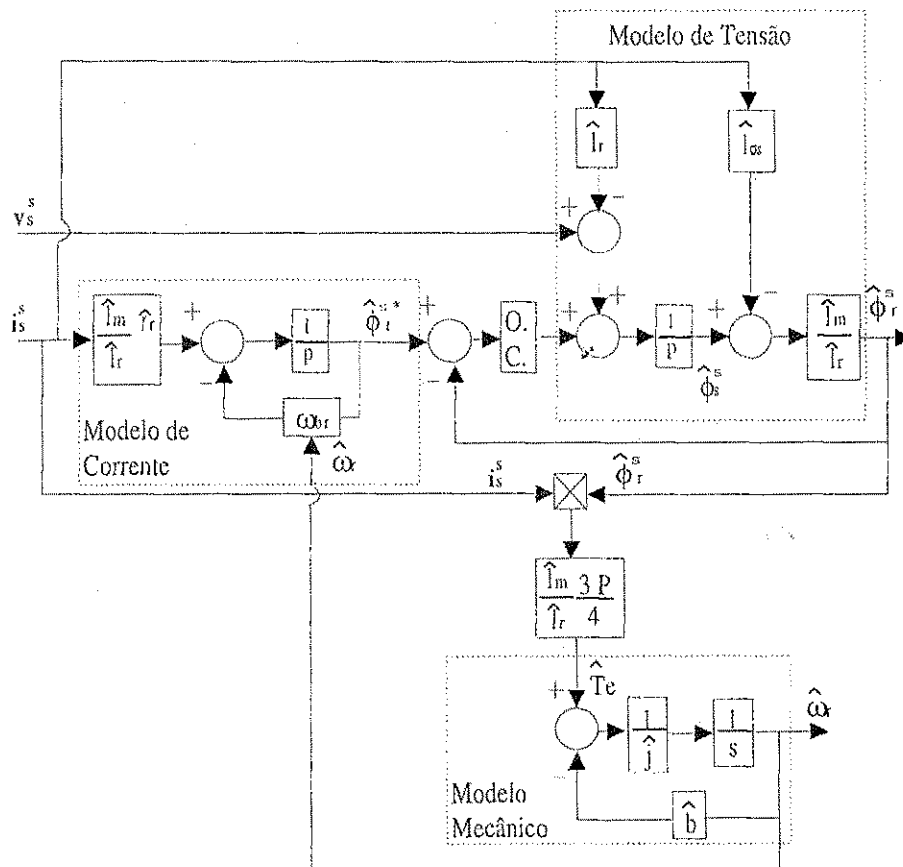


Figura 5.4: Estimador de fluxo em malha fechada com a inclusão de um modelo mecânico

Um problema na estimação de velocidade pela inclusão de um modelo mecânico aos estimadores de fluxo é que a estimação de velocidade utiliza apenas as medições dos estados elétricos da máquina. Desta forma, o modelo mecânico para estimar a velocidade não tem conhecimento de perturbações e do conjugado de carga aplicado ao sistema e, por isso, não oferece robustez dinâmica ou rejeição a perturbação para o sistema com a malha de velocidade fechada. Esse e outros problemas associados aos observadores de fluxo em velocidades baixa e nula, significam que a adição de um modelo mecânico não é o suficiente para uma estimação precisa de velocidade quando essa se torna pequena ou nula.

5.3.2 Estimação de usando o MRAS

Uma segunda forma de estimar a velocidade do rotor a partir dos observadores de fluxo é através do sistema adaptativo tipo modelo de referência [40, 38, 47, 25]. De uma forma geral, o modelo de tensão é usado como modelo de referência e o modelo de corrente como sistema adaptativo. O produto cruzado entre a estimativa de fluxo dos dois modelos é usado como sinal de erro para a adaptação da velocidade. A figura 5.5 mostra o digrama de blocos para a estimação da velocidade rotórica usando o MRAS.

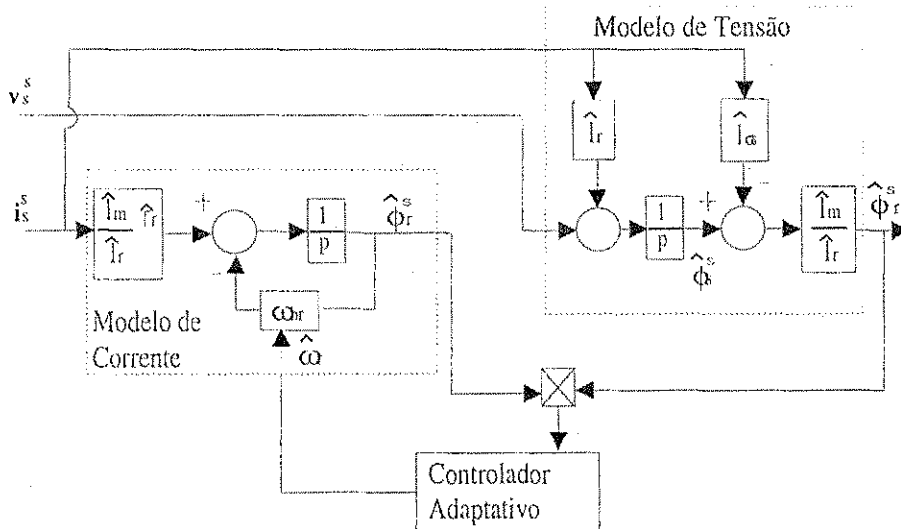


Figura 5.5: Estimador de velocidade via MRAS

O uso do MRAS não elimina a sensibilidade paramétrica de qualquer método que depende da *f_{cem}* para a estimação da velocidade rotórica. Por isso muitas pesquisas têm-se voltado ao estudos de maneiras de estimação *on-line* de parâmetros para melhorar a estimação de fluxo e velocidade, especialmente em baixas velocidades [40, 47, 25].

A forma padrão do MRAS para a estimação da velocidade rotórica depende de um erro das estimativas obtidas dos dois modelos usados como referência e sistema adaptativo. Isto causa um atraso inerente na estimativa da velocidade rotórica.

Jansen *et alii* [22] sugeriram a melhora das propriedades dinâmicas da velocidade rotórica estimada através da inclusão de um modelo mecânico no controlador adaptativo MRAS. O modelo mecânico usa uma estimativa do conjugado eletromagnético como uma entrada *feedforward* para dar à velocidade estimada uma característica de atraso nulo. A figura 5.6 mostra o diagrama de blocos do observador de fluxo que usa um MRAS para a estimação de velocidade rotórica com a inclusão de um sistema mecânico.

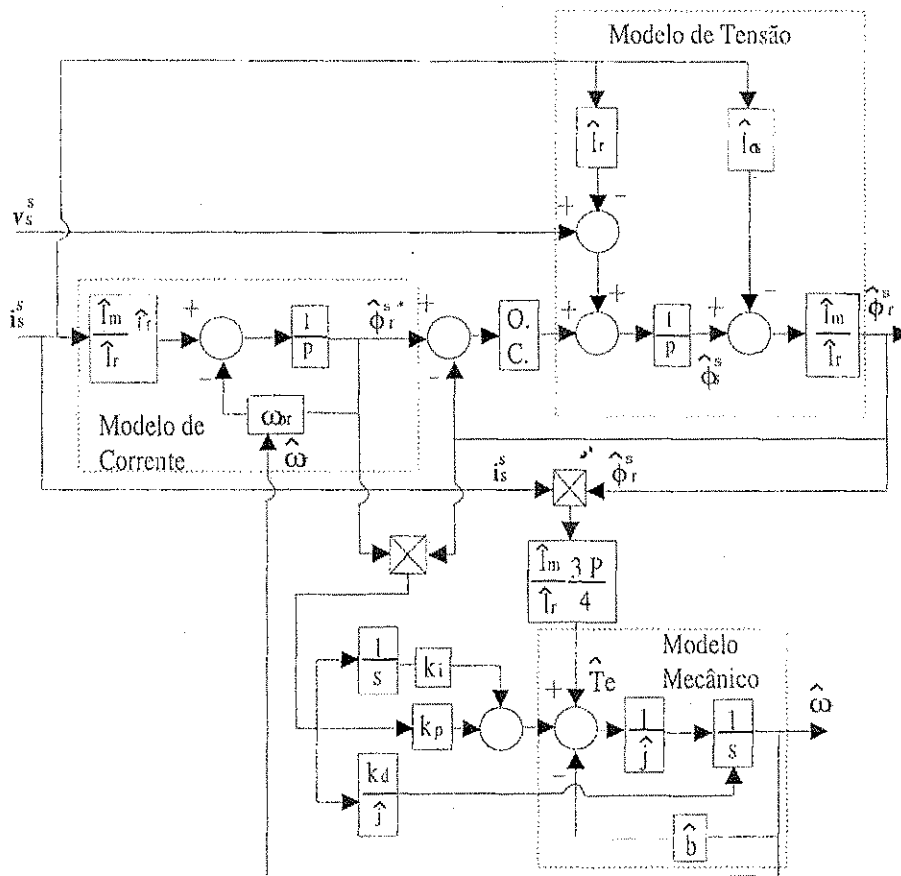


Figura 5.6: Estimador de velocidade via MRAS com a inclusão de um modelo mecânico.

5.3.3 Estimação usando filtro de Kalman

Muitas técnicas de estimação de fluxo com inclusão da estimação da velocidade baseiam-se no Filtro de Kalman ou no Filtro de Kalman Estendido (*EKF*) [11, 24].

