

TESE DE DOUTORADO Nº 011

**A ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS E OS CONVERSORES
MULTINÍVEIS COM CAPACITOR FLUTUANTE NO
ACIONAMENTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO**

Zélia Myriam Assis Peixoto

DATA DA DEFESA: 21.12.2000

Universidade Federal de Minas Gerais
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica

**A Estimação de Parâmetros e os
Conversores Multiníveis com Capacitor
Flutuante no Acionamento de
Máquinas de Indução**

por

Zélia Myriam Assis Peixoto

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção de título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Fernando Seixas

21 de dezembro de 2000

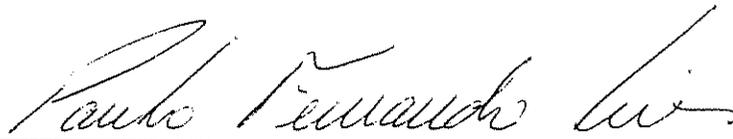
"A Estimação de Parâmetros e os Conversores Multiníveis a Capacitor Flutuante no Acionamento da Máquina de Indução"

Zélia Myriam Assis Peixoto

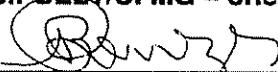
Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 21 de dezembro de 2000.

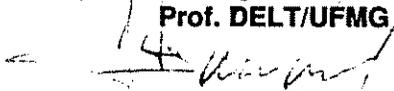
Por:



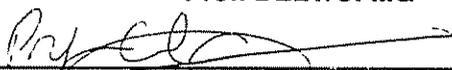
Paulo Fernando Selxas – Dr.
Prof. DELT/UFMG – orientador



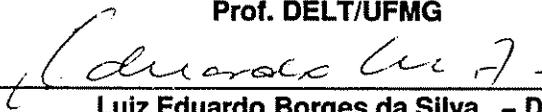
Benjamin Rodrigues de Menezes – Dr.
Prof. DELT/UFMG



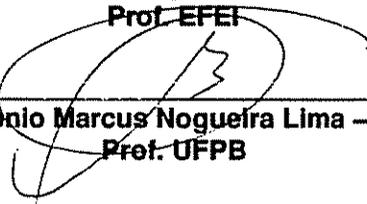
Luis Antônio Aguirre – Ph.D.
Prof. DELT/UFMG



Porfírio Cabaleiro Cortizo – Dr.
Prof. DELT/UFMG



Luiz Eduardo Borges da Silva – Dr.
Prof. EFEI



Antônio Marcus Nogueira Lima – Dr.
Prof. UFPB

Agradecimentos

Aos professores, colegas e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, especialmente ao Professor Paulo Fernando Seixas pela dedicação e seriedade na orientação deste trabalho e a amizade compartilhada durante todos estes anos. A todos do Laboratório de Eletrônica de Potência, em especial ao Professor Porfirio Cabaleiro Cortizo. Aos colegas Ernane, Márcio Fantini e Marcos Severo pelas discussões e contribuições ao meu trabalho.

À PUCMINAS, pelo apoio recebido através da Pró-reitoria de Pesquisa e Pós-Graduação. A todos os colegas e funcionários do Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicação, aos professores Flávio Mauricio e Lauro de Vilhena que somaram forças para que eu pudesse, também, desempenhar minhas tarefas como professora.

À minha família e amigos, Ana, Dolores, Cida, Aécio, Lu, Célia e as meninas, com quem dividir os momentos bons e as ansiedades e incertezas foi essencial para que eu pudesse concluir esta etapa.

À memória dos meus pais.

Aos meus sobrinhos

Rafael, Bernardo, Francisco, Joana e Artur.

Resumo

As aplicações do motor de indução em sistemas de acionamento elétrico de alto desempenho são usualmente realizadas através dos métodos de controle vetorial direto ou indireto. Em ambas as versões, o conhecimento dos parâmetros elétricos da máquina é de fundamental importância. Este trabalho trata da estimação dos parâmetros do motor de indução em sistemas de acionamento elétrico auto-comissionados, possibilitando o ajuste inicial dos controladores e observadores do sistema. A seguir, são analisados e propostos modelos de estimação para a atualização dos parâmetros durante a operação normal dos sistemas. Em ambas as etapas, são utilizados modelos contínuos no tempo do motor e o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo. As derivadas dos sinais de tensão e corrente presentes nos modelos são obtidas através de um método de interpolação polinomial. Na segunda parte do trabalho é apresentado um método de modulação em largura de pulsos para inversores multiníveis com capacitor flutuante. São considerados na elaboração do método de modulação, o controle das tensões nos capacitores, o tempo mínimo de condução e corte dos interruptores, a redução da distorção harmônica e a operação na região de sobremodulação. São apresentados resultados de simulação e experimentais em todas as etapas do desenvolvimento.

Abstract

The applications of induction machines on high performance AC drives are usually done by means of direct or indirect field-oriented vectorial control techniques. In both versions, the knowledge of electrical parameters is essential. On a first stage, this work deals with the parameters estimation of induction machines for self-commissioned drives systems in order to allow the controllers and observers to setup. Besides, estimation models are analyzed and proposed to update the parameters during the normal operation of the system. The parameters are estimated by the continuous time models and the recursive least square algorithm. The current and voltage derivatives are calculated by a polynomial interpolation method. In the second part of this work, a pulse width modulation method for flying-capacitor multilevel inverters is presented. The adopted method includes the capacitor voltage control, the commutation-time restrictions, the reduction of the harmonic distortion and the operation concerned to the overmodulation region. The results are presented by simulations and experimental trials.

Sumário

Agradecimentos	i
Dedicatória	ii
Resumo	iii
Abstract	iv
Sumário	v
Nomenclatura	1
Lista de Figuras	4
Lista de Tabelas	11
Capítulo 1 - Introdução Geral	14
1.1 - Descrição do Trabalho	14
1.2 - Justificativas e Contribuições	17
1.3 - Organização do Texto	19
Capítulo 2 - A Estimação de Parâmetros da Máquina de Indução	22
2.1 - Introdução	22

2.2 - A Identificação de Sistemas e a Estimação de Parâmetros	22
2.2.1 - Identificação Indireta via métodos não-paramétricos	23
2.2.2 - Estimação Indireta via Métodos Paramétricos com Modelos Discretos no Tempo	25
2.2.3 - Estimação Direta via Métodos Paramétricos com Modelos Contínuos no Tempo	26
2.3 - Princípios Básicos da Identificação dos Sistemas Contínuos	27
2.4 - Classes de Modelos Incluindo Modelos de Ruído	31
2.5 - Algoritmos de Estimação	35
2.6 - Métodos para a Estimação das Derivadas dos Sinais	37
2.6.1 - Método da Interpolação Polinomial	38
2.6.2 - Filtro de Variáveis de Estado	39
2.7 - Estimação dos Parâmetros Elétricos da Máquina de Indução	41
2.7.1 - A Estimação no Auto-comissionamento	43
2.7.2 - A Estimação Aplicada à Auto-Sintonia	50
2.8 - Conclusões	63
Capítulo 3 - Modelagem da Máquina de Indução	65
3.1 - Introdução	65

3.2 - O Modelo Dinâmico da Máquina de Indução	66
3.3 - O Modelo Corrente - Tensão	67
3.4 - Efeitos da Saturação Magnética	69
3.4.1 - O Modelo da Máquina de Indução Incluindo a Saturação Magnética	70
3.5 - Máquinas Equivalentes	75
3.6 - Resposta em Frequência	78
3.7 - Conclusões	80
Capítulo 4 - A Estimação de Parâmetros no Auto-Comissionamento	82
4.1 - Introdução	82
4.2 - Condições de Excitação à Produção de Conjugado Nulo	83
4.2.1 - Expressão Geral da Modulação por Largura de Pulsos Regular	83
4.2.2 - Excitação sem Conjugado para MI em Conexão Estrela	87
4.2.3 - Excitação sem Conjugado para MI em Conexão Triângulo	89
4.3 - Os Modelos de Regressão Linear sem Saturação Magnética	91
4.3.1 - Estimação Direta dos Parâmetros Elétricos	93
4.3.2 - Estimação com conhecimento <i>a priori</i> da Resistência do Estator	94
4.3.3 - Estimação Sequencial	95

4.4 - Inclusão dos Efeitos da Saturação Magnética	97
4.5 - Condições de Excitação	100
4.6 - Resultados de Simulação	104
4.6.1 - Análise dos Modelos sem a Inclusão da Saturação Magnética	105
4.6.2 - Resultados de Simulação Considerando a Saturação Magnética	110
4.7 - Conclusões	112
Capítulo 5 - A Estimação de Parâmetros sob Condições Normais de Operação	117
5.1 - Introdução	117
5.2 - Modelos de Regressão Linear	118
5.2.1 - Estimação Direta com o Conhecimento da Velocidade	118
5.2.2 - Estimação com Conhecimento <i>a priori</i> de Parâmetros	119
5.3 - Análise da Sensibilidade dos Modelos aos Parâmetros	122
5.4 - O Controle Vetorial Indireto	123
5.5 - Resultados de Simulação	131
5.6 - Conclusões	135
Capítulo 6 - Resultados Experimentais da Estimação de Parâmetros	138
6.1 - Introdução	138

6.2 - Resultados da Estimação no Auto-comissionamento	138
6.2.1 - Estimação dos Parâmetros Considerando o Circuito Magnético Linear ..	139
6.2.2 - Inclusão dos Efeitos da Saturação Magnética	141
6.3 - Estimação sob Condições Normais de Operação.....	144
6.4 - Conclusões	147
Capítulo 7 - O Conversor a Três Níveis com Capacitor Flutuante	152
7.1 - Introdução	152
7.2 - Topologias Básicas dos Conversores Multiníveis	153
7.2.1 - Conversor a Três Níveis com Neutro Grampeado.....	153
7.2.2 - Conversores em Cascata com Fontes CC Separadas	154
7.3 - O Inversor a Três Níveis com Capacitor Flutuante	155
7.4 - Equações Gerais da Modulação em Largura de Pulso	158
7.5 - Padrões de Chaveamento	160
7.5.1 - Padrão de Chaveamento para a Região 1A	161
7.5.2 - Padrões de Chaveamento para as demais Regiões do Setor A	165
7.6 - Generalização dos Resultados	167
7.7 - Região de Sobremodulação	168

7.8 - Algoritmo 1: Chaves Ideais	170
7.9 - Controle das Tensões nos Capacitores	171
7.10 - Restrições de Tempo Mínimo e Máximo de Condução	173
7.11 - Algoritmo 2: Com Restrições de Tempo mínimo de Condução e Corte	177
7.12 - Sinais de excitação sem produção de conjugado	184
7.13 - Resultados de Simulação	185
7.14 - Resultados Experimentais	187
7.15 - Conclusões	197
Capítulo 8 - Conclusão Geral	201
Referências Bibliográficas	204
Apêndice A - Especificações da Máquina de Indução	213

Nomenclatura

A seguir são listados os principais símbolos utilizados, exceto casos específicos que serão definidos localmente.

a	$e^{-j\frac{2\pi}{3}}$;
A	Um dos dois tipos de estado O das chaves do CCF;
b	Fator de transformação dos parâmetros entre máquinas equivalentes;
B	Um dos dois tipos de estado O das chaves do CCF;
B_m	Coefficiente de atrito viscoso;
$C(k)$	Vetor pulsos de comando;
$e(t)$	Ruído branco;
E	Tensão de barramento;
f_c	Frequência de corte;
$G(q, \theta)$	Função de transferência do sistema;
$H(q, \theta)$	Modelo do filtro linear do distúrbio aditivo;
i_m	Corrente magnetizante;
j	$\sqrt{-1}$;
J	Coefficiente de inércia;
$K(t)$	Matriz de ganhos;
k	Razão entre as indutâncias de dispersão do estator e rotor;
L	Indutância elétrica;
L_d	Indutância dinâmica;
$L(q)$	Filtro linear;
m	Fator de modulação;
N	Estado das chaves do CCF para $V_x = 0$;
O	Estado das chaves do CCF para $V_x = E/2$;
P	Estado das chaves do CCF para $V_x = E$;
P_t	Matriz de covariâncias;
q	Operador de deslocamento no tempo;
R	Resistência elétrica;
R_N	Matriz de regressores;
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais;
S	Sensibilidade;
T	Período MLP;
T_e, T_l	Torque eletromagnético e torque de carga, respectivamente;
$u(t)$	Entrada no instante t ;
v	Tensão elétrica;
\vec{V}	Vetor tensão;

$V(\theta, Z^N)$	Função de custo a ser minimizada;
w_{sl}	Velocidade de escorregamento;
$\hat{y}(t \theta)$	Preditor da saída calculado no instante t , considerando θ ;
$Y_t(w)$	Admitância;
$Z_t(w)$	Impedância
$\varepsilon(t, \theta)$	Erro de predição no instante t ;
θ	Vetor de parâmetros;
$\hat{\theta}$	Vetor de parâmetros estimado;
θ_r	Ângulo entre o rotor e o estator;
μ_m	Ângulo entre o vetor corrente magnetizante e o vetor fluxo do rotor;
ρ_r	Ângulo entre o vetor fluxo do rotor e a fase a do estator;
τ	Largura do pulso de MLP;
τ_s	Constante de tempo do estator;
τ_r	Constante de tempo do rotor;
$\Gamma(t)$	Vetor de regressores;
$\nu(t)$	Distúrbio aditivo;
$\Phi(\omega)$	Espectro de frequências;
φ	Fluxo Magnético;
ψ	Gradiente da função de transferência;
ω	Velocidade angular.

Subscritos

a	Fase a ;
b	Fase b ;
c	Fase c ;
d	Eixo direto do sistema $dq0$;
F	Sinal filtrado;
l_s, l_r	Dispersão relativa ao estator e rotor, respectivamente.
m	Magnetização;
n	Relativo ao neutro;
N	Estado N das chaves do inversor multinível;
O	Estado O das chaves do inversor multinível;
P	Estado P das chaves do inversor multinível;
q	Eixo em quadratura do sistema $dq0$;
r	Grandeza relativa ao rotor;
ref	Indicador de variável de referência;
s	Grandeza relativa ao estator;
x	Indicador da fase do inversor multinível, $x \in \{a, b, c\}$

Superscritos

- g Sistema de eixos de referência genérico;
 N Número de observações em um conjunto de dados;
 s Sistema de eixos de referência estacionário;
 T Operador de transposição de matriz.
* Variável de referência.

Abreviações

- ARMAX Modelo auto-regressivo, de média móvel com entradas exógenas -
(*autoregressive moving average model with exogenous inputs*);
ARX Modelo auto-regressivo com entradas exógenas -
(*autoregressive model with exogenous inputs*);
BJ Modelo Box-Jenkins;
CA Corrente alternada;
CC Corrente contínua;
CCF Conversor a capacitor flutuante;
dB Decibel;
GTO *Gate turn-off thyristor*;
 Im Parcela imaginária de uma grandeza complexa;
MI Máquina de Indução;
MLP Modulação por largura de pulsos;
MMQ Método dos Mínimos Quadrados;
MMQR Método dos Mínimos Quadrados Recursivo;
OE Modelo do erro de saída;
PNG Conversor com neutro grampeado;
PRBS Sinal binário pseudo-aleatório-
(*pseudo-random binary signal*)
SIG Índice de distorção harmônica.

Lista de Figuras

2.1	Identificação de modelos contínuos no tempo via métodos não-paramétricos	24
2.2	Identificação de sistemas contínuos no tempo através de modelos discretos no tempo.	26
2.3	Processo de estimação dos parâmetros de modelos contínuos no tempo de sistemas SISO invariantes no tempo.	27
2.4	Esquema geral de um sistema de identificação.	28
2.5	Estruturas básicas dos modelos baseados em funções de transferência.	34
2.6	Cálculo de derivadas: (a) (tracejado) Método de interpolação polinomial e (sólido) Método exato, (b) Erro entre os métodos utilizados.	39
2.7	Diagrama em blocos do filtro de variáveis de estado.	40
2.8	Cálculo de derivadas: (a) (tracejado) Filtro de variáveis de estado e (sólido) Método exato, (b) Erro entre os métodos utilizados.	41
2.9	Estimação através da associação do filtro de Kalman e o algoritmo da máxima verossimelhança.	47
2.10	Circuito equivalente da máquina de indução na condição <i>at standstill</i> .	48
2.11	Diagramas dos fasores da corrente e tensão de estator.	54
2.12	Controle adaptativo por modelo de referência aplicado ao controle por orientação de campo da máquina de indução.	60
3.1	Máquina de indução bifásica.	66
3.2	Vetor corrente de magnetização no sistema de eixos de referência orientado segundo o vetor fluxo do rotor (xy).	70

3.3	Circuito equivalente da máquina de indução, considerando condições magnéticas lineares.....	75
3.4	Localização dos polos do motor de indução em função da variação da velocidade do rotor, no sistema de eixos estacionário.....	80
4.1	Inversor trifásico ideal.....	84
4.2	Sinais de comando e tensões fase-neutro.....	85
4.3	Vetores de tensão do inversor - tensões fase-neutro.....	89
4.4	Vetores de tensão do inversor fase-fase.....	90
4.5	Simulação das condições para a produção de conjugado nulo considerando a conexão em triângulo: - Tensão de eixo direto nula: (a) $v_{sd}^s = 0$ e (b) $v_{sq}^s \neq 0$. - Tensão em quadratura nula: (c) $v_{sd}^s \neq 0$ e (d) $\bar{v}_{sq}^s = 0$. - Oscilações na condição $\bar{v}_{sq}^s = 0$ e $v_{sd}^s \neq 0$: (e) Velocidade do rotor e (f) Conjugado eletromagnético.....	92
4.6	Resposta em frequência do modelo corrente/tensão <i>at standstill</i>	101
4.7	Gradientes do Modelo Corrente/Tensão em relação aos parâmetros: (tracejada) - σL_s , - (sólida) R_s e (pontilhada) - τ_r	102
4.8	Efeitos da saturação magnética: Localização dos polos da máquina de indução em função da corrente de magnetização.....	103
4.9	Efeitos da saturação magnética: Localização dos polos da máquina de indução em função da corrente magnetização.....	104
4.10	Efeitos da saturação magnética: Localização dos zeros da máquina de indução em função da corrente magnetização.....	105
4.11	Efeitos da saturação magnética: Variações sobre o módulo da resposta em frequência.....	106
4.12	Efeitos da saturação magnética: Variações sobre a fase da resposta em frequência.....	106
4.13	Gradientes do modelo incluindo os efeitos da saturação magnética em relação à indutância dinâmica L_d	107

4.14	Gradientes do modelo incluindo os efeitos da saturação magnética em relação à indutância de dispersão L_l .	107
4.15	Excitação em degrau com a inclusão de ruído pseudo-aleatório: Sinais de tensão e corrente aplicados à fase b , após o pré-processamento.	108
4.16	Ambiente de Simulação.	109
4.17	Método direto com excitação em degrau + ruído: (sólido) - i_{sq}^s da simulação exata e (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s simulação com parâmetros estimados.	112
4.18	Estimação das indutâncias de magnetização: (tracejada) - função usada na simulação, (pontilhada) - componente estática e (sólida) - componente dinâmica	113
4.19	Indutância de magnetização dinâmica: (tracejado) - valor exato, (sólido) - resultado da estimação.	113
4.20	Estimação das indutâncias de magnetização através do modelo simplificado: (tracejada) - função usada como referência na simulação, (sólida) - indutância dinâmica, (pontilhada) - indutância estática.	114
4.21	Curva de magnetização estimada	114
4.22	Validação incluindo os efeitos da saturação magnética: (sólido) - i_{sq}^s do modelo exato e (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s do modelo com parâmetros estimados.	116
5.1	Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à constante de tempo rotórica, em função da frequência.	123
5.2	Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à resistência do estator, em função da frequência.	124
5.3	Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à indutância transitória do estator, em função da velocidade	124
5.4	Diagrama do Controle Vetorial Indireto orientado segundo o vetor fluxo do rotor.	125
5.5	Tensão fase-neutro sintetizada através do inversor MLP, sem a inclusão de ruído.	127
5.6	Corrente de linha para excitação através do inversor MLP, sem a inclusão de	

ruído	128
5.7 Velocidade mecânica: referência (tracejada) e velocidade do motor (contínua) - Sem a inclusão de ruídos	128
5.8 Detalhe das variações existentes na velocidade mecânica para a excitação sem ruídos	129
5.9 Conjugado Eletromagnético: referência (tracejada) e real (contínua) - Excitação sem a inclusão de ruídos	129
5.10 Efeitos da inclusão de ruídos sobre o conjugado eletromagnético: referência (tracejada) e real (contínua)	130
5.11 Efeitos da inclusão de ruídos sobre a velocidade mecânica: referência (tracejada) e real (contínua)	130
5.12 Detalhe da convergência do coeficiente $\hat{\theta}_3 = R_s / (\sigma L_s)$, modelo de estimação direta com velocidade conhecida: (pontilhado) - valor de referência, (sólido) - resultado da estimação	133
5.13 Detalhe da convergência do coeficiente $\hat{\theta}_5 = 1 / (\sigma L_s \tau_r)$, modelo de estimação direta com velocidade conhecida: (pontilhado) - valor de referência, (sólido) - resultado da estimação	133
5.14 Resultados de simulação do sistema de controle de velocidade obtidos com os valores dos parâmetros reais e valores estimados	134
5.15 Estimação da resistência do estator considerando o conhecimento da indutância transitória do estator e da resistência rotórica	137
6.1 Estrutura básica do equipamento usado nos testes experimentais	139
6.2 Fase de auto-comissionamento: Componentes em quadratura da tensão e corrente	140
6.3 Componentes em quadratura da tensão e corrente de estator usadas na validação dos modelos	142
6.4 Resultados experimentais da estimação através do método direto: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através	

	dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido.	142
6.5	Resultados experimentais do modelo de estimação com o conhecimento da resistência de estator: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido.	143
6.6	Resultados experimentais do modelo sequencial com o conhecimento da resistência de estator: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido.	143
6.7	Curva de magnetização estimada a partir dos testes experimentais.	145
6.8	Estimação das parcelas referentes às indutâncias de magnetização incluindo a saturação magnética: (tracejada) - indutância de magnetização calculada através dos ensaios clássicos, (pontilhada) - componente estática e (sólida) - componente dinâmica	145
6.9	Comparação entre as correntes i_{sq}^s medida (sólida) e as saídas simuladas com os parâmetros estimados (tracejada) e a partir dos ensaios clássicos (pontilhada), incluindo a saturação.	148
6.10	Sinais de excitação para a estimação <i>on-line</i> : (a) - tensão v_{ab} (V), (b) - corrente i_a	149
6.11	Resultados experimentais: velocidade medida (rad/s).	149
6.12	Corrente de eixo direto do estator: (sólida) - medida. Letra (a): (tracejada)- simulada com parâmetros estimados, Letra (b): (tracejada) - simulada com parâmetros dos ensaios clássicos.	150
7.1	Inversor a três níveis com neutro grampeado	153
7.2	Percurso das correntes no inversor a três níveis com neutro grampeado	155
7.3	Circuito do conversor a três níveis com fontes separadas	156
7.4	Diagrama elétrico de um inversor a três níveis com capacitor flutuante	158
7.5	Correntes no inversor a capacitor flutuante para cada estado possível dos	

interruptores	160
7.6 Sinal de comando da tensão de saída para um braço do inversor	161
7.7 Vetores de Tensão do inversor a três níveis com capacitor flutuante	163
7.8 Vetores de tensão do inversor no setor A	164
7.9 Padrão de Chaveamento para a região 1A e tensão fase-neutro da fase a	165
7.10 Limites da região 1A	166
7.11 Vetor de referência na região de sobremodulação	169
7.12 Correntes no capacitor flutuante para os estados A e B	171
7.13 Diagrama em blocos do método de controle linear	173
7.14 Controle linear da tensão nos capacitores - Método 1	174
7.15 Diagrama em blocos do controlador de tensão nos capacitores ON/OFF	175
7.16 Controle ON/OFF da tensão nos capacitores	176
7.17 Regiões não realizáveis do inversor a 3 níveis com restrições de tempos mínimo e máximo de condução das chaves	179
7.18 Regiões do setor A do inversor a três níveis incorporando as limitações de tempos mínimo e máximo de condução	180
7.19 Padrão de chaveamento para a região 5A	181
7.20 Amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro em função do índice de modulação	186
7.21 Índice de distorção harmônica em função do índice de modulação	187
7.22 Tensão fase-fase, $m = 0,5$	188

7.23	Tensão fase-neutro, $m = 0,5$.	188
7.24	Análise harmônica da tensão fase-neutro, $m = 0,5$.	189
7.25	Corrente de fase, $m = 0,5$.	189
7.26	Tensão sobre o capacitor da fase a, $m = 0,5$.	190
7.27	Tensão sobre o capacitor da fase a, $m = 0,2$.	190
7.28	Tensão fase-neutro com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.	191
7.29	Análise harmônica da tensão fase-neutro com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.	191
7.30	Corrente da fase a com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.	192
7.31	Tensão sobre o capacitor da fase a incluindo as restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.	192
7.32	Tensão sobre o capacitor da fase a com restrições de tempo mínimo, $m = 0,2$.	193
7.33	Tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,2$.	194
7.34	Corrente de linha com índice de modulação $m = 0,2$.	195
7.35	Análise harmônica da tensão fase-fase considerando as chaves estáticas ideais e índice de modulação $m = 0,2$.	195
7.36	Tensão no capacitor de fase com índice de modulação $m = 0,2$.	196
7.37	Tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,5$.	197
7.38	Corrente de linha com índice de modulação $m = 0,5$.	198
7.39	Análise harmônica da tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,5$.	198
7.40	Tensão no capacitor de fase com índice de modulação $m = 0,2$.	199

Lista de Tabelas

3.1	Relação entre as indutâncias de dispersão em função da classe construtiva da máquina	77
4.1	Estados das chaves de um braço do inversor a dois níveis.....	86
4.2	Sinais de comando e tensões de saída do inversor trifásico - conexão em estrela	87
4.3	Sinais de comando e tensões de saída do inversor trifásico - conexão em triângulo	91
4.4	Parâmetros da Máquina de Indução obtidos a partir dos ensaios clássicos	110
4.5	Resultados das estimações dos parâmetros no auto-comissionamento	111
4.6	Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações incluindo os efeitos da saturação	115
5.1	Parâmetros da Máquina de Indução obtidos a partir dos ensaios clássicos	131
5.2	Resultados das estimações dos parâmetros através do Método Direto com o conhecimento da velocidade.	132
5.3	Variâncias dos coeficientes estimados pelo método direto com velocidade conhecida.	135
5.4	Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações, considerando o conhecimento a priori da indutância transitória do estator.	136
5.5	Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações, considerando o conhecimento a priori da indutância transitória de estator e da indutância do rotor.	136
5.6	Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações considerando o conhecimento a priori da indutância transitória e resistência do estator.	136

5.7	Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações considerando o conhecimento a priori da indutância transitória, resistência e indutância do estator.	136
6.1	Variâncias relativas aos coeficientes estimados	141
6.2	Variâncias relativas aos coeficientes estimados	144
6.3	Resultados experimentais das estimações dos parâmetros na fase de autocomissionamento.	146
6.4	Resultados experimentais das estimações dos parâmetros incluindo os efeitos da saturação magnética.	147
6.5	Resultados das estimações dos parâmetros através do Método Direto com o conhecimento da velocidade.	150
6.6	Estimações dos parâmetros considerando o conhecimento a priori da indutância transitória do estator.	150
6.7	Estimações dos parâmetros considerando o conhecimento a priori da indutância transitória de estator e indutância do rotor.	150
6.8	Resultados experimentais da estimação de parâmetros através do Método Sequencial.	151
6.9	Resultados experimentais da estimação da resistência do rotor - Método Sequencial.	151
7.1	Estados das chaves de um braço do inversor com neutro grampeado de três níveis	154
7.2	Estados das chaves de um braço do inversor com fontes C.C. separadas de três níveis	157
7.3	Estados das chaves de um braço do inversor com capacitor flutuante de 3 níveis	159
7.4	Configurações das chaves de um inversor com capacitor flutuante de 3 níveis	162
7.5	Localização do Vetor Tensão de Referência	167

7.6	Determinação das regiões de um setor	168
7.7	Tempos de condução e corte das chaves do inversor utilizando estado tipo A ..	177
7.8	Tempos de condução e corte das chaves do inversor utilizando estado tipo B ..	178

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Descrição do Trabalho

Este trabalho trata de dois temas distintos e igualmente importantes na concepção dos sistemas de acionamento de alto desempenho com o motor de indução. A primeira parte da tese é dedicada à estimação dos parâmetros físicos da máquina de indução. A capacidade de determinar continuamente os parâmetros do motor torna o desempenho do sistema de acionamento independente da temperatura, do ponto de operação do circuito magnético e da substituição do motor, além de permitir a detecção de falhas nos circuitos elétricos da máquina.

O segundo tema é o estudo de técnicas de modulação em largura de pulsos (MLP) para os conversores multiníveis. O maior número de níveis das tensões de saída destes conversores garante menor distorção harmônica e menor geração de interferência eletromagnética. No entanto, são necessários métodos de modulação em largura de pulsos que explorem toda a potencialidade destes conversores.

A estimação de parâmetros é realizada em duas fases distintas, denominadas auto-comissionamento e estimação *on-line* [Bose, 1996]. No auto-comissionamento, os parâmetros são determinados com a máquina ainda parada, possibilitando os ajustes iniciais dos controladores e observadores do sistema de acionamento. Na estimação *on-line*, os parâmetros variantes no tempo em função da temperatura ou saturação magnética são determinados durante a operação normal do sistema de acionamento, permitindo a adaptação de controladores e observadores [Umanand & Bhat, 1995] [Kerkman et al., 1995a]

A primeira etapa na determinação dos parâmetros é o projeto do experimento

para coleta de dados. A proposta deste trabalho exige que todos os sinais utilizados nesta etapa sejam gerados pelo próprio inversor trifásico do sistema de acionamento, sem equipamentos adicionais. O projeto do experimento inclui também a escolha de sinais capazes de excitar todos os modos que se deseja observar do sistema físico.

A segunda etapa na determinação dos parâmetros corresponde à escolha de um modelo matemático apropriado para representar o motor, em função de grandezas mensuráveis e coerente com os objetivos da estimação dos parâmetros. Neste trabalho, como o objetivo é determinar todos os parâmetros físicos do motor, optou-se pelo uso de modelos contínuos no tempo envolvendo apenas as correntes e tensões do estator e a velocidade mecânica. Nos modelos contínuos no tempo as relações entre os coeficientes do modelo de regressão linear e os parâmetros físicos são mais simples que as obtidas nos modelos discretos no tempo que envolvem também o período de amostragem [Minami et al., 1991]. Por outro lado, o uso de modelos contínuos no tempo exige o cálculo das derivadas dos sinais de tensão e corrente. O cálculo das derivadas amplifica ruídos de alta frequência presentes nos sinais e exige cuidados adicionais. Neste trabalho é utilizado um método de interpolação polinomial para cálculo das derivadas dos sinais [Goubest, 1997] [Oliveira et al., 1998b] [Oliveira et al., 1998a].

O método dos mínimos quadrados (MMQ) é utilizado para ajustar os parâmetros de forma a minimizar o quadrado dos resíduos que é a diferença entre as medidas e as predições de uma passo à frente da saída do modelo [Ljung, 1987] [Aguirre, 2000]

O ponto de partida para a dedução dos modelos de regressão linear apresentados no trabalho é o modelo corrente-tensão do motor de indução. Este modelo é inicialmente apresentado para o caso em que se considera a operação do motor na região linear do circuito magnético. Como os motores de indução são projetados para operar ligeiramente saturados e ainda, na operação com enfraquecimento de campo as indutâncias do motor variam em uma faixa relativamente ampla, é importante considerar estas variações no projeto dos controladores. Com esta finalidade, o modelo corrente-tensão incluindo os efeitos da saturação magnética é também deduzido neste trabalho [Brown et al., 1983] [Vas, 1990].

Normalmente, não é possível determinar todos os parâmetros físicos do motor a

partir dos coeficientes dos modelos de regressão linear. Este problema é abordado nesta tese a partir da definição do conceito de máquinas de indução equivalentes [Lipo & Novotny, 1996].