Kim et alii [24] utilizaram o Filtro de Kalman Estendido para estimar a velocidade voltada para o acionamento sem sensor de velocidade. O método baseia-se no controle por orientação direta, onde a posição de orientação é obtida a partir dos fluxos estimados pelo *EKF*. Mostra-se que o algoritmo é bastante sensível a variações em r_r . Por exemplo, uma variação de 20% em r_r causa erro de 55% na velocidade quando o acionamento opera a 20 rpm. Isto mostra que que é necessária a compensação deste parâmetro.

Embora o *EKF* seja mais difícil de analisar, ele apresenta os mesmos problemas de sensibilidade paramétrica e limite de operação em baixa velocidade pois, baseia-se no mesmo sistema de equações da máquina. Esse filtro utiliza uma matriz de ganho variável que é calculada de forma a minimizar os efeitos de ruído e erros de modelagem nos estados ou parâmetros estimados. No cálculo desta matriz, é considerado que se tem conhecimento *a priori* da distribuição do ruído. Na prática se faz a suposição de que o ruído é branco. Esta suposição nem sempre é verdadeira pois a distribuição do ruído vai depender de uma série

de fatores como, por exemplo, o sistema de aquisição e a eletrônica de potência utilizada. Como conclusão, a minimização dos efeitos do ruído nem sempre é garantida em aplicações reais. Outra característica do *EKF* é elevada carga computacional requerida para sua implementação.

Embora o uso de um filtro de Kalman possa, de certo modo, reduzir os efeitos do ruído ou erros de modelagem na estimação do fluxo e velocidade rotórica, ele não resolve um problema fundamental na operação em velocidades baixa e nula. Os métodos de estimação através de filtros de Kalman são baseados nos mesmos modelos dos observadores de fluxo e têm os mesmos problemas de sensibilidade paramétrica e falta de sinal em baixas velocidades. O filtro de Kalman pode ser visto como um observador com ganhos otimizados para fins de minimização de ruído.

5.4 Estimação baseada em saliências magnéticas

É praticamente impossível projetar e construir uma máquina elétrica sem a presença de algum tipo de saliência magnética. Máquinas de relutância, máquinas a ímã permanente e máquinas de relutância chaveada são, deliberadamente construídas com a presença de saliências significantes. Máquinas assíncronas são projetadas e modeladas como se não apresentassem saliências magnéticas. Muito embora elas sejam projetadas para não apresentarem saliências, as ranhuras de rotor ou estator, variações no processo de manufatura e não linearidades no material magnético quase sempre produzem algum tipo de saliência espúria nessas máquinas. Apesar de construtivamente indesejável, a saliência magnética é de importância fundamental para as técnicas de estimação de posição rotórica, apresentadas nessa seção. O fato interessante acerca de uma saliência numa máquina é que ela fornece um referencial absoluto para a posição do rotor ou fluxo e ainda, já que uma saliência produz uma variação de parâmetros que depende da posição do rotor, é possível medir a posição da saliência a partir das tensões e correntes estatóricas. Esta variação dos parâmetros elétricos da máquina com a posição da saliência significa que também é possível rastrear a posição da saliência sem conhecer os valores reais dos parâmetros.

Vários métodos foram propostos para rastrear a posição das saliências magnéticas em máquinas elétricas [12, 13, 48, 35, 29, 20, 7, 10].

Esse métodos variam de técnicas que dependem da excitação fundamental da máquina a técnicas que injetam sua própria excitação para desacoplar a excitação fundamental da estimação.

5.4.1 Rastreo da saliência magnética

Quando se alimenta uma máquina que apresenta saliências, as correntes induzidas nessa máquina apresentam outras frequências além da fundamental. A frequência dessas componentes é uma função da velocidade com que a saliência gira e o número de ranhuras da máquina. Vários pesquisadores propuseram o uso de FFT ou filtros adaptativos para isolar e rastrear a frequência das correntes induzidas pelas saliências [12, 48, 13]. O exemplo mais comum de saliência que é rastreada usando esses tipos de técnicas são as ranhuras do rotor numa máquina de indução. O grande número de ranhuras relativo a um período de um pólo, dá às correntes harmônicas causadas por estas saliências uma grande separação espectral das correntes fundamentais. Uma vantagem dessa técnica é que não é necessário qualquer conhecimento dos parâmetros elétricos da máquina. O único conhecimento necessário para estimar a velocidade é o número harmônico da saliência que está sendo rastreada, e este número não muda sob qualquer condição de operação da máquina.

Uma grande desvantagem para as técnicas que usam FFT e filtros adaptativos é a grande quantidade de cálculos necessários para extrair a frequência desejada. Além disso, essas técnicas apenas disponibilizam estimativas discretas da velocidade com um significativo atraso entre as estimativas. Devido à grande quantidade de dados para uma estimativa e o atraso entre as estimativas, essas técnicas fornecem uma velocidade média, e não instantânea do rotor da máquina. Um último problema dessas técnicas é que elas estão rastreando a velocidade e não a posição. Isto significa que em baixas velocidades torna-se mais difícil separar a corrente harmônica da corrente fundamental, e em velocidade zero as duas correntes não são distintas.

5.4.2 Rastreo através da fase da tensão

As saliências produzidas pelas ranhuras do rotor e saturação causam variações na fase das tensões da máquina. Se o número de ranhuras não é um múltiplo de três, é possível isolar as componentes de tensão produzidas por estas saliências das componentes fundamentais através da soma das três tensões de fase [13, 48]. A extração da frequência dos componentes de tensão produzidos pelas saliências pode ser feita usando detetores de passagem por zero. Pode-se ainda rastrear a velocidade do rotor ou do fluxo de entreferro a partir da tensão de sequência zero. O terceiro harmônico da tensão estatórica causado pelas saliências é um componente de sequência zero e está em fase com o fluxo de entreferro. A detecção de seus valores de pico ou da passagem por zero fornece a informação da posição do fluxo de entreferro.

De maneira semelhante às técnicas que usam FFT e filtros adaptativos, estas técnicas não dependem do conhecimento de qualquer parâmetro da máquina. No entanto, embora

essas técnicas permitam uma estimação contínua da velocidade do rotor ou do fluxo de entreferro, elas são limitadas por causa da sua dependência do sinal fundamental, tendo os mesmos problemas de separação espectral e falta de sinal em velocidades baixa e nula respectivamente.

5.4.3 Rastreo através da medição da indutância e di/dt

Matsuo e Lipo [29] e Ogasawara e Akagi [35] mediram a corrente em dois pontos distintos e calcularam a taxa da variação da mesma através da derivada de primeira ordem. A partir dessa derivada de corrente, estimaram a posição da saliência através de um mapeamento da indutância da máquina. A diferença básica entre as duas técnicas é que em [35] os autores propuseram um mapeamento da indutância através do cálculo da mesma e de uma operação envolvendo um arco tangente, além de modificarem o padrão de chaveamento do inversor. Já a técnica apresentada por [29] evita a medição da indutância através de um mapeamento direto entre as derivadas das correntes e a posição rotórica. Como essas técnicas baseiam-se na medição da ondulação de corrente produzida pelo chaveamento do inversor, elas podem ter algumas limitações:

- A variação da corrente em velocidade baixa é reduzida, porque em baixa velocidade o inversor passa a maior parte do tempo aplicando vetores nulos à máquina.
- O mapeamento da indutância não considerou o efeito da saturação, e além disso, as máquinas utilizadas (motores à relutância síncrona e de ímãs permanentes) apresentam saliências magnéticas bastante pronunciadas, o que não é o caso dos motores de indução.

Schroedl *et alii* [41] propuseram a estimação de fluxo ou posição através de um método que batizaram de *INFORM* (*Indirect Flux detection by Online Reactance Measurement*). O método é baseado na injeção de um sinal de teste na máquina, que é aplicado de forma intermitente numa determinada frequência. Sempre que o sinal de teste é aplicado, a alimentação fundamental é retirada da máquina e o inversor é chaveado em determinado padrão de forma a impor este sinal. A estimação da posição da saliência é determinada a partir da medição das derivadas das correntes durante os intervalos em que o sinal de teste é aplicado. Devido à sua forma discreta, este método é usado juntamente com um observador ou um filtro de Kalman de forma a obter uma informação contínua de fluxo ou posição. Com este método, pode-se obter a estimação da posição em velocidades baixa e nula, pois não existe dependência da alimentação fundamental. No entanto, tem-se a desvantagem de perda de controle da alimentação fundamental durante o período em que o sinal de teste é aplicado.

5.5 Conclusões

Todos os estimadores de fluxo em malha aberta e fechada são dependentes das estimativas dos parâmetros da máquina e farão estimativas imprecisas de fluxo se os parâmetros estimados da máquina não forem precisos.

Alguns pesquisadores propuseram esquemas de adaptação de parâmetros para superar esse problema [40, 47, 25]. A adaptação de parâmetros melhora a estimação do fluxo, mas nenhuma técnica de adaptação paramétrica apresentada até aqui é suficientemente eficiente para fazer com que as técnicas baseadas na *f_{cem}* sejam insensíveis às variações paramétricas.

Todas as técnicas apresentadas aqui, com exceção da *INFORM*, são dependentes da alimentação fundamental. Essa dependência torna-se um problema em velocidades baixa e nula devido a falta de sinal.

Assim, uma excitação persistente é necessária para a estimação de fluxo, posição e velocidade em velocidades baixa e nula.

O rastreamento de uma saliência oferece a capacidade de estimação independente dos parâmetros da máquina. A interação do sinal de tensão de alta frequência e a saliência gera um sinal de corrente, que é independente do sinal de alimentação fundamental. Isto significa que o sinal estará sempre presente mesmo em velocidades baixa e nula.

Capítulo 6

Estimação através de injeção de sinais

6.1 Introdução

Pelo observado no capítulo anterior, mesmo utilizando-se técnicas de estimação baseadas na medição de efeitos secundários, tais como aqueles produzidos pelas ranhuras rotóricas, ainda assim é praticamente impossível estimar a velocidade ou posição na faixa de velocidade baixa e nula. Isto porque estas técnicas baseiam-se na alimentação fundamental da máquina, ou seja, dependem da *fcem*. Desta forma pode-se notar que é necessária uma excitação persistente, somada à alimentação fundamental da máquina para a estimação de posição em velocidades baixa e nula.

Pode-se observar também que a máquina precisa ter uma saliência. Muitas técnicas de estimação de fluxo ou posição rotórica extraem a informação de posição da *fcem*. Em baixas velocidades, a *fcem* numa máquina é muito pequena, o que dificulta o rastreamento do fluxo ou posição.

O rastreamento de uma saliência magnética, através da sobreposição de sinais de alta frequência ao sinal de alimentação da máquina, elimina o problema de falta de sinal em baixas velocidades encontrado nas técnicas baseadas na *fcem*, pois a magnitude da saliência não depende da velocidade de rotação.

Uma técnica para a estimação de fluxo ou posição rotórica que incorpora essas conclusões foi desenvolvida por Jansen *et alii* [20, 19, 28]. Este método consiste na injeção de um sinal de excitação sobreposto ao sinal fundamental. Este sinal de excitação interage com a saliência presente na máquina para produzir informação a respeito da posição do fluxo ou rotor. Neste capítulo será analisado este método para a estimação da posição rotórica.

6.2 Modelo da máquina em altas frequências

A frequência do sinal de excitação usado para a estimação da posição rotórica é maior que a frequência do sinal fundamental por duas razões. A primeira é que operação em velocidades baixa e nula requerem uma excitação persistente da máquina. A segunda é que a separação espectral do sinal de excitação e do fundamental ajuda o processamento dos sinais permitindo o sinal fundamental ser eliminado através de filtros passa alta.

Diante disto, é necessário que a frequência do sinal de excitação seja significativamente maior, aproximadamente dez vezes a frequência do sinal fundamental.

Nessas frequências é conveniente usar um modelo de alta frequência simplificado da máquina. A derivação deste modelo é apresentada nas equações (6.1) a (6.13). Nota-se que o uso deste modelo assume que todas as características da máquina são precisamente descritas, o que se aproxima mais da verdade quando se aumenta a frequência.

O modelo da máquina assíncrona no referencial estacionário é dado em (6.1) a (6.4).

$$\mathbf{v}_s^s = r_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} \quad (6.1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^s + \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \phi_s^s \quad (6.2)$$

onde

$$\phi_s^s = l_s \mathbf{i}_s^s + l_{msr} \mathbf{i}_r^s \quad (6.3)$$

$$\phi_r^s = l_{msr} \mathbf{i}_s^s + l_r \mathbf{i}_r^s \quad (6.4)$$

Em altas frequências as resistências estatóricas e rotóricas podem ser desprezadas e as equações (6.1) e (6.2) podem ser reescritas como

$$\mathbf{v}_s^s \cong \frac{d\phi_s^s}{dt} \cong \frac{d}{dt} (l_s \mathbf{i}_s^s + l_{msr} \mathbf{i}_r^s) \quad (6.5)$$

$$0 \cong \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) \phi_s^s \cong \left(\frac{d}{dt} - j\omega_r \right) (l_{msr} \mathbf{i}_s^s + l_r \mathbf{i}_r^s) \quad (6.6)$$

Sendo o sinal de excitação senoidal e com a frequência fixa, $\omega_h = cte$, o operador $\frac{d}{dt}$ pode ser trocado por $j\omega_h$ e a equação do rotor (6.6), pode ser usada para desenvolver uma equação entre as correntes do rotor e estator como mostrado em (6.7) e (6.8).

$$0 \cong (j\omega_h - j\omega_r) \phi_s^s \cong (j\omega_h - j\omega_r) (l_{msr} \mathbf{i}_s^s + l_r \mathbf{i}_r^s) \quad (6.7)$$

$$\mathbf{i}_r^s = - \left(\frac{l_{msr}}{l_r} \right) \mathbf{i}_s^s \quad (6.8)$$

Substituindo este resultado na equação (6.5), resulta num modelo simplificado de alta frequência para a máquina assíncrona como mostrado em (6.9) e (6.10).

$$\mathbf{v}_s^s \cong j\omega_h \left(l_s - \frac{l_{msr}^2}{l_r} \right) \mathbf{i}_s^s \quad (6.9)$$

$$\mathbf{v}_s^s \cong j\omega_h \left(l_{ls} + l_{lr} \left(\frac{l_{msr}}{l_{lr} + l_{msr}} \right) \right) \mathbf{i}_s^s \cong j\omega_h l_{\sigma s} \mathbf{i}_s^s \quad (6.10)$$

onde

$$l_{\sigma s} = l_s - \frac{l_{msr}^2}{l_r} = l_{ls} + l_{lr} \left(\frac{l_{msr}}{l_{lr} + l_{msr}} \right) \quad (6.11)$$

A indutância transiente do estator (6.11), pode ser aproximada por (6.12), já que a indutância de magnetização de uma máquina é muito maior que a indutância de dispersão. Usando essa simplificação podemos escrever o modelo de alta frequência para a máquina assíncrona como em (6.13).

$$l_{\sigma s} \cong l_{ls} + l_{lr} \quad (6.12)$$

$$\mathbf{v}_s^s \cong j\omega_h (l_{ls} + l_{lr}) \mathbf{i}_s^s \quad (6.13)$$

Vê-se de (6.10) que as características de alta frequência da máquina são dominadas pela indutância transiente. Desta forma, se um sinal de excitação de alta frequência é usado para estimar a posição do rotor, a indutância transiente do estator precisa conter alguma informação espacial com relação à posição do rotor.

Se a saliência for senoidalmente distribuída e tiver um período de um passo polar, ela poderá ser modelada usando o modelo de Park para uma máquina síncrona de pólos salientes.

No referencial síncrono com a saliência, a indutância transiente do estator pode ser representada por uma matriz indutância dada em (6.14).

$$l_{\sigma s} = \begin{bmatrix} l_{\sigma sd} & 0 \\ 0 & l_{\sigma sq} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

com $l_{\sigma sd} \neq l_{\sigma sq}$.

Utilizando uma matriz de rotação $B(\theta_r)$ dada por

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

pode-se transformar a matriz (6.14) para o referencial estatórico, como mostrado em (6.15) e (6.16).

$$l_{\sigma s} = B(\theta_r) \begin{bmatrix} l_{\sigma sd} & 0 \\ 0 & l_{\sigma sq} \end{bmatrix} B(\theta_r)^{-1} \quad (6.15)$$

$$l_{\sigma s} = \begin{bmatrix} \Delta l \cos(2\theta_r) + \Sigma l & \Delta l \sin 2\theta_r \\ \Delta l \sin 2\theta_r & -\Delta l \cos(2\theta_r) + \Sigma l \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

que pode ainda ser reescrita como

$$l_{\sigma s} = \Sigma l \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta l \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \text{sen } 2\theta_r \\ \text{sen } 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

onde

$$\Delta l = \frac{l_{\sigma sd} - l_{\sigma sq}}{2}, \quad \Sigma l = \frac{l_{\sigma sd} + l_{\sigma sq}}{2}$$

A partir de equação (6.17) podemos escrever a matriz indutância inversa $l_{\sigma s}^{-1}$ como

$$l_{\sigma s}^{-1} = \frac{1}{\Sigma l^2 - \Delta l^2} \left\{ \Sigma l \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta l \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \text{sen } 2\theta_r \\ \text{sen } 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad (6.18)$$

A matriz da indutância transiente do estator (6.17) e sua inversa (6.18) são compostas de duas partes:

- Uma que não contém informação espacial e está relacionada com a indutância transiente média do estator.
- Uma que contém a informação espacial e está relacionada com a diferença média da indutância transiente do estator.

Substituindo os resultados em (6.17) em (6.10), tem-se um modelo simplificado para as características de alta frequência da máquina assíncrona, e que possibilita observar a interação do sinal de excitação com a saliência.

$$v_{sdq}^s \cong j\omega_h \left(\Sigma l \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta l \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \text{sen } 2\theta_r \\ \text{sen } 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \end{bmatrix} \right) i_{sdq}^s \quad (6.19)$$

6.3 Injeção de sinais

Existem diversas formas de excitar uma máquina para extrair a informação espacial contida em sua saliência. Sinais de teste de curta duração podem ser aplicados na tentativa de medir a variação da indutância com a posição da saliência [41]. Os harmônicos nas correntes estatóricas produzidos pelo chaveamento do inversor também podem ser usados para medir a variação da indutância [35][29]. E, finalmente, um sinal de excitação de alta frequência pode ser sobreposto à alimentação da máquina para proporcionar uma estimativa contínua da saliência [20].

De todos esses métodos, a injeção de sinais de alta frequência é o mais robusto em relação a variações paramétricas e a falta de sinal em baixas frequências para o rastreamento da saliência.

A discussão que segue focará sua atenção na injeção de tensão, mas ela também é válida para a injeção de corrente. A injeção de corrente é dual a injeção de tensão e apresenta muitas das mesmas características. A razão para a escolha de uma ou outra forma de excitação se prendem as limitações de medição e processamento do sistema.