Na fase de auto-comissionamento, a ordem dos modelos é reduzida considerando-se que a máquina está parada. Os sinais de excitação produzidos pelo inversor não devem portanto produzir conjugado eletromagnético no motor. São analisadas neste trabalho, as condições para produção destes sinais com o inversor trifásico de forma a evitar a produção de movimento ou oscilações de conjugado, sem no entanto introduzir restrições quanto à forma de onda das tensões de excitação [Peixoto & Seixas, 1999a] [Peixoto & Seixas, 1999b]

No auto-comissionamento determinam-se inicialmente os parâmetros do modelo considerando condições magnéticas lineares no motor. Em seguida, o modelo incluindo a saturação magnética é utilizado para determinar as indutâncias de magnetização em função da corrente de magnetização. A determinação destas indutâncias em diversos pontos de operação do circuito magnético permitirá supor estes parâmetros conhecidos durante a operação normal do sistema de acionamento, mesmo na presença de enfraquecimento de campo. Esta consideração possibilita a redução da ordem dos modelos utilizados na estimação *on-line*. São propostos diversos modelos de regressão linear baseados nestas simplificações [Peixoto & Seixas, 2000a] [Peixoto & Seixas, 2000b] [Peixoto & Seixas, 2000c].

Para a estimação *on-line* foi implementado um método de controle vetorial indireto do motor de indução. São apresentados resultados da estimação de todos os parâmetros a partir do modelo corrente-tensão e em seguida, apresentados resultados supondo o conhecimento *a priori* de alguns parâmetros. São também mostrados resultados experimentais da estimação dos parâmetros durante o auto-comissionamento e durante a operação normal, obtidos em uma montagem experimental desenvolvida para este trabalho

Na segunda parte da tese, são propostos dois métodos de modulação em largura de pulsos para um conversor multinível com capacitor flutuante. Este

conversor é especialmente interessante, por empregar um menor número de dispositivos semicondutores em relação ao inversor com neutro grampeado. Por outro lado, uma desvantagem deste conversor é a necessidade de um controle eficiente do valor instantâneo das tensões nos capacitores flutuantes. Nos métodos de MLP apresentados neste trabalho, o controle das tensões nos capacitores é feito de forma independente do controle das tensões de saída. No primeiro método as chaves estáticas são supostas ideais. No segundo método são incluídas restrições de tempo mínimo de corte e condução dos interruptores nas equações da MLP. Em ambos os casos, obtém-se métodos de MLP descritos por equações algébricas, tensões de saída com baixo conteúdo harmônico e baixo custo computacional. As possíveis estratégias para controle das tensões nos capacitores são apresentadas e analisadas. São mostrados resultados de simulação dos métodos de MLP desenvolvidos e resultados experimentais obtidos em um conversor a três níveis com capacitor flutuante [Seixas, 1988] [Mendes, 2000].

1.2 Justificativas e Contribuições

Nas últimas décadas, a efetiva disponibilidade de recursos de informática associada à evolução dos dispositivos semicondutores de potência permitiu que os motores de corrente contínua pudessem ser gradativamente substituídos pelas máquinas de indução nos sistemas de acionamento de alto desempenho. Vários métodos foram propostos para a solução da complexo problema de controle destas máquinas, destacando-se as técnicas do controle vetorial por orientação direta ou indireta de campo [Bose, 1986] [Bose, 1996] [Lipo & Novotny, 1996] [Vas, 1990].

Diversos trabalhos de pesquisa vêm sendo dedicados à solução da dependência do desempenho dos controladores vetoriais em relação às variações dos parâmetros elétricos das máquinas. Estas variações são decorrentes das mudanças de temperatura ou das condições de magnetização quando o sistema opera em ampla faixa de velocidade [Choi et al., 1997].

As várias linhas de pesquisa no tema propõem, na maioria das vezes, métodos que requerem a linearização [Bunte & Grotstollen, 1993] [Ruff & Grotstollen, 1993] [Bunte &

Grotstollen, 1995] ou discretização dos modelos da máquina através da transformada z ou transformada γ [Filho et al., 1997] [Ribeiro et al., 1999] [Ribeiro et al., 2000], simplificações das funções de transferência em função das condições de excitação de entrada [Klaes, 1993] [Sumner & Asher, 1993] [Millet et al., 1997] [Robert et al., 1997] ou técnicas de controle para a adaptação de parâmetros específicos [Chan & Wang, 1990] [Khambadkone & Holtz, 1991] [Yang & Chin, 1993] [Moon & Keyhani, 1994] [Atkinson et al., 1996]. Os métodos de estimação são, usualmente, propostos em duas fases distintas de operação, compreendendo a partida da máquina ou auto-comissionamento e sob condições normais de operação do sistema de acionamento.

Outra linha de pesquisa tem como base os modelos contínuos no tempo, desenvolvida a partir da estimação de parâmetros através de algoritmos decompostos ou com o conhecimento *a priori* de parâmetros específicos [Velez-Reyes, 1990] [Ribeiro, 1995] [Ribeiro, 1998]. Nestes casos, torna-se indispensável o cálculo das derivadas dos sinais, comumente obtidas a partir de filtros de variáveis de estado ou cadeia de integradores.

Na primeira etapa deste trabalho são realizadas as estimações de todos os parâmetros físicos da máquina de indução através de modelos contínuos no tempo onde o cálculo das derivadas é obtido a partir de um método de interpolação polinomial com base no algoritmo dos mínimos quadrados recursivo. As estimações foram propostas para ambas as etapas de operação do sistema, incluindo a fase de auto-comissionamento e a estimação *on-line*.

A obtenção simultânea de todos os parâmetros tornou-se possível através de uma transformação proposta a partir do conceito de equivalência entre as máquinas de corrente alternada que permite, a exemplo dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado, arbitrar as relações entre as indutâncias de dispersão de estator e rotor.

Na fase de auto-comissionamento ressalta-se a aplicação da técnica de modulação por largura de pulsos vetorial para a excitação da máquina sem a ocorrência de oscilações do conjugado eletromagnético, a proposição de diversos modelos pressupondo o conhecimento *a priori* de parâmetros e a estimação das indutâncias de magnetização estática e dinâmica, considerando-se os efeitos da saturação magnética.

Na estimação *on-line*, inicialmente foi realizada a estimação simultânea dos parâmetros pressupondo o conhecimento da velocidade mecânica. Foram também propostos modelos reduzidos, considerando o conhecimento *a priori* de alguns parâmetros. Em todos os modelos, pressupôs-se a determinação inicial da indutância transitória do estator, facilmente obtida a partir dos modelos reduzidos apresentados na fase de auto-comissionamento.

Finalmente, a segunda etapa do trabalho trata da aplicação de um método de modulação em largura de pulsos vetorial a um conversor multinível com capacitor flutuante. O método proposto permite o controle independente entre as tensões de saída e as tensões sobre os capacitores de fase de tal forma que a malha de controle da tensão nos capacitores não afeta a distorção harmônica das tensões de saída. São também analisadas as restrições relativas ao tempo de comutação das chaves semicondutoras, a sobremodulação e as condições de excitação sem produção de conjugado eletromagnético para fins da estimação dos parâmetros da máquina de indução.

O trabalho inclui análises através de simulação e resultados experimentais relativos aos principais modelos propostos para a estimação de parâmetros e à aplicação da técnica de modulação por largura de pulsos ao conversor multinível com capacitor flutuante.

1.3 Organização do Texto

O trabalho está estruturado em oito capítulos, incluindo uma extensa revisão bibliográfica sobre os métodos de estimação de parâmetros aplicados à máquina de indução, apresentação dos modelos matemáticos do motor, a estimação dos parâmetros no auto-comissionamento, a estimação de parâmetros durante a operação normal e os métodos de MLP para o inversor trifásico a três níveis com capacitor flutuante.

O capítulo 2 apresenta uma síntese sobre a teoria de identificação de sistemas e técnicas de estimação de parâmetros. Duas ferramentas essenciais nos processos de estimação de parâmetros deste trabalho são apresentadas: O algoritmo dos mínimos

quadrados recursivo e o método de cálculo das derivadas dos sinais através de interpolação polinomial. Neste capítulo é também apresentada a revisão bibliográfica sobre a estimação dos parâmetros do motor de indução. Esta revisão bibliográfica está organizada em dois tópicos, onde são apresentados inicialmente os métodos para determinação *off-line* dos parâmetros e em seguida, analisados os trabalhos que tratam da estimação *on-line*.

Os modelos matemáticos para a representação da máquina de indução são analisados e deduzidos no capítulo 3. A partir do modelo vetorial descrito em um sistema de coordenadas girando a uma velocidade arbitrária é deduzido o modelo corrente-tensão, considerando inicialmente condições magnéticas lineares. Este modelo é a base dos modelos de regressão linear apresentados nos capítulos seguintes. Em seguida são introduzidos no modelo os efeitos da saturação do circuito magnético principal da máquina, dando origem a um modelo de parâmetros variantes no tempo em função da corrente de magnetização do motor. Neste capítulo é também apresentado o conceito de máquinas de indução equivalentes que permite resolver o problema de sobredeterminação no cálculo dos parâmetros físicos a partir dos coeficientes do modelo corrente-tensão.

O capítulo 4 trata da estimação de parâmetros durante a fase de auto-comissionamento. São apresentadas as condições para excitação da máquina sem produção de conjugado eletromagnético. Estas condições são analisadas tendo em vista a produção destes sinais com o inversor trifásico. Em decorrência deste estudo determina-se a melhor forma de excitação dos motores em função da sua conexão em estrela ou triângulo. São deduzidos 3 modelos de regressão linear para aplicação no auto-comissionamento. O primeiro permite a determinação de todos os parâmetros do motor simultaneamente. Os outros dois modelos pressupõem o conhecimento *a priori* de alguns dos parâmetros. Em seguida, é apresentado um modelo de regressão linear incluindo os efeitos de saturação do circuito magnético principal. São mostrados neste capítulo os resultados do estudo de sensibilidade do modelo corrente-tensão em relação aos diversos parâmetros a serem estimados que fornecem uma informação importante quanto ao espectro de frequências desejável dos sinais de excitação. São apresentados ao fim do capítulo resultados de simulação relativos aos vários modelos propostos.

No capítulo 5 são deduzidos os modelos para a estimação dos parâmetros elétricos da máquina de indução durante a operação normal dos sistemas de acionamento. Inicialmente os parâmetros são obtidos a partir do modelo corrente-tensão completo, com velocidade mecânica conhecida. Posteriormente, a ordem deste modelo de regressão linear é reduzida supondo conhecidos alguns dos parâmetros determinados na fase de auto-comissionamento. Com estas simplificações, vários modelos de regressão linear são propostos, permitindo a estimação *on-line* dos demais parâmetros do motor.

No capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos através de uma montagem experimental, relativos aos procedimentos de estimação *on-line* e no auto-comissionamento propostos nos capítulos anteriores.

O capítulo 7 é dedicado ao estudo dos métodos de modulação em largura de pulso para o inversor com capacitor flutuante. Inicialmente é feita uma breve revisão sobre as diversas configurações dos conversores multiníveis. A partir de um modelo matemático relacionando o vetor tensão de saída do inversor com as larguras de pulso dos sinais de comando, é deduzido um primeiro método de modulação em largura de pulsos, supondo as chaves estáticas ideais. O segundo método de MLP inclui a restrição do tempo mínimo de condução ou corte dos interruptores. Nos dois métodos são obtidas equações algébricas relacionando as larguras dos pulsos de comando com as tensões de referência. São discutidas as possíveis soluções para realização das malhas de controle das tensões nos capacitores flutuantes. Ao final do capítulo são mostrados os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos em um protótipo.

Finalmente, o capítulo 8 apresenta as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade a estas pesquisas.

Capítulo 2

A Estimação de Parâmetros da Máquina de Indução

2.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma breve introdução sobre a teoria de identificação de sistemas, com ênfase na etapa de estimação dos parâmetros. Como os modelos utilizados ao longo do trabalho são contínuos no tempo, discute-se brevemente o problema do cálculo das derivadas dos sinais de entrada e saída. Em seguida é feita uma extensa revisão bibliográfica sobre a estimação dos parâmetros elétricos do motor de indução.

2.2 A Identificação de Sistemas e a Estimação de Parâmetros

A teoria de identificação de sistemas permite a determinação de modelos matemáticos para representar sistemas, no sentido amplo da palavra, elaborados essencialmente a partir de medidas disponíveis das variáveis de entrada e saída. Embora as palavras identificação e estimação sejam usualmente empregadas indistintamente, é importante ressaltar que a estimação de parâmetros é uma das etapas do processo de identificação de sistemas. Enquanto a identificação envolve o projeto do experimento, coleta dos dados e a escolha do modelo, a estimação dos parâmetros refere-se à fase de ajuste dos parâmetros do modelo de forma a reproduzir, da melhor forma possível, os dados medidos [Ljung, 1987] [Ljung, 1996][Aguirre, 2000].

A alternativa à identificação para a obtenção do modelo de um sistema é a modelagem pela física ou natureza do processo. Esta forma de obtenção do modelo,

também denominada modelagem *caixa branca*, exige o conhecimento profundo das leis físicas que regem o comportamento do sistema para a determinação da estrutura do modelo e cálculo dos parâmetros físicos. Por outro lado, na identificação de sistemas físicos, muitas vezes são utilizados modelos lineares padronizados, cujos parâmetros não guardam nenhuma relação com os parâmetros físicos. Quando tais modelos são empregados denominamos o processo de modelagem *caixa preta*. Como o objetivo deste trabalho é a determinação dos parâmetros físicos da máquina de indução, a estrutura do modelo é definida pela física do processo, escrevendo-se as equações diferenciais que descrevem o comportamento dos circuitos elétricos e magnéticos do motor considerando-se os parâmetros concentrados. No entanto, os parâmetros não são calculados através de características construtivas mas estimados a partir dos dados de entrada e saída. A este tipo de modelagem, onde o modelo usado no processo de identificação do sistema possui interpretação física, denomina-se modelagem *caixa cinza* [Ljung, 1994] [Gorter, 1997].

Na determinação de um modelo matemático contínuo no tempo para um sistema físico, três abordagens são possíveis:

- identificação indireta via métodos não-paramétricos
- identificação indireta via métodos paramétricos utilizando o modelo discreto no tempo
- identificação direta via métodos paramétricos utilizando o modelo contínuo no tempo

Uma breve discussão destes métodos é feita a seguir.

2.2.1 Identificação Indireta via métodos não-paramétricos

A figura 2.1 mostra o procedimento de identificação indireta do modelo paramétrico contínuo no tempo através de métodos de identificação não paramétricos, segundo [Young, 1981].

Nos métodos de identificação não-paramétricos, o sistema é inicialmente

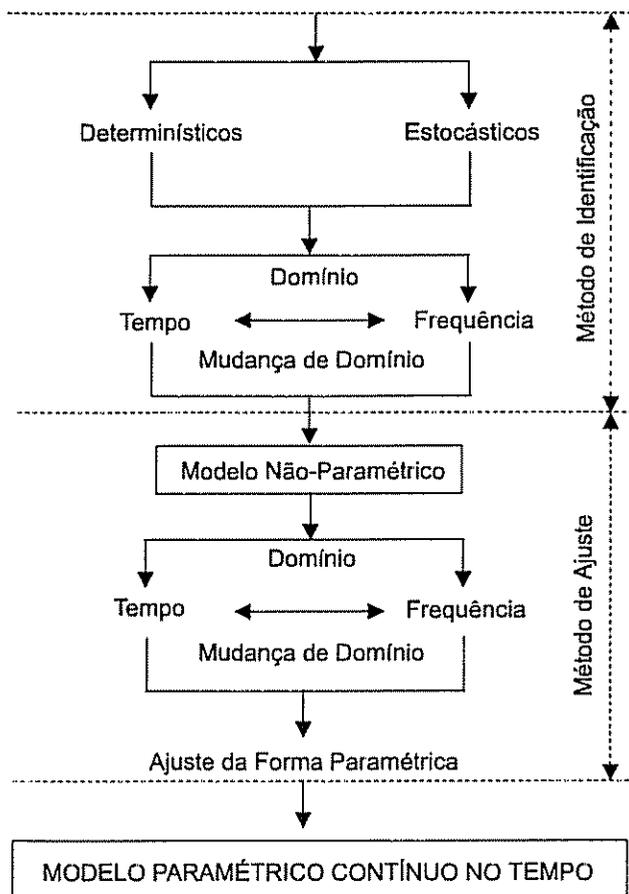


Figura 2 1- Identificação de modelos contínuos no tempo via métodos não-paramétricos

modelado através de uma representação gráfica, como por exemplo, a curva de resposta ao impulso, resposta ao degrau ou função resposta em frequência. Os métodos de identificação não-paramétricos podem ser determinísticos ou estocásticos. Nos métodos determinísticos nenhum tratamento é dado aos ruídos presentes nos dados. Como exemplos de métodos determinísticos podemos citar os métodos baseados na resposta ao impulso ou na resposta ao degrau como o método de Sundaresan [Desphande & Ash, 1981]. Nos métodos estocásticos, sinais de excitação pseudo-aleatórios como a PRBS em conjunto com o método da correlação podem ser usados para determinar a resposta ao impulso ou resposta em frequência do sistema, por exemplo. É importante observar que a partir dos métodos determinísticos ou estocásticos pode-se obter modelos não paramétricos no domínio do tempo ou da frequência. Neste ponto, trocas de representação do domínio do tempo para o domínio da frequência e vice-versa, também são possíveis [Young, 1981] [Tulleken, 1990].

Um modelo paramétrico pode ser ajustado à curva obtida no modelo não-paramétrico, obtendo-se por exemplo, uma função de transferência ou uma equação diferencial para o sistema contínuo no tempo. Novamente, neste ponto é possível a passagem do domínio do tempo para o domínio da frequência e vice-versa [Aguirre, 2000].

2.2.2 Estimação Indireta via Métodos Paramétricos com Modelos Discretos no Tempo

Nesta abordagem, inicialmente são determinados os parâmetros de um modelo discreto no tempo do sistema, conforme mostrado na figura 2.2. Em seguida, é feita a recuperação dos parâmetros físicos do modelo contínuo no tempo através de uma transformação do modelo discreto para contínuo no tempo. Na transformação do modelo discreto para contínuo, vários métodos de discretização podem ser utilizados como por exemplo, a transformada z , a transformação bilinear, a transformada delta, dentre outros [Philips & Nagle, 1995] [Middleton & Goodwin, 1990] [Sinha & Qie-Jie, 1983].

Algumas restrições podem, no entanto, ser mencionadas quanto ao uso dos modelos discretos no tempo para determinar indiretamente os parâmetros dos modelos

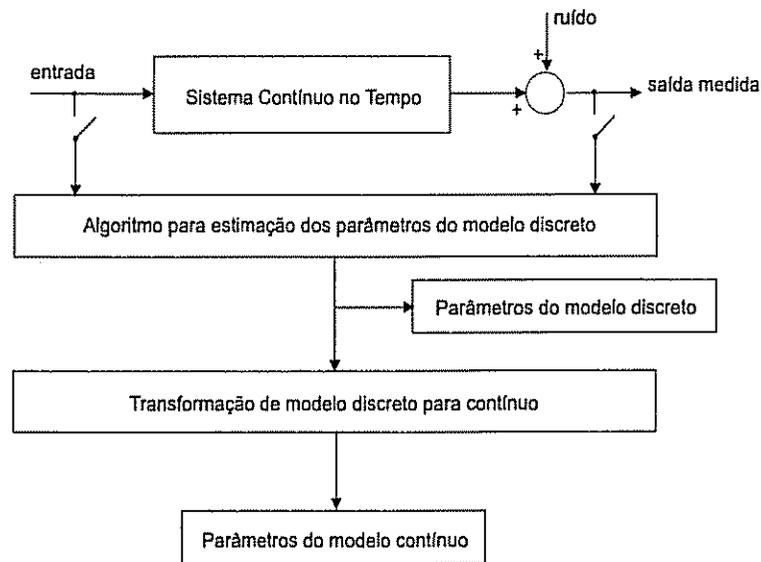


Figura 2.2- Identificação de sistemas contínuos no tempo através de modelos discretos no tempo.

contínuos no tempo:

- Os coeficientes dos modelos discretos estão normalmente relacionados aos parâmetros físicos do modelo contínuo no tempo por equações complexas que carecem de significado físico [Unbehauen & Rao, 1990].
- A grande sensibilidade das equações de recuperação de alguns parâmetros físicos em relação aos erros de estimação dos parâmetros do modelo discreto no tempo impossibilita sua recuperação precisa [Sinha & Qi-Jie, 1983].
- O aumento da frequência de amostragem comprime os pólos e zeros do modelo discreto nas proximidades do ponto (1,0) do plano z, tornando o modelo discreto no tempo extremamente sensível aos erros de precisão numérica [Middleton & Goodwin, 1990].

2.2.3 Estimação Direta via Métodos Paramétricos com Modelos Contínuos no Tempo

O diagrama da figura 2.3 apresenta o esquema genérico para a estimação direta dos parâmetros do modelo contínuo no tempo de sistemas lineares SISO invariantes no tempo.

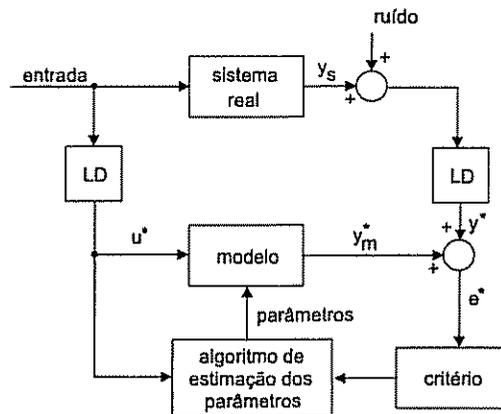


Figura 2.3- Processo de estimação dos parâmetros de modelos contínuos no tempo de sistemas SISO invariantes no tempo.

Neste método, o quadrado da diferença entre a saída medida e a saída do modelo é minimizado em relação ao vetor de parâmetros de um modelo contínuo no tempo de estrutura conhecida. Invariavelmente, na identificação de sistemas contínuos no tempo, os sinais de entrada e saída do sistema real são submetidos a um pré-processamento, indicado na figura 2.3 pelo operador linear LD, antes de serem utilizados no processo de estimação. O pré-processamento compreende, essencialmente, a determinação das derivadas dos sinais de entrada e saída presentes no modelo contínuo no tempo usado na estimação dos parâmetros. Existem várias alternativas para o cálculo das derivadas dos sinais, tais como os métodos das funções modulantes, filtros lineares como os filtros de variáveis de estado ou cadeia de integradores [Young, 1981] [Unbehauen & Rao, 1990] [Sinha & Rao, 1991] e o método de interpolação polinomial [Goubest, 1997], o qual será utilizado neste trabalho.

2.3 Princípios Básicos da Identificação dos Sistemas Contínuos

O processo de identificação de um sistema pressupõe, fundamentalmente, a coleta e processamento dos sinais de entrada e saída, a escolha de um conjunto de modelos e a seleção dentre estes, do modelo que melhor representa o sistema. A figura 2.4 apresenta um esquema geral para o processo de identificação, onde podem ser destacadas as seguintes etapas [Ljung, 1996]:

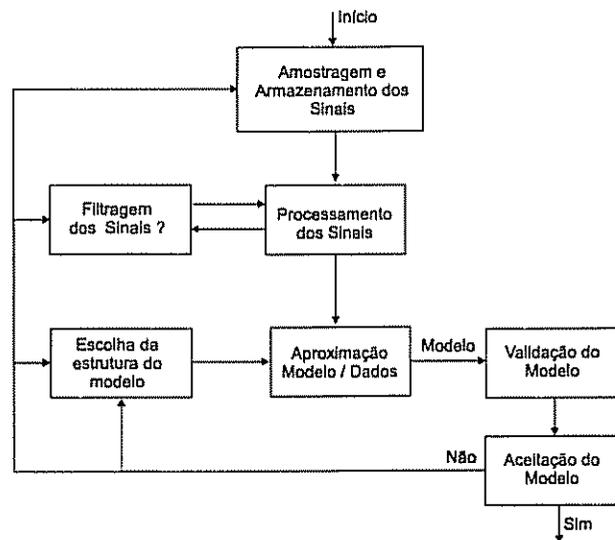


Figura 2 4- Esquema geral de um sistema de identificação

- A seleção de um experimento que forneça um conjunto de dados Z^N com informação suficiente para descrever o sistema. O vetor de dados é composto pelas entradas e saídas anteriores, armazenadas durante um intervalo $1 \leq t \leq N$ e dado por,

$$Z^N = \{u(1), y(1), \dots, u(N), y(N)\} \quad (2.1)$$

sendo $u(t)$ e $y(t)$ as entradas e saídas medidas, respectivamente.

- A especificação de uma classe de modelos candidatos à representação do sistema.

A estrutura de um modelo é um mapeamento parametrizado das entradas e saídas passadas, Z^{t-1} , em relação às saídas atuais do sistema representado como,

$$\hat{y}(t|\theta) = g(\theta, Z^{t-1}) \quad (2.2)$$

onde θ é um vetor de dimensão finita usado para parametrizar o mapeamento e $\hat{y}(t|\theta)$, o valor calculado da saída no instante t .

Uma das relações mais utilizadas entre as entradas e saídas de um sistema linear

é dada pela equação de diferenças,

$$y(t) + a_1y(t-1) + \dots + a_ny(t-n) = b_1u(t-1) + \dots + b_mu(t-m) \quad (2.3)$$

que possibilita a determinação da saída do sistema em função das observações prévias ou seja,

$$y(t) = -a_1y(t-1) - \dots - a_ny(t-n) + b_1u(t-1) + \dots + b_mu(t-m) \quad (2.4)$$

Introduzindo-se os vetores,

$$\begin{aligned} \theta &= [a_1 \quad \dots \quad a_n \quad b_1 \quad \dots \quad b_m]^T \\ \Gamma(t) &= [-y(t-1) \quad \dots \quad -y(t-n) \quad u(t-1) \quad \dots \quad u(t-m)]^T \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde $\theta \in \mathbb{R}^{n_\theta \times 1}$ é o vetor de parâmetros e, $\Gamma(t) \in \mathbb{R}^{n_\theta \times 1}$, é denominado vetor de regressores, então as equações 2.2 e 2.4 podem ser combinadas e reescritas de forma mais compacta como,

$$\hat{y}(t|\theta) = \Gamma(t)^T \theta \quad (2.6)$$

$\hat{y}(t|\theta)$ é o preditor de um passo à frente da saída no instante t . A estrutura 2.6 é linear em relação aos parâmetros e conhecida como modelo de regressão linear.

- A aproximação entre o modelo e os dados.

O ajuste do modelo requer um método para a determinação de um *bom* vetor de parâmetros θ de modo que o preditor de um passo à frente da expressão 2.6 se aproxime tanto quanto possível dos valores medidos da saída o que, em linhas gerais, pressupõe as seguintes etapas:

1. O cálculo dos erros de predição como,

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \hat{y}(t|\theta), \quad t = 1, 2, \dots, N \quad (2.7)$$

2. Processamento dos erros de predição através de um filtro linear $L(q)$,

$$\varepsilon_F(t, \theta) = L(q) \varepsilon(t, \theta) \quad (2.8)$$

onde q é o operador de deslocamento ou seja, $qu(t) = u(t+1)$. O filtro tem a finalidade de reforçar as faixas de frequências importantes dos sinais e atenuar as frequências de menor interesse.

3. A escolha de uma função escalar definida positiva $l(\cdot)$ para a medição do "tamanho" ou "norma" do erro de predição, $l(\varepsilon_F(t, \theta))$.

4. A determinação de um vetor de parâmetros que minimize a soma das normas dos erros de predição.

$$\hat{\theta}_N = \arg \min_{\theta} V_N(\theta, Z^N) \quad (2.9)$$

$\hat{\theta}_N$ é o "argumento mínimo" ou o valor de θ que minimiza a função $V_N(\theta, Z^N)$ dada por,

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N l(\varepsilon_F(t, \theta)) \quad (2.10)$$

ou seja, a soma das normas dos erros de predição.

- Critérios para a validação dos modelos resultantes

A validação do modelo deve responder à seguinte pergunta: O modelo encontrado é suficientemente *bom*? Neste sentido, vários testes podem ser efetuados para validar um modelo:

- A simulação do modelo a partir de dados que não foram utilizados na estimação dos parâmetros do modelo testa a capacidade do modelo reproduzir os dados observados e a capacidade de generalização do modelo.

- A análise dos resíduos que se refere ao conjunto de testes para verificar se os erros de predição são aleatórios ou não. Se os resíduos não são ruídos brancos, o

estimador será polarizado ou seja, o modelo não foi capaz de explicar toda a informação contida nos dados. Esta análise, no caso de sistemas lineares, envolve o cálculo da função autocorrelação dos resíduos e a correlação cruzada entre os sinais de entrada e os resíduos de tal forma que,

$$r_{\varepsilon\varepsilon}(\tau) = E[\varepsilon(t-\tau)\varepsilon(t)] = \delta(0) \quad (2.11)$$

$$r_{u\varepsilon}(\tau) = E[u(t-\tau)\varepsilon(t)] = 0 \quad \forall \tau \quad (2.12)$$

sendo que $E[\cdot]$ indica a esperança matemática.

2.4 Classes de Modelos Incluindo Modelos de Ruído

Um sistema linear com distúrbios aditivos na saída $v(t)$ pode ser descrito como [Ljung, 1987],

$$y(t) = G(q)u(t) + v(t) \quad (2.13)$$

onde $G(q)$ é a função de transferência entre a saída $y(t)$ e a entrada $u(t)$ dada por $G(q) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k)q^{-k}$.

O ruído $v(t)$ é caracterizado por suas propriedades estatísticas tais como a função distribuição de probabilidade e a função densidade espectral. Normalmente porém, torna-se mais apropriado descrever $v(t)$ através de um ruído branco $e(t)$ de média zero e variância λ submetido a um filtro linear $H(q)$ da forma,

$$v(t) = H(q)e(t) \quad (2.14)$$

onde $H(q) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(k)q^{-k}$.

Vale observar que a escolha da representação dos sistemas no domínio do tempo discreto justifica-se porque os sinais observados são usualmente amostrados. Pode-se, no entanto, aplicar diretamente esta mesma análise aos sistemas contínuos no tempo [Ljung,

1996] [Young, 1981].

A partir das expressões 2.13 e 2.14, um sistema linear pode ser descrito como,

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t) \quad (2.15)$$

Considerando que as funções de transferência do sistema e do filtro linear do modelo do ruído são desconhecidas e que o modelo pode ser parametrizado com um número finito de coeficientes, então a expressão 2.15 pode ser reescrita da forma,

$$y(t|\theta) = G(q, \theta)u(t) + H(q, \theta)e(t) \quad (2.16)$$

Considerando a inversibilidade da função $H(q, \theta)$, pode-se calcular o preditor de um passo à frente da saída $\hat{y}(t|\hat{\theta})$ em cujo formato não mais se explicitará o ruído, passando a depender somente das entradas e saídas anteriores. O preditor é dado por,

$$\hat{y}(t|\hat{\theta}) = [1 - H^{-1}(q, \hat{\theta})]y(t) + H^{-1}(q, \hat{\theta})G(q, \hat{\theta})u(t) \quad (2.17)$$

sendo $\hat{\theta}$ o vetor de parâmetros a ser estimado.

O modelo em 2.16 e o preditor 2.17 podem ser aplicados a uma grande variedade de sistemas dinâmicos.

Usualmente as funções G e H são representadas através de funções racionais cujos numeradores e denominadores são compostos por polinômios em q cujos coeficientes são os parâmetros a serem estimados.

Assim,

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{F(q)} \quad (2.18)$$

$$= \frac{b_1 q^{-nk} + b_2 q^{-nk-1} + \dots + b_{nb} q^{-nk-nb-1}}{1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{nf} q^{-nf}}$$

$$H(q, \theta) = \frac{C(q)}{D(q)} \quad (2.19)$$

$$= \frac{1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}}{1 + d_1 q^{-1} + \dots + d_{nd} q^{-nd}}$$

onde o vetor de parâmetros θ é composto pelos coeficientes b_i , c_i , d_i e f_i das funções de transferência.

A estrutura do modelo é descrita pelos cinco parâmetros nb , nc , nd , nf e nk , sendo este último relacionado ao número de períodos de amostragem do atraso de tempo puro do sistema. O modelo 2.16 é uma representação genérica de uma família de funções de transferência diretamente relacionadas à escolha do modelo do processo e modelo do ruído.