6.3.1 Injeção de tensão

A primeira forma do sinal de excitação, é a injeção de uma tensão trifásica balanceada que cria um vetor que gira na frequência deste sinal, (6.20)[20].

$$\mathbf{v}_{sh}^s = \begin{bmatrix} v_{sdh}^s \\ v_{sqh}^s \end{bmatrix} = V_{sh} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \text{sen } \omega_h t \end{bmatrix} = V_{sh} e^{j\omega_h t} \quad (6.20)$$

O sinal de excitação pode ser sobreposto ao sinal fundamental de acordo com (6.21) e conforme mostrado na figura 6.1.

$$\mathbf{v}_s^s = V_s \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \text{sen } \omega t \end{bmatrix} + V_{sh} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \text{sen } \omega_h t \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{v}_s^s = V_s e^{j\omega t} + V_{sh} e^{j\omega_h t} \quad (6.21)$$

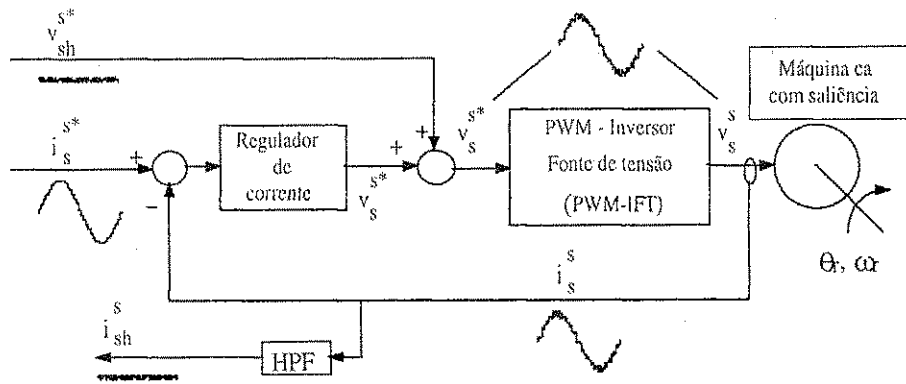


Figura 6.1: Sobreposição do sinal de excitação de tensão ao sinal fundamental.

A corrente induzida pelo sinal de excitação pode ser obtida de (6.10) como mostrado em (6.22).

$$\mathbf{i}_{sh}^s = \begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{j\omega_h} l_{\sigma s}^{-1} \mathbf{v}_{sh}^s \quad (6.22)$$

Substituindo (6.20) em (6.22) e efetuando-se algumas manipulações algébricas obtém-se

$$\mathbf{i}_{sh}^s = I_{hp} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t - \frac{\pi}{2}) \\ \text{sen}(\omega_h t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} - I_{hm} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r - \omega_h t - \frac{\pi}{2}) \\ \text{sen}(2\theta_r - \omega_h t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

onde

$$I_{hp} = \left[\frac{\Sigma l}{\Sigma l^2 - \Sigma \Delta^2} \right]$$

$$I_{hn} = \left[\frac{\Sigma \Delta}{\Sigma l^2 - \Sigma \Delta^2} \right]$$

Vê-se da equao (6.23) que existe na corrente resultante uma componente de seqncia positiva e uma de seqncia negativa. A componente de seqncia positiva gira na mesma direo que v_{sh}^s e no contm informao da posio da salincia. Por outro lado, a componente de seqncia negativa gira na direo oposta a v_{sh}^s e contm a informao da posio da salincia magntica na forma de um sinal modulado.

6.3.2 Rastreo da salincia

O sinal obtido pela injeo de um sinal de excitao de tenso na salincia de uma mquina,  similar ao sinal usado num *resolver* para medir a posio. Em ambos os casos a informao de posio est contida na fase do sinal [9].

O *resolver*  constitudo basicamente de trs partes: heterodino, demodulador e observador.

O heterodino  um processo de correlao cruzada que ajuda na reduo dos efeitos de rudos e outros sinais na estimao. Este processo tambm gera um sinal proporcional ao seno do erro de fase entre o sinal estimado e o real, que est modulado em amplitude.

A segunda parte demodula este sinal de erro, deixando apenas um sinal proporcional ao seno do erro de fase entre o sinal real e estimado.

A terceira parte  um observador que usa este sinal de erro para atualizar a fase do sinal estimado. Com a sintonia correta do observador, a convergncia do sinal estimado para o sinal real ser forada. Sendo a fase do sinal real igual  posio do resolver, a fase do sinal estimado ser uma boa estimativa da posio real do resolver.

Esta mesma estratgia de processamento de sinal pode ser usada para extrair a informao de posio do sinal de excitao.

O primeiro passo para extrair a informao de posio  separar a componente de seqncia negativa em (6.23), que traz a informao de posio, da componente de seqncia positiva e da fundamental. Devido  grande separao espectral entre a fundamental e as correntes de alta freqncia, e essas entre si, pois a componente de seqncia negativa gira no sentido contrrio da componente de seqncia positiva, o uso de filtros passa-alta pode isolar a componente de seqncia negativa. Uma forma mais elegante para a eliminao dos termos fundamentais e de seqncia positiva foi apresentada em [22], chamada de filtrao sncrona.

A filtragem síncrona é um método onde se coloca o sinal a ser filtrado num referencial síncrono com a grandeza que se deseja eliminar. Neste referencial, a grandeza que se deseja eliminar torna-se uma grandeza contínua e um filtro passa-alta pode extrair a grandeza desejada.

Heterodino

Após a eliminação dos termos que não contêm informação de posição, é necessário gerar um sinal de erro para alimentar o observador que estima a posição da saliência. Isto é feito através do processo chamado heterodino mostrado na figura 6.2.

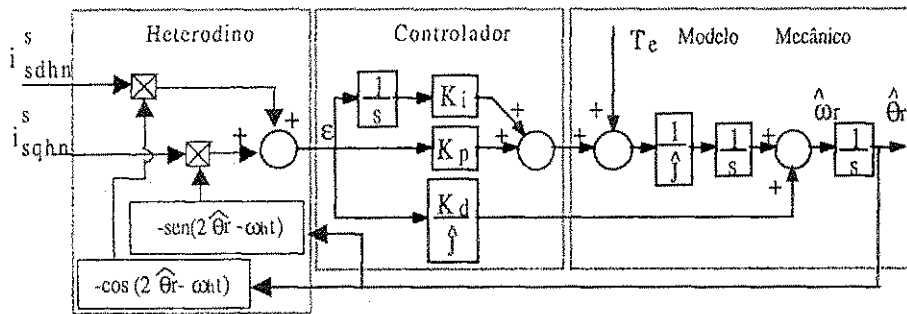


Figura 6.2: Observador usado para estimar a posição do rotor da máquina

Este processo produz um sinal de erro que é proporcional ao seno do erro entre a posição real e a posição estimada (6.24).

$$\epsilon = i_{shn}^T \begin{bmatrix} -\cos(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) \\ -\text{sen}(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) \end{bmatrix}$$

$$\epsilon = I_{hn} \begin{bmatrix} -\text{sen}(2\theta_r - \omega_h t) \\ \cos(2\theta_r - \omega_h t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -\cos(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) \\ -\text{sen}(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) \end{bmatrix}$$

$$\epsilon = I_{hn} \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \cong 2I_{hn}(\theta_r - \hat{\theta}_r) \tag{6.24}$$

Observador

O sinal de erro gerado pelo heterodino pode ser usado para alimentar um observador que irá rastrear a posição da saliência. Dependendo de qual é a fonte da saliência, a forma do observador irá variar.

O observador mostrado na figura 6.2 contém um modelo mecânico completo do sistema e inclui uma entrada "feedforward" de conjugado que dá ao observador uma característica de atraso zero.

O sinal de erro dado em (6.24) é proporcional à magnitude da componente de sequência negativa do sinal de excitação. Este erro de escala entre a posição estimada e real, atua apenas como ganho na entrada do observador. É importante notar que essa diferença de escala não introduz qualquer sensibilidade paramétrica na precisão da estimação.

O cálculo dos ganhos do observador pode ser feito usando as regras convencionais de sintonia, considerando que, quando $\varepsilon \rightarrow 0$, o sistema pode ser tratado como linear. No cálculo dos ganhos a realimentação indicada no diagrama de blocos da figura 6.2 pode ser considerada unitária, pois o efeito do produto vetorial entre as grandezas medida e estimada nas regiões onde $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\theta}(t) \rightarrow \theta(t)$ é torná-la unitária. Os estudos de simulações têm mostrado que a convergência do método é garantida, mesmo para valores iniciais diferentes de $\hat{\theta}_r$ e θ_r .

Na figura 6.3 vemos a simulação dessa técnica. O teste consistiu em acionar a máquina em sua frequência nominal e fazer uma inversão de velocidade. Durante toda a simulação, foi sobreposto ao sinal de alimentação da máquina um sinal senoidal com a frequência de 600 Hz e amplitude de 10% do sinal de alimentação, que foi de 311 Volts. Na simulação, admitiu-se que a máquina apresentava uma saliência senoidalmente distribuída. Desta forma pode-se obter boa precisão na estimação de posição numa ampla faixa de velocidade. A simulação foi realizada implementando-se a máquina segundo o modelo dado em (2.11) a (2.16) pelo método de Runge-Kutta de 4ª ordem com passo de integração de $10\mu s$. Os valores dos parâmetros elétricos e mecânicos usados na simulação estão mostrados na tabela 3.1.