Se todos os polinômios presentes nas expressões 2.18 e 2.19 são considerados, obtém-se o modelo denominado Box-Jenkins, dado como,

$$y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (2.20)$$

Uma estrutura especial é obtida quando as propriedades do ruído não são modeladas levando a $H(q) = 1$, $nc = nd = 0$. Este modelo é denominado modelo do erro de saída (OE) uma vez que o ruído é a diferença (erro) entre a saída real e a saída sem a presença do ruído. A expressão do modelo é escrita como,

$$y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + e(t) \quad (2.21)$$

Se for usado um denominador comum às funções de transferências,

$$F(q) = D(q) = A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_naq^{-na} \quad (2.22)$$

a estrutura resultante é denominada *ARMAX*,

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t) \quad (2.23)$$

onde $A(q)y(t)$ é a parcela auto-regressiva, $C(q)e(t)$ é um ruído de média móvel e $B(q)u(t)$, uma entrada externa ou exógena. No modelo 2.23, o ruído está sujeito à mesma dinâmica do processo (mesmos pólos), o que é razoável se os ruídos dominantes forem introduzidos junto com o sinal de entrada do sistema.

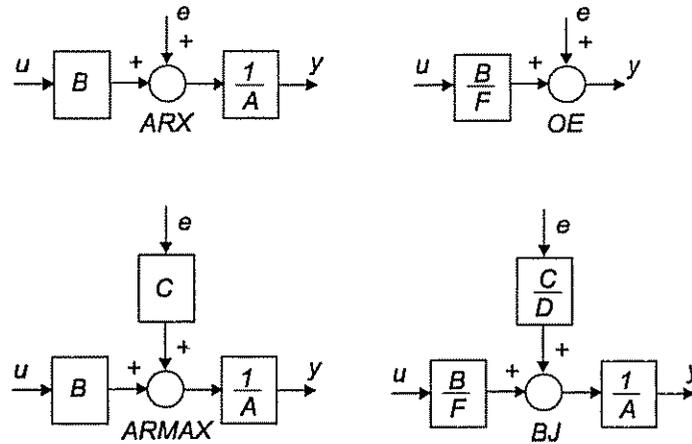


Figura 2.5- Estruturas básicas dos modelos baseados em funções de transferência.

Finalmente, se $C(q) = 1$, $nc = 0$ obtém-se a estrutura ARX (auto-regressiva com entrada exógena) ou seja,

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + e(t) \tag{2.24}$$

A figura 2.5 apresenta os diagramas em bloco das estruturas citadas.

Os modelos BJ, OE, ARMAX e ARX e suas variantes são analisados detalhadamente em diversas publicações tais como [Ljung, 1987], [Young, 1981] [Unbehauen & Rao, 1990] e [Aguirre, 2000].

2.5 Algoritmos de Estimação

O procedimento mais utilizado para a aproximação entre o conjunto de medidas da saída e o preditor 2.6 baseia-se no método dos mínimos quadrados onde a norma quadrática é adotada como função de custo.

Considerando $L(q) = 1$ e $l(\varepsilon_F(t, \theta)) = \frac{1}{2} |\varepsilon_F(t, \theta)|^2$ tem-se portanto a partir de 2.10, a função de custo a ser minimizada dada como,

$$V_N(\hat{\theta}, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - \hat{y}(t|\hat{\theta}))^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - \Gamma(t)^T \hat{\theta})^2 \tag{2.25}$$

Em geral, o critério 2.25 não pode ser minimizado analiticamente a não ser que o preditor $\hat{y}(t|\hat{\theta})$ seja linear em relação aos parâmetros θ . Desde que V_N é uma função quadrática em θ , então o valor mínimo do vetor de parâmetros é facilmente determinado igualando-se a derivada da função a zero, o que leva à seguinte expressão,

$$\hat{\theta}_N = \left[\sum_{t=1}^N \Gamma(t) \Gamma(t)^T \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \Gamma(t) y(t) \quad (2.26)$$

A expressão para o cálculo do argumento mínimo $\hat{\theta}_N$ pode ser reescrita como,

$$\begin{cases} \hat{\theta}_N = [R_N]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \Gamma(t) y(t) \\ R_N = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \Gamma(t) \Gamma(t)^T \quad \mathbb{R}^{n_\theta \times n_\theta} \end{cases} \quad (2.27)$$

onde $\theta \in \mathbb{R}^{n_\theta \times 1}$ e $\Gamma(t) \in \mathbb{R}^{n_\theta \times 1}$. A inversibilidade da matriz $R_N \in \mathbb{R}^{n_\theta \times n_\theta}$ corresponde à condição de persistência do sinal de entrada [Ljung, 1987], sendo de fundamental importância sobre os resultados finais das estimações.

Duas formas distintas de soluções podem ser destacadas que são, usualmente, denominadas estimação em batelada (*batch*) e estimação recursiva.

Nos algoritmos de estimação em batelada a atualização do vetor de parâmetros é realizada a partir de um conjunto de dados Z^N anteriormente armazenado, conforme as expressões 2.27. Neste caso, os dados observados são processados simultaneamente, produzindo uma única estimativa do vetor de parâmetros.

Vários problemas de identificação requerem, no entanto, que o modelo seja atualizado quando novas observações são realizadas. A estimação recursiva significa, conforme [Ljung, 1987], que no instante t , o algoritmo produz uma estimativa através dos dados medidos no instante t e de um número finito de operações matemáticas, independentes do tempo. As informações são conhecidas *a priori* e armazenadas em um espaço de memória fixo e previamente definido.

- Algoritmo dos Mínimos Quadrados Recursivo

Das equações dadas em 2.27 deduz-se diretamente,

$$R_t = \frac{1}{t} \left[(t-1) R_{t-1} + \Gamma(t) \Gamma(t)^T \right] \quad (2.28)$$

e das equações 2.27,

$$\sum_{i=1}^t \Gamma(i)^T y(i) = \frac{1}{t} \left[(t-1) R_{t-1} \hat{\theta}_{t-1} + \Gamma(t)^T y(t) \right] \quad (2.29)$$

onde $\hat{\theta}_{t-1}$ indica o vetor de parâmetros estimado após $t-1$ amostragens. A partir destas equações pode-se calcular a forma de atualização recursiva do vetor de parâmetros que é dada por,

$$\hat{\theta}_t = \hat{\theta}_{t-1} + \frac{1}{t} R_t^{-1} \Gamma(t)^T \left[y(t) - \Gamma(t)^T \hat{\theta}_{t-1} \right] \quad (2.30)$$

Denominando, para se obter uma forma mais compacta das expressões,

$$\begin{aligned} P_t &= \frac{1}{t} R_t^{-1} = \left[\sum_{i=1}^t \Gamma(i)^T \Gamma(i) \right]^{-1} \\ &= \left[P_{t-1}^{-1} + \Gamma(t)^T \Gamma(t) \right]^{-1} \end{aligned} \quad (2.31)$$

o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo pode ser escrito como,

$$\begin{cases} \varepsilon(t, \hat{\theta}_{t-1}) = y(t) - \hat{y}(t, \hat{\theta}_{t-1}) = y(t) - \Gamma(t)^T \hat{\theta}_{t-1} \\ P_t = P_{t-1} - \frac{P_{t-1} \Gamma(t)^T \Gamma(t) P_{t-1}}{1 + \Gamma(t) P_{t-1} \Gamma(t)^T} \\ \hat{\theta}_t = \hat{\theta}_{t-1} + P_t \Gamma(t)^T \varepsilon(t, \hat{\theta}_{t-1}) \end{cases} \quad (2.32)$$

No algoritmo, $K(t) = P_t \Gamma(t)^T$ é uma matriz de pesos que determina o quanto de correção será imposta à modificação dos parâmetros.

Para os casos em que o preditor não é linear nos parâmetros, existem vários métodos numéricos para a otimização da "busca" do valor mínimo tais como o método do gradiente, método de Gauss-Newton, Levenberg-Marquard, dentre outros. Se os parâmetros são variantes no tempo então a atualização da matriz de covariância deverá ser atualizada com a inclusão de fatores de esquecimento. Maiores detalhes podem ser obtidos em [Ljung, 1987], [Gorter, 1997], dentre outros.

2.6 Métodos para a Estimação das Derivadas dos Sinais

Uma característica intrínseca da estimação paramétrica a partir de modelos dinâmicos contínuos no tempo é a necessidade do cálculo das derivadas dos sinais de entrada e saída. De uma forma geral, os erros dominantes nestas estimações são decorrentes dos erros na determinação das derivadas e estão associados à presença de ruídos nos sinais e ao método de cálculo utilizado.

Vários métodos estão disponíveis para o cálculo de derivadas, organizados em três classes: os métodos das funções modulantes, filtros lineares e os métodos baseados em funções ortogonais [Unbehauen & Rao, 1990].

Dois métodos foram analisados neste trabalho. O método da interpolação polinomial utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados [Goubest, 1997] e a utilização de filtros de variáveis de estado [Unbehauen & Rao, 1990] [Gawthrop & Phil, 1984]. A seguir são apresentados os principais conceitos envolvidos nos dois métodos e os resultados de simulação obtidos.

2.6.1 Método da Interpolação Polinomial

Neste método, uma função polinomial é ajustada a uma janela de dados de $2m + 1$ pontos através do algoritmo dos mínimos quadrados. Os dados são constituídos de amostras da variável da qual se deseja estimar as derivadas sucessivas. O tempo é a variável independente do polinômio a ser ajustado. Após obter a função polinomial, pode-se então, determinar analiticamente as derivadas [Goubest, 1997] [Oliveira, 1998].

Seja $y(t)$ o sinal do qual se deseja estimar a $n - \text{ésima}$ derivada, no instante de amostragem k . A primeira etapa consiste em aproximar o sinal $y(t)$, em uma janela de dados $[y(k - m) \quad y(k - m + 1) \quad \dots \quad y(k) \quad y(k + m)]$, a uma função analítica $g(t)$, de tal forma a se obter $y(t) \approx g(t)$. $g(t)$ pode ser qualquer função que descreva o comportamento de $y(t)$ no intervalo de interesse. Neste trabalho, foi utilizado um polinômio

da forma,

$$g(t) = a_0 t^n + a_1 t^{n-1} + \dots + a_{n-1} t^1 + a_n, \quad n \leq 2m \quad (2.33)$$

A ordem do polinômio $g(t)$ deve ser maior ou igual a n . As derivadas sucessivas do sinal $y(t)$ no ponto k são então, determinadas pela diferenciação do polinômio 2.33, obtendo-se $\overset{n}{y}(k) \approx \overset{n}{g}(t)$.

A determinação dos coeficientes do polinômio é feita através do método dos mínimos quadrados de forma a minimizar a função de custo $\sum_{i=k-m}^{k+m} [y(i) - g(i)]^2$. A matriz de regressores é construída em função da variável independente, tempo, e o vetor de saída pelas amostras do sinal, no intervalo em que se deseja determinar as derivadas, ou seja,

$$y = \Gamma \vartheta \quad (2.34)$$

sendo,

$$\overset{y}{y} = [y_{k-m} \quad y_{k-m+1} \quad \dots \quad y_k \quad y_{k+m}]^T \quad (2.35)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} (k-m)^n & (k-m)^{n-1} & \dots & (k-m) & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ (k+m)^n & (k+m)^{n-1} & \dots & (k+m) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\vartheta = [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{n-1} \quad a_n]^T \quad (2.37)$$

A figura 2.6 apresenta os resultados de simulação do cálculo da derivada da função $u(t) = 10 \sin(\omega t)$, tomando-se $f = 60\text{Hz}$ e intervalo de amostragem igual a $10\mu\text{s}$. Foram utilizados 5 pontos na janela de dados ($m = 2$) e um polinômio de grau igual a 2. Os resultados do cálculo da derivada primeira, obtidos analiticamente e através do método de interpolação polinomial são apresentados na letra (a) e o erro entre estes dois sinais é mostrado na letra (b).

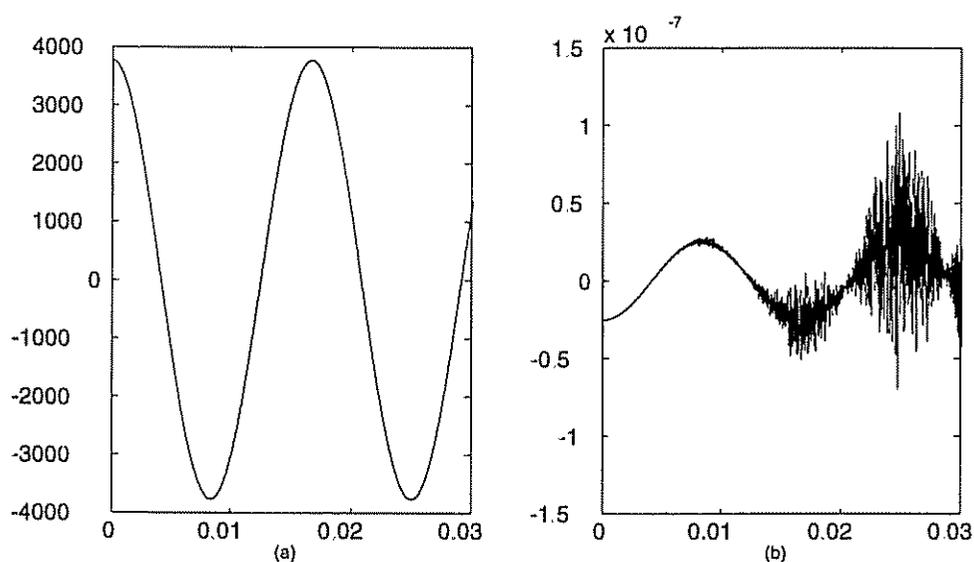


Figura 2.6- Cálculo de derivadas: (a) (tracejado) Método de interpolação polinomial e (sólido) Método exato, (b) Erro entre os métodos utilizados.

2.6.2 Filtro de Variáveis de Estado

Os filtros de variáveis de estado são descritos pela função de transferência [Ribeiro, 1995],

$$F(s) = \frac{\omega_n^i}{(s + \omega_n)^i} = \frac{b_f}{s^i + f_1 s^{i-1} + \dots + f_i} \quad (2.38)$$

ou através da representação de estados na forma canônica companheira ou seja,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_f x(t) + B_f u(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.39)$$

onde,

$$A_f = \begin{bmatrix} -f_1 & -f_2 & \dots & -f_i \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_f = \begin{bmatrix} b_f \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

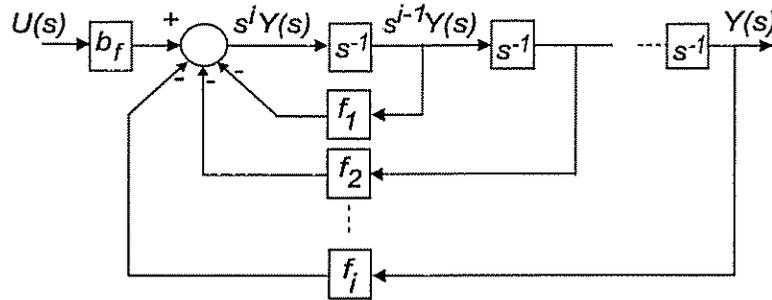


Figura 2.7- Diagrama em blocos do filtro de variáveis de estado.

$$C_f = [0 \ 0 \ \dots \ 1]$$

O filtro de variáveis de estado é apresentado através do diagrama em blocos da figura 2.7.

O projeto do filtro de variáveis de estado compreende a escolha da ordem do filtro $i \geq n$, onde n é determinado pela derivada de mais alta ordem, e a escolha dos parâmetros f_i ou seja, a frequência de corte ω_n , explícita na expressão 2.38. A escolha deve ser feita em função da resposta em frequência do processo.

Considerando as mesmas condições expressas na figura 2.6, na figura 2.8 são mostrados os resultados de simulação do cálculo da derivada primeira do sinal filtrado, de forma exata e através de um filtro de variáveis de estado de segunda ordem com uma frequência de corte igual a $5k\text{Hz}$. A diferença entre os resultados encontrados deve-se basicamente à discretização do modelo do filtro.

O método de interpolação polinomial apresentou melhores resultados numéricos em relação ao filtro de variáveis de estado. Sua aplicação *on-line*, ao contrário do filtro de variáveis de estado, implica um grande aumento do tempo necessário para o processamento dos sinais.

2.7 Estimação dos Parâmetros Elétricos da Máquina de Indução

O crescente interesse pela aplicação da máquina de indução em sistemas de acionamento elétrico de alto desempenho vem incentivando pesquisas sobre servomecanismos

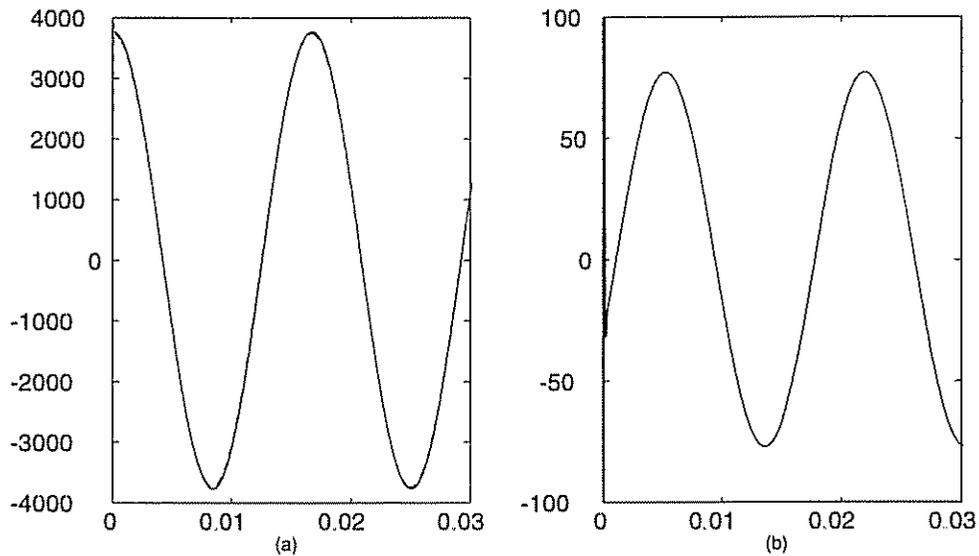


Figura 2.8- Cálculo de derivadas: (a) (tracejado) Filtro de variáveis de estado e (sólido) Método exato, (b) Erro entre os métodos utilizados.

de velocidade e/ou posição sem sensores eletromecânicos, operação na região de enfraquecimento de campo para o aumento da faixa de velocidade ou sistemas de alto rendimento, dentre outros. De modo geral, estas pesquisas têm como ponto de partida a teoria de orientação pelo campo e os chamados métodos de controle vetorial.

As técnicas do controle vetorial se baseiam no controle do valor instantâneo do vetor fluxo magnético e basicamente, pode ser realizado de duas formas diferentes, denominadas controle vetorial direto e controle vetorial indireto [Lipo & Novotny, 1996] [Bose, 1996].

O controle vetorial direto, em sua forma original, requer o conhecimento do vetor fluxo de rotor, o que pode ser realizado através de medições diretas do fluxo no entreferro ou a partir de observadores de fluxo. Enquanto a medição direta do fluxo leva ao aumento dos custos devido às dificuldades de instalação dos sensores, os observadores implicam no aumento do esforço computacional e requerem, na maioria das vezes, o conhecimento preciso dos parâmetros da máquina [Umanand & Bhat, 1995] [Kerkman et al., 1996] [Lennart & Nee, 1997].

No controle vetorial indireto, o controle do fluxo é feito em malha aberta. A posição do vetor fluxo é determinada a partir da velocidade do rotor e do escorregamento. Este último é calculado em função das componentes de corrente do estator e dos parâmetros da máquina. Apresenta menor custo se comparado ao controle vetorial com sensores de fluxo e menor esforço computacional em relação ao uso de observadores. O desempenho do controle vetorial indireto é porém, extremamente dependente do conhecimento dos parâmetros da máquina de indução, por ser um controle em malha aberta.

Em ambas as versões, a aplicação das técnicas de controle vetorial requer a determinação precisa dos parâmetros elétricos da máquina de indução de forma a se obter a sintonia dos controladores e/ou observadores do sistema e a garantia do desacoplamento das grandezas responsáveis pela produção do fluxo e conjugado eletromagnético.

Na sintonia dos sistemas de acionamentos de corrente alternada, existem duas fases a serem consideradas: os ajustes que devem ser realizados antes da entrada em operação (*start-up*) e a sintonia a ser continuamente realizada durante a operação normal do sistema, de forma a refletir as variações dos parâmetros em função da temperatura, frequência e saturação do circuito magnético. As formas automáticas de sintonia inicial são, normalmente, denominadas auto-comissionamento (*self-comissionning*) enquanto o ajuste automático durante a operação normal do sistema é chamado de auto-sintonia contínua (*continuous self-tuning*) [Bose, 1996].

Os tópicos a seguir apresentam uma revisão sobre o desenvolvimento e o estado da arte da aplicação das técnicas de estimação à máquina de indução. Os trabalhos considerados relevantes na literatura foram classificados segundo sua aplicação na fase de auto-comissionamento ou na estimação para a auto-sintonia contínua.

2.7.1 A Estimação no Auto-comissionamento

Vários métodos têm sido propostos com o objetivo de se obter os parâmetros da máquina de indução antes da entrada em operação do sistema de acionamento. Nesta fase, busca-se realizar a sintonia inicial dos controladores e observadores do sistema e ainda,

estimar parâmetros que possam ser considerados invariantes sob determinadas condições de operação. Com isto, possibilita-se a simplificação futura dos modelos de estimação para aplicações *on-line*, através da exclusão dos parâmetros invariantes nos modelos de estimação propostos.

Tradicionalmente, os parâmetros do motor de indução são medidos através dos ensaios clássicos a vazio e com rotor travado [IEE, 1978]. Estes ensaios pressupõem algumas aproximações e condições especiais para sua realização e seus resultados não atendem aos níveis de precisão requeridos pelos sistemas de acionamento de alto desempenho. Alguns aspectos podem ser citados como [Sumner & Asher, 1993]:

- No ensaio a vazio, o circuito de rotor é ignorado, considerando-se genuína a condição "sem carga". Consequentemente, os efeitos dos parâmetros do rotor são desprezados.
- No ensaio com rotor travado, o nível de fluxo é menor que nas condições normais de operação, a frequência de deslize é maior que no funcionamento normal e a corrente no ramo de magnetização é desprezada.
- Os ensaios clássicos exigem a intervenção de profissional especializado e instalações especiais, elevando o custo de sua realização.

A partir da década de 80, vários trabalhos sobre a aplicação das técnicas de estimação paramétrica foram propostos buscando-se a adaptação e ajustes automáticos dos sistemas de controle vetorial por orientação de campo. Naturalmente, a maioria dos trabalhos foram direcionados à determinação *on-line* das variações da constante de tempo rotórica e à resistência de estator, devido à sensibilidade do controle vetorial indireto e observadores de fluxo a estes parâmetros.

Mais recentemente, os métodos de estimação foram também aplicados à fase inicial de operação, constituindo os sistemas de controle auto-comissionados.

Khambadkone e Holtz [1991] propõem ensaios, utilizando o próprio inversor como fonte, que permitem a determinação dos parâmetros e sintonia dos controladores no

controle vetorial indireto. A resistência do estator é determinada por um teste CC. Aplica-se em seguida na máquina, um pulso de tensão de curta duração ($2ms$). Mostra-se que a taxa de subida da corrente durante o pulso é proporcional à indutância transitória de estator, σL_s [Khambadkone & Holtz, 1991].

A máquina é novamente alimentada com corrente contínua. Quando o circuito é aberto, a força-contratromotriz induzida (f.c.e.m) no estator evolui segundo a constante de tempo rotórica que é, então, determinada a partir de dois pontos da curva da f.c.e.m.. Finalmente, a corrente de magnetização nominal é determinada em um ensaio na metade da velocidade nominal. A realização destes ensaios é bastante complexa e todos os parâmetros só serão determinados após a entrada em operação do sistema, pressupondo condição de carga nula.

Klaes [1993], considerando as dificuldades da estimação *on-line*, propõe um método iterativo para a determinação *off-line* das curvas das indutâncias de dispersão e magnetização em função do fluxo de estator. Os ensaios consistem na alimentação da máquina por uma tensão senoidal monofásica gerada pelo próprio inversor, não produzindo portanto, conjugado eletromagnético. São medidas a tensão e corrente de estator e o ângulo de fase entre estas grandezas. Os parâmetros são determinados a partir de equações de regime permanente obtidas do circuito equivalente do motor. Os resultados apresentados mostram boa coerência com os obtidos a partir dos ensaios clássicos [Klaes, 1993] [Khater et al., 1987].

Em [Filho et al., 1991] e [Filho et al., 1997], a estimação dos parâmetros é baseada nas equações de regime permanente da corrente de estator, potência de entrada e conjugado eletromagnético em função do escorregamento, considerando máquinas de rotor simples e dupla gaiola. As equações são não-lineares de tal forma que a estimação dos parâmetros é formulada como um problema de minimização através do algoritmo dos

mínimos quadrados recursivo não-linear ou seja,

$$\begin{aligned}\theta_i &= \theta_{i-1} + W_i G_i [y_i - Y(s_i, \theta_0)] \\ W_i &= W_{i-1} - \frac{W_{i-1} G_i G_i^T W_{i-1}}{1 + G_i^T W_{i-1} G_i} \\ G_i &= \left[\frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(1)} \quad \frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(2)} \quad \dots \quad \frac{\partial Y(s, \theta)}{\partial \theta(l)} \right]_{\theta=\theta_0, s=s_i}^T\end{aligned}\quad (2.40)$$

sendo que W_i é a matriz de pesos, θ_0 o vetor de parâmetros iniciais, s_i o i -ésimo valor do deslize e $Y(s, \theta)$, a curva característica de entrada escolhida (corrente de estator, potência ou conjugado eletromagnético).

As derivadas parciais necessárias à implementação dos algoritmo são calculadas a partir das expressões analíticas das funções escolhidas. O vetor de parâmetros poderá ser, para as máquinas de rotor simples, igual a $[R_r \ X_r \ X_s \ R_s \ X_m \ R_{fe}]^T$ ou $[R_r \ X_r \ X_s \ X_m]^T$, onde R_{fe} é a resistência relativa às perdas no circuito magnético. No caso de máquinas de indução de dupla gaiola os vetores de parâmetros serão compostos como $[R_{r1} \ R_{r2} \ X_{r1} \ X_{r2} \ X_s \ R_s \ X_m]^T$ ou $[R_{r1} \ R_{r2} \ X_{r1} \ X_{r2} \ X_s]^T$.

Em [Sumner & Asher, 1993], propõe-se a estimação paramétrica em duas etapas para a determinação da constante de tempo transitória de estator, $\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$, constante de tempo de rotor, τ_r , e constante de tempo de conjugado, $(\tau_c = \frac{L_m^2}{L_r})$. Em uma primeira etapa, a máquina é excitada através de uma PRBS apenas em eixo d , sem produção de conjugado eletromagnético. Segundo o autor, a resposta da corrente aos distúrbios de alta frequência da PRBS é dominada pela constante de tempo transitória de estator. Da função de transferência,

$$F(s) = \frac{1}{R_s (1 + s\tau_s)} \quad (2.41)$$

é deduzido um modelo de regressão linear discreto, determinando-se τ_s e R_s recursivamente através do algoritmo dos mínimos quadrados.

Em seguida, considerando o conhecimento *a priori* de τ_s e R_s , deduz-se uma nova

equação de regressão linear a partir do modelo *at standstill*,

$$F_2(s) = \frac{1}{R_s(1 + s\tau_s) + \left(\frac{s\tau_c}{1 + s\tau_r}\right)} \quad (2.42)$$

tendo apenas τ_c e τ_r como parâmetros a serem estimados. O ensaio proposto para excitar a dinâmica do rotor é a inversão de uma corrente contínua pelos enrolamentos do estator. Os autores apresentam bons resultados de validação mas relatam dificuldades quanto à recuperação dos parâmetros físicos a partir dos coeficientes do modelo discreto e quanto à escolha dos sinais adequados à excitação dos modelos [?].

Grotstollen et alli desenvolvem diversas abordagens tendo como base o modelo da máquina com velocidade mecânica nula, incluindo os efeitos da saturação magnética proposto por [Brown et al., 1983],

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & L_{md} \\ L_{md} & L_{rd} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{rd}^s \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

sendo que $L_{sd} = L_{ls} + L_{md}$ representa a indutância própria do estator no eixo direto. Considerada a saturação magnética, a indutância mútua será função da corrente magnetizante ou seja, $L_{md}(i_m) = L_m(i_m) + i_m \frac{dL_m(i_m)}{di_m}$ onde as parcelas do termo à direita representam, respectivamente, as indutâncias de magnetização estática e dinâmica da máquina de indução.

Em [Ruff & Grotstollen, 1993], o modelo com saturação é discretizado e utilizado na estimação dos parâmetros do motor de indução. Os ensaios são realizados com um sinal de entrada em degrau de tensão. Salienta-se neste artigo, a dificuldade da estimação a partir do modelo incluindo a saturação magnética onde os parâmetros são variantes no tempo. É proposto um algoritmo para a correção dos resultados obtidos para as indutâncias de magnetização

Em [Bunte & Grotstollen, 1993], o modelo com saturação é linearizado em torno de um ponto de operação. A curva de resposta em frequência é então determinada, ponto a ponto, através de uma entrada senoidal superposta a uma tensão de polarização contínua utilizando o método de correlação. A partir da curva de resposta em frequência,

os coeficientes da função de transferência são determinados por um método de estimação paramétrica. O processo é repetido para diversas tensões de polarização.

Em [Bunte & Grotstollen, 1995] [Ruff & Grotstollen, 1996], a indutância de magnetização dinâmica é descrita em função da corrente de magnetização como uma soma de termos exponenciais, envolvendo cinco parâmetros. Para evitar a medição das tensões no motor, o inversor é modelado por fonte de tensão ideal de valor igual à referência, em série com uma resistência não-linear, função da corrente de saída. Esta resistência modela o efeito do tempo morto na tensão de saída do inversor. O vetor de parâmetros do modelo completo tem onze parâmetros a serem determinados, tornando a estimação paramétrica bastante complexa.

Moon e Keyhani [1994] utilizam o filtro de Kalman associado ao algoritmo da máxima verossimilhança para a determinação dos parâmetros e coeficientes da função de transferência da máquina *at standstill*, conforme o diagrama da figura 2.9.

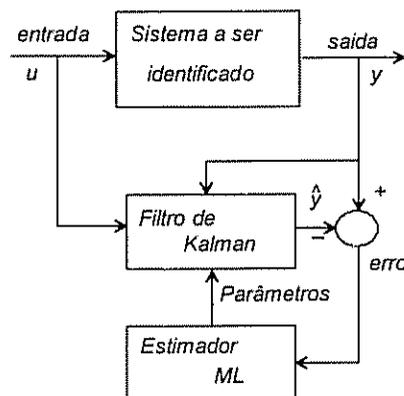


Figura 2.9- Estimação através da associação do filtro de Kalman e o algoritmo da máxima verossimilhança.

O algoritmo de Kalman é responsável pela estimação dos estados relativos ao rotor, utilizando um modelo cujos parâmetros são atualizados pelo algoritmo da máxima verossimilhança. Este esquema é utilizado para estimar os parâmetros de um motor de

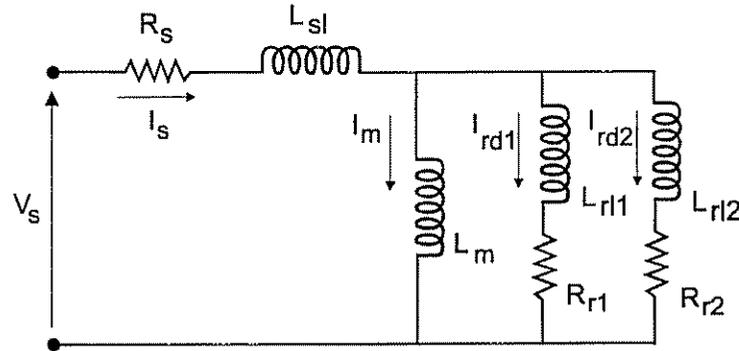


Figura 2 10- Circuito equivalente da máquina de indução na condição *at standstill*.

dupla gaiola, cujo circuito equivalente é mostrado na figura 2.10 e cujo modelo é dado por,

$$\begin{cases} X(k+1) = A(\theta)X(k) + B(\theta)U(k) + \omega(k) \\ Y(k+1) = CX(k+1) + \nu(k+1) \end{cases} \quad (2.44)$$

onde $\omega(k)$ e $\nu(k+1)$ representam os ruídos do processo e de medição respectivamente, $X = [I_{sd} \ I_{rd1} \ I_{rd2}]^T$, $U = [V_{sd}]$, $Y = [I_{sd}]$ e o vetor de parâmetros será dado por $\theta = [R_s \ R_{r1} \ R_{r2} \ L_{ls} \ L_{lr1} \ L_{lr2} \ L_m]$. O sinal de entrada utilizado é um degrau de tensão [Moon & Keyhani, 1994]

Em [Karayaka & Keyhani, 1997], a máquina de indução é submetida a dois tipos de teste. Considera-se inicialmente, a equação dinâmica 2.45 resultante da condição *at standstill*, desprezando-se os efeitos da indutância de magnetização no transitório inicial de corrente de estator,

$$\frac{d}{dt}i_{sd}^s = -\left(\frac{R_s + R_{rp}}{L_\sigma}\right)i_{sd}^s + \frac{1}{L_\sigma}v_{sd}^s \quad (2.45)$$

onde $L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$, é a indutância transitória do estator e $R_{rp} = (L_m/L_r)^2 R_r$.