Na figura 6.4 é apresentado um resultado experimental desta técnica, onde foi usado como regulador de corrente, o controlador PI sintonizado com a técnica de resposta em frequência apresentada em capítulo anterior. Nesse teste, utilizamos uma máquina de indução cujos parâmetros elétricos e mecânicos são mostrados na tabela 3.1. A máquina foi alimentada por um inversor trifásico de tensão operando a 10 kHz. A frequência da corrente de referência senoidal foi de 60 Hz e uma tensão, também senoidal, de amplitude de 7,5% do valor da amplitude da tensão fundamental, gerada pelo controlador de corrente, e de frequência de 1 kHz foi sobreposta a tensão de referência. Não foram feitas modificações estruturais no rotor da máquina a fim de produzir uma saliência magnética. Contudo, o bom desempenho no rastreamento da posição rotórica indica que as imperfeições já existentes na máquina são suficientes para que a técnica seja aplicada, muito embora tais imperfeições não sejam suficientes para a estimação numa ampla largura de faixa. Pode ser observado na figura 6.5 que o controlador de corrente ainda apresenta um bom desempenho. Entretanto, pode-se observar que o erro de corrente é ligeiramente maior, um vez que para uma dada função de malha fechada, existe um compromisso entre velocidade de resposta e rejeição à perturbação, neste caso representada pela sobreposição da tensão de alta frequência à

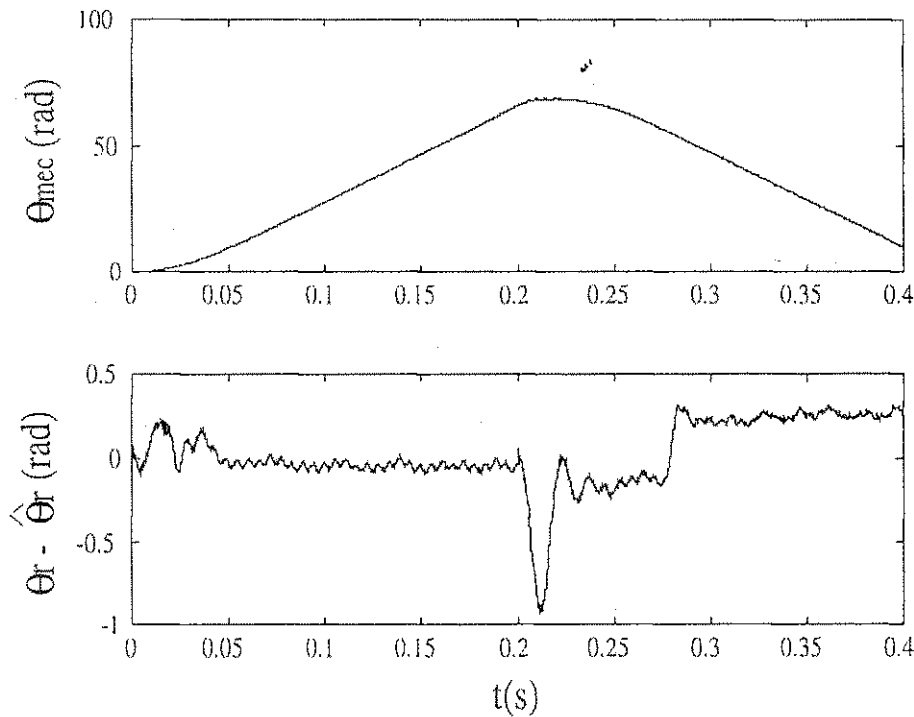


Figura 6.3: Rastreo da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia: posição estimada; linha pontilhada: posição real.

tensão de referência de saída do regulador de corrente.

6.3.3 Descrição alternativa do heterodino

O heterodino usado para gerar um sinal de erro que alimenta o observador pode ser descrito de várias formas que ajudam no entendimento de como é criado o sinal de erro.

A primeira forma é vê-lo como uma transformação para um referencial síncrono com o sinal contendo a informação de posição (6.25), como mostrado na figura 6.6.

Neste referencial, a componente de corrente de sequência negativa de eixo q é igual ao sinal de erro usado como entrada do observador.

$$\varepsilon = e^{-j(2\hat{\theta}_r - \omega_n t)} i_{shn}^s \tag{6.25}$$

$$\varepsilon = I_{hn} \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r)$$

Uma outra forma de ver o heterodino, é como um produto cruzado entre o vetor real e estimado (6.26), como mostrado na figura 6.7.

$$\varepsilon = i_{shn}^s \times i_{shn}^s = |I_{hn}| |I_{hn}| \sin(2\theta_r - 2\hat{\theta}_r) \tag{6.26}$$

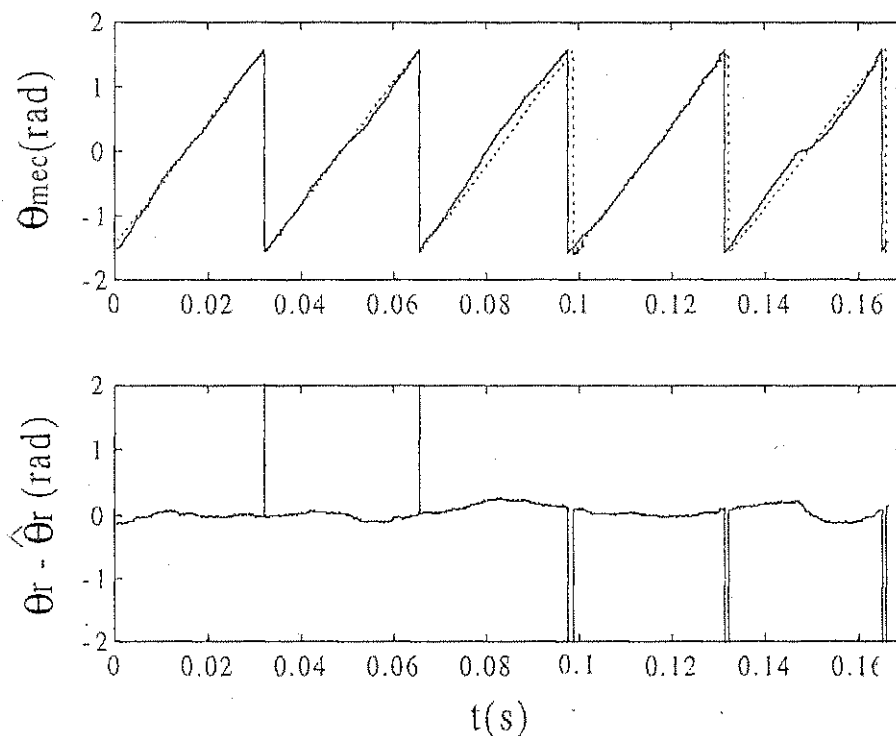


Figura 6.4: Rastreo experimental da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia: posição estimada; linha pontilhada: posição real.

O vetor real é o componente do sinal de excitação que contém a informação de posição. O vetor estimado é um vetor de magnitude arbitrária que tem a fase igual a fase do vetor real.

6.4 Estimação sem observador

A informação referente à posição rotórica pode ser obtida diretamente das correntes estatóricas sem utilizar o observador apresentado na figura 6.2. Isso é conseguido se forem eliminados, através de uma filtragem apropriada, os termos que não trazem informação de posição. Uma forma de se conseguir filtragens com pouco atraso de fase é utilizar filtragens síncronas e eliminar os termos que não trazem informação de posição através de filtros passa alta com elevada frequência de corte. Esta estratégia porém, não deixa a informação de posição, contida nas correntes filtradas, livre de ruídos. Uma alternativa para eliminar o ruído seria filtrar essas correntes através de filtros passa-baixa, porém esses filtros introduziriam um excessivo atraso de fase na informação de posição, que mudaria de acordo com a velocidade da máquina, uma vez que a frequência das correntes de sequência negativa, que contém a informação de posição, é função da velocidade da máquina. Uma forma de amenizar esse problema é utilizar filtros wavelets que são relativamente imunes aos problemas

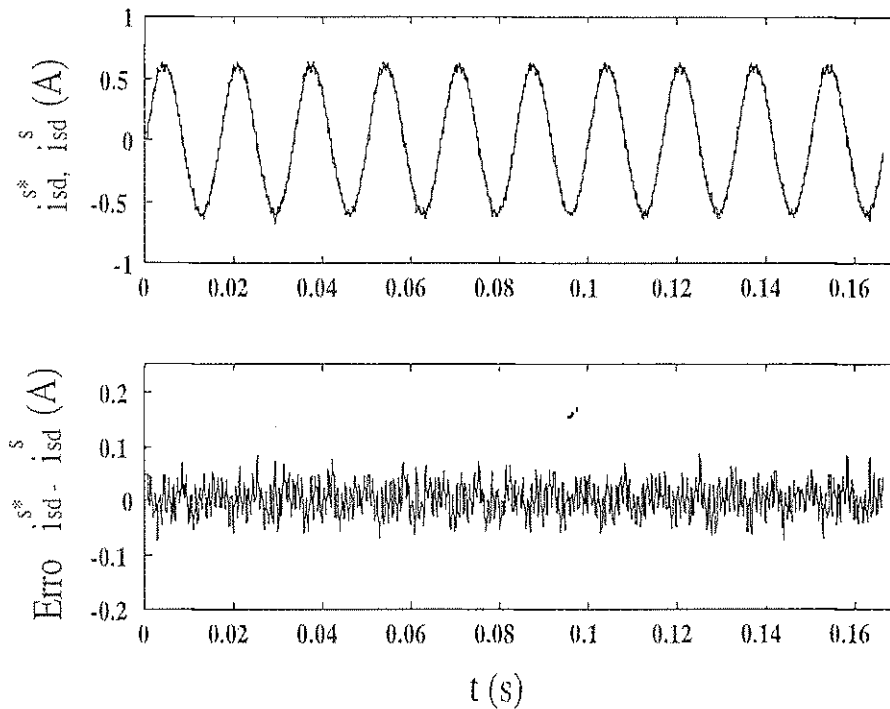


Figura 6.5: Desempenho do controlador de corrente da figura 6.1, com sintonia via resposta em frequência.

anteriormente discutidos [8].