O primeiro ensaio consiste na aplicação de um pulso de tensão de curta duração (1ms). Os dados coletados neste ensaio são utilizados para determinar a indutância transitória de estator e a soma das resistências de estator e rotor, aplicando-se o método da máxima verossimelhança. No segundo ensaio, o motor é alimentado por uma série de degraus de corrente de longa duração (5s). Desprezando-se agora, os efeitos da indutância

transitória do estator, tem-se a seguinte equação para a evolução da tensão:

$$v_{ds}^s = \left(R_s + R_{rp} e^{-\frac{R_{rp}}{L_m} t} \right) i_{ds}^s \quad (2.46)$$

Determina-se então, a partir de 2.46 e aplicando-se o algoritmo de máxima verossimelhança, as resistências de estator, rotor e indutância de magnetização [Weisgerber et al., 1997].

Borsting e outros utilizam o modelo corrente-tensão contínuo no tempo, $Y(j\omega) = \frac{I_s(j\omega)}{V_s(j\omega)}$, para a estimação de todos os parâmetros físicos da máquina de indução. O método de minimização do erro de predição é o algoritmo recursivo de Gauss-Newton.

O trabalho ressalta a importância do sinal de excitação utilizado e propõe a utilização de um sinal de entrada multi-senoidal de larga faixa de frequências da forma,

$$u(t) = \sum_{i=1}^{nn} V_i \sin(\omega_i t) \quad (2.47)$$

A escolha da série de senoides a serem aplicadas é feita com base no estudo da sensibilidade paramétrica do modelo corrente-tensão, calculada através da relação $S_i(\omega) = \frac{\partial |Y_{in}(j\omega)|}{\partial \theta_i} \frac{\theta_i}{|Y_{in}(j\omega)|}$ [Borsting et al., 1995].

Os estudos apresentados sobre a análise da sensibilidade paramétrica apontam uma alternativa simples para a escolha dos sinais de excitação. A variação dos parâmetros em relação à temperatura e o ponto de operação é desprezada. Embora mais complexo que a versão clássica dos mínimos quadrados recursivo, o algoritmo utilizado é melhor indicado para os casos em que parâmetros variantes estão sendo estimados [Ljung, 1987] [Gorter, 1997].

Como uma extensão do trabalho, em [Rasmussen et al., 1995], as não-linearidades introduzidas pelo inversor são consideradas no modelo e a estimação requer apenas a medição da corrente. Os sinais de entrada são obtidos a partir das referências de tensão impostas pelos controladores ao inversor. Outros estudos, nesta mesma linha, são realizados considerando a aplicação de sinais determinísticos como rampas e excitação

em degrau, levando a simplificações no modelo proposto [Godbersen et al., 1997].

Millet e colegas propõem um método de escolha dos sinais de excitação aplicando técnicas de otimização através de uma função de custo que avalia o condicionamento da matriz de regressores. Neste artigo, a variável de saída no modelo de regressão linear é a integral da tensão. A integração da equação de tensão é feita de modo a se evitar o cálculo das derivadas dos sinais de entrada e saída, inerentes ao modelo contínuo no tempo. São estimados os coeficientes $\theta = [R_s \quad \tau_r \quad R_s\tau_r + L_s \quad L_s\tau_r\sigma]$. A escolha do sinal de excitação é uma tarefa crucial desde que a escolha da tensão como saída do modelo de regressão linear, implica no pior condicionamento da matriz de regressores, se comparada à versão onde é utilizada a derivada segunda da corrente de estator como variável de saída [Millet et al., 1997] [Robert et al., 1997]

Alguns trabalhos se aplicam tanto à fase do auto-comissionamento quanto à auto-sintonia, tendo sido citados em função do maior destaque dado por seus autores. A seguir são apresentadas as propostas relativas à estimação dos parâmetros durante a operação normal dos sistemas de acionamento.

2.7.2 A Estimação Aplicada à Auto-Sintonia

A estimação para fins da auto-sintonia contínua visa a atualização dos parâmetros elétricos variantes no tempo em função da temperatura e da alimentação do motor durante a operação normal do sistema de acionamento elétrico. Destacam-se como principais fatores determinantes do comportamento dos diversos parâmetros [Sul, 1989] [Atkinson et al., 1996]:

- Na maioria dos servomecanismos, a máquina de indução opera com fluxo de entreferro constante de tal forma que as variações da indutância mútua podem ser desprezadas. Vale ressaltar porém, que o conhecimento das variações da indutância mútua e conseqüentemente, das indutâncias próprias do estator e rotor, torna-se fundamental sempre que as aplicações pressuponham a operação na região de enfraquecimento de campo. As máquinas normalmente operam leve-

mente saturadas de tal forma que o conhecimento exato do ponto de operação nominal sobre a curva de magnetização é essencial para a determinação da indutância de magnetização.

- A indutância de dispersão do estator depende principalmente do projeto da máquina e pode ser considerada constante.
- A indutância de dispersão do rotor varia com o fluxo do entreferro podendo ser considerada aproximadamente constante quando os dentes da máquina estão saturados. Usualmente, os dentes se encontram sob saturação até que o fluxo do entreferro decresça à metade do seu valor nominal.
- A resistência do rotor apresenta variações devido aos efeitos térmico e pelicular. Em baixas velocidades, devido às piores condições de ventilação, a resistência do rotor pode variar em uma faixa de até 2:1 em função das variações da temperatura. As variações devido ao efeito pelicular apenas são relevantes durante a partida direta ou se a estrutura da máquina apresenta altos valores de resistência do rotor ou dupla gaiola. Como nos sistemas de acionamento atuais os valores de deslizamento são baixos, este efeito pode normalmente ser desconsiderado.
- Analogamente, a resistência do estator também sofre variações devido aos efeitos térmico e pelicular. Em relação à temperatura, considera-se que o valor da resistência pode variar até 20% sobre o valor de referência tomado a 50°C. Em aplicações de alta velocidade no entanto, os efeitos da resistência do estator sobre a estimação dos demais parâmetros pode ser desconsiderada.

Vários trabalhos visando a atualização dos parâmetros para a sintonia dos controladores sistemas de acionamento elétrico, durante a operação normal, podem ser citados. Os métodos utilizados se baseiam nas equações de regime permanente ou na representação de estados [Zai et al., 1992] [Marino et al., 1996] [Silvino et al., 1997], funções de transferência na forma de regressão linear ou na aplicação da teoria do controle adaptativo por modelos de referência. Em se tratando do controle vetorial indireto, especial atenção é dada à atualização *on-line* da resistência do rotor.

Garcês, em 1980, implementou o controle vetorial indireto com a adaptação da constante de tempo do rotor através de circuitos analógicos incluindo os efeitos da

temperatura sobre a resistência do rotor. A estratégia se baseia no cálculo de um fator de correção para a constante de tempo rotórica a partir da comparação entre os valores de referência e real da potência reativa. O erro resultante desta comparação, dado como,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta F_o = \omega_e^* (\omega_{sl}^*)^2 \frac{(\varphi_{rq}^*)^2}{L_r} (\tau_r - \tau_r^*) \frac{(\tau_r + \tau_r^*)}{1 + (\omega_{sl} \tau_r)^2} \quad (2.48)$$

apenas será nulo se as constantes de tempo real e de referência do rotor forem iguais. Da equação 2.48, o sinal de correção ΔF_o só é válido quando a frequência de estator e a frequência de escorregamento são diferentes de zero. O sinal ΔF_o é a entrada de um controlador integral cuja saída é o sinal de correção da constante de tempo rotórica, $\Delta \tau_r$ [Garces, 1980].

Matsuo e Lipo [1985] apresentaram um método de estimação da resistência do rotor, resistência do estator e das indutâncias de dispersão através da injeção de uma corrente de sequência negativa na máquina em duas diferentes frequências e a posterior detecção da tensão de sequência negativa. A partir do modelo da máquina, no sistema de eixos de referência girando à uma velocidade negativa $-\omega_n$ e tomando $i_{sq}^{\omega n} = 0$ são deduzidas as expressões aproximadas que permitem o cálculo dos parâmetros a serem determinados. Injetando um sinal CC, a resistência de estator pode ser calculada através da relação entre as componentes da tensão e corrente no eixo direto. Os resultados obtidos, ainda através de simulações analógicas, indicam perturbações no conjugado introduzidas pelo desbalanceamento criado entre os circuitos d e q devido à injeção dos sinais de sequência negativa em eixo d [Matsuo & Lipo, 1985].

A estimação das resistências do estator e rotor proposta por [Sugimoto & Tamai, 1987] baseia-se na teoria dos sistemas adaptativos por modelos de referência, propondo-se a determinar a resistência do rotor para qualquer condição de carga ou velocidade. Para tal, os autores mostram ser indispensável a injeção de um sinal senoidal sobre a referência do fluxo ou seja, junto à referência da corrente de eixo direto da máquina. A determinação das resistências se baseia no erro de estimação das componentes do fluxo do rotor, obtidos através da comparação entre o modelo da máquina linearizado em torno de um valor constante de velocidade e o fluxo medido através de bobinas pesquisadoras introduzidas em paralelo com os enrolamentos primários.

Em [Sul, 1989] é proposta a estimação *on-line* da resistência do rotor e da indutância mútua, considerada constante nos trabalhos anteriores. A indutância mútua é extraída da solução das equações dinâmicas dos fluxos magnéticos do estator e rotor, pressupondo as indutâncias de dispersão constantes. O autor mostra que mesmo na presença de grandes variações nas resistências de estator, a estimação da indutância de magnetização pode ser feita com precisão, principalmente em altas velocidades e cargas mecânicas leves.

As soluções das equações dinâmicas do motor de indução são realizadas através de integração requerendo portanto, o conhecimento das condições iniciais das componentes dos fluxos magnéticos, tensões e correntes de estator. O cálculo das condições iniciais pressupõe a inexistência de níveis de *offset* sobre as grandezas envolvidas sendo para tal, realizado através dos valores médios das tensões e correntes tomados sobre vários períodos. A determinação das condições iniciais constituem a essência do método proposto e são dadas pelas expressões:

$$\begin{aligned}
 V_{sd}^s &= -\frac{1}{NT} \int_0^{NT} \int_0^t v_{sd}^s d\tau dt \\
 V_{sq}^s &= -\frac{1}{NT} \int_0^{NT} \int_0^t v_{sq}^s d\tau dt \\
 I_{sd}^s &= -\frac{1}{NT} \int_0^{NT} \int_0^t i_{sd}^s d\tau dt \\
 I_{sq}^s &= -\frac{1}{NT} \int_0^{NT} \int_0^t i_{sq}^s d\tau dt
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

A expressão resultante para o cálculo da indutância magnetizante é uma das soluções de uma função do segundo grau, $L_m = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$, onde os coeficientes são calculados através das expressões,

$$\begin{aligned}
 A &= E - (L_{sl} + L_{rl}) \left[(i_{sd}^s)^2 + (i_{sq}^s)^2 \right], \\
 B &= 2(L_{sl} + L_{rl}) E - D - L_{sl} (L_{sl} + 2L_{rl}) \left[(i_{sd}^s)^2 + (i_{sq}^s)^2 \right],
 \end{aligned}$$

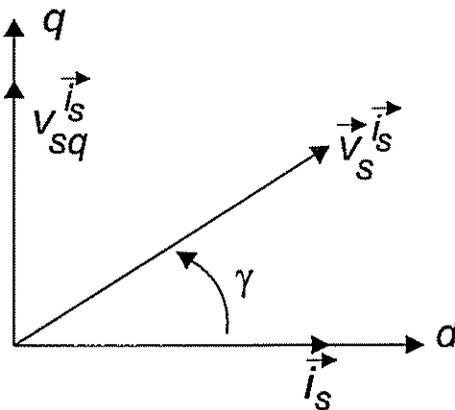


Figura 2.11- Diagramas dos fasores da corrente e tensão de estator.

$$C = 2L_{sl}L_{rl}E - L_{sl}D - L_{sl}^2L_{rl} \left[(i_{sd}^s)^2 + (i_{sq}^s)^2 \right].$$

Nestas equações, $D = (V_{sd}^s - R_s I_{sd}^s)^2 + (V_{sq}^s - R_s I_{sq}^s)^2$ e $E = i_{sd}^s (V_{sd}^s - R_s I_{sd}^s) + i_{sq}^s (V_{sq}^s - R_s I_{sq}^s)$.

Os resultados da estimação da indutância de magnetização são tabelados para vários pontos de operação e utilizados, posteriormente, no cálculo da resistência do rotor como,

$$R_r = \frac{1}{2K} L_r \omega_r \left(\frac{L_m^2 Q}{L_r} + \sqrt{\left(\frac{L_m^2 Q}{L_r} \right)^2 - 4K^2 + \frac{4L_m^2 T K}{L_r}} \right) \quad (2.50)$$

onde $K = L_r T - P$, $Q = i_{sd}^s I_{sd}^s + i_{sq}^s I_{sq}^s$, $P = V_{sq}^s I_{sd}^s - V_{sd}^s I_{sq}^s$ e $T = i_{sq}^s I_{sd}^s - i_{sd}^s I_{sq}^s$.

A estimação da resistência do rotor em [Chan & Wang, 1990] é baseada na seleção apropriada do sistema de eixos de referência de tal forma a coincidir o eixo direto com o vetor corrente de estator, conforme figura 2.11.

A resistência do rotor é calculada a partir das equações de regime estacionário, pressupondo valores constantes da indutância mútua como,

$$R_r = (\omega_e - \omega_r)^2 L_r \left(\frac{\omega_e L_m^2 |\vec{i}_s|^2}{\omega_e L_s |\vec{i}_s|^2 - v_{sq}^s} - L_r \right) \quad (2.51)$$

Após algumas manipulações algébricas, a expressão final para cálculo da resistência do rotor é determinada considerando o sistema de eixos de referência estacionário através da expressão,

$$R_r = (\omega_e - \omega_r)^2 \sqrt{L_r \left(\frac{\omega_e L_m^2 |i_s^s|^2}{\omega_e L_s |i_s^s|^2 - (u_{sq}^s i_{sd}^s - u_{sd}^s i_{sq}^s)} - L_r^2 \right)} \quad (2.52)$$

onde ω_e é a frequência de alimentação do estator.

Velez-Reyes e colegas [1990] utilizam a função de transferência complexa da máquina de indução,

$$\frac{\vec{I}(s)}{\vec{V}(s)} = \frac{\frac{L_r}{\Delta} s + \frac{L_r}{\Delta} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)}{s^2 + (q_1 - j\omega_r) s + \frac{R_s L_r}{\Delta} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)} \quad (2.53)$$

onde $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\Delta = L_s L_r - L_m^2$, $q_1 = \frac{R_s L_r + L_s R_r}{\Delta}$. A partir da equação diferencial de segunda ordem associada a 2.53,

$$\frac{d^2}{dt^2} \vec{i}_s^s + a_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_s^s + a_0 \vec{i}_s^s = b_1 \frac{d}{dt} \vec{v}_s^s + b_0 \vec{v}_s^s \quad (2.54)$$

os autores propõem três modelos de regressão linear. Através do conhecimento prévio de alguns dos parâmetros, os demais são obtidos das seguintes formas:

- dados ω_r e R_s , estima-se os coeficientes p_i , $i = 1 \dots 3$, sendo $p_1 = \frac{\Delta}{L_r}$, $p_2 = \frac{L_r}{\tau_r}$, $p_3 = \frac{1}{\tau_r}$;
- dados ω_r e os coeficientes p_i , $i = 1 \dots 3$, determina-se a resistência do estator;
- dados os coeficientes p_i , $i = 1 \dots 3$ e R_s , estima-se a velocidade do rotor.

O algoritmo de estimação utilizado se baseia no método dos mínimos quadrados recursivo e as derivadas dos sinais são obtidas através de cadeias de integradores, reduzindo os problemas decorrentes da contaminação dos sinais por ruídos. O trabalho resgata a utilização dos estimadores diretos através de métodos estatísticos e embora não apresente resultados conclusivos, abre perspectivas importantes para pesquisas futuras na área [Velez-Reyes, 1990] [Velez-Reyes et al., 1989] [Minami et al., 1991].

Sangwongwanich [1991] propõe a estimação da resistência do estator, resistência do rotor e velocidade da máquina com base no modelo 2.54, utilizando a integração no lugar do cálculo das derivadas dos sinais [Sangwongwanich, 1991].

Em [Medeiros et al., 1993] e [Jacobina & Lima, 1994], a estimação dos parâmetros é obtida a partir de modelos de regressão linear deduzidos das equações de regime permanente da máquina, no sistema de eixos de referência síncrono. Nestas condições, o modelo corrente-tensão é descrito por,

$$(1 + j\tau_r\omega_{sl})\bar{v}_s^g = [(R_s\tau_r\sigma L_s\omega_e w_s) + j(R_s\tau_r w_{sl} + L_s\omega_e)]\bar{i}_s^g \quad (2.55)$$

São, então, deduzidos diversos modelos de regressão linear, considerando o sistema de eixos orientado segundo o vetor corrente de estator e neste caso, $i_{sd}^g = I_s$ e $i_{sq}^g = 0$ ou segundo o vetor tensão de estator, $v_{sd}^g = V_s$ e $v_{sq}^g = 0$. Alguns modelos propostos permitem a estimação *on-line* da constante de tempo do rotor.

Em [Ribeiro et al., 1995] são apresentados os resultados obtidos a partir de [Ribeiro, 1995], onde uma versão discreta com base na transformada Delta é utilizada para a estimação sem ou com conhecimento *a priori* de alguns parâmetros elétricos e/ou velocidade mecânica. O modelo corrente/tensão discreto é obtido a partir da representação de estados contínua no tempo,

$$\frac{d}{dt}x(t) = A^g x(t) + B^g u(t) \quad (2.56)$$

com as variáveis de estado $x(t) = [i_{sd}^g \quad i_{sq}^g \quad \varphi_{sr}^g \quad \varphi_{sr}^g]$, entradas $u(t) = [v_{sd}^g \quad v_{sq}^g]$ e a aplicação da transformada Delta. A versão discreta é dada por,

$$\delta x(t) = F^g x(t) + H^g u(t) \quad (2.57)$$

sendo $\delta x(t) = \frac{x(t+h) - x(t)}{T}$, sendo T o intervalo de amostragem.

O cálculo de $F^g = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(A^g)^k T^{k-1}}{k!}$ e $H^g = \left(\sum_{k=1}^{\infty} \frac{(A^g)^{k-1} T^{k-1}}{k!} \right) B^g$ é apresentado considerando aproximações em série de Taylor de primeira ($k = 1$) e segunda ordem ($k = 2$).

Das várias versões derivadas do modelo 2.57, considerando o conhecimento *a priori* de alguns dos parâmetros, por exemplo, da resistência de estator, são estimados simultaneamente os coeficientes $\theta = \left[\frac{L_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \omega_r \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{w_r}{\sigma L_s} \right]$ ou se conhecidos, σL_s e R_s , $\theta = \left[\frac{L_s}{\tau_r} \quad \omega_r \quad \frac{1}{\tau_r} \right]$. Na condição *at standstill*, $\omega_r = 0$, são obtidos $\theta = \left[\frac{L_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \right]$.

Para a recuperação dos parâmetros físicos da máquina, os autores mencionam a necessidade de períodos de amostragem muito pequenos. Destaca-se a análise dos resultados considerando vários tipos de sinais de excitação e o estudo de diversas técnicas para a obtenção das derivadas dos sinais [Ribeiro et al., 1997b] [de S. Ribeiro et al., 1997] [Ribeiro et al., 1997a] [Ribeiro et al., 1999] [Ribeiro et al., 2000].

Sumner e Asher [1993] acrescentam aos testes de auto-comissionamento já descritos anteriormente, critérios para o cálculo de fatores de correção da constante de tempo do rotor durante a operação normal do sistema. Um dos métodos se baseia no erro entre os valores real e estimado da potência reativa e outro, através da razão das potências ativa real e a potência reativa ($P_{ativa} = \frac{i_{su}}{i_{sd}} P_{reativa}$). Em ambos os casos, as grandezas reais são calculadas a partir dos valores medidos das tensões e correntes de estator e os demais, a partir dos parâmetros estimados [Sumner & Asher, 1993].

Moons e Moor [1995] apresentam um método para a estimação de todos os parâmetros físicos da máquina de indução diretamente extraídos do modelo corrente-tensão 2.58. É utilizado o algoritmo dos mínimos quadrados dos totais generalizado (GTLS), uma versão modificada do algoritmo dos mínimos quadrados recursivo, mais apropriada à manipulação de sinais contaminados por ruídos correlacionados e modelos com parâmetros variantes no tempo. A obtenção das derivadas dos sinais é feita através de uma cadeia de filtros de variáveis de estado. O modelo resultante é da forma,

$$\begin{aligned} & d_2 \left(\frac{d^2}{dt^2} v_{sq}^s + \omega_r^2 v_{sq}^s \right) + d_1 \left(\frac{d}{dt} v_{sq}^s \right) + d_0 v_{sq}^s \\ & = e \omega_r \frac{d}{dt} i_{sq}^s + f_4 \left(\frac{d^3}{dt^3} i_{sq}^s + \omega_r^2 \frac{d}{dt} i_{sq}^s \right) + f_3 \frac{d^2}{dt^2} i_{sq}^s \\ & + f_2 \frac{d}{dt} i_{sq}^s + f_1 \left(\frac{d^2}{dt^2} i_{sq}^s + \omega_r^2 \frac{d}{dt} i_{sq}^s \right) + f_0 i_{sq}^s \end{aligned} \quad (2.58)$$

com $d_2 = L_r^2$, $d_1 = 2L_r R_r$, $d_0 = R_r^2$, $e = L_m^2 R_r$, $f_4 = L_r \sigma = L_s L_r - L_m^2$, $f_3 = 2L_r R_r L_s$,

$$f_2 = 2L_r R_r R_s + R_r^2 L_r, f_1 = L_r^2 R_s \text{ e } f_0 = R_r^2 R_s.$$

É importante observar que o modelo corrente-tensão 2.58 é de terceira ordem, envolvendo o cálculo da derivada terceira da corrente e derivada segunda da tensão. Por outro lado, os parâmetros físicos são determinados de forma direta a partir dos coeficientes deste modelo [Moons & Moor, 1995].

Weisgerber e outros [1997] considerando a operação em regime permanente e carga mecânica zero, utiliza o modelo 2.45 para a estimação da resistência do rotor e indutância mútua, pressupondo o conhecimento dos demais parâmetros obtidos na fase de auto-comissionamento. Nesta condição o valor de R_r deve ser substituído por R_r/s , sendo s o valor do escorregamento [Weisgerber et al., 1997].

Cerrada e Zamora [1997] propõem a estimação da resistência do rotor através das expressões,

$$\vec{y} = \vec{v}_1 - j\omega_r \int \vec{v}_1 dt = R_r \left(\frac{1}{L_r} \right) \int \vec{v}_2 dt = R_r \vec{u} \quad (2.59)$$

sendo $\vec{v}_1 = \vec{v}_s^s - R_s \vec{i}_s^s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s^s$ e $\vec{v}_2 = \vec{v}_s^s - R_s \vec{i}_s^s - L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s^s$. Para minimizar os efeitos dos ruídos de medição sobre o cálculo de R_r , os autores propõem a utilização do algoritmo dos mínimos quadrados dos totais (TLS). Várias medições são realizadas, ponderadas através da inserção de um fator de esquecimento λ , permitindo que o algoritmo perceba as variações lentas em R_r [Cerrada & Zamora, 1997].

Tolyat e colegas [1999] utilizam um esquema de chaveamento modificado na modulação por largura de pulsos do inversor de tensão (CRPWM - VSI) para medir a tensão induzida nos terminais do estator. A força-contra-eletromotriz é medida cada vez que a corrente em uma das fases passa por zero, fazendo-se a abertura das duas chaves do braço do inversor e mantendo-se assim a corrente de linha igual a zero, durante alguns instantes. Durante um ciclo de operação da máquina trifásica é possível repetir a operação seis vezes e segundo os autores, garantir a atualização da constante de tempo rotórica mesmo em baixas velocidades ($\cong 5Hz$). Como exemplo, para a fase α , considerando o sistema de eixos estacionário, quando $i_{as} = 0$ tem-se $i_{ds} = 0$. Das equações de tensão e

fluxos magnéticos do estator e rotor, é possível determinar a relação,

$$\omega_r = \frac{v_{ds}^s - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{ds}^s}{\varphi_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s} \quad (2.60)$$

de onde é determinado o valor para a atualização da constante de tempo do rotor. A expressão 2.60 mostra claramente a dependência do método proposto em relação ao conhecimento das componentes de eixo direto e em quadratura do fluxo do estator e do parâmetro $\sigma L_s = \frac{L_s L_r - L_m}{L_r}$. Os autores determinam as componentes do vetor fluxo de estator através da integral da diferença entre a tensão aplicada e a queda de tensão sobre a resistência do estator, tornando o processo também dependente do conhecimento preciso deste parâmetro [Tolyat et al., 1999].

Os métodos apresentados até este momento, pressupõem a determinação inicial dos parâmetros da máquina para no auto-comissionamento e/ou a estimação *on-line* para a atualização de alguns parâmetros escolhidos em função do tipo de controle vetorial utilizado. Existe outro tipo de controle que proporciona a adaptação das variações dos parâmetros após a estimação inicial. Fundamentalmente, a adaptação é obtida pela criação de um sinal de erro entre um modelo de referência do motor e uma quantidade estimada a partir das grandezas de saída acessíveis para medições. Este método se baseia no controle adaptativo por modelo de referência (MRAC) e foi aplicado ao controle vetorial das máquinas de indução por Lorenz e Lawson. O modelo de referência inicialmente proposto baseou-se no conjugado eletromagnético [Lorenz & Lawson, 1990].

Rowan e outros [1991], a partir deste trabalho, definiram cinco diferentes modelos de referência baseados nas grandezas terminais da máquina de indução que são os modelos do conjugado eletromagnético, da potência reativa, da tensão do eixo *d*, da tensão do eixo *q* e o modelo de referência da amplitude da tensão. Este último não é baseado no modelo da máquina com orientação de campo e assim, não será abordado [Rowan et al., 1991] [Kerkman et al., 1995b].

A figura 2.12 mostra uma estrutura genérica para a aplicação da técnica de controle adaptativo por modelo de referência aos sistemas de controle vetorial por orientação de campo. O modelo fornece em sua saída uma variável de referência Y^* , usualmente

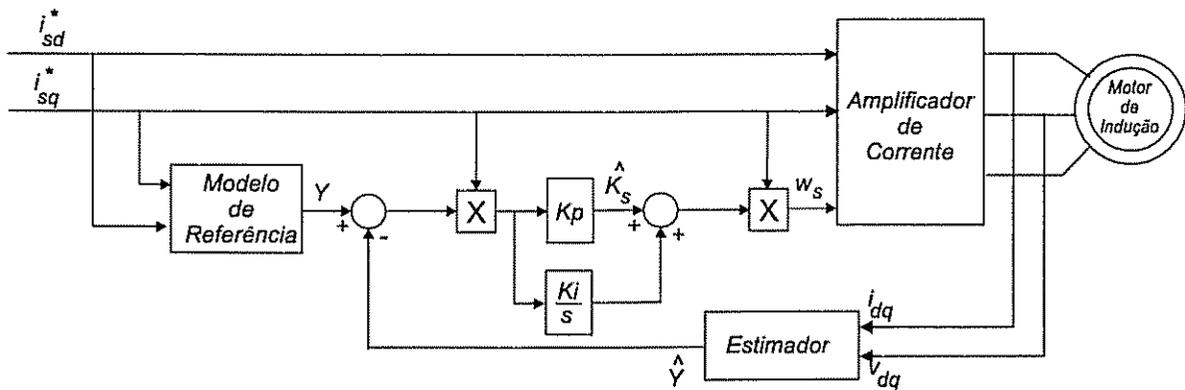


Figura 2 12- Controle adaptativo por modelo de referência aplicado ao controle por orientação de campo da máquina de indução.

função das correntes de comando, indutâncias e frequência de operação. O estimador fornece a partir das grandezas medidas e após algumas manipulações matemáticas, o sinal de realimentação \hat{Y} a ser comparado com a saída do modelo de referência. O erro da comparação é multiplicado por um sinal de comando para fins de coerência e é em seguida, sujeito a uma compensação integral e proporcional. A saída do controlador PI é o valor estimado do ganho de escorregamento \hat{K}_s , o qual é diretamente aplicado ao valor do deslize no controlador por orientação de campo.

A seguir são apresentados os modelos propostos em [Rowan et al., 1991], baseados no modelo da máquina sob condições magnéticas lineares e sob a condição de orientação de campo. O superscrito e indica o sistema de eixos de referência síncrono. São dadas as equações relativas ao modelo de referência, indicadas através do asterisco e em seguida, a equação a ser utilizada no estimador

- Modelo do conjugado:

$$T_e^* = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^{e*} i_{sq}^{e*} \tag{2.61}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{sd}^s i_{sq}^s - \varphi_{sq}^s i_{sd}^s) \tag{2.62}$$

onde $\varphi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_s i_{sq}^s) dt$ e $\varphi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_s i_{sd}^s) dt$.

- Modelo da potência reativa:

$$Q^* = \omega_e L_s (i_{sd}^{e*2} + \sigma L_s i_{sq}^{e*2}) \quad (2.63)$$

$$Q = v_{sq}^s i_{sd}^s - v_{sd}^s i_{sq}^s \quad (2.64)$$

- Modelo da tensão do eixo d :

$$v_{sd}^{e*} = R_s i_{sd}^{e*} - \omega_e^* \sigma L_s i_{sq}^{e*} \quad (2.65)$$

$$y = v_{sd}^e \quad (2.66)$$

- Modelo da tensão do eixo q :

$$v_{sq}^{e*} = R_s i_{sq}^{e*} - \omega_e^* L_s i_{sd}^{e*} \quad (2.67)$$

$$y = v_{sq}^e \quad (2.68)$$

Observando as expressões utilizadas, constata-se a necessidade da estimação dos parâmetros L_m , L_r e R_s para a aplicação do modelo do conjugado, L_s e σL_s para o modelo da potência reativa, R_s e σL_s para o modelo da tensão de eixo d e, R_s e L_s no caso da aplicação do modelo da tensão de eixo q . Os autores analisam o desempenho dos diversos tipos de controle, concluindo que em nenhum dos casos há uma solução definitiva para o problema da perda de sintonia por orientação de campo em função da variação paramétrica, saturação ou variações de carga. O modelo de referência da tensão do eixo d é indicado como a melhor solução, exceto em baixas velocidades quando o valor exato da resistência do estator é de fundamental importância. Evidenciam ainda, a necessidade de um bom controle das correntes em qualquer dos modelos propostos.

Em [Yang & Chin, 1993], um esquema adaptativo para o controle de velocidade é proposto, incluindo a estimação *on-line* da resistência de estator e da velocidade. A proposta é baseada no modelo do motor de indução tendo como variáveis de estado os vetores corrente de estator e fluxo de rotor, $[\vec{i}_s \quad \vec{\varphi}_s]$. O erro entre as variáveis de estado medidas e estimadas por um observador de ordem completa são utilizados no mecanismo

de adaptação das estimações de velocidade e resistência de estator. Os autores mostram que a velocidade e a resistência do rotor não podem ser estimadas simultaneamente e que a velocidade convergir para um valor incorreto diante de variações deste parâmetro.