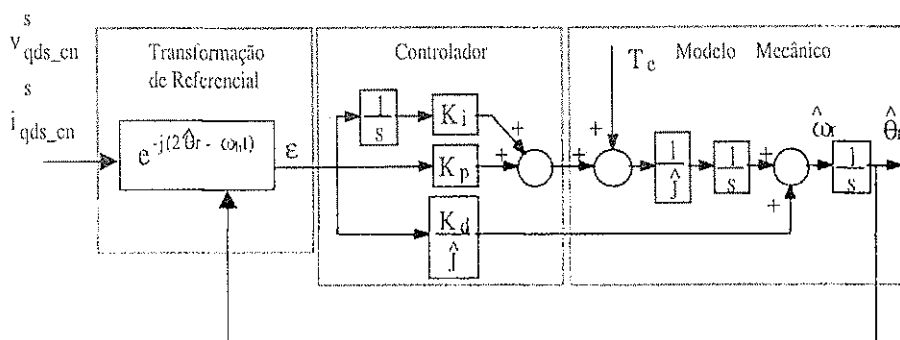
Filtrando-se as correntes estatóricas através de filtragens síncronas pode-se, a partir de (6.23), obter:

$$\begin{bmatrix} i_{sdhn}^s \\ i_{sqhn}^s \end{bmatrix} = I_{hm} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \text{sen}(2\theta) \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

o ângulo procurado é dado então por:

$$\theta = \frac{\text{tg}^{-1} \left(\frac{i_{sqhn}^s}{i_{sdhn}^s} \right)}{2} \quad (6.28)$$

A informação de posição contida em (6.28) pode ser bastante precisa se i_{sqhn}^s e i_{sdhn}^s



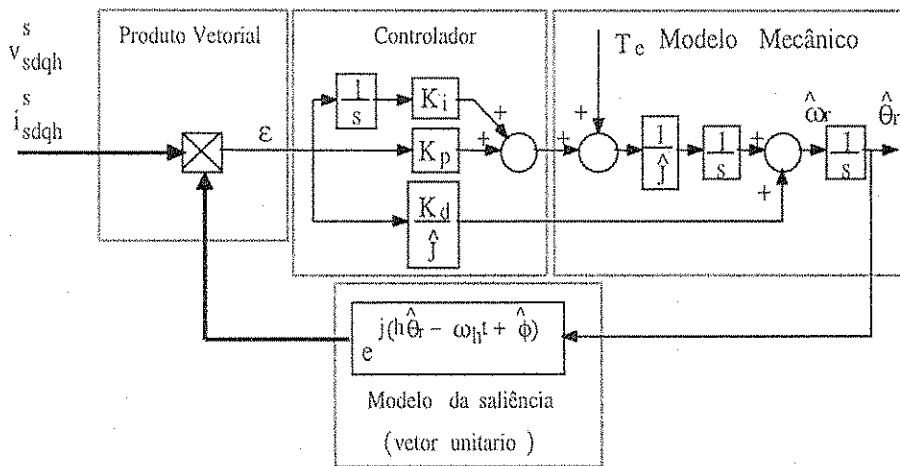


Figura 6.7: Heterodino visto como um produto cruzado entre o vetor real e estimado

forem suavizados através da filtros utilizando a transformada wavelet.

6.4.1 A transformada wavelet

Considere uma expansão em série wavelet no intervalo $0 \leq x < 1$, onde x é uma variável não dimensional resultante de um procedimento de normalização. Uma função arbitrária $f(x)$ em $0 \leq x < 1$ pode ser expressa como uma combinação linear de funções de base $\{w_j(x), j = 1, 2, \dots, m\}$, como em [30]

$$f(x) = \sum_{j=1}^m a_j w_j(x) \tag{6.29}$$

na qual a_j são coeficientes a determinar, e $w_j(x)$ são as funções de base. Sendo $m = 2^{M-1}$ e $M \geq 1$, a função arbitrária $f(x)$ poderá ser decomposta em M níveis de resolução.

Neste trabalho, as funções de base utilizadas serão Daubechies 4, que podem ser obtidas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} w_1(x) &= \phi'(x) \\ w_2(x) &= w(x) \end{aligned}$$

e com

$$\phi'(x) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \phi'(2x - k) \tag{6.30}$$

$$w(x) = \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k c_k \phi'(2x + k - N + 1) \tag{6.31}$$

onde N é o número de coeficientes wavelet, c_k são os coeficientes wavelet de Daubechies, $\phi'(x)$ é a função de escalonamento e $w(x)$ é função wavelet (wavelet mãe). Os coeficientes

wavelet de Daubechies são dados por:

$$\begin{aligned} c_0 &= \frac{1 + \sqrt{3}}{4} \\ c_1 &= \frac{3 + \sqrt{3}}{4} \\ c_2 &= \frac{3 - \sqrt{3}}{4} \\ c_3 &= \frac{1 - \sqrt{3}}{4} \end{aligned}$$

As demais funções de base são obtidas da função $w(x)$ através de operações de escalonamento e translações como segue:

$$\begin{aligned} w_3(x) &= w(2x) \\ w_4(x) &= w(2x - 1) \\ w_5(x) &= w(4x) \\ w_6(x) &= w(4x - 1) \\ w_7(x) &= w(4x - 2) \\ w_8(x) &= w(4x - 3) \\ &\vdots \end{aligned} \tag{6.32}$$

Os coeficientes a_1, a_2, \dots, a_m representam a amplitude da contribuição de cada uma das funções de base, de uma maneira similar aos coeficientes da série de Fourier que representam as amplitudes dos vários termos de senos e cossenos.

Cada um desses coeficientes pode ser obtido através de:

$$a_j = \frac{\int_0^1 w_j(x) f(x) dx}{\int_0^1 w_j^2(x) dx}, \quad j = 1, 2, \dots, m \tag{6.33}$$

ou utilizando um algoritmo de decomposição de um sinal numa série de wavelet [6] [1] [30].

A função $f(x)$ pode ser reconstruída, produzindo a função recuperada $\tilde{f}(x)$, a partir de sua expansão em coeficientes wavelets como segue:

$$\begin{aligned} \tilde{f}(x) &= a_1 \phi'(x) + && \uparrow \text{nível 1} \\ & a_2 w(x) + && \uparrow \text{nível 2} \\ & a_3 w(2x) + a_4 w(2x - 1) + && \uparrow \text{nível 3} \\ & a_5 w(4x) + a_6 w(4x - 1) +, \dots, + a_8 w(4x - 3) + && \uparrow \text{nível 4} \\ & a_9 w(8x) + a_{10} w(8x - 2) +, \dots, + a_{16} w(8x - 7) + && \uparrow \text{nível 5} \end{aligned} \tag{6.34}$$

A precisão da função resconstruída é dependente do número de níveis utilizados para fazer a reconstrução. Aumentando-se o número de níveis a função original é recuperada

mais precisamente. Em geral, o uso de M nveis de resoluo produz a funo reconstruda

$$\tilde{f}_M(x) = \tilde{f}_{M-1}(x) + \sum_{k=1}^{2^{M-2}} a_{2^{M-2}+k} w(2^{M-2}x - k + 1), \quad M > 1 \quad (6.35)$$

Desta forma, quanto maior o nmero de nveis usados, melhor a funo reconstruda aproxima-se da original. Para a representao de uma funo com um nmero discreto de pontos, quando o nmero de nveis  igual ao nmero de pontos, a reconstruo  exata.

Os coeficientes a_j de maior ndice esto associados s componentes de alta freqncia do sinal original, assim como os coeficientes de menor ndice esto associados s componentes de baixas freqncias do sinal.

A eliminao do rudo presente no sinal poder ser feita atraves de uma operao de truncamento, ou seja, igualando a zero todos os componentes referentes s componentes de alta freqncia e, da transformada wavelet inversa, pode-se recuperar o sinal original, agora suavizado. Isto equivale a, em (6.29), igualar a zero os a'_j s de maior ndice e ento reconstruir $f(x)$ com a srie truncada.

No caso em questo, o uso deste tipo de filtragem passa-baixa  necessrio, pois devido s mudanas de coordenadas e  alta freqncia de corte dos filtros passa-alta, o rudo inerente ao processo diminui a preciso do mtodo.

6.4.2 Resultados de simulao

A verificao do desempenho do mtodo se deu atraves de simulao digital. A simulao se deu sob as mesmas condioes em que foi avaliado o desempenho do mtodo proposto por [20]. Os termos das correntes estatricas que no trazem informao de posio rotrica foram eliminados atraves de filtragens sncronas e as correntes i_{sdhn}^s e i_{sqhn}^s foram suavizadas atraves de filtros wavelet. Na figuras 6.8 e 6.9 so mostradas as correntes i_{sdhn}^s e i_{sqhn}^s antes e aps a filtragem wavelet no instante da inverso da velocidade. Pode-se notar que o atraso provocado pela filtragem wavelet  mnimo e praticamente imune s variaoes de freqncia.