Em [Kubota & Matsuse, 1994] é apresentada uma solução para o problema da estimação simultânea da velocidade e resistência do rotor através da injeção de uma componente alternada na referência de corrente de eixo direto, no controle vetorial direto.

Ribeiro e Lima [1996] comparam o desempenho dos modelos de referência da tensão do eixo d , da tensão do eixo q e da potência reativa na sintonia do controle vetorial indireto através da técnica do controle adaptativo por modelo de referência. O estudo é realizado através da sensibilidade paramétrica nos regimes transitório e permanente, concluindo pela maior robustez do modelo da tensão do eixo d . Observam, no entanto, a importância da estimação *on-line* da resistência e da indutância transitória de estator para a efetivação do desacoplamento entre as grandezas produtoras do fluxo e conjugado eletromagnético [Ribeiro et al., 1996].

A partir das conclusões destes dois últimos trabalhos, [Perng et al., 1998] apresentam uma alternativa à estimação da velocidade, resistência do estator e resistência do rotor.

Inicialmente a velocidade angular síncrona, ω_e , é estimada utilizando o erro de potência reativa como entrada do sistema adaptativo. As equações 2.69 e 2.70 são as equações dos modelos ajustável e de referência, respectivamente. É importante salientar que estas expressões não dependem das resistências do motor.

$$Q = \omega_e \left[\sigma L_s (i_{sq}^{\varphi r})^2 + L_s (i_{sd}^{\varphi r})^2 \right] + i_{sd}^{\varphi r} \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq}^{\varphi r} - i_{sq}^{\varphi r} L_s \frac{d}{dt} i_{sd}^{\varphi r} \quad (2.69)$$

$$Q^* = v_{sq}^{\varphi r} i_{sd}^{\varphi r} - v_{sd}^{\varphi r} i_{sq}^{\varphi r} \quad (2.70)$$

A velocidade do motor é então calculada como $\omega_r = \omega_e - \omega_{sl}$ segundo as equações do controle vetorial indireto. A determinação da resistência do estator se baseia no modelo

dado pelas equações,

$$P = R_s \left[(i_{sq}^{\varphi_r})^2 + (i_{sd}^{\varphi_r})^2 \right] + \omega_e (1 - \sigma) L_s i_{sd}^{\varphi_r} i_{qs}^{\varphi_r} + \sigma L_s i_{sq}^{\varphi_r} \frac{d}{dt} i_{sq}^{\varphi_r} \quad (2.71)$$

$$P^* = v_{sq}^{\varphi_r} i_{sq}^{\varphi_r} - v_{sd}^{\varphi_r} i_{sd}^{\varphi_r} \quad (2.72)$$

A partir da estimação da resistência do estator, a resistência do rotor é determinada supondo-se que as variações destas resistências têm a mesma dinâmica através da relação,

$$\hat{R}_r = \frac{R_{ro}}{R_{so}} \hat{R}_s \quad (2.73)$$

onde R_{ro} e R_{so} são os valores iniciais dos parâmetros. Os autores analisam as condições de estabilidade e os efeitos da variação dos parâmetros, obtendo bons resultados de simulação e experimentais

2.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos da identificação dos sistemas, o histórico e o estado da arte na estimação dos parâmetros elétricos das máquinas de indução. As técnicas de estimação descritas foram classificadas de acordo com sua aplicação no auto-comissionamento ou durante a operação normal do sistema de acionamento.

Considerando-se as classificações citadas das técnicas de identificação de sistemas, os métodos a serem apresentados neste trabalho tratam-se de métodos paramétricos e contínuos no tempo, enquadrando-se na família dos modelos caixa-cinza (*gray boxes*). Duas ferramentas, fundamentais no processo de estimação dos parâmetros a ser desenvolvido neste trabalho, foram apresentadas neste capítulo: o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo e o cálculo de derivadas através da aproximação polinomial.

Capítulo 3

Modelagem da Máquina de Indução

3.1 Introdução

A aplicação da máquina de indução em acionamentos elétricos de alto desempenho requer o conhecimento de um modelo matemático capaz de descrever o seu comportamento nos regimes de operação transitório e estacionário. O ponto de partida para a modelagem da máquina de indução é o seu circuito equivalente trifásico, uma representação que envolve um extenso conjunto de equações acopladas entre si e parâmetros variantes no tempo. Uma representação compacta pode ser obtida a partir da teoria dos vetores espaciais ou da teoria de dois eixos, onde as equações relativas aos circuitos de estator e rotor são referidas a um sistema de eixos único, denominado sistema de eixos de referência $dq0$.

Neste capítulo apresenta-se, inicialmente, o modelo dinâmico para a máquina de indução supondo-se distribuição senoidal do fluxo magnético no entreferro, estator e rotor cilíndricos e circuito magnético linear. A partir deste modelo deduz-se então, o modelo corrente-tensão, do qual serão obtidos diretamente os modelos de regressão linear, a serem utilizados na estimação de parâmetros.

Em seguida, apresenta-se o modelo da máquina incluindo os efeitos da saturação magnética. A determinação dos parâmetros deste modelo, essencial aos sistemas de acionamento onde a máquina opera com fluxo variável, será abordada no capítulo 4.

Finalmente, apresenta-se o conceito de máquinas elétricas equivalentes que permitirá, a partir dos coeficientes diretamente estimados dos modelos de regressão linear, obter todos os parâmetros físicos da máquina.

3.2 O Modelo Dinâmico da Máquina de Indução

Como indicado na figura 3.1, a máquina de indução trifásica simétrica alimentada por um sistema trifásico de tensões equilibradas, pode ser representada por uma máquina de indução bifásica equivalente.

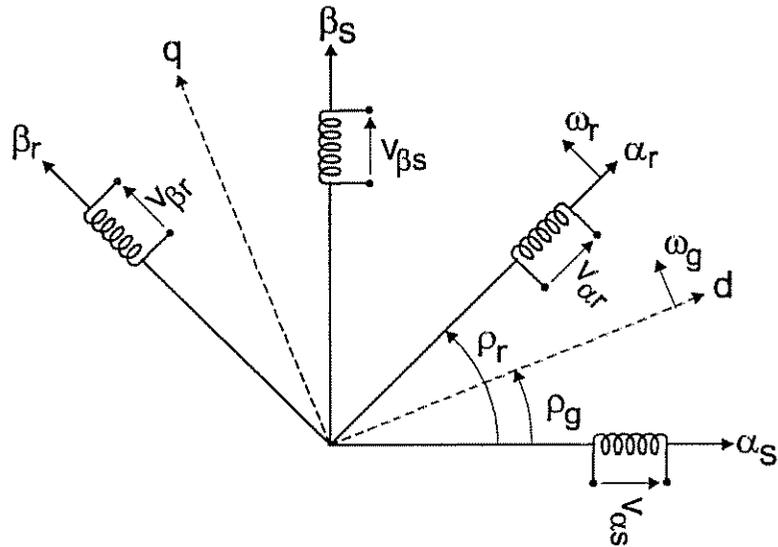


Figura 3.1- Máquina de indução bifásica

Se as equações elétricas dos enrolamentos de estator e de rotor são transformados para um sistema de eixos girante a uma velocidade arbitrária, obtém-se as seguintes equações [Lipo & Novotny, 1996],

$$\vec{v}_s^g = R_s \vec{i}_s^g + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s^g + j\omega^g \vec{\varphi}_s^g \quad (3.1)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^g + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r^g + j(\omega^g - \omega_r) \vec{\varphi}_r^g \quad (3.2)$$

$$\vec{\varphi}_s^g = L_s \vec{i}_s^g + L_m \vec{i}_r^g \quad (3.3)$$

$$\vec{\varphi}_r^g = L_m \vec{i}_s^g + L_r \vec{i}_r^g \quad (3.4)$$

onde o superscrito g designa o sistema de eixos à uma velocidade qualquer ω^g e os subscritos s e r indicam as grandezas do estator e rotor, respectivamente. Assim, L_s e

L_r são as indutâncias próprias de estator e rotor, L_m é a indutância de magnetização e R designa a resistência dos respectivos enrolamentos. A velocidade angular elétrica do rotor, em radianos por segundo, é dada por ω_r . Nestas expressões, \vec{v} , \vec{i} e $\vec{\varphi}$ são os vetores tensão, corrente e fluxo, respectivamente. Cada um destes vetores pode ser decomposto em suas componentes de eixo direto e em quadratura. Por exemplo, para as variáveis de estator, $\vec{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $\vec{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $\vec{\varphi}_s^g = \varphi_{sd}^g + j\varphi_{sq}^g$.

As equações 3.5 a 3.7 descrevem a dinâmica mecânica do motor,

$$T_e - T_l = \frac{2}{P} \left(J \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \omega_r \right) \quad (3.5)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m \text{Im} \left(\vec{i}_r^* \vec{i}_s \right) \quad (3.6)$$

$$\frac{d}{dt} \rho_r = \omega_r \quad (3.7)$$

onde T_e é o conjugado eletromagnético e T_l é o conjugado de carga. P é o número de pólos da máquina. J e B_m são os coeficientes de inércia e de atrito viscoso e, ρ_r é a posição do rotor em relação ao estator, conforme indicado na figura 3.1. A relação entre a velocidades elétrica (ω_r) e a velocidade mecânica (ω_{rm}) da máquina é dada por $\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm}$. Na expressão 3.6, Im indica a parcela imaginária e o asterisco (*), o complexo conjugado do vetor.

3.3 O Modelo Corrente - Tensão

As equações 3.1 a 3.7 constituem um sistema não-linear variante no tempo. Como a máquina de indução envolve constantes de tempo elétricas e constante de tempo mecânica bastante diferenciadas, é possível decompor sua dinâmica em dois subsistemas em cascata. Para o subsistema elétrico, é possível considerar que a velocidade do rotor permanece constante durante os intervalos de tempo praticados na análise da dinâmica das variáveis elétricas, de tal forma que o subsistema elétrico pode ser visto como um sistema linear com parâmetros variantes no tempo [Minami et al., 1991].

Assim, substituindo-se as variáveis $\vec{\varphi}_s^g$ e \vec{i}_r^g obtidas das equações 3.3 e 3.4 em 3.1 e 3.2, determina-se as equações dinâmicas tendo-se \vec{i}_s^g e $\vec{\varphi}_r^g$ como variáveis de estado [Bose, 1996],

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_s^g = - \left(\frac{1}{\sigma L_s} R_s + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) \vec{i}_s^g - j \omega^g \vec{i}_s^g + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \vec{\varphi}_r^g - j \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \vec{\varphi}_r^g + \frac{1}{\sigma L_s} \vec{v}_s^g \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r^g = \frac{L_m}{\tau_r} \vec{i}_s^g - \frac{1}{\tau_r} \vec{\varphi}_r^g - j (\omega^g - \omega_r) \vec{\varphi}_r^g \quad (3.9)$$

onde,

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.10)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.11)$$

τ_r é a constante de tempo elétrica do rotor, σ é o coeficiente de dispersão e σL_s , a indutância transitória de estator.

Combinando-se as equações 3.9 e 3.8, pode-se obter uma forma bastante útil de representação das equações elétricas da máquina de indução, denominada modelo corrente-tensão. Este modelo pode ser colocado na forma de regressão linear e envolverá apenas as grandezas terminais da máquina. Considerando o sistema de eixos de referência fixo no estator, ($\omega^g = 0$), o modelo corrente-tensão contínuo no tempo será dado por [Minami et al., 1991],

$$\frac{d^2}{dt^2} \vec{i}_s^s = -A_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_s^s - A_0 \vec{i}_s^s + B_1 \frac{d}{dt} \vec{v}_s^s + B_0 \vec{v}_s^s \quad (3.12)$$

sendo,

$$A_0 = \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j \omega_r \right) \quad (3.13)$$

$$A_1 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) - j \omega_r \quad (3.14)$$

$$B_0 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j \omega_r \right) \quad (3.15)$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (3.16)$$

Nas expressões acima, o superscrito s indica o sistema de eixos de referência estacionário e $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$, a constante de tempo do estator.

3.4 Efeitos da Saturação Magnética

Nas duas últimas décadas, vários trabalhos vêm sendo dedicados à análise da máquina de indução na presença de saturação magnética [Brown et al., 1983] [Sul, 1989] [Klaes, 1993] [Stankovic et al., 1997].

Mais recentemente, observa-se um crescente interesse em relação aos sistemas de alto desempenho operando com o módulo do vetor fluxo de entreferro variável. Busca-se soluções para o funcionamento do motor em velocidades acima do valor nominal e em relação ao aumento da eficiência do motor, na faixa normal de operação. Destaca-se neste contexto, a escassez de trabalhos que combinem a técnica do controle vetorial e o enfraquecimento de campo em sistemas sem sensores eletromecânicos [Choi et al., 1997] [Levi & Wang, 1999].

Brown e colegas [1983] propõem a modelagem dos efeitos da saturação magnética em duas parcelas, a indutância de magnetização estática e a indutância de magnetização dinâmica. [Lorenz & Novotny, 1990] baseiam-se num modelo linearizado por partes, mostrando de forma simples e intuitiva os efeitos da saturação magnética sobre o desempenho do controle vetorial por orientação de campo. [Ojo et al., 1990] propõem um modelo que incorpora, de forma independente, os efeitos da saturação magnética no núcleo e dentes do estator e rotor. O modelo resultante é bastante complexo, combinando o circuito elétrico clássico e a utilização do método de elementos finitos para a determinação dos fatores de saturação e parâmetros da máquina de indução. Outras propostas apenas consideram que a indutância de magnetização varia em função da corrente de magnetização sem no entanto, levar em conta a introdução de termos adicionais no modelo da máquina sob condições magnéticas lineares [Brown et al., 1983] [Moons & Moor, 1995] [Kim et al., 1996].

Neste trabalho, os efeitos da saturação magnética serão analisados a partir da

proposta elaborada por Brown, Kovacs e Vas [Brown et al., 1983]. Devido à saturação magnética, a indutância de magnetização não é mais constante, tornando-se uma função não-linear da corrente de magnetização.

3.4.1 O Modelo da Máquina de Indução Incluindo a Saturação Magnética

Na presença da saturação do circuito magnético principal da máquina de indução, as indutâncias de magnetização tornam-se diferentes ao longo dos eixos direto e em quadratura do sistema de eixos de referência. Além disto, devido aos efeitos da chamada *magnetização cruzada*, novos termos serão introduzidos nas equações de tensão da máquina e o vetor fluxo magnético no entreferro passa a ser uma função não-linear da corrente de magnetização ou seja, $\vec{\varphi}_m = f(\vec{i}_m)$ [Brown et al., 1983] [Vas, 1990].

De forma a evidenciar os efeitos da saturação magnética, o modelo da máquina de indução será, inicialmente, apresentado em um sistema de eixos de referência orientado segundo o vetor fluxo do rotor. Este sistema de eixos, (xy) , está indicado na figura 3.2. Posteriormente, estas equações são apresentadas em relação a um sistema de eixos de referência fixo no estator. Considera-se apenas a saturação do circuito magnético principal e desta forma, as indutâncias de dispersão do estator e rotor são supostas constantes.

Na figura 3.2, o vetor fluxo de entreferro $\vec{\varphi}_m^{\varphi_r}$ pode ser descrito por,

$$\vec{\varphi}_m^{\varphi_r} = L_m \left| \vec{i}_m^{\varphi_r} \right| e^{j\mu} = \varphi_{mx} + j\varphi_{my} \quad (3.17)$$

onde,

$$\vec{i}_m^{\varphi_r} = \left| \vec{i}_m^{\varphi_r} \right| e^{j\mu} \quad (3.18)$$

é o vetor corrente de magnetização. μ é o ângulo entre o vetor corrente de magnetização e o vetor fluxo de rotor e $L_m = \frac{\left| \vec{\varphi}_m^{\varphi_r} \right|}{\left| \vec{i}_m^{\varphi_r} \right|}$, é a indutância de magnetização estática que pode ser obtida diretamente da curva de magnetização da máquina. Como,

$$\vec{\varphi}_m^{\varphi_r} = L_m \left(\vec{i}_s^{\varphi_r} + \vec{i}_r^{\varphi_r} \right) \quad (3.19)$$

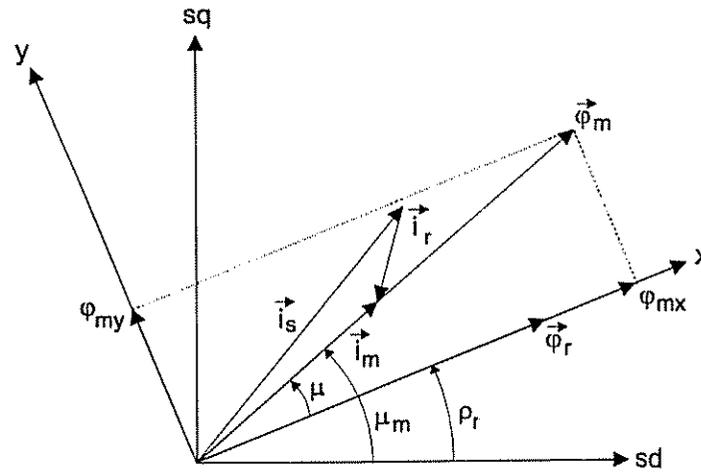


Figura 3-2- Vetor corrente de magnetização no sistema de eixos de referência orientado segundo o vetor fluxo do rotor (xy).

o vetor corrente de magnetização é a soma dos vetores corrente de estator e rotor, como mostra a figura 3.2.

Substituindo-se 3.19 em 3.3 e 3.1, a equação do vetor tensão de estator pode ser reescrita como,

$$\vec{v}_s^{\varphi_r} = R_s \vec{i}_s^{\varphi_r} + L_{ls} \frac{d}{dt} \vec{i}_s^{\varphi_r} + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_m^{\varphi_r} + j\omega^{\varphi_r} \left(L_{ls} \vec{i}_s^{\varphi_r} + \vec{\varphi}_m^{\varphi_r} \right) \quad (3.20)$$

Expandindo-se a equação 3.20 em suas componentes ortogonais, aparecerão os termos relativos às derivadas das componentes do fluxo de entreferro nos eixos \$x\$ e \$y\$ ou seja,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_{mx}^{\varphi_r} &= \frac{d}{dt} \left(L_m \vec{i}_{mx}^{\varphi_r} \right) = L_m \frac{d}{dt} \vec{i}_{mx}^{\varphi_r} + \vec{i}_{mx}^{\varphi_r} \frac{d}{dt} L_m \\ \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_{my}^{\varphi_r} &= \frac{d}{dt} \left(L_m \vec{i}_{my}^{\varphi_r} \right) = L_m \frac{d}{dt} \vec{i}_{my}^{\varphi_r} + \vec{i}_{my}^{\varphi_r} \frac{d}{dt} L_m \end{aligned} \quad (3.21)$$

Observa-se em 3.21, a presença da derivada primeira da indutância de magnetização estática, devido aos efeitos da saturação magnética. Considerando-se a definição da indutância de magnetização estática e aplicando-se a regra da cadeia para a

diferenciação,

$$\frac{d}{dt} L_m = \frac{d \left(\frac{|\vec{\varphi}_m^r|}{|\vec{i}_m^r|} \right)}{d \left(\frac{|\vec{\varphi}_m^r|}{|\vec{i}_m^r|} \right)} \frac{d}{dt} \left| \vec{i}_m^r \right| = \frac{L_d - L_m}{\left| \vec{i}_m^r \right|} \frac{d}{dt} \left| \vec{i}_m^r \right| \quad (3.22)$$

onde $L_d = \frac{d|\vec{\varphi}_m^r|}{d|\vec{i}_m^r|}$ é a indutância de magnetização dinâmica, dada pela inclinação da tangente à curva de magnetização da máquina de indução. A indutância de magnetização dinâmica, sob condições magnéticas lineares, é igual à indutância de magnetização estática, fazendo-se o termo $\frac{d}{dt} L_m = 0$. Na expressão 3.22, a derivada primeira do módulo da corrente magnetizante pode ser expressa em função de suas componentes nos eixos direto e em quadratura ou seja,

$$\frac{d}{dt} \left| \vec{i}_m^r \right| = \frac{d}{dt} \left[\left(i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} \right)^2 + \left(i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r}}{\left| \vec{i}_m^r \right|} \frac{d}{dt} i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} + \frac{i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r}}{\left| \vec{i}_m^r \right|} \frac{d}{dt} i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} = \cos \mu \frac{d}{dt} i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} + \sin \mu \frac{d}{dt} i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} \quad (3.23)$$

desde que $i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} = \left| \vec{i}_m^r \right| \cos \mu$ e $i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} = \left| \vec{i}_m^r \right| \sin \mu$. Levando-se 3.23 em 3.22, observa-se que o termo relativo à derivada do módulo da corrente de magnetização é responsável pelo acoplamento entre os eixos x e y devido à saturação e representa o efeito da magnetização cruzada.

Substituindo as expressões 3.22 e 3.23 em 3.21, chega-se às derivadas das componentes do fluxo magnetizante como,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \varphi_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} &= L_{m_x} \frac{d}{dt} i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} + L_{xy} \frac{d}{dt} i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} &= L_{m_y} \frac{d}{dt} i_{m_y}^{\bar{\varphi}_r} + L_{xy} \frac{d}{dt} i_{m_x}^{\bar{\varphi}_r} \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde,

$$L_{m_x} = L_d \cos^2 \mu + L_m \sin^2 \mu \quad (3.25)$$

$$L_{m_y} = L_d \sin^2 \mu + L_m \cos^2 \mu \quad (3.26)$$

$$L_{xy} = \frac{1}{2} [(L_d - L_m) \sin(2\mu)] \quad (3.27)$$

representam, respectivamente, as indutâncias de magnetização no eixo direto, no eixo em

quadratura e a parcela referente à indutância de magnetização cruzada ou de acoplamento entre os eixos x e y .

Decompondo-se a equação da tensão do estator 3.20 nos eixos xy e considerando-se 3.24, chega-se finalmente às expressões das tensões de estator incluindo a saturação magnética como,

$$\begin{aligned} v_{s\bar{x}} &= R_s i_{s\bar{x}} + L_{sx} \frac{d}{dt} i_{s\bar{x}} + L_{mx} \frac{d}{dt} i_{r\bar{x}} + L_{xy} \left(\frac{d}{dt} i_{s\bar{y}} + \frac{d}{dt} i_{r\bar{y}} \right) - \omega^{\varphi_r} \left[L_{ls} i_{s\bar{y}} + L_m (i_{s\bar{y}} + i_{r\bar{y}}) \right] \\ v_{s\bar{y}} &= R_s i_{s\bar{y}} + L_{sy} \frac{d}{dt} i_{s\bar{y}} + L_{my} \frac{d}{dt} i_{r\bar{y}} + L_{xy} \left(\frac{d}{dt} i_{s\bar{x}} + \frac{d}{dt} i_{r\bar{x}} \right) + \omega^{\varphi_r} \left[L_{ls} i_{s\bar{x}} + L_m (i_{s\bar{x}} + i_{r\bar{x}}) \right] \end{aligned} \quad (3.28)$$

sendo $L_{sx} = L_{ls} + L_{mx}$ e $L_{sy} = L_{ls} + L_{my}$, as indutâncias próprias do estator ao longo dos eixos direto e em quadratura, no sistema de eixos de referência orientado segundo o fluxo do rotor.

Similarmente, os efeitos da saturação magnética podem ser considerados na equação de tensão do rotor, escrevendo-a em função do fluxo no entreferro. Substituindo-se $L_r = L_{lr} + L_m$, nas expressões 3.4 e 3.2,

$$0 = R_r \vec{i}_r + L_{lr} \frac{d}{dt} \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_m + j (\omega^{\varphi_r} - \omega_r) \left(L_{lr} \vec{i}_r + \vec{\varphi}_m \right) \quad (3.29)$$

onde L_{lr} é a indutância de dispersão do rotor, considerada constante.

Após algumas manipulações algébricas, chega-se às expressões relativas às componentes de tensão do rotor,

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{r\bar{x}} + L_{rx} \frac{d}{dt} i_{r\bar{x}} + L_{mx} \frac{d}{dt} i_{s\bar{x}} + L_{xy} \frac{d}{dt} (i_{r\bar{y}} + i_{s\bar{y}}) - (\omega^{\varphi_r} - \omega_r) (L_{ry} i_{r\bar{y}} + L_{my} i_{s\bar{y}}) \\ 0 &= R_r i_{r\bar{y}} + L_{ry} \frac{d}{dt} i_{r\bar{y}} + L_{my} \frac{d}{dt} i_{s\bar{y}} + L_{xy} \frac{d}{dt} (i_{r\bar{x}} + i_{s\bar{x}}) + (\omega^{\varphi_r} - \omega_r) (L_{rx} i_{r\bar{x}} + L_{mx} i_{s\bar{x}}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde $L_{rx} = L_{ls} + L_{mx}$ e $L_{ry} = L_{lr} + L_{my}$ são as indutâncias próprias do rotor de eixo direto e em quadratura, respectivamente, no sistema de eixos de referência xy .

O conjugado eletromagnético pode ser calculado por qualquer expressão válida para condições magnéticas lineares, bastando incluir as variações dos parâmetros relacionados à indutância de magnetização [Vas, 1990].

Sob condições magnéticas lineares $L_d = L_m$, $L_{mx} = L_{my} = L_m$ e $L_{xy} = 0$. Porém, devido à saturação magnética, $L_{mx} \neq L_{my}$ e $L_{xy} \neq 0$, resultando em valores diferentes da indutância de magnetização ao longo dos eixos ortogonais e na existência da indutância de magnetização cruzada. Se $\mu = \mu_m - \rho_r = 0$ então $L_{mx} = L_d$, $L_{my} = L_m$ e $L_{xy} = 0$. Analogamente, se $\mu = \mu_m - \rho_r = \frac{\pi}{2}$ então $L_{mx} = L_m$, $L_{my} = L_d$ e $L_{xy} = 0$. Nos dois casos, as indutâncias de magnetização no eixo direto e em quadratura serão definidas através das indutâncias de magnetização estática e dinâmica e não haverá a influência da saturação cruzada.

Fazendo-se $\rho_r = 0$ e $\omega^{\varphi_r} = 0$, o sistema de eixos de referência torna-se fixo no estator. O modelo orientado segundo o sistema de eixos estacionário (dq), dado a seguir, é mais adequado à estimação dos parâmetros elétricos

Desde que $\mu = \mu_m - \rho_r$, tomando-se $\rho_r = 0$ nas equações 3.25 a 3.27, são obtidas as indutâncias como,

$$L_{md} = L_d \cos^2 \mu_m + L_m \sin^2 \mu_m \quad (3.31)$$

$$L_{mq} = L_d \sin^2 \mu_m + L_m \cos^2 \mu_m \quad (3.32)$$

$$L_{dq} = (L_d - L_m) \sin \mu_m \cos \mu_m \quad (3.33)$$

As equações de tensão do estator e rotor serão dadas, respectivamente, pelas seguintes expressões,

$$v_{sd}^s = R_s i_{sd}^s + L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd}^s + L_{md} \frac{d}{dt} i_{rd}^s + L_{dq} \left(\frac{d}{dt} i_{sq}^s + \frac{d}{dt} i_{rq}^s \right) \quad (3.34)$$

$$v_{sq}^s = R_s i_{sq}^s + L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq}^s + L_{mq} \frac{d}{dt} i_{rq}^s + L_{dq} \left(\frac{d}{dt} i_{sd}^s + \frac{d}{dt} i_{rd}^s \right) \quad (3.35)$$

e,

$$0 = R_r i_{rd}^s + L_{rd} \frac{d}{dt} i_{rd}^s + L_{md} \frac{d}{dt} i_{sd}^s + L_{dq} \left(\frac{d}{dt} i_{sq}^s + \frac{d}{dt} i_{rq}^s \right) + \omega_r (L_r i_{rq}^s + L_{mq} i_{sq}^s) \quad (3.36)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + L_{rq} \frac{d}{dt} i_{rd}^s + L_{mq} \frac{d}{dt} i_{sd}^s + L_{dq} \left(\frac{d}{dt} i_{sd}^s + \frac{d}{dt} i_{rd}^s \right) - \omega_r (L_r i_{rd}^s + L_{md} i_{sd}^s) \quad (3.37)$$

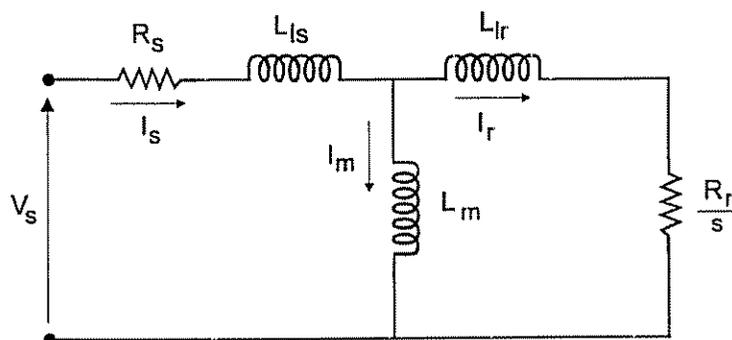


Figura 3.3- Circuito equivalente da máquina de indução, considerando condições magnéticas lineares.

sendo $L_{sd} = L_{ls} + L_{md}$ e $L_{rd} = L_{lr} + L_{md}$ as indutâncias próprias do estator e rotor ao longo do eixo d . As indutâncias próprias ao longo do eixo em quadratura são indicadas pela substituição do subscrito d pela letra q .

3.5 Máquinas Equivalentes

A figura 3.3 apresenta o circuito equivalente da máquina de indução, sem saturação magnética. O objetivo dos métodos de estimação apresentados nos próximos capítulos é a determinação dos cinco parâmetros físicos deste circuito ou seja, R_s , L_{ls} , L_m , L_{lr} e R_r .

No entanto, a partir da estimação dos coeficientes associados ao modelo corrente-tensão, equações 3.13 a 3.16, não é possível determinar de maneira única, todos os parâmetros citados. Para possibilitar o cálculo de todos os parâmetros físicos, é introduzido a seguir o conceito de máquinas eletricamente equivalentes [Lipo & Novotny, 1996].

Substituindo-se as expressões 3.3 e 3.4 em 3.1 e 3.2 pode-se obter as equações de tensão da máquina através dos vetores corrente de estator e rotor como,

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^g &= R_s \vec{i}_s^g + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s^g + L_m \frac{d}{dt} \vec{i}_r^g \\ 0 &= R_r \vec{i}_r^g + L_r \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_r^g - j(\omega^g - \omega_r) \vec{i}_r^g \right) + L_m \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_s^g - j(\omega^g - \omega_r) \vec{i}_s^g \right) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Multiplicando ambos os lados da equação de tensão do rotor por um fator b

arbitrário,

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^g &= R_s \vec{i}_s^g + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s^g + bL_m \frac{d}{dt} \vec{i}_r^g \\ 0 &= b^2 R_r \frac{\vec{i}_r^g}{b} + b^2 L_r \left(\frac{d}{dt} \frac{\vec{i}_r^g}{b} + j(\omega^g - \omega_r) \frac{\vec{i}_r^g}{b} \right) + bL_m \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_s^g + j(\omega^g - \omega_r) \vec{i}_s^g \right) \end{aligned} \quad (3.39)$$

e definindo-se como $i_r^{g'} = \frac{i_r^g}{b}$, a expressão anterior pode ser reescrita como,

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^g &= R_s \vec{i}_s^g + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s^g + bL_m \frac{d}{dt} \vec{i}_r^{g'} \\ 0 &= b^2 R_r \vec{i}_r^{g'} + b^2 L_r \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_r^{g'} + j(\omega^g - \omega_r) \vec{i}_r^{g'} \right) + bL_m \left(\frac{d}{dt} \vec{i}_s^g - j(\omega^g - \omega_r) \vec{i}_s^g \right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

As expressões 3.38 e 3.40 definem obviamente a mesma máquina ou seja, as grandezas relativas ao estator, conjugado eletromagnético, perdas no rotor, etc... são invariantes à transformação introduzida nas variáveis do rotor. Em outras palavras, se os valores reais das correntes do rotor não são de interesse, o motor de indução cujos parâmetros são,

$$R_s \quad L_s \quad R_r \quad L_r \quad L_m \quad (3.41)$$

é equivalente ao motor de parâmetros

$$R_s \quad L_s \quad b^2 R_r \quad b^2 L_r \quad bL_m \quad (3.42)$$

onde o valor de b é arbitrário, sendo $b \neq 0$ e $b \neq \infty$.

Esta liberdade na escolha do fator b pode ser utilizada para simplificar o modelo da máquina. Por exemplo, com $b^2 = \frac{L_s}{L_r}$ temos um motor equivalente onde as indutâncias de dispersão do estator e rotor são iguais. Com $b^2 = \frac{L_m}{L_r}$, a máquina equivalente tem indutância de dispersão do rotor nula. Similarmente, se $b = \frac{L_s}{L_m}$, a máquina equivalente tem indutância de dispersão do estator nula

Pelos exemplos anteriores, observa-se que a escolha da constante b corresponde a arbitrar a relação entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor $k = \frac{L_s}{L_r}$, a exemplo do que é feito na determinação dos parâmetros através dos ensaios a vazio e de rotor bloqueado.

Na norma técnica para testes de motores de indução [IEE, 1978], a relação entre as indutâncias de dispersão, k , é arbitrada em função das diversas classes construtivas dos motores, a saber:

k	Classe Construtiva
1	A, D e rotor bobinado
0,67	B
0,43	C

Tabela 3.1: Relação entre as indutâncias de dispersão em função da classe construtiva da máquina

Nas estimações de parâmetros apresentadas neste trabalho, adota-se inicialmente $b = 1$, introduzindo portanto no modelo a simplificação $L_s = L_r$. Com esta simplificação, obtém-se a partir dos coeficientes estimados do modelo corrente-tensão, todos os parâmetros físicos da máquina.

Para motores classes B e C, determina-se um fator b que transforma os parâmetros obtidos diretamente sob a condição $k = 1$ para novos parâmetros equivalentes satisfazendo a tabela 3.1. Assim, para máquinas equivalentes com k arbitrário, conforme 3.40,

$$R_r^k = b^2 R_r^1 \quad (3.43)$$

$$L_r^k = b^2 L_r^1 \quad (3.44)$$

$$L_m^k = b L_m^1 \quad (3.45)$$

onde o superscrito indica o valor do parâmetro k utilizado.

Para $k = 1$, a indutância própria do rotor poderá ser calculada como,

$$L_r^1 = L_{rl}^1 + L_m^1 = L_s \quad (3.46)$$

Desde que as grandezas do estator são invariantes à transformação, para um valor arbitrário de $k = \frac{L_{lr}}{L_{lr}^1}$, tem-se a partir de 3.45,

$$L_s = L_{ls}^k + L_m^k = k L_{lr}^k + L_m^k = k L_{lr}^k + b L_m^1 \quad (3.47)$$

Igualando as expressões 3.46 e 3.47, pode-se determinar L_{lr}^k como,

$$L_{lr}^k = \frac{L_m^1 (1 - b) + L_{lr}^1}{k} \quad (3.48)$$

Substituindo 3.48 em 3.44 e explicitando-se o valor de b ,

$$b^2 = \frac{L_{lr}^k + L_m^k}{L_r^1} = \frac{\frac{L_m^1(1-b) + L_{lr}^1}{k} + bL_m^1}{L_r^1} \quad (3.49)$$

Após algumas manipulações algébricas, tem-se a seguinte equação do segundo grau em função de b ,

$$kL_r^1 b^2 - (k - 1) L_m^1 b - L_r^1 = 0 \quad (3.50)$$

Das soluções possíveis para a equação 3.50, toma-se a raiz positiva, que conduz a parâmetros fisicamente realizáveis. Desta forma, o fator b para a transformação dos parâmetros obtidos com $k = 1$ para parâmetros de uma máquina equivalente com b arbitrário é,

$$b = \frac{(k - 1) L_m^1 + \sqrt{((k - 1) L_m^1)^2 + 4k (L_r^1)^2}}{2k L_r^1} \quad (3.51)$$

O conceito de máquinas equivalentes será aplicado a todos os modelos utilizados na estimação dos parâmetros ao longo deste trabalho. Inicialmente, todos os parâmetros são estimados considerando-se $k = 1$. Em seguida, em função da tabela 3.1, calcula-se o fator de transformação dos parâmetros segundo a expressão 3.51. Os valores finais dos parâmetros são obtidos das equações 3.43 a 3.45.

3.6 Resposta em Frequência

A resposta em frequência do modelo corrente-tensão do estator da máquina de indução permite analisar os efeitos da velocidade do rotor nos autovalores do sistema e a faixa de frequência de interesse para efeito da excitação da máquina no processo de estimação dos parâmetros.

A função de transferência corrente-tensão de estator pode ser determinada aplicando-se a transformada de Laplace à equação 3.12, obtendo-se:

$$\frac{\vec{I}_s^s(s)}{\vec{V}_s^s(s)} = \frac{B_1 s + B_0}{s^2 + A_1 s + A_0} \quad (3.52)$$

Nesta função, as variáveis de entrada e saída e também, os coeficientes são complexos. Os coeficientes são calculados através das expressões 3.13 a 3.16.

Fazendo-se $s = j\omega$ em 3.52, tem-se a resposta em frequência correspondente ou seja,

$$Y_s^s(j\omega) = \frac{\vec{I}_s^s(j\omega)}{\vec{V}_s^s(j\omega)} \quad (3.53)$$

Fisicamente, esta função representa a admitância vista dos terminais do circuito equivalente apresentado na figura 3.3. Observa-se que se $\omega \rightarrow 0$ então a admitância tende a $Y_s^s(0) = \frac{B_0}{A_0} = \frac{1}{R_r}$, como esperado.

A equação característica da máquina de indução é obtida fazendo-se $s = \lambda$ no denominador da expressão 3.52 e igualando-se a zero o polinômio obtido. A equação resultante é dada por,

$$\lambda^2 + \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) - j\omega_r \right] \lambda + \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) = 0 \quad (3.54)$$

As raízes da equação são determinadas como,

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1}{\tau'_r} \right) + j\frac{\omega_r}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1}{\tau'_r} \right)^2 - \frac{4\sigma}{\tau'_s \tau'_r} - \omega_r^2 + j2\omega_r \left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1}{\tau'_r} \right)} \quad (3.55)$$

onde $\tau'_s = \sigma\tau_s$ e $\tau'_r = \sigma\tau_r$ são as constantes de tempo do estator e do rotor em curto-circuito. Os autovalores da máquina de indução são calculados pela expressão 3.55 e seus respectivos complexos conjugados.

A figura 3.4 mostra a variação dos autovalores da máquina de indução utilizada neste trabalho em função da variação da velocidade e considerando o sistema de eixos

estacionário. Os parâmetros e dados de placa são apresentados no Anexo I. Os autovalores são sempre complexos exceto quando a velocidade é igual a zero, implicando em oscilações senoidais amortecidas na resposta transitória.

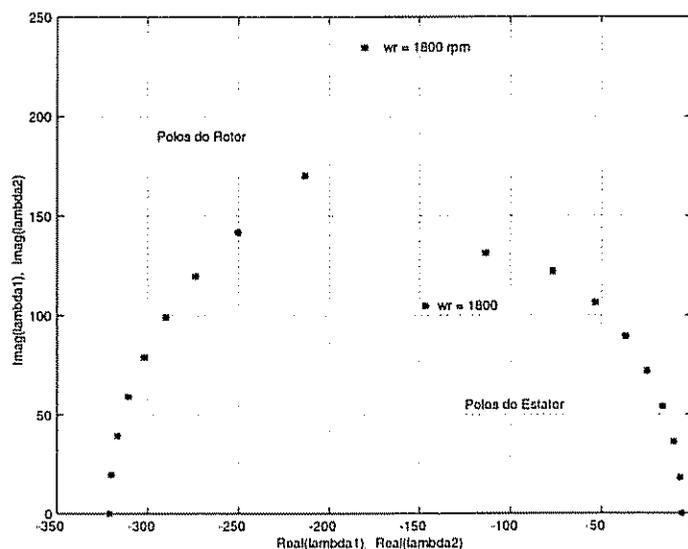


Figura 3.4- Localização dos polos do motor de indução em função da variação da velocidade do rotor, no sistema de eixos estacionário.

3.7 Conclusões

Neste capítulo, desenvolveu-se o modelo matemático da máquina de indução nas formas apropriadas para aplicação dos métodos de estimação dos parâmetros nos próximos capítulos. O modelo corrente-tensão contínuo no tempo foi apresentado inicialmente supondo o circuito magnético linear e em seguida, incluindo os efeitos da saturação do circuito magnético principal. Incluindo a saturação magnética, as indutâncias da máquina de indução de eixos d e q tornam-se diferentes e dependentes da posição do vetor fluxo de entreferro. O efeito de saturação cruzada também introduz novos termos nas equações de tensão da máquina.

Foi também discutido neste capítulo o problema da identificabilidade dos parâmetros físicos da máquina de indução. A definição de máquinas elétricas equivalentes,

à semelhança dos ensaios clássicos, permite a estimação de todos os parâmetros considerando-se as relações entre as indutâncias de dispersão com base na classe construtiva dos motores.

No próximo capítulo serão apresentados métodos para estimação de todos os parâmetros do modelo corrente-tensão sem e com inclusão dos efeitos de saturação.

Capítulo 4

A Estimação de Parâmetros no Auto-Comissionamento

4.1 Introdução

O termo auto-comissionamento denomina toda forma automática de sintonia de controladores e observadores anterior à entrada em operação do sistema de acionamento elétrico. O objetivo deste capítulo é o estudo da aplicação das técnicas de estimação de parâmetros durante a fase de auto-comissionamento.

Podem ser destacadas como características essenciais do processo de estimação nesta fase:

- Os ensaios devem ser realizados automaticamente pelo sistema de acionamento, sem intervenção do usuário sobre a máquina e se possível, sem nenhum equipamento adicional;
- Os sinais de tensão para excitação da dinâmica elétrica da máquina devem ser gerados pelo próprio inversor de potência e não devem produzir conjugado eletromagnético;
- Se o sistema de acionamento inclui a operação com fluxo de entreferro variável, os ensaios devem permitir a alimentação e a estimação dos parâmetros em diferentes níveis de excitação do circuito magnético da máquina.

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos desenvolvidos para a realização dos ensaios e a estimação dos parâmetros com a máquina parada (*parameter estimation at standstill*). São analisadas as condições necessárias à produção de

conjugado eletromagnético nulo, o procedimento para produção destes sinais com o inversor trifásico a dois níveis e definidas as formas de onda dos sinais de excitação.

São propostos modelos de regressão linear contínuos no tempo para a estimação dos parâmetros elétricos sob condições magnéticas lineares [Peixoto & Seixas, 1999b] [Peixoto & Seixas, 1999a] e considerando o efeito da saturação magnética [Peixoto & Seixas, 2000a] [Peixoto & Seixas, 2000b] [Peixoto & Seixas, 2000c]. Ao final, são apresentados os resultados obtidos através de simulações.

4.2 Condições de Excitação à Produção de Conjugado Nulo

O modelo corrente-tensão da máquina de indução sob condições magnéticas lineares foi apresentado no capítulo anterior, dado através das equações 3.12 a 3.16. Considerando a velocidade mecânica nula ($\omega_r = 0$), este modelo pode ser reescrito na forma,

$$\frac{I_{sq}^s(s)}{V_{sq}^s(s)} = \frac{I_{sd}^s(s)}{V_{sd}^s(s)} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} s + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r}}{s^2 + \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) s + \frac{1}{\sigma \tau_s \tau_r}} \quad (4.1)$$

Observa-se que os coeficientes da função de transferência quando $\omega_r = 0$ são números reais, indicando que os circuitos dos eixos d e q são inerentemente desacoplados.

Da expressão 4.1 e da equação de conjugado 3.6, pode-se determinar as condições necessárias e suficientes para que a máquina de indução seja excitada sem produção de conjugado eletromagnético ou seja,

$$\begin{cases} i) v_{sd}^s = 0 \text{ e } v_{sq}^s \neq 0 \\ \text{ou} \\ ii) v_{sd}^s \neq 0 \text{ e } v_{sq}^s = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

4.2.1 Expressão Geral da Modulação por Largura de Pulsos Regular

Para gerar sinais de tensão satisfazendo às condições expressas em 4.2 através de um inversor trifásico a dois níveis, é necessário estudar em detalhes o método de modulação

em largura de pulsos a ser empregado. O estudo apresentado a seguir, é válido para os métodos de modulação em largura de pulsos com amostragem regular [Seixas, 1988].

A figura 4.1 apresenta o circuito básico de um inversor de potência trifásico com chaves ideais, alimentando uma carga trifásica equilibrada conectada em estrela.

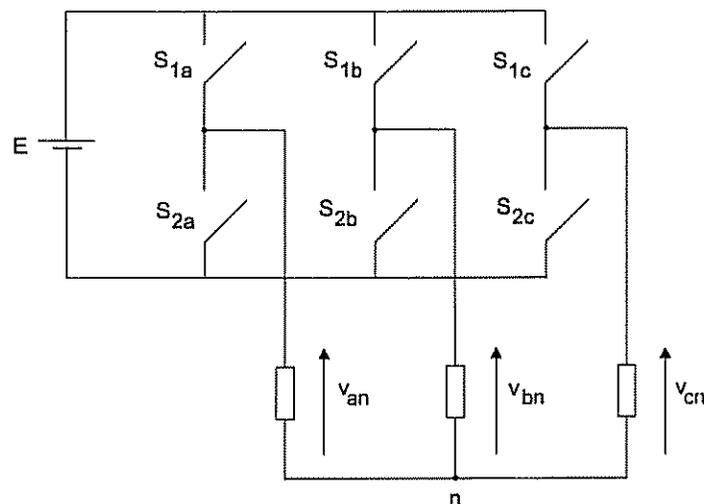


Figura 4 1- Inversor trifásico ideal.

Para cada fase do inversor, define-se uma variável de comando $c_x(t)$, $x \in \{a, b, c\}$. A variável $c_x(t)$ pode assumir os valores 0 ou 1, correspondendo às posições das chaves S_{1x} e S_{2x} , conforme a tabela 4.1.

Com dois estados possíveis para as chaves estáticas em cada braço, são possíveis 8 configurações para as chaves do inversor, apresentadas na tabela 4.2. Nesta tabela são também apresentadas as tensões fase-neutro e as componentes de eixo direto e em quadratura do vetor tensão.

A figura 4.2 mostra os sinais de comando típicos da modulação com amostragem regular, durante um período de modulação, T . São também apresentadas nesta figura as tensões fase-neutro correspondentes.

A figura 4.3 mostra os vetores de tensão do inversor relativos às tensões fase-neutro da tabela 4.2.

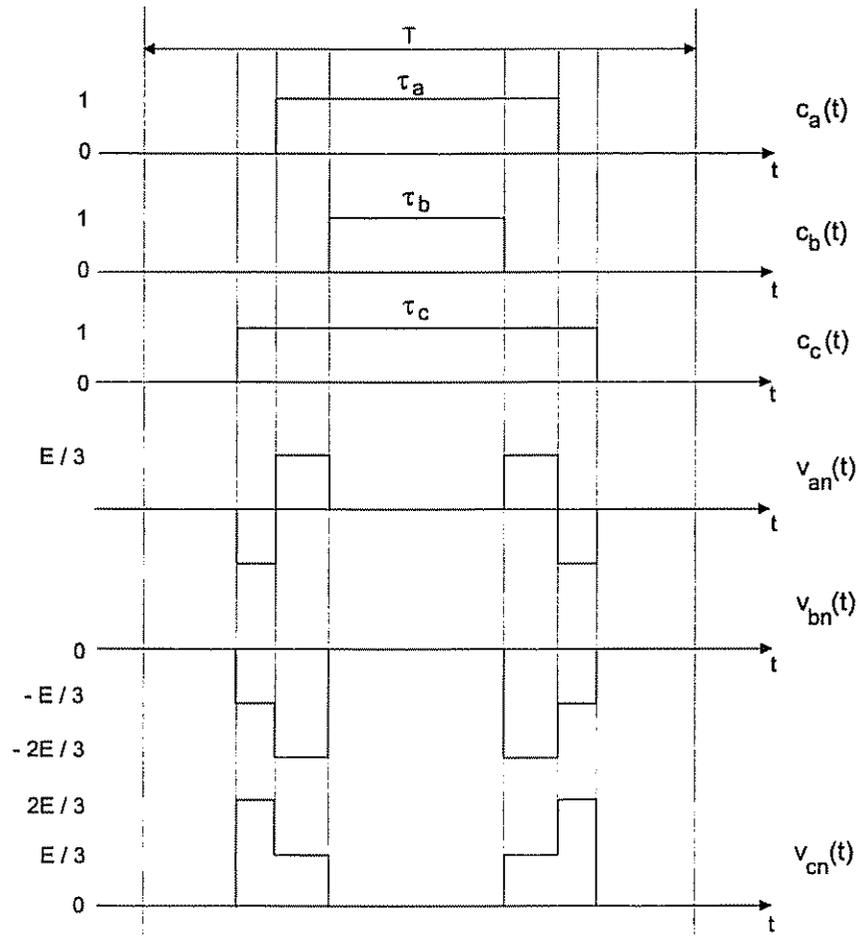


Figura 4.2- Sinais de comando e tensões fase-neutro.

$C_x(t)$	S_{1x}	S_{2x}
0	ON	OFF
1	OFF	ON

Tabela 4.1: Estados das chaves de um braço do inversor a dois níveis

A partir da tabela 4.2, as tensões fase-neutro $v_{xn}(t)$ são expressas em função das variáveis de comando $c_x(t)$ como:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Os valores médios das tensões fase-neutro, durante um período de modulação T do inversor MLP, são calculados por,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an}(k) \\ \bar{v}_{bn}(k) \\ \bar{v}_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{3T} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_a(k) \\ \tau_b(k) \\ \tau_c(k) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

onde $\tau_x(k)$ são as larguras dos pulsos de comando, conforme a figura 4.2.

Tomando-se o conceito do fasor espacial de tensão, onde os operadores complexos são dados por $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ e $a^2 = e^{-j\frac{4\pi}{3}}$, o vetor tensão médio é definido como

$$\bar{v}_{dq}^s(k) = \frac{2}{3} (\bar{v}_{an}(k) + a\bar{v}_{bn}(k) + a^2\bar{v}_{cn}(k)) \quad (4.5)$$

Substituindo-se 4.4 em 4.5 obtém-se,

$$\begin{aligned} \bar{v}_{dq}^s(k) &= \frac{E}{T} \frac{2}{3} (\tau_a(k) + a\tau_b(k) + a^2\tau_c(k)) \\ &= \frac{E}{3} \tau_{dq}(k) \end{aligned} \quad (4.6)$$

onde $\tau_{dq}(k)$ é definido como o vetor de comando do inversor. Para um vetor tensão de referência $\bar{v}_{dq}^{s*}(k)$, o vetor de comando pode então ser calculado através da seguinte expressão,

$$\tau_{dq}(k) = \frac{T}{E} \bar{v}_{dq}^{s*}(k) \quad (4.7)$$

Deve-se observar que enquanto o vetor tensão tem a componente de seqüência zero nula,

Tabela 4 2: Sinais de comando e tensões de saída do inversor trifásico - conexão em estrela

c_a	c_b	c_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ds}	v_{qs}	Vetores
0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E$	\vec{V}_5
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E$	\vec{V}_3
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	\vec{V}_4
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	\vec{V}_1
1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E$	\vec{V}_6
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E$	\vec{V}_2
1	1	1	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

o vetor de comando tem a componente homopolar sempre positiva, ou seja,

$$\tau_0(k) = \frac{1}{3} (\tau_a(k) + \tau_b(k) + \tau_c(k)) \geq 0 \quad (4.8)$$

Aplicando-se a transformação dq inversa ao vetor de comando definido pelas expressões 4.7 e 4.8 obtém-se,

$$\begin{cases} \tau_a(k) = \frac{T}{E} v_{an}^*(k) + \tau_0(k) \\ \tau_b(k) = \frac{T}{E} v_{bn}^*(k) + \tau_0(k) \\ \tau_c(k) = \frac{T}{E} v_{cn}^*(k) + \tau_0(k) \end{cases} \quad (4.9)$$

onde a componente homopolar $\tau_0(k)$ pode ser arbitrada, desde que atendida a restrição $0 \leq \tau_x(k) \leq T$, $x \in \{a, b, c\}$. As expressões 4.9 definem, de forma geral, os diversos métodos de MLP regular descritos na literatura. Por exemplo, escolhendo-se $\tau_0(k) = \frac{T}{2}$, tem-se o método de MLP proposto por Bowes [Seixas, 1988].

A partir do estudo apresentado para os métodos de MLP regular, são definidas a seguir as formas de excitação do motor de indução sem produção de conjugado eletromagnético. Considera-se inicialmente que o motor está conectado em ligação estrela.

4.2.2 Excitação sem Conjugado para MI em Conexão Estrela

Com o motor de indução conectado em estrela, as tensões nos enrolamentos de estator

são as tensões fase-neutro de saída do inversor e pode-se escrever:

$$\begin{aligned} v_{sd}^s(t) &= \frac{2}{3} [v_{an}(t) - \frac{1}{2}v_{bn}(t) - \frac{1}{2}v_{cn}(t)] \\ v_{sq}^s(t) &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{cn}(t) \right] \\ v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Levando as condições 4.2 em 4.10, obtêm-se as tensões de referência que garantem conjugado eletromagnético nulo dadas por,

$$i) \quad v_{sd}^s(t) = 0 \text{ e } v_{sq}^s(t) \neq 0:$$

$$\begin{cases} v_{an}^*(t) = 0 \\ v_{bn}^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s(t) \\ v_{cn}^*(t) = -\frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s(t) \end{cases} \quad (4.11)$$

$$ii) \quad v_{sq}^s(t) = 0 \text{ e } v_{sd}^s(t) \neq 0:$$

$$\begin{cases} v_{an}^*(t) = v_{sd}^s(t) \\ v_{bn}^*(t) = v_{cn}^*(t) = -\frac{1}{2}v_{sd}^s(t) \end{cases} \quad (4.12)$$

Pela tabela 4.2 e figura 4.3, verifica-se que os únicos vetores do inversor com componente de eixo direto igual a zero são os vetores nulos, \vec{V}_0 e \vec{V}_7 . Portanto, a condição $v_{sd}^s(t) = 0$ será obtida pelo modulador em largura de pulsos pela aplicação de vetores tensão com componentes de eixo direto não nulas. Conseqüentemente, apenas o valor médio de $v_{sd}^s(t)$ é igual a zero e oscilações de conjugado eletromagnético estarão presentes no motor.

No entanto, os vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_4 e \vec{V}_7 do inversor apresentam a componente de eixo em quadratura igual a zero. Substituindo-se as tensões de referência 4.12 em 4.9, obtêm-se $\tau_b(k) = \tau_c(k)$ e conseqüentemente, os sinais de comando $c_b(k) = c_c(k)$ são iguais.

Pela tabela 4.2, constata-se que esta condição assegura que apenas os vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_4 e \vec{V}_7 serão aplicados pelo inversor MLP, garantindo que a condição $v_{sq}^s(t) = 0$ é

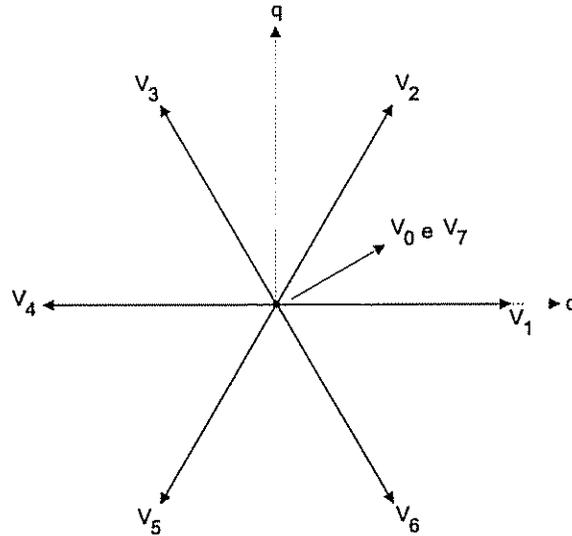


Figura 4.3- Vetores de tensão do inversor - tensões fase-neutro.

obtida instantaneamente na máquina de indução.

4.2.3 Excitação sem Conjugado para MI em Conexão Triângulo

Neste caso, as tensões nos enrolamentos do estator são as tensões fase-fase de saída do inversor e conseqüentemente,

$$\begin{aligned}
 v_{sd}^s(t) &= \frac{2}{3} [v_{ab}(t) - \frac{1}{2}v_{bc}(t) - \frac{1}{2}v_{ca}(t)] \\
 v_{sq}^s(t) &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bc}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ca}(t) \right] \\
 v_{ab}(t) + v_{bc}(t) + v_{ca}(t) &= 0
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Substituindo-se as condições 4.2 em 4.13, calcula-se as tensões fase-neutro de referência que garantem conjugado eletromagnético nulo. Assim,

i) $v_{sd}^s(t) = 0$ e $v_{sq}^s(t) \neq 0$:

$$\begin{cases}
 v_{an}^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{6}v_{sq}^s(t) \\
 v_{bn}^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{6}v_{sq}^s(t) \\
 v_{cn}^*(t) = -\frac{\sqrt{3}}{3}v_{sq}^s(t)
 \end{cases} \tag{4.14}$$

ii) $v_{sq}^s(t) = 0$ e $v_{sd}^s(t) \neq 0$:

$$\begin{cases} v_{an}^*(t) = v_{bn}^*(t) = \frac{1}{2}v_{sd}^s(t) \\ v_{cn}^*(t) = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

Pela tabela 4.3 e figura 4.4, observa-se que os vetores tensão do inversor calculados a partir das tensões fase-fase estão defasados de 30° em relação ao caso anterior. Neste caso, apenas os vetores nulos possuem componente de eixo em quadratura igual a zero.

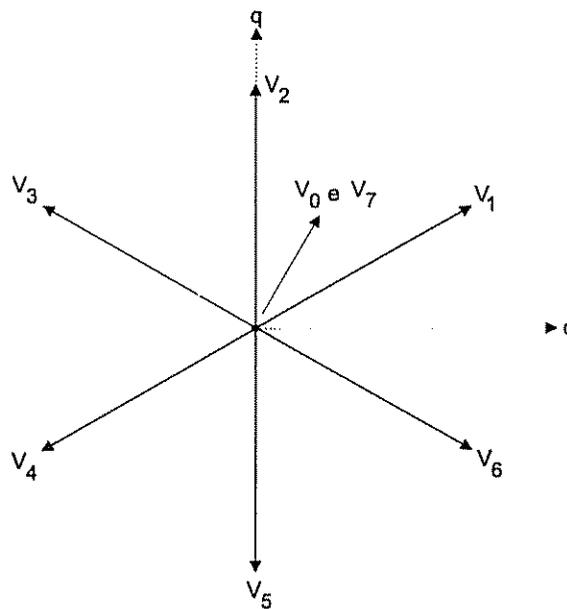


Figura 4.4- Vetores de tensão do inversor fase-fase.

Os vetores $\vec{V}_0, \vec{V}_2, \vec{V}_5$ e \vec{V}_7 possuem componentes de eixo direto nulas. Substituindo-se as referências de tensão 4.14 nas equações 4.9 do inversor MLP, conclui-se que $\tau_a(k) = \tau_b(k)$ e conseqüentemente, os sinais $c_a(k)$ e $c_b(k)$ são sempre iguais. Pela tabela 4.3, esta condição indica que apenas os vetores $\vec{V}_0, \vec{V}_2, \vec{V}_5$ e \vec{V}_7 serão utilizados pelo modulador em largura de pulsos, assegurando instantaneamente $v_{sd}^s(t) = 0$ no motor.

As figuras do quadro 4.5 apresentam os resultados de simulação das condições dadas pelas expressões 4.14 e 4.15 para a máquina de indução, conectada em triângulo.

Tabela 4.3: Sinais de comando e tensões de saída do inversor trifásico - conexão em triângulo

$c1$	$c2$	$c3$	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}	v_{ds}	v_{qs}	Vetores
0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
0	0	1	0	$-E$	E	0	$-\frac{2\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_5
0	1	0	$-E$	E	0	$-E$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_3
0	1	1	$-E$	0	E	$-E$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_4
1	0	0	E	0	$-E$	E	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_1
1	0	1	E	$-E$	0	E	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_6
1	1	0	0	E	$-E$	0	$\frac{2\sqrt{3}E}{3}$	\vec{V}_2
1	1	1	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

As figuras (a) e (b) mostram as componentes das tensões do estator, considerando em (a) $v_{sq}^s(t) \neq 0$ e $v_{sd}^s(t) = 0$ e em (b), $\bar{v}_{sd}^s(t) = 0$ e $v_{sq}^s(t) \neq 0$. No primeiro caso, a condição de conjugado nulo é atendida instantaneamente enquanto no segundo, esta condição só pode ser atendida pelo método MLP em termo médios. Observa-se a presença dos chaveamentos dos interruptores quando se impõe $\bar{v}_{sd}^s(t) \neq 0$ e $v_{sq}^s(t) = 0$.

As figuras (c) e (d) apresentam os gráficos relativos à velocidade e conjugado eletromagnético nas condições indicadas, evidenciando-se o aparecimento de oscilações quando a solução instantânea não pode ser realizada.

A presença de oscilações no conjugado eletromagnético e vibrações da máquina se tornam mais acentuadas à medida em que são utilizadas frequências de chaveamento mais baixas do inversor.

4.3 Os Modelos de Regressão Linear sem Saturação Magnética

Neste item, a partir do modelo corrente-tensão 3.12, são apresentadas algumas propostas de modelos de regressão linear para a estimação dos parâmetros no auto-comissionamento da máquina de indução.

Nos experimentos realizados neste trabalho, utilizou-se a máquina de indução com estator conectado em triângulo. Do estudo realizado no item anterior, as melhores condições para a excitação da máquina de indução conectada em triângulo, sem que haja

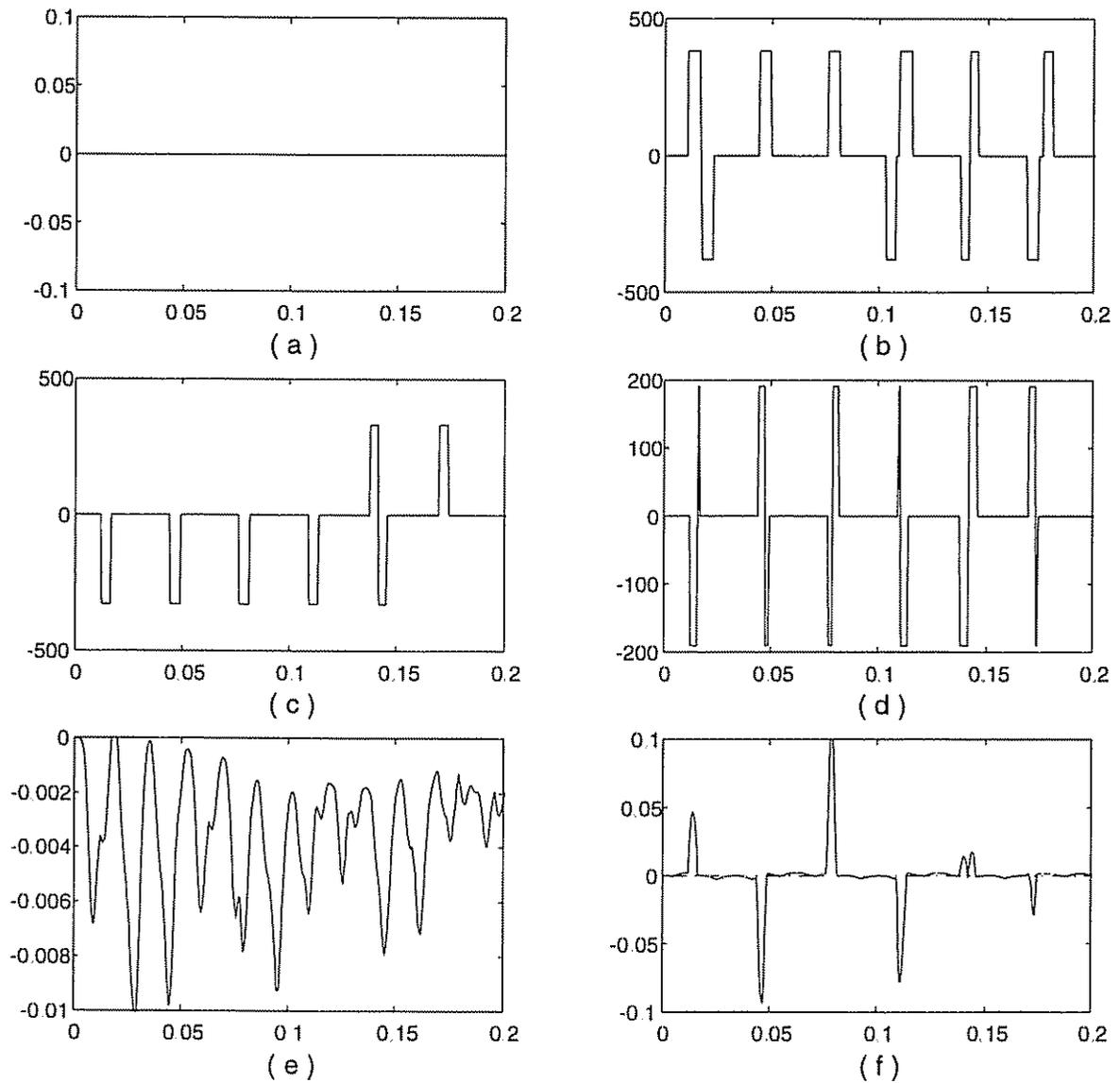


Figura 4 5- Simulação das condições para a produção de conjugado nulo considerando a conexão em triângulo: - Tensão de eixo direto nula: (a) $v_{sd}^s = 0$ e (b) $v_{sq}^s \neq 0$ - Tensão em quadratura nula: (c) $v_{sd}^s \neq 0$ e (d) $v_{sq}^s = 0$ - Oscilações na condição $v_{sq}^s = 0$ e $v_{sd}^s \neq 0$: (e) Velocidade do rotor e (f) Conjugado eletromagnético

a produção de conjugado eletromagnético, são $v_{sd}^s(t) = 0$ e $v_{sq}^s(t) \neq 0$. Em função disto, é apresentado neste item apenas o modelo elétrico de eixo em quadratura, sem perda de generalidade.