Pode ser visto na figura 6.10 que a posio estimada segue de perto a posio real da mquina e que o erro mdio obtido, para toda faixa de velocidade, na estimaco da posio menor que 0.2 radianos. O mtodo foi testado por simulao utilizando um modelo de uma mquina de induo com uma pequena salincia magntica propositalmente colocada na indutncia rotrica de eixo direto. Nesta simulao, foi aplicada  mquina, a mesma composio de sinais utilizada no caso experimental. Na realizao da decomposio dos sinais de corrente, foi utilizado um nvel de resoluo com $M = 5$ e a eliminao do rudo foi feita atraves de (6.35) com os coeficientes de a_2 a a_{16} iguais a zero.

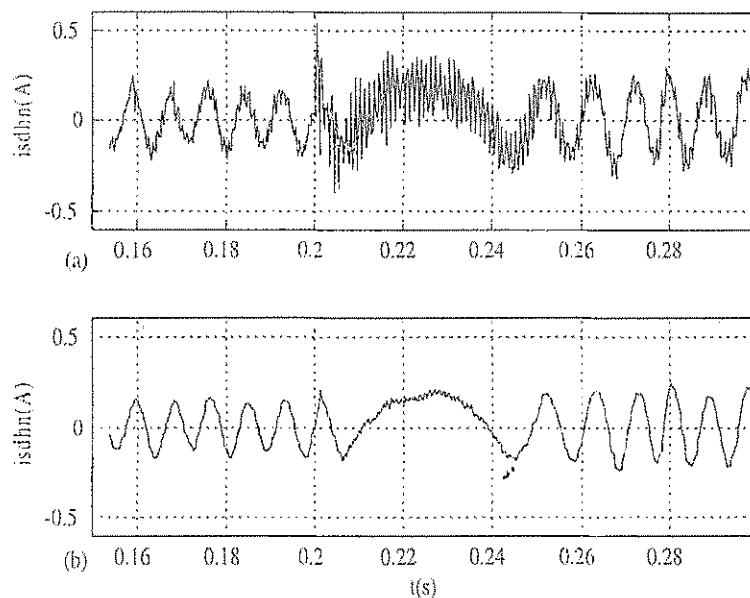


Figura 6.8: Suavização da corrente estatórica de sequência negativa de eixo d: (a) antes do filtro (b) após o filtro.

6.5 Conclusões

A injeção de um sinal de excitação permite uma estimação robusta do fluxo ou da posição rotórica. A excitação persistente e o rastreamento de uma saliência permite que a técnica seja aplicada em velocidades baixa e nula, sem a dependência de qualquer parâmetro elétrico da máquina. O esforço computacional exigido por esta técnica não é muito significativo e em alguns casos menor que as técnicas baseadas na *fcem*.

O método baseado em saliências magnéticas que utiliza filtros wavelet para minimizar o efeito do ruído forneceu resultados satisfatórios em simulação e, estudos preliminares de complexidade computacional, indicam a possibilidade do uso dessa técnica em sistemas reais de acionamento de máquinas de indução sem sensor.

A principal limitação dos trabalhos baseados na injeção de sinais de alta frequência [20, 7, 3, 9, 10] é que eles assumem somente uma saliência senoidalmente distribuída na máquina. Isto é praticamente impossível de ser obtido em máquinas reais. Alguns efeitos secundários tais como saturação, ranhuras e rotores não concêntricos produzem algum tipo de saliência parasita. Estas saliências parasitas, apesar de não impedirem o funcionamento da técnica, afetam a estabilidade, largura de faixa e precisão da estimação [7].

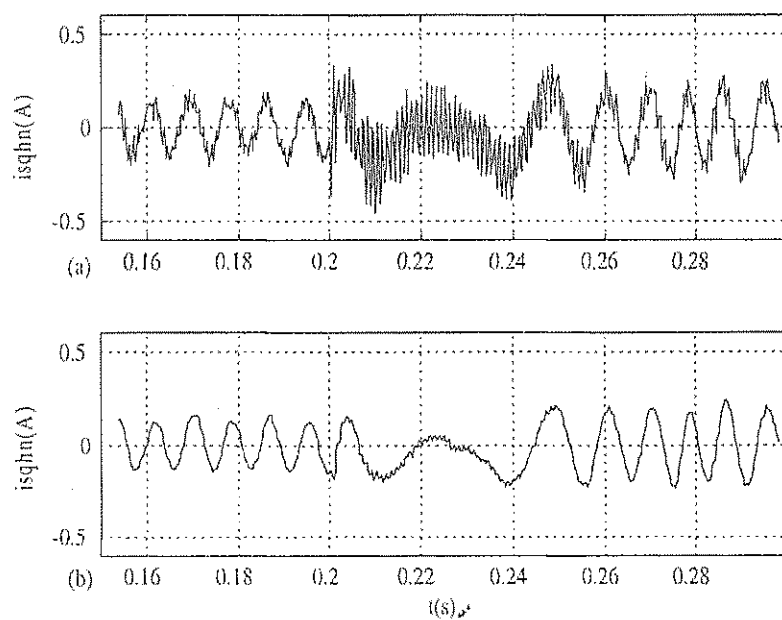


Figura 6.9: Suavização da corrente estática de sequência negativa de eixo q: (a) antes do filtro (b) após o filtro.

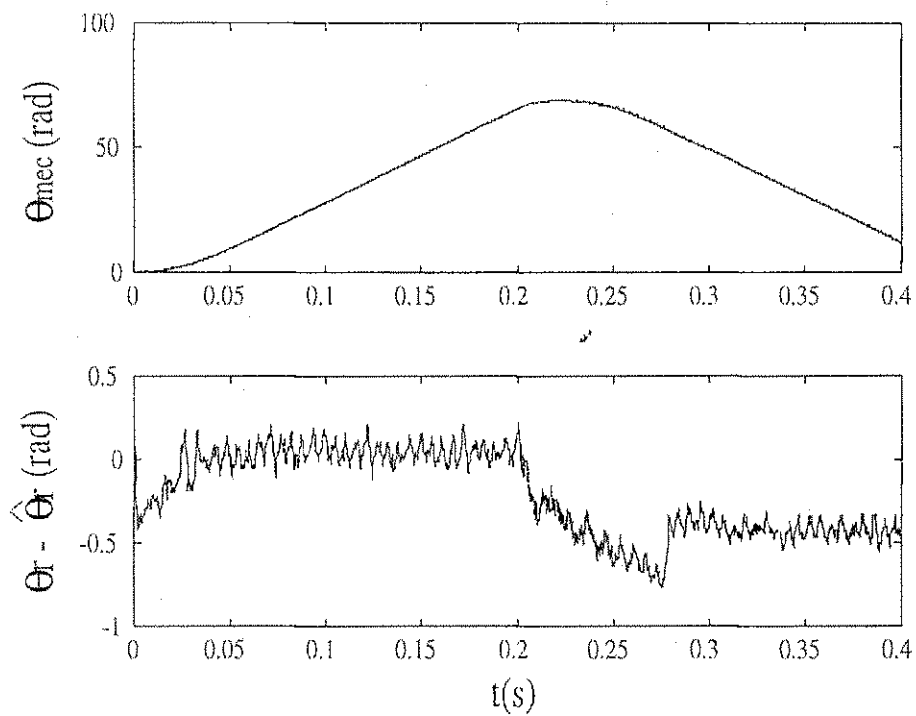


Figura 6.10: Rastreo da posição rotórica θ em rad. elétricos. Linha cheia é a posição real e linha pontilhada é a posição estimada

Capítulo 7

Conclusões Gerais

Desenvolveu-se neste trabalho o estudo de controladores de corrente para acionamento de máquinas assíncronas, bem como de técnicas de estimação de fluxo, velocidade e posição.

As técnicas de controle de corrente estudadas foram:

1. Controle por histerese.
2. Controle Preditivo SISO.
3. Controle Preditivo MIMO.
4. Controle PI no referencial estatórico.
5. Controle PI no referencial síncrono.

Dentre as técnicas de controle de corrente, a que apresentou melhor desempenho dinâmico tanto em baixas como altas velocidades foi a que utiliza um controlador preditivo, muito embora essa seja a técnica mais sensível à variações paramétricas. O controlador PI no referencial síncrono também apresentou um bom desempenho dinâmico, uma vez que nesse referencial, o controlador PI opera com grandezas contínuas. A sintonia do controlador PI foi realizada por meio de cancelamento de pólo, uma vez que é considerado o modelo tensão-corrente de primeira ordem e considera-se a força contra-eletromotriz como uma perturbação a ser compensada à saída do controlador.

No capítulo 3 foi apresentada uma metodologia para a sintonia de controladores de corrente PI e PID síncronos que utiliza a resposta em frequência da função de transferência corrente-tensão de eixo d da máquina e o método dos mínimos quadrados para obter os ganhos dos controladores de forma ajustar a função de malha controlador-máquina a uma função de malha de referência L^* .

A partir dos resultados obtidos em simulação e experimentalmente, algumas conclusões podem ser tiradas:

1. O desempenho dos controladores PI sintonizados via resposta em frequência é equivalente ao desempenho dos controladores PI sintonizados por meio de cancelamento de pólo.
2. Apesar da técnica basear-se na resposta em frequência da máquina em repouso, os controladores obtidos a partir desta técnica podem ser utilizados, sem perda significativa de desempenho, em velocidades não nulas, uma vez que a força contraeletromotriz, que é variável com a velocidade, é considerada um termo de perturbação compensado à saída do controlador.
3. O método de sintonia via resposta em frequência, elimina a necessidade do conhecimento do modelo da máquina e automatiza o processo de sintonia dos controladores de corrente, uma vez que para a aplicação do sinal de excitação, a tensão do barramento CC do inversor não precisa ser alterada e não há necessidade de qualquer dispositivo especial que mantenha a máquina em repouso durante a aplicação sinal de identificação, pois a própria característica do sinal mantém o conjugado eletromagnético médio com um valor nulo.

Os capítulos 4 e 5 mostraram que para uma estimação de fluxo, velocidade e posição robusta e numa grande largura de faixa, é necessário que alguns requisitos sejam assegurados:

1. Excitação persistente da máquina. A dependência do sinal de alimentação fundamental em velocidades baixas e nulas é a razão pela qual muitas técnicas falham nessas faixas de velocidade. Uma excitação persistente permite a operação de uma técnica de estimação em velocidades baixas e nulas.
2. Rastreamento de uma saliência magnética. O rastreamento de uma saliência magnética através de um sinal que não é dependente da velocidade, elimina o problema de falta de sinal em velocidades baixas e nulas. O rastreamento de uma saliência magnética também permite à técnica de estimação ser insensível às variações paramétricas.

Algumas conclusões podem ser tiradas a partir da interação da máquina com uma saliência e o sinal de excitação de alta frequência:

1. A excitação de uma carga desbalanceada por tensões trifásicas balanceadas de alta frequência, produzirão componentes de sequência positiva e negativa no sinal de corrente da máquina.
2. A componente de sequência positiva do sinal de corrente é proporcional à indutância transiente média do estator e não contém informação sobre a posição da saliência.

3. A componente de sequência negativa do sinal de corrente é proporcional à diferença média da indutância transiente e contém informação sobre a posição da saliência.

Foi proposto e testado através de simulações digitais um método de estimação de posição rotórica baseado no rastreamento de uma saliência magnética e que utiliza filtros com wavelets para obter diretamente das correntes, sem a necessidade do modelo mecânico, o ângulo de posição rotórica. Os resultados de simulação mostraram um bom desempenho da técnica proposta e estudos preliminares de complexidade computacional demonstraram a viabilidade da implementação desta técnica em tempo real.

Bibliografia

- [1] *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press., 1997.
- [2] A. Abbondanti e M. B. Brenen. Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 11(5):483-488, September/October 1975.
- [3] F. Blaschke, J. van der Burgt, e A. Vandenput. Sensorless Direct Field Orientation at Zero Flux Frequency. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 189-196, San Diego, California-USA, October 1996.
- [4] C. J. Bonanno, L. Zhen, e L. Xu. Direct Field Orientation Induction Machine Drive with Robust Flux Estimator for Position Sensorless Control. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 166-173, Orlando, Florida-USA, October 1995.
- [5] B.K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. IEEE Press, New York, 1997.
- [6] C.S. Burrus, R.A. Gopinath, e H. Guo. *Introduction to wavelets and wavelets transforms*. Prentice-Hall,inc, Upper Saddle River, NJ, 1998.
- [7] J. Cilia, G. M. Asher, e K. J. Bradley. Sensorless Position Detection for Vector Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 286-292, San Diego, California-USA, October 1996.
- [8] Í. C. F. de Paula Jr., A. M. N. Lima, e C. B. Jacobina. Estudo de Métodos de Estimaco da Posio Rotrica Baseado em Injeo de Sinais. In *XIII Congresso Brasileiro de Automtica*, Florianpolis - Santa Catarina - Brasil, setembro 2000.
- [9] M. W. Degner. *Flux, position, and velocity estimation in AC machines using carrier frequency signal injection*. Preliminary PhD thesis proposal, University of Wisconsin, Department of Electrical and Computer Engineering, 1997.

- [10] J. W. Dixon e J. N. Rivarola. Induction Motor Speed and Synchronous Motor Position Estimator Based on a Fixed Carrier Frequency Signal. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(4):505–509, August 1996.
- [11] G. Henneberger, B. J. Brunsbach, e T. Klepsch. Field-oriented control of synchronous drives without mechanical sensors using a Kalman filter. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 664–671, 1991.
- [12] K. D. Hurst, G. Habetler T. G. Griva, e F. Profumo. Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 601–607, Denver, Colorado-USA, October 1994.
- [13] M. Ishida e K. Iwata. A new slip Frequency detector of a induction Motor Utilizing Motor Slots Harmonics. *IEEE Transactions on Industry Application*, 20(3):575–581, May/June 1984.
- [14] C. B. Jacobina. *Máquinas Elétricas*. DEE - CCT - Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB - BR, 1984.
- [15] C. B. Jacobina e A. M. N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *SBA Controle e Automação*, 7(1):15–28, Fev, Mar, Abr 1996.
- [16] C. B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.B. de Souza, e J.D.P. Rolim. current Control for Induction Motor Drives Based on Input-Output Dynamic Discret Model. In *Proceedings IECON*, pp. 133–137, 1992.
- [17] Cursino B. Jacobina. *Contribuição a estimação e ao controle em acionamentos estáticos com máquinas assíncrona*. Departamento de Engenharia Elétrica - Centro de Ciências e Tecnologia - Universidade Federal da Paraíba, Universidade Federal da Paraíba - Campus II - Campina Grande - PB, Tese concurso professor titular, outubro 1995.
- [18] P. L. Jansen e R. D. Lorenz. A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(1):101–110, January/February 1994.
- [19] P. L. Jansen e R. D. Lorenz. transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 178–181, Orlando, Florida-USA, October 1995.

- [20] P. L. Jansen e R. D. Lorenz. transducerless position and velocity estimation in induction machines and salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2):240-247, March/April 1995.
- [21] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, e D. W. Novotny. Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(4):945-953, July/August 1994.
- [22] P. L. Jansen, C. O. Thompson, e R. D. Lorenz. Observer-Based Direct Field Orientation for both Zero and Very High Speed Operation. In *IEEE Industry Application Society Magazine*, pp. 7-13, August 1995.
- [23] R. Joetten e G. Maeder. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltages as measured quantities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 19(3):356-362, May/June 1983.
- [24] Y. R. Kim, S. K. Sul, e M. Park. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1225-1233, September/October 1994.
- [25] H. Kubota e K. Matsue. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1219-1224, September/October 1994.
- [26] A.M.N. Lima. Commande Numérique d'une Machine Asynchrone: Contrôle du flux par Filtrage Stochastic - Variateur de la Vitesse et de la Position. Thèse de Docteur de l'INPT, Toulouse, France, Juillet, 1989.
- [27] L Ljung. *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, New Jersey, 1987.
- [28] R. D. Lorenz. Self-Sensing Methods Wide Bandwidth Position & Velocity Sensing at Any Speed. In *Tutorial Notes for Sensorless Control of AC Machines, IEEE-IAS*, pp. 5-10, San Diego, California-USA, October 1996.
- [29] T. Matsuo e T. A. Lipo. Rotor Position Detection Scheme for Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurements. *IEEE Transactions on Industry Application*, 31(4):860-868, July/August 1995.
- [30] A. P. Sakis Meliopoulos e Chien-Hsing Lee. Wavelet Based Transient Analysis. In *Proceedings of the 29th Annual NAPS*, pp. 339-346, Laramie, WO-USA, October 1998.
- [31] R.H. Middleton e G.C. Goodwin. *Digital Control and Estimation: A Unified Approach*. Prentice-Hall, New Jersey, 1990.

- [32] K. Minami, M. V. Reyes, e G. C. Verghese. Multistage speed and parameter estimation for induction machines. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 596-604. PESC, 1991.
- [33] A. Nabae, S. Ogasawara, e H. Akagi. A novel control scheme for current controlled PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Application*, 22(4):697-701, 1986.
- [34] D. Novotny e T. Lipo. Dynamics of vector control and field orientation. In: *Wempec Tutorial Rep*, 1:45-91, 1989.
- [35] S. Ogasawara e H. Akagi. An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 29-35, San Diego, California-USA, October 1996.
- [36] K Ogata. *Engenharia de Controle Moderno*. Prentice-Hall do Brasil Ltda, Rio de Janeiro, 1982.
- [37] T. Ohtani e K. Tanaka. Vector control of induction motor without shaft encoder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(1):157-164, January/February 1992.
- [38] F. Peng e T. Fukao. Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1234-1240, September/October 1994.
- [39] L. A. S. Ribeiro. *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alta Desempenho*. Departamento de Engenharia Elétrica - Centro de Ciências e Tecnologia - Universidade Federal da Paraíba, Universidade Federal da Paraíba - Campus II - Campina Grande - PB, Tese de Doutorado, junho 1998.
- [40] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(5):1054-1061, 1992.
- [41] M. Schroedl. Sensorless Control of Ac Machines at Low Speed and Standstill Based on the INFORM Method. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 270-276, San Diego, California-USA, October 1996.
- [42] G. Segulier, F. Nolelet, e J. Lesene. *Introduction a l'électrotechnique Approfondie*. Université des Sciences et Techniques de Lille, Paris, 1981.
- [43] S. Skogestad e I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. John Wiley & Sons Ltd, Inglaterra, 1996.

- [44] G. C. Vershese e S. R. Sanders. Observers for Flux Estimation in Induction Machines. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 35(1):85-94, February 1988.
- [45] A. Woodyatt e R. Middleton. Auto-Tuning PID Controller Design Using Frequency Domain Approximation. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Newcastle, Australia, March 1997.
- [46] G. Yang e T. H. Chin. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(4):820-825, July/August 1993.
- [47] L. Zhen e L. Xu. A Mutual MRAS Identification Scheme for Position Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*, pp. 159-165, Orlando, Florida-USA, October 1995.
- [48] D. Zinger, F. Profumo, Lipo T.A., e D. W. Novotny. A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 855-861, 1988.