4.3.1 Estimação Direta dos Parâmetros Elétricos

O modelo 4.1 pode ser expresso na forma de regressão linear por,

$$y = \Gamma\theta$$

sendo que,

$$\begin{aligned} y &= [i_{sq}^s] \\ \Gamma &= [v_{sq}^s \quad \dot{v}_{sq}^s \quad -i_{sq}^s \quad -\dot{i}_{sq}^s] \\ \theta &= [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4]^T = \left[\frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) \right]^T \end{aligned} \quad (4.16)$$

Do vetor de parâmetros em 4.16 podem ser recuperados diretamente, apenas alguns dos parâmetros físicos do motor ou seja,

$$\hat{\sigma L_s} = \frac{1}{\hat{\theta}_2} \quad (4.17)$$

$$\hat{\tau}_r = \frac{\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}_1} \quad (4.18)$$

$$\hat{R}_s = \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_1} \quad (4.19)$$

onde o acento circunflexo indica os valores estimados.

No entanto, considerando o estudo apresentado na seção 3.5, é possível determinar todos os parâmetros de uma máquina de indução equivalente, supondo-se por exemplo, indutâncias de rotor e estator iguais, $\hat{L}_r^1 = \hat{L}_s$. Os demais parâmetros elétricos serão determinados através das seguintes relações,

- Coeficiente de dispersão

$$\hat{\sigma} = \frac{\hat{\theta}_4^2}{(\hat{\theta}_4\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3\hat{\theta}_2)\hat{\theta}_2} \quad (4.20)$$

- Indutância do estator e rotor

$$\hat{L}_s = \frac{\hat{\theta}_4\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}_1^2} \quad (4.21)$$

$$\hat{L}_r^1 = \hat{L}_s \quad (4.22)$$

- Resistência do rotor

$$\hat{R}_r^1 = \frac{\hat{\theta}_4\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}_2\hat{\theta}_1} \quad (4.23)$$

- Indutância mútua

$$\hat{L}_m^1 = \frac{1}{\hat{\theta}_1^2} \sqrt{\frac{(\hat{\theta}_2\hat{\theta}_4\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3\hat{\theta}_2^2 - \hat{\theta}_1^2)(\hat{\theta}_4\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3\hat{\theta}_2)}{\hat{\theta}_2}} \quad (4.24)$$

4.3.2 Estimação com conhecimento *a priori* da Resistência do Estator

Se um degrau de tensão é aplicado à máquina, a corrente em regime permanente será limitada apenas pela resistência de estator. Assim, fazendo-se $v_{sd}^s(t) = 0$ e $v_{sq}^s(t) = Vu(t)$, onde $u(t)$ é o sinal degrau unitário, a resistência de estator pode ser calculada como,

$$\hat{R}_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{v_{sq}^s(t)}{i_{sq}^s(t)} \quad (4.25)$$

Utilizando-se o conhecimento *a priori* da resistência de estator, o modelo de regressão dado por 4.16 pode ser simplificado, obtendo-se o seguinte modelo de regressão linear,

$$y = \Gamma\theta$$

sendo,

$$\begin{aligned}
 y &= [i_{sq}^s] \\
 \Gamma &= \left[\begin{array}{ccc} (\dot{v}_{sq}^s - \hat{R}_s i_{sq}^s) & (v_{sq}^s - \hat{R}_s i_{sq}^s) & -i_{sq}^s \end{array} \right] \\
 \theta &= [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3]^T = \left[\frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{R_r}{\sigma L_s} \right]^T
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

A partir de 4.26 e aplicando-se novamente as mesmas considerações do item 3.5, pode-se recuperar os demais parâmetros físicos da máquina através das relações,

$$\begin{aligned}
 \hat{\tau}_r &= \frac{\hat{\theta}_1}{\hat{\theta}_2}, \quad \hat{R}_r = \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_1} \\
 &\Downarrow \\
 \hat{L}_r^1 &= \hat{\tau}_r \hat{R}_r \\
 &\Downarrow \\
 \hat{L}_s &= \hat{L}_r^1, \quad \hat{L}_m^1 = \sqrt{\hat{L}_s \left(\hat{L}_s - \frac{1}{\hat{\theta}_2} \right)}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

4.3.3 Estimação Sequencial

O conhecimento prévio da resistência de estator obtida por 4.25, possibilita a aplicação sequencial dos modelos 3.38 e 4.16 para a estimação dos demais parâmetros da máquina de indução. Conhecida a resistência de estator, do primeiro modelo é estimada a indutância transitória do estator (σL_s). Em seguida, os parâmetros do rotor são determinados a partir da versão simplificada do modelo 4.16.

Tomando-se as equações 3.38 e eliminando-se da segunda expressão, o termo relativo à derivada da corrente de rotor, obtém-se

$$i_{sq}^s = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq}^s + \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2} i_{sq}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}^s \tag{4.28}$$

Considerando o valor da resistência de estator através da expressão 4.25, o modelo acima pode ser estruturado na forma de regressão linear como,

$$y = \Gamma \theta$$

onde,

$$\begin{aligned}
 y &= [i_{sq}^s] \\
 \Gamma &= \left[\begin{array}{cc} (v_{sq}^s - \hat{R}_s i_{sq}^s) & 1 \end{array} \right] \\
 \theta &= \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2} i_{rq}^s \end{array} \right]^T
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

O modelo 4.29 possibilita estimar diretamente a indutância transitória do estator ($\hat{\sigma L}_s$). O segundo termo do vetor de parâmetros é simplesmente desprezado uma vez que envolve a componente em quadratura da corrente do rotor, não acessível a medições. Levando os valores dos parâmetros já obtidos ($\hat{\sigma L}_s$ e \hat{R}_s) ao modelo 4.16, pode-se determinar o modelo de regressão linear que permitirá a estimação da constante de tempo e a resistência do rotor como,

$$y = \Gamma \theta$$

onde,

$$\begin{aligned}
 y &= \left[\left(i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}^s + \frac{\hat{R}_s}{\sigma L_s} i_{sq}^s \right) \right] \\
 \Gamma &= \left[\begin{array}{cc} \left(\frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}^s - \frac{\hat{R}_s}{\sigma L_s} i_{sq}^s \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} i_{sq}^s \end{array} \right] \\
 \theta &= \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\hat{\tau}_r} & \hat{R}_r \end{array} \right]^T
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

Os demais parâmetros serão determinados através das seguintes relações,

$$\hat{L}_r^1 = \hat{\tau}_r \hat{R}_r^1 \tag{4.31}$$

$$\hat{L}_s = \hat{L}_r^1 \tag{4.32}$$

$$\hat{L}_m^1 = \sqrt{\hat{L}_s (\hat{L}_s - \hat{\sigma L}_s)} \tag{4.33}$$

O método de estimação proposto ou seja, a aplicação sequencial dos modelos 4.29 e 4.30 permite a redução da ordem dos modelos envolvidos. Além disto, o modelo não depende do cálculo da derivada segunda da corrente e derivada primeira da tensão de estator. Outra vantagem é que os parâmetros físicos aparecem diretamente nos vetores de parâmetros, evitando-se as equações de recuperação. Deve-se considerar no entanto, a

dependência direta dos resultados estimados da precisão dos parâmetros utilizados como conhecimento *a priori*.

4.4 Inclusão dos Efeitos da Saturação Magnética

O modelo do motor de indução incluindo os efeitos de saturação do circuito magnético principal é descrito, para um sistema de eixos fixo no estator, pelas equações 3.34 a 3.37. Na figura 3.2, o sistema de eixos fixo no estator corresponde a $\rho_r = 0$.

Se o motor é alimentado segundo as condições expressas em 4.2, o vetor fluxo de entreferro, $\vec{\varphi}_m^s$, estará localizado sobre o eixo direto ou sobre o eixo em quadratura, correspondendo a $\mu_m = 0$ ou $\mu_m = \frac{\pi}{2}$, respectivamente, na figura 3.2. Para estes valores de μ_m , tem-se a partir da equação 3.33 que $L_{dq} = 0$, mostrando que não existe acoplamento magnético entre os enrolamentos dos eixos d e q devido à saturação cruzada nesta condições de alimentação do motor.

Portanto, considerando o motor parado ($\omega_r = 0$) e $L_{dq} = 0$, o modelo 3.34 a 3.37 será dado na forma matricial por,

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sd} \frac{d}{dt} & 0 & L_{md} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_{sq} \frac{d}{dt} & 0 & L_{mq} \frac{d}{dt} \\ L_{md} \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_{rd} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & L_{mq} \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_{rq} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Quando apenas o circuito de eixo direto é excitado ($v_{sq}^s = 0$ e $v_{sd}^s \neq 0$) tem-se $\mu_m = 0$ e da equação 3.31, $L_{md} = L_d$. Analogamente, quando somente o circuito de eixo em quadratura é alimentado ($v_{sd}^s = 0$ e $v_{sq}^s \neq 0$), tem-se $\mu_m = \frac{\pi}{2}$ e da equação 3.32, $L_{mq} = L_d$. Conclui-se portanto, que independentemente do circuito, d ou q , na condição *at standstill*, a indutância de magnetização presente nas equações de tensão é a indutância dinâmica L_d . Com estas considerações, os modelos corrente-tensão de eixos d e q são idênticos. A função de transferência correspondente é dada por,

$$\frac{I_{sd}^s(s)}{V_{sd}^s(s)} = \frac{I_{sq}^s(s)}{V_{sq}^s(s)} = \frac{B_{1S}s + B_{0S}}{s^2 + A_{1S}s + A_{0S}} \quad (4.35)$$

onde,

$$A_{1S} = \frac{R_s(L_{lr} + L_d) + R_r(L_{ls} + L_d)}{L_d(L_{ls} + L_{lr}) + L_{ls}L_{lr}}$$

$$A_{0S} = \frac{R_s R_r}{L_d(L_{ls} + L_{lr}) + L_{ls}L_{lr}}$$

$$B_{1S} = \frac{L_{lr} + L_d}{L_d(L_{ls} + L_{lr}) + L_{ls}L_{lr}}$$

$$B_{0S} = \frac{R_r}{L_d(L_{ls} + L_{lr}) + L_{ls}L_{lr}}$$

A partir do modelo 4.35, deduz-se a seguinte forma de regressão linear,

$$y = \Gamma\theta$$

sendo que,

$$\begin{aligned} y &= i_{sq}^s \\ \Gamma &= \begin{bmatrix} v_{sq}^s & \dot{v}_{sq}^s & -i_{sq}^s & -\dot{i}_{sq}^s \end{bmatrix} \\ \theta &= \begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & \theta_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{l_z} & \frac{L_{lr} + L_d}{l_z} & \frac{R_s R_r}{l_z} & \frac{R_s(L_{lr} + L_d) + R_r(L_{ls} + L_d)}{l_z} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.36)$$

onde, $l_z = L_d(L_{ls} + L_{lr}) + L_{ls}L_{lr}$.

Considerando uma máquina equivalente com $L_{ls} = L_{lr}^1$, os parâmetros físicos podem ser calculados dos coeficientes estimados através das relações,

$$\hat{R}_s = \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_1} \quad (4.37)$$

$$\hat{R}_r^1 = \frac{\hat{\theta}_4}{\hat{\theta}_2} - \hat{R}_s \quad (4.38)$$

$$\hat{L}_{ls} + \hat{L}_d = \hat{L}_{lr} + \hat{L}_d^1 = \frac{\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}_1} \hat{R}_r^1 \quad (4.39)$$

$$\hat{l}_z = \frac{(\hat{R}_s + \hat{R}_r^1) \hat{\theta}_2 \hat{R}_r^1}{\hat{\theta}_4 \hat{\theta}_1} \quad (4.40)$$

Dos resultados obtidos em 4.39 e 4.40, a indutância dinâmica pode ser extraída como,

$$\hat{L}_d^1 = \sqrt{(\hat{L}_{lr} + \hat{L}_d^1)^2 - \hat{l}_z} \quad (4.41)$$

A partir do conhecimento *a priori* da resistência do estator e da resistência do rotor, o modelo 4.36 pode ser simplificado, possibilitando a estimação apenas dos coeficientes relacionados às indutâncias como,

$$y = \Gamma \theta$$

onde,

$$\begin{aligned} y &= i_{sq}^s \\ \Gamma &= \left[\hat{R}_r v_{sq}^s - \hat{R}_s \hat{R}_r i_{sq}^s \quad v_{sq}^s - (\hat{R}_s + \hat{R}_r) i_{sq}^s \right] \\ \theta &= \left[\theta_1 \quad \theta_2 \right]^T = \left[\frac{1}{l_z} \quad \frac{L_d + L_{lr}}{l_z} \right]^T \end{aligned} \quad (4.42a)$$

sendo,

$$\hat{l}_z = \frac{1}{\hat{\theta}_1} \quad (4.43)$$

$$\hat{L}_{lr} + \hat{L}_d^1 = \frac{\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}_1} \quad (4.44)$$

$$\hat{L}_d^1 = \sqrt{(\hat{L}_{lr} + \hat{L}_d^1)^2 - \hat{l}_z} \quad (4.45)$$

Aplicando-se vários níveis de excitação à máquina de indução é possível estimar diversos valores da indutância de magnetização dinâmica e através de um método de interpolação, obter uma função matemática $\hat{L}_d^1 \left(\left| \vec{i}_m \right| \right)$ capaz de descrevê-la na faixa de

operação considerada.

O fluxo de entreferro e a indutância de magnetização estática são então determinados, conforme 3.20 e 3.22, através das relações,

$$\hat{\varphi}_m \left(\left| \vec{i}_m \right| \right) = \int_0^{\left| \vec{i}_m \right|} \hat{L}_d^1 \left(\left| \vec{i}_m \right| \right) d \left| \vec{i}_m \right| \quad (4.46)$$

$$\hat{L}_m^1 = \frac{\left| \hat{\varphi}_m \right|}{\left| \vec{i}_m \right|} \quad (4.47)$$

4.5 Condições de Excitação

Os resultados obtidos na identificação de um sistema dinâmico dependem em grande parte da escolha dos sinais de entrada utilizados na fase de coleta de dados, uma vez que estes sinais determinam o ponto de operação e quais modos do sistema serão excitados [Borsting et al , 1995] [Ljung, 1994].

A escolha dos sinais de excitação deve atender a alguns requisitos fundamentais do processo de estimação, tais como [Gorter, 1997]:

- O sinal de entrada deve ser selecionado de forma a excitar todas as características dinâmicas de interesse do sistema;
- O sinal de entrada não deve excitar dinâmicas intencionalmente não-modeladas;
- Os sinais de entrada devem excitar o sistema nos pontos normais ou desejáveis de operação.

Para o projeto dos sistemas de acionamento de motores de corrente alternada, a estimação deve ser preferencialmente realizada incluindo as frequências e os níveis de excitação a serem aplicados durante a operação normal do sistema [Sumner & Asher, 1993]. Neste aspecto, deve-se observar que a faixa de frequência do estator pode se estender de 0Hz até a frequência nominal ou além, se considerada a operação com

enfraquecimento de campo.

A figura 4.6 apresenta os gráficos do módulo e fase da resposta em frequência do modelo corrente/tensão sob condições magnéticas lineares e com velocidade mecânica igual a zero, dados pela equação 4.1. Foram utilizados os parâmetros, calculados a partir dos ensaios clássicos, da máquina de indução de 2cv utilizada em todos os experimentos deste trabalho e apresentados no Apêndice A. O modelo apresenta dois pólos em aproximadamente 6 e 320 rad/s e um zero em torno de 12 rad/s.

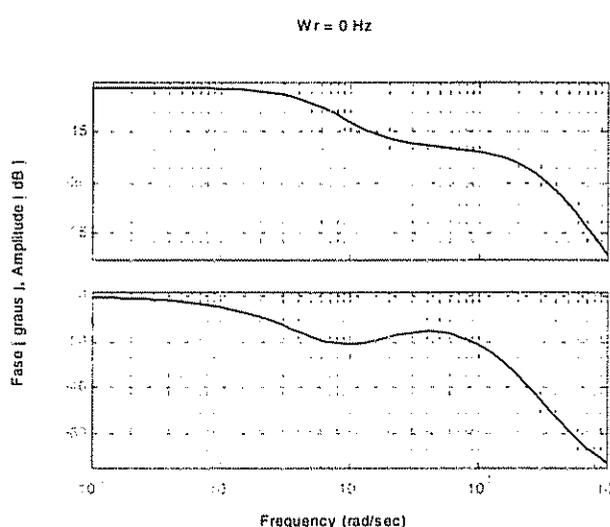


Figura 4.6- Resposta em frequência do modelo corrente/tensão at standstill.

Outro aspecto indicativo do espectro de frequências dos sinais de entrada para melhor excitação dos modelos é a sua sensibilidade em relação aos parâmetros a serem estimados. A sensibilidade pode ser avaliada através dos gradientes da função de transferência em relação aos parâmetros como,

$$\psi_i(j\omega, \theta) = \left. \frac{\delta}{\delta\theta_i} Y_e(j\omega, \theta) \right| \quad i = 1 \dots n_\theta \quad (4.48)$$

onde $Y_e(j\omega, \theta)$ é a função de transferência (admitância de entrada da máquina de indução, dada pela expressão 4.1), θ é o vetor de parâmetros, θ_i indica o parâmetro considerado e n_θ , o número de parâmetros a serem estimados. O máximo da curva do módulo do gradiente ψ_i indica a faixa de frequências na qual o modelo se torna mais sensível ao

parâmetro θ_i da máquina de indução.

A figura 4.7 mostra as curvas dos módulos dos gradientes calculados para o modelo corrente-tensão, na condição *at standstill*, em relação aos coeficientes dados pelas expressões 4.17 a 4.19.

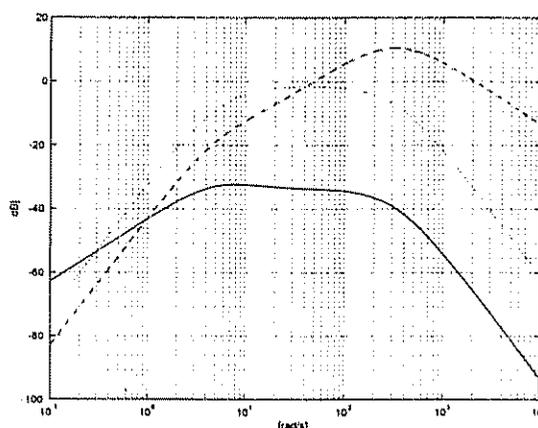


Figura 4.7- Gradientes do Modelo Corrente/Tensão em relação aos parâmetros: (tracejada) - σL_s , - (sólida) R_s e (pontilhada) - τ_r .

A resistência de estator define o ganho CC e portanto, é melhor estimada em baixas frequências. A sensibilidade em relação à resistência do rotor é aproximadamente constante em toda a faixa de frequência intermediária aos pólos enquanto a faixa de maior sensibilidade em relação à indutância transitória de estator se localiza próxima ao primeiro pólo do sistema.

Uma análise de sensibilidade deve ser feita para o modelo corrente-tensão incluindo os efeitos da saturação magnética. As figuras 4.8, 4.9 e 4.10 mostram a localização de cada um dos pólos e zeros do modelo 4.35 em função da corrente de magnetização. Os valores da indutância de magnetização dinâmica foram calculados a partir da derivada da curva de magnetização, obtida do ensaio a vazio. A característica de magnetização foi descrita por uma equação matemática composta pela soma de termos exponenciais da corrente de magnetização da máquina.

A posição do pólo em alta frequência permanece praticamente constante enquanto

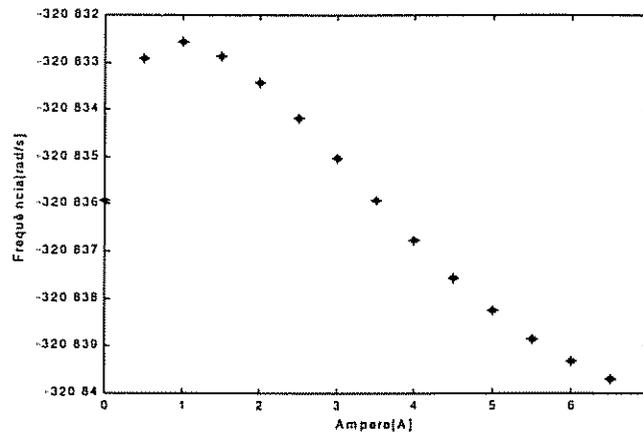


Figura 4.8- Efeitos da saturação magnética: Localização dos polos da máquina de indução em função da corrente de magnetização

as localizações do pólo em baixa frequência e do zero sofrem uma influência maior dos efeitos da saturação magnética. Conforme os gráficos da resposta em frequência mostrados nas figuras 4.11 e 4.12, a inclusão da saturação magnética não implica em grandes variações do modelo.

As figuras 4.13 e 4.14 mostram os gradientes do modelo corrente-tensão em relação à indutância de magnetização dinâmica L_d , cuja sensibilidade máxima ocorre em torno de 10 rad/s , e em relação às indutâncias de dispersão $L_{ls} = L_{lr}$ que requerem que o espectro de frequências do sinal de entrada inclua o pólo de frequência mais alta.

Em função das considerações apresentadas neste item, o sinal de entrada a ser utilizado na estimação dos parâmetros com o motor parado consiste de um degrau de tensão acrescido de um ruído pseudo-aleatório para garantir a persistência de excitação, considerando as faixas de frequência onde é a maior sensibilidade paramétrica. A partir da variação do nível de tensão aplicado, os parâmetros foram estimados dentro de toda a faixa de operação da máquina, aplicando-se apropriadamente o modelo sob condições magnéticas lineares ou considerando a saturação magnética [Borsting et al., 1995].

Os sinais serão sintetizados a partir de um inversor por modulação em largura de pulsos convencional com a amplitude do distúrbio introduzido variando em torno de $\pm 20\%$

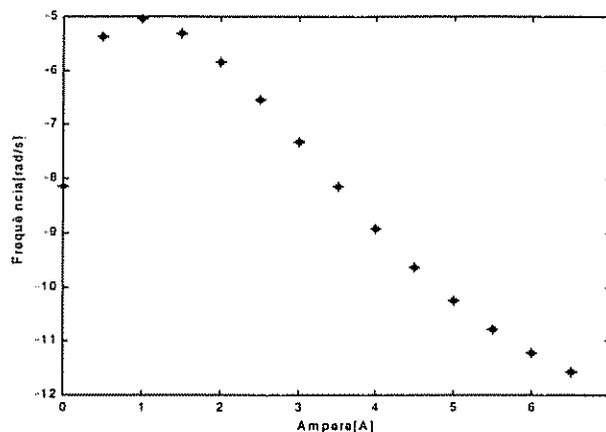


Figura 4-9- Efeitos da saturação magnética: Localização dos polos da máquina de indução em função da corrente magnetização

da amplitude do degrau de tensão aplicado.

A figura 4.15 apresenta os sinais de tensão e corrente em uma das fases da máquina, obtidos através de simulações, a partir de degrau de tensão de aproximadamente 10V.

4.6 Resultados de Simulação

As simulações dos procedimentos de estimação propostos para a fase de auto-comissionamento foram realizadas conforme o esquema apresentado na figura 4.16.

O modelo da máquina de indução foi simulado em um programa desenvolvido em linguagem C, utilizando o método integração numérica de Runge-Kutta de quarta ordem, com passo de cálculo de $1\mu s$.

O intervalo de amostragem das tensões e correntes no motor foi fixado $100\mu s$, tendo sido tomadas 3000 amostras destes sinais incluindo os períodos transitório e de regime permanente da operação da máquina de indução. A frequência utilizada no inversor por modulação em largura de pulsos foi de $10kHz$ e a tensão do barramento CC ajustada em 50V.

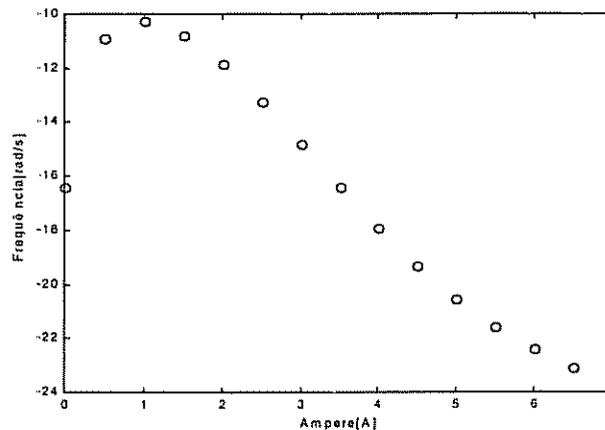


Figura 4.10- Efeitos da saturação magnética: Localização dos zeros da máquina de indução em função da corrente magnetização.

A etapa de estimação consistiu da aplicação do algoritmo dos mínimos quadrados recursivo aos modelos de regressão linear propostos e foi realizada no ambiente do programa MatLab.

Para reduzir os efeitos dos ruídos de chaveamento e da amostragem, os sinais foram submetidos a filtros passa baixas analógicos de primeira ordem à saída do programa de simulação em C, com frequência de corte igual a $600Hz$. Em seguida foram calculadas as derivadas dos sinais de corrente e tensão presentes na matriz de regressores. Para isto foi utilizado o algoritmo apresentado na seção 2.6.1

Devido à máquina de indução estar conectada em triângulo, optou-se pelas condições mais apropriadas para a não-produção de oscilações do conjugado eletromagnético conforme apresentado no item 4.2.

4.6.1 Análise dos Modelos sem a Inclusão da Saturação Magnética

Para a análise dos modelos apresentados no item 4.3, a máquina foi simulada considerando-se todos os parâmetros constantes em relação às condições de excitação.

Os parâmetros usados nas simulações da máquina de indução foram obtidos

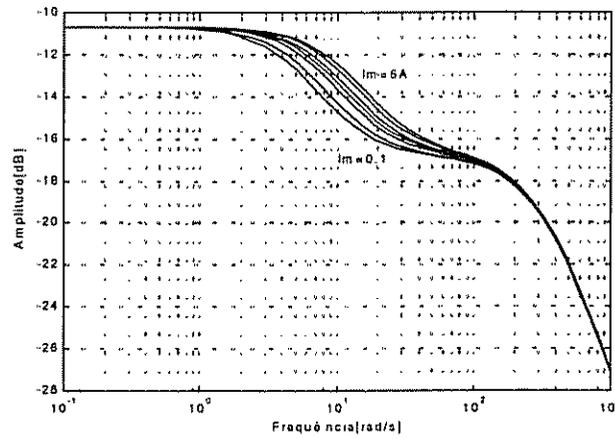


Figura 4.11- Efeitos da saturação magnética: Variações sobre o módulo da resposta em frequência.

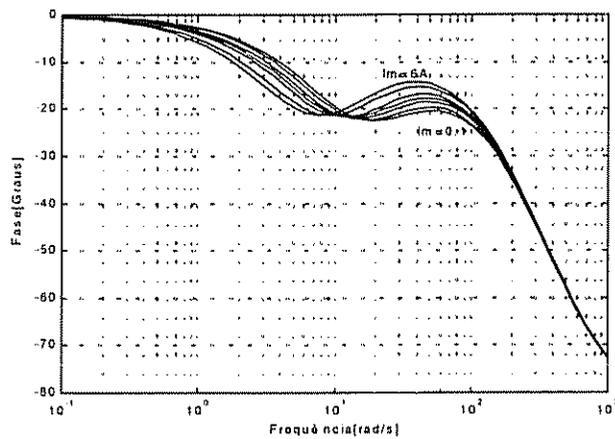


Figura 4.12- Efeitos da saturação magnética: Variações sobre a fase da resposta em frequência.

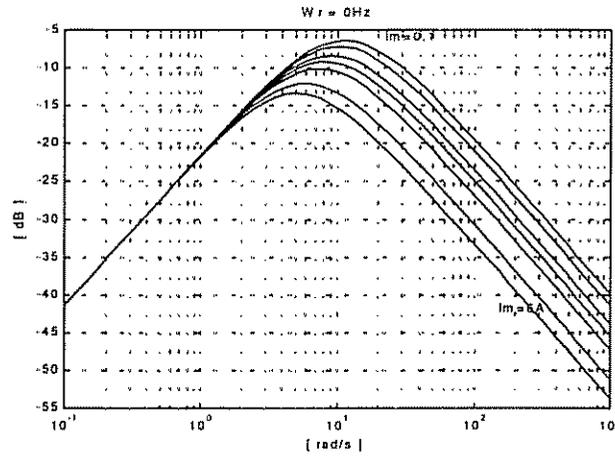


Figura 4.13- Gradientes do modelo incluindo os efeitos da saturação magnética em relação à indutância dinâmica L_d

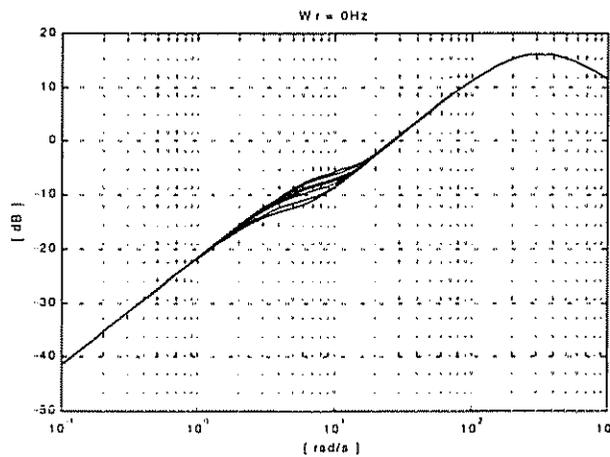


Figura 4.14- Gradientes do modelo incluindo os efeitos da saturação magnética em relação à indutância de dispersão L_t

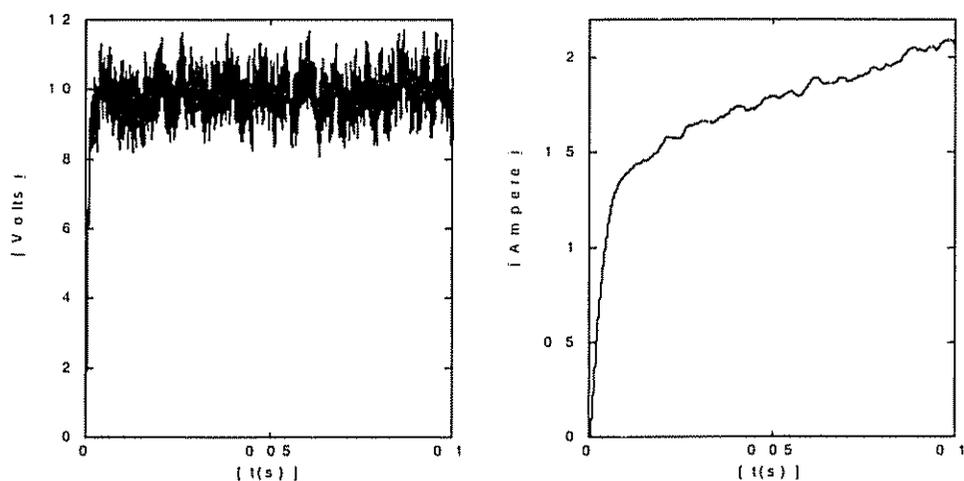


Figura 4 15- Excitação em degrau com a inclusão de ruído pseudo-aleatório: Sinais de tensão e corrente aplicados à fase *b*, após o pré-processamento

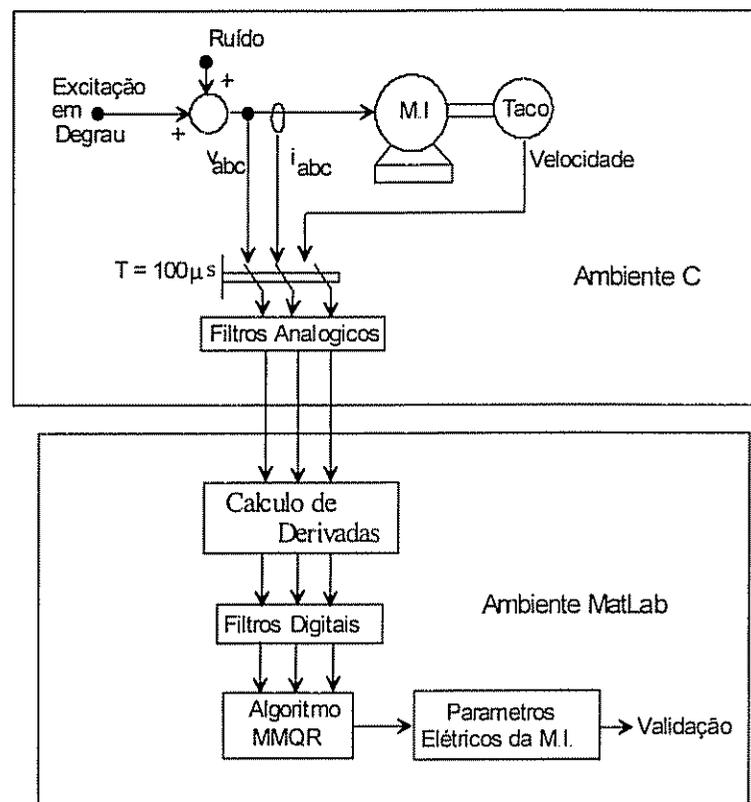


Figura 4.16- Ambiente de Simulação.

a partir dos ensaios com rotor travado e a vazio. Os dados completos do motor são apresentados no Apêndice A e os parâmetros elétricos repetidos na tabela 4.4.

Tabela 4.4: Parâmetros da Máquina de Indução obtidos a partir dos ensaios clássicos

Parâmetro	$R_s(\Omega)$	$L_{ls}(H)$	$L_m(H)$	$L_{lr}(H)$	$R_r(\Omega)$
Valor de Referência	3,415	0,008	0,294	0,013	3,642

O degrau de tensão utilizado nas simulações foi $v_{sq}^s(t) = 10 V$. Os resultados apresentados correspondem à média dos dez últimos valores obtidos para cada parâmetro estimado.

A tabela 4.5 apresenta os resultados finais obtidos através dos modelos 4.16, 4.26 e da associação 4.29 e 4.30.

Os três procedimentos apresentaram um desempenho equivalente, com erros menores que 0,1%, exceto na estimação da indutância de magnetização pelo método direto.

As componentes em quadratura das correntes de estator obtidas da simulação da máquina e através da simulação do modelo corrente-tensão com os parâmetros estimados foram comparadas para a validação dos resultados. A figura 4.17 mostra os resultados desta comparação utilizando os parâmetros estimados através do método direto.

Em todos os casos analisados, a saída do programa de simulação da máquina e a saída do modelo utilizando os resultados estimados são bastante próximas, impossibilitando a distinção entre os sinais. Optou-se então, por apresentar apenas os resultados do método direto. Salienta-se, no entanto, que os modelos que pressupõem o conhecimento *a priori* de um ou mais parâmetros são extremamente dependentes da precisão destes parâmetros.

4.6.2 Resultados de Simulação Considerando a Saturação Magnética

Para a simulação do motor de indução incluindo os efeitos da saturação magnética, a indutância de magnetização dinâmica $L_d = f(|i_m|)$ foi expressa através do ajuste da curva

Tabela 4.5: Resultados das estimações dos parâmetros no auto-comissionamento.

Método	$R_s(\Omega)$	$L_{ls}(H)$	$L_m(H)$	$L_{lr}(H)$	$R_r(\Omega)$
Direto	3,416	0,008	0,263	0,013	3,642
Conhecimento a priori de R_s	3,416	0,008	0,294	0,013	3,642
Sequencial	3,416	0,009	0,294	0,013	3,635

de magnetização, obtida a partir do ensaio a vazio, a uma função composta pela soma de termos exponenciais como,

$$L_d = -0,7041e^{-1,2251|\vec{i}_m|} + 0,7841e^{-0,6271|\vec{i}_m|} + 0,1338 \quad (4.49)$$

A excitação da máquina foi feita a partir de sinais de tensão em degrau, incluindo uma parcela de ruído aditivo pseudo-aleatório em torno de 20% da amplitude do degrau aplicado. Foram realizados ensaios para diversas amplitudes, variando entre 1, 5 a 25V.

A tabela 4.6 mostra os resultados das estimações obtidos através do modelo 4.35 e das expressões 4.37 a 4.41. Os valores finais estimados foram tomados como a média dos 10 últimos valores estimados dos parâmetros em cada nível de excitação aplicado.

Os valores estimados da indutância dinâmica \hat{L}_d foram ajustados a uma função exponencial através de um método de aproximação polinomial baseado no algoritmo dos mínimos quadrados de Gauss-Newton (MatLab), permitindo a construção da curva de variação deste parâmetro em função da corrente de magnetização. A figura 4.18 mostra as curvas das indutâncias de magnetização dinâmica e estática estimadas e a curva utilizada como referência para simulação.

O modelo simplificado dado pela equação 4.42a foi analisado a partir dos mesmos dados de entrada do caso anterior. A figura 4.19 mostra a evolução da estimação da indutância de magnetização dinâmica. Observa-se, inicialmente, a variação do valor da indutância em função da variação do sinal de excitação, tornando-se constante uma vez que é estabelecido o ponto de operação através da tensão em degrau aplicada.

A figura 4.20 apresenta os resultados obtidos quanto às estimações das curvas da indutância de magnetização dinâmica e da indutância de magnetização estática. A

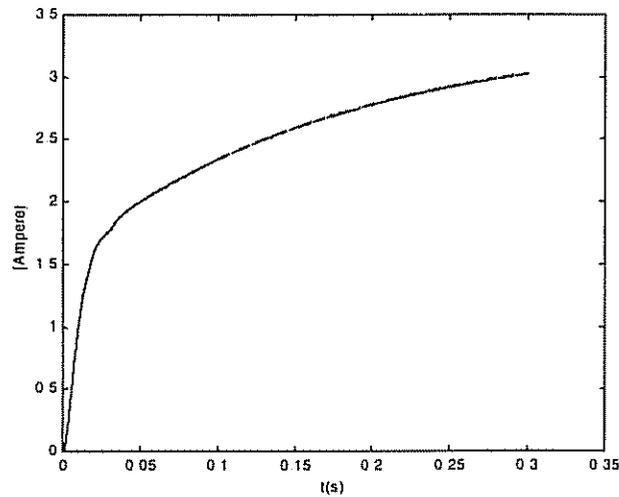


Figura 4.17- Método direto com excitação em degrau + ruído: (sólido) - i_{sq}^s da simulação exata e (tracejada) - i_{sq}^e simulação com parâmetros estimados.

expressão matemática calculada para a indutância de magnetização dinâmica é dada por,

$$L_d = -0,5792e^{-1,0386|\vec{i}_m|} + 0,6745e^{-0,4960|\vec{i}_m|} + 0,1324 \quad (4.50)$$

Tomando-se os resultados da estimação da indutância de magnetização dinâmica, a figura 4.21 mostra o gráfico da variação do fluxo de magnetização em função da corrente de magnetização, calculado conforme a expressão 4.46.

Na figura 4.22 são apresentados os gráficos das componentes em quadratura da corrente de estator obtidas à saída do programa de simulação exato da máquina de indução e à saída do programa de simulação utilizando os valores estimados dos parâmetros, sob forte saturação magnética.

4.7 Conclusões

O auto-comissionamento constitui uma etapa de fundamental importância nos sistemas de acionamento elétrico de alto desempenho. Neste capítulo foram apresentados os modelos para a estimação dos parâmetros no auto-comissionamento e os resultados obtidos através

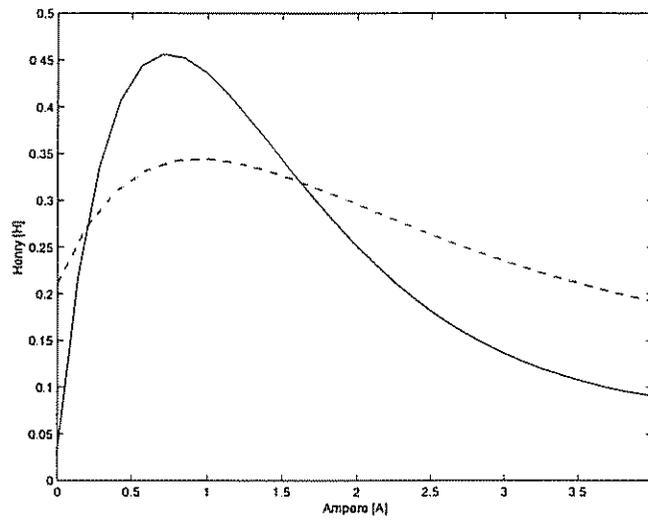


Figura 4.18- Estimação das indutâncias de magnetização: (tracejada) - função usada na simulação, (pontilhada) - componente estática e (sólida) - componente dinâmica

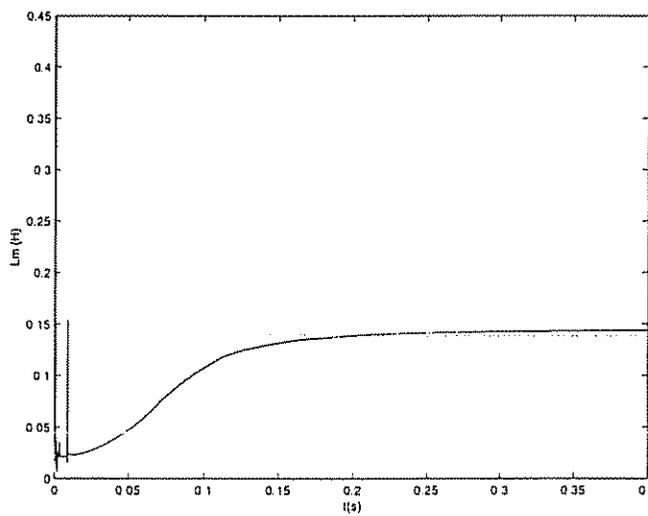


Figura 4.19- Indutância de magnetização dinâmica: (tracejado) - valor exato, (sólido) - resultado da estimação.

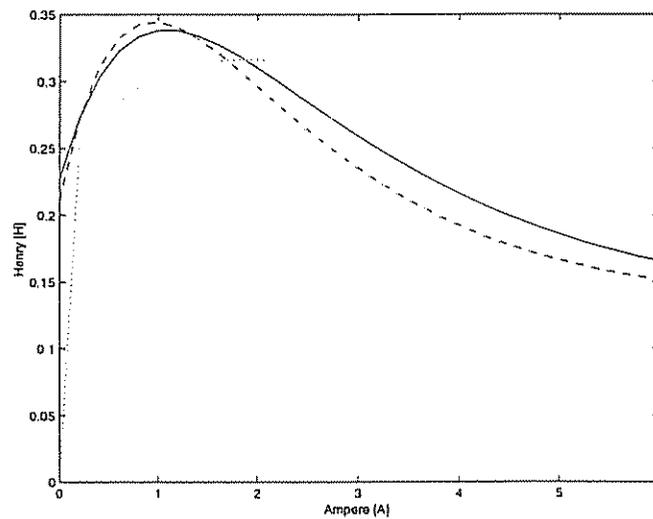


Figura 4 20- Estimação das indutâncias de magnetização através do modelo simplificado: (tracejada) - função usada como referência na simulação, (sólida) - indutância dinâmica, (pontilhada) - indutância estática

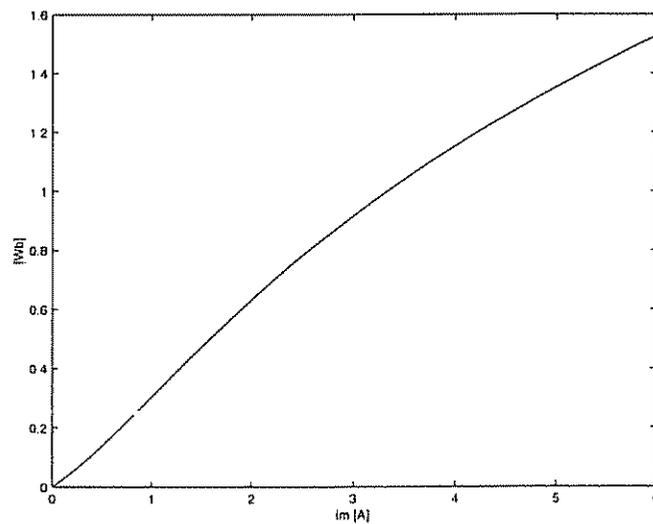


Figura 4 21- Curva de magnetização estimada.

Tabela 4 6: Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações incluindo os efeitos da saturação.

$\hat{R}_s (\Omega)$	$\hat{L}_{ls} (H)$	$\hat{L}_d (H)$	$\hat{R}_r (\Omega)$	$\overline{i_m} (A)$
3,525	0,008	0,331	3,529	0,41
3,459	0,009	0,415	3,581	0,87
3,414	0,008	0,382	3,375	1,48
3,418	0,008	0,368	3,379	2,49
3,245	0,008	0,355	4,302	3,19
3,428	0,008	0,332	3,823	3,89
3,426	0,009	0,271	3,723	4,58
3,312	0,008	0,191	4,257	5,23
3,348	0,008	0,171	4,273	5,90
3,372	0,008	0,158	4,256	6,56

de simulações

Foram desenvolvidas as condições de excitação que garantem conjugado eletromagnético nulo e reduzem as oscilações mecânicas na máquina, através do inversor de potência a dois níveis.

A estimação dos parâmetros foi analisada sob condições magnéticas lineares e com saturação magnética. Com base no modelo corrente-tensão contínuo no tempo, foram propostos modelos para a estimação simultânea ou com conhecimento *a priori* de alguns dos parâmetros físicos da máquina de indução. Em todos os casos, a utilização do conceito de máquinas CA equivalentes permitiu que todos os parâmetros fossem estimados.

Foram propostos dois modelos para a análise dos efeitos da saturação no circuito magnético principal. O primeiro modelo permite a estimação de todos os parâmetros físicos da máquina. O segundo modelo pressupõe a estimação prévia dos parâmetros considerados invariantes em relação à saturação do circuito magnético principal e fornece a estimação da indutância de magnetização dinâmica. A indutância de magnetização dinâmica foi estimada para diversos pontos de operação da máquina e estes valores ajustados a uma função matemática. A partir desta função foram calculadas as expressões matemáticas relativas ao fluxo magnético no entreferro e à indutância de magnetização estática.

Os resultados de simulação mostram, em geral, um bom desempenho dos

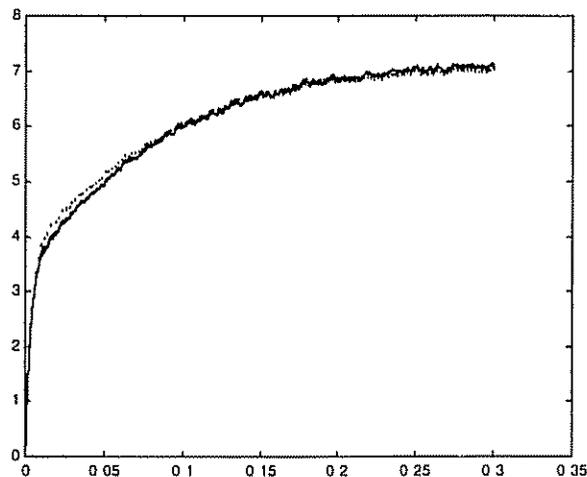


Figura 4 22- Validação incluindo os efeitos da saturação magnética: (sólido) - i_{sq}^s do modelo exato e (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s do modelo com parâmetros estimados.

modelos propostos para a estimação de parâmetros sob condições magnéticas lineares, com altos níveis de exatidão.

O modelo simplificado apresentou melhores resultados para a estimação das indutâncias de magnetização, considerando os efeitos da saturação magnética. Ressalta-se, no entanto, que trata-se de um modelo extremamente dependente das estimações prévias dos demais parâmetros.

Capítulo 5

A Estimação de Parâmetros sob Condições Normais de Operação

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os modelos de regressão linear e resultados de simulação da estimação *on-line* dos parâmetros elétricos da máquina de indução. A determinação dos parâmetros nesta condição torna-se uma tarefa mais difícil pois, ao contrário da fase de auto-comissionamento, as tensões de alimentação são agora definidas pelos controladores do sistema de acionamento e não podem ser escolhidas arbitrariamente, visando apenas a excitação persistente do sistema. Além disto, a velocidade, presente nos coeficientes do modelo corrente-tensão acopla as equações de tensão de eixos d e q e torna o modelo variante no tempo [Oliveira et al., 1998b] [Oliveira et al., 1998a].

Como a alimentação senoidal não garante uma excitação persistente, algumas alternativas devem ser consideradas durante a coleta de dados no processo de estimação dos parâmetros. Como exemplo, o uso das componentes harmônicas geradas pelo próprio conversor de potência, a injeção de ruídos que não introduzam perturbações mecânicas significativas na máquina, a coleta de dados durante transitórios elétricos ou mecânicos e a redução do número de parâmetros a serem estimados através da simplificação dos modelos [Gorter, 1997].

Neste capítulo, alguns modelos de regressão linear com número reduzido de parâmetros são propostos para a estimação *on-line*.

5.2 Modelos de Regressão Linear

O modelo corrente-tensão apresentado na seção 3.3 pode ser colocado na forma de regressão linear como,

$$y = \Gamma\theta$$

sendo,

$$\begin{aligned} y &= \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^s \\ \dot{i}_{sq}^s \end{bmatrix} \\ \Gamma &= \begin{bmatrix} -\dot{i}_{sd}^s & -\dot{i}_{sq}^s & -i_{sd}^s & -i_{sq}^s & \dot{v}_{sd}^s & v_{sd}^s & v_{sq}^s \\ -\dot{i}_{sq}^s & \dot{i}_{sd}^s & -i_{sq}^s & i_{sd}^s & \dot{v}_{sq}^s & v_{sq}^s & -v_{sd}^s \end{bmatrix} \\ \theta &= \left[\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \quad \omega_r \quad \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{\omega_r R_s}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \right]^T \end{aligned} \quad (5.1)$$

A partir da estimação dos coeficientes do modelo pode-se determinar todos os parâmetros físicos e estimar a velocidade mecânica do motor [Ribeiro et al., 1999].

5.2.1 Estimação Direta com o Conhecimento da Velocidade

Considerando-se a velocidade conhecida, o modelo 5.1 pode ser simplificado levando a uma estrutura de quinta ordem com o vetor de parâmetros independente da velocidade dado por,

$$\begin{aligned} y &= \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s \\ \dot{i}_{sq}^s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s \end{bmatrix} \\ \Gamma &= \begin{bmatrix} -\dot{i}_{sd}^s & -\dot{i}_{sd}^s & -\omega_r \dot{i}_{sq}^s & \dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s & v_{sd}^s \\ -\dot{i}_{sq}^s & -\dot{i}_{sq}^s & \omega_r \dot{i}_{sd}^s & \dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s & v_{sq}^s \end{bmatrix} \\ \theta &= \left[\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \quad \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \right]^T \end{aligned} \quad (5.2)$$

A partir dos coeficientes estimados, a recuperação dos parâmetros físicos da máquina de indução é obtida através das seguintes relações matemáticas,

$$\hat{\sigma L_s} = \frac{1}{\hat{\theta}_4} \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} \hat{\tau}_r = \frac{\hat{\theta}_1}{\hat{\theta}_3} \\ ou \\ \hat{\tau}_r = \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_2} \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\begin{cases} \hat{R}_s = \frac{\hat{\theta}_1}{\hat{\theta}_1} \\ ou \\ \hat{R}_s = \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_2} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$\hat{L}_s = \sigma \hat{L}_s \left(\hat{\theta}_1 - \frac{\hat{R}_s}{\hat{\sigma} \hat{L}_s} \right) \hat{\tau}_r \quad (5.6)$$

Considerando-se $L_r^1 = L_s$, determina-se os demais parâmetros físicos de um motor equivalente como,

$$\hat{L}_r^1 = \hat{L}_s \quad (5.7)$$

$$\hat{R}_r^1 = \frac{\hat{L}_r^1}{\hat{\tau}_r} \quad (5.8)$$

$$\hat{L}_m^1 = \sqrt{\hat{L}_r^1 \left(\hat{L}_s - \sigma \hat{L}_s \right)} \quad (5.9)$$

5.2.2 Estimação com Conhecimento *a priori* de Parâmetros

Essencialmente, os fatores que afetam os parâmetros do motor de indução durante a operação normal são a temperatura e a saturação do circuito magnético. A resistência do estator é também modificada pelo efeito pelicular embora este efeito só seja significativo em máquinas de grande potência. As alterações da resistência do rotor se devem fundamentalmente ao aumento da temperatura provocado pelas correntes induzidas no rotor [Sul, 1989] [Sumner & Asher, 1993].

Se a máquina é controlada por um método de controle vetorial direto ou indireto, com referência constante de fluxo, é razoável supor que o motor opera em um ponto fixo da curva de magnetização e conseqüentemente, que as indutâncias de dispersão e magnetização são constantes durante a operação. Além disto, mesmo nos sistemas de acionamento que operam na região de enfraquecimento de campo, é possível tabelar as

variações nestas indutâncias em função da amplitude do fluxo, durante a fase de auto-comissionamento, conforme realizado no item 4.4.

Assim, nesta seção, são propostos modelos para a utilização durante a operação *on-line* dos sistemas de acionamento supondo o conhecimento de parte ou de todas as indutâncias da máquina.

- No primeiro modelo, a indutância transitória de estator (σL_s) é suposta conhecida, podendo-se escrever para um motor equivalente com $L_r^1 = L_s$,

$$y = \Gamma\theta$$

com,

$$y = \begin{bmatrix} \ddot{i}_{sd}^s \sigma L_s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s \sigma L_s - (\dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s) \\ \ddot{i}_{sq}^s \sigma L_s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s \sigma L_s - (\dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -\dot{i}_{sd}^s & -\dot{i}_{sd}^s & -\omega_r i_{sq}^s & v_{sd}^s \\ -\dot{i}_{sq}^s & -\dot{i}_{sq}^s & \omega_r i_{sd}^s & v_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$\theta = \left[R_s + R_r \quad \frac{R_r}{\tau_r} \quad R_s \quad \frac{1}{\tau_r} \right]^T$$

A partir dos coeficientes estimados, a recuperação dos parâmetros é obtida pelas seguintes equações,

$$\hat{R}_s = \hat{\theta}_3 \quad (5.11)$$

$$\hat{\tau}_r = \frac{1}{\hat{\theta}_4} \text{ ou } \frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}_2} \quad (5.12a)$$

$$\hat{R}_r = \hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_3 \quad (5.13)$$

$$\hat{L}_r = \hat{\tau}_r \hat{R}_r \quad (5.14)$$

É importante observar que a indutância transitória de estator aparece diretamente no vetor de parâmetros de todos os modelos de regressão linear apresentados para a fase de auto-comissionamento e é normalmente obtida com boa precisão.

- Supondo-se conhecidas as indutâncias \hat{L}_r^1 e $\sigma\hat{L}_s$, tem-se:

$$y = \Gamma\theta$$

sendo,

$$y = \begin{bmatrix} \ddot{i}_{sd}^s \sigma\hat{L}_s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s \sigma\hat{L}_s - (\dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s) \\ \ddot{i}_{sq}^s \sigma\hat{L}_s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s \sigma\hat{L}_s - (\dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -\dot{i}_{sd}^s - \omega_r \dot{i}_{sq}^s & \frac{v_{sd}^s}{\hat{L}_r} - \dot{i}_{sd}^s & -\dot{i}_{sd}^s \\ -\dot{i}_{sq}^s + \omega_r \dot{i}_{sd}^s & \frac{v_{sq}^s}{\hat{L}_r} - \dot{i}_{sq}^s & -\dot{i}_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$\theta = [R_s \quad R_r \quad R_s R_r]^T$$

Neste modelo aparecem as resistências de estator e rotor explicitamente como coeficientes do vetor de parâmetros.

- Conhecidos os valores de $\sigma\hat{L}_s$ e \hat{R}_r tem-se o modelo simplificado dado por,

$$y = \Gamma\theta$$

onde,

$$y = \begin{bmatrix} \sigma\hat{L}_s (\dot{i}_{sd}^s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s) - (\dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s) + \hat{R}_r \dot{i}_{sd}^s \\ \sigma\hat{L}_s (\dot{i}_{sq}^s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s) - (\dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s) + \hat{R}_r \dot{i}_{sq}^s \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -(\dot{i}_{sd}^s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s) & -\hat{R}_r \dot{i}_{sd}^s & \hat{R}_r v_{sd}^s \\ -(\dot{i}_{sq}^s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s) & -\hat{R}_r \dot{i}_{sq}^s & \hat{R}_r v_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\theta = \left[R_s \quad \frac{R_s}{\hat{L}_s} \quad \frac{1}{\hat{L}_s} \right]^T$$

estimando-se a resistência e indutância do estator como,

$$\hat{R}_s = \hat{\theta}_1 \quad (5.17)$$

$$\hat{L}_s = \hat{\theta}_3^{-1} \quad (5.18)$$

- Se são conhecidos $\sigma\hat{L}_s$ e \hat{R}_s , obtém-se o modelo para a estimação dos parâmetros do rotor ou seja,

$$y = \Gamma\theta$$

sendo,

$$y = \begin{bmatrix} \hat{\sigma} \hat{L}_s \dot{i}_{sd}^s + \omega_r \hat{\sigma} \hat{L}_s \dot{i}_{sq}^s - (\dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s) + \hat{R}_s (\dot{i}_{sd}^s + \omega_r i_{sq}^s) \\ \hat{\sigma} \hat{L}_s \dot{i}_{sq}^s - \omega_r \hat{\sigma} \hat{L}_s \dot{i}_{sd}^s - (\dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s) + \hat{R}_s (\dot{i}_{sq}^s - \omega_r i_{sd}^s) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -\dot{i}_{sd}^s & (v_{sd}^s - \hat{R}_s i_{sd}^s) \\ -\dot{i}_{sq}^s & (v_{sq}^s - \hat{R}_s i_{sq}^s) \end{bmatrix}$$

$$\theta = [R_r \quad \frac{1}{\tau_r}]$$

- Estimados $\hat{\sigma} \hat{L}_s$, \hat{R}_s e \hat{L}_s , atualiza-se o valor da resistência do rotor através do modelo dado por,

$$y = \begin{bmatrix} \hat{\sigma} \hat{L}_s (\dot{i}_{sd}^s + \omega_r \dot{i}_{sq}^s) - (\dot{v}_{sd}^s + \omega_r v_{sq}^s) + \hat{R}_s (\dot{i}_{sd}^s + \omega_r i_{sq}^s) \\ \hat{\sigma} \hat{L}_s (\dot{i}_{sq}^s - \omega_r \dot{i}_{sd}^s) - (\dot{v}_{sq}^s - \omega_r v_{sd}^s) + \hat{R}_s (\dot{i}_{sq}^s - \omega_r i_{sd}^s) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}_s} (v_{sd}^s - \hat{R}_s i_{sd}^s) - \dot{i}_{sd}^s \\ \frac{1}{\hat{L}_s} (v_{sq}^s - \hat{R}_s i_{sq}^s) - \dot{i}_{sq}^s \end{bmatrix}$$

$$\theta = [R_r]$$

Observa-se que as modificações inseridas nas estruturas possibilitaram a simplificação e redução da ordem dos modelos. Por outro lado, os resultados tornam-se bastante dependentes da precisão dos parâmetros estimados previamente. Alguns destes modelos serão apresentados através de simulações nos tópicos seguintes.

5.3 Análise da Sensibilidade dos Modelos aos Parâmetros

A excitação adequada dos modelos de estimação torna-se mais complexa sob condições normais de operação uma vez que a localização dos pólos e zeros da máquina é função da velocidade e a frequência de operação da máquina pode se estender de poucos hertz até a frequência nominal de 60Hz.

A exemplo da análise realizada no item 4.5, as figuras 5.1 a 5.3 apresentam

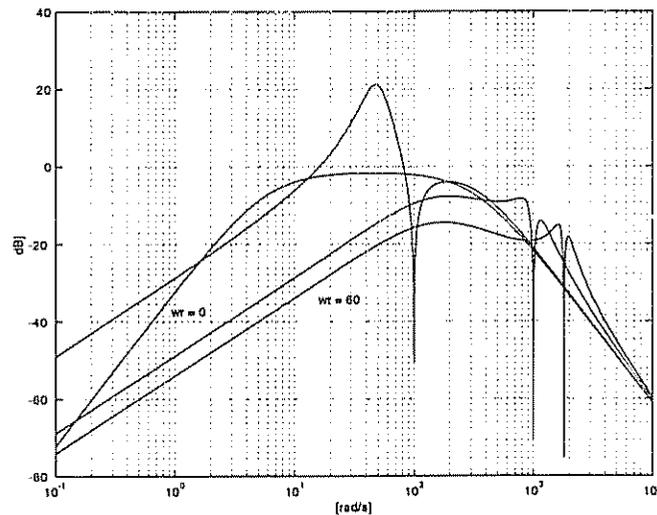


Figura 5.1- Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à constante de tempo rotórica, em função da frequência.

os gradientes do modelo corrente-tensão em relação à constante de tempo rotórica, resistência do estator e à indutância transitória do estator. De uma maneira geral, a faixa de maior sensibilidade se estende de 10 a 300 rad/s , requerendo sinais de excitação com potência significativa nesta faixa do espectro de frequências [Gorter, 1997] [Tulleken, 1990].

5.4 O Controle Vetorial Indireto

O diagrama apresentado na figura 5.4 mostra o esquema utilizado na simulação do controle de velocidade da máquina de indução. Foi implementado o método indireto de controle vetorial, orientado segundo o vetor fluxo do rotor [Lipo & Novotny, 1996] [Vas, 1990].

O erro entre a velocidade de referência ω_r^* e a velocidade medida ω_r é processado por um controlador proporcional-integral (PI). A saída deste controlador é o sinal de referência para a malha de controle de conjugado eletromagnético, calculado pela expressão:

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \hat{\varphi}_{rd}^* \hat{i}_{sq}^* \quad (5.20)$$

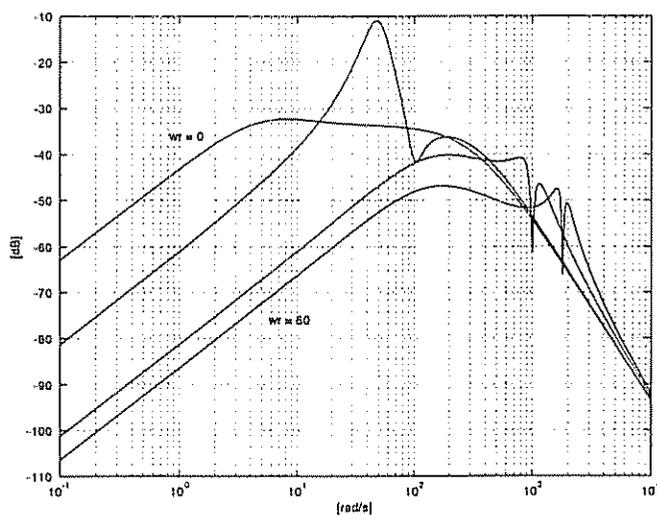


Figura 5 2- Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à resistência do estator, em função da frequência.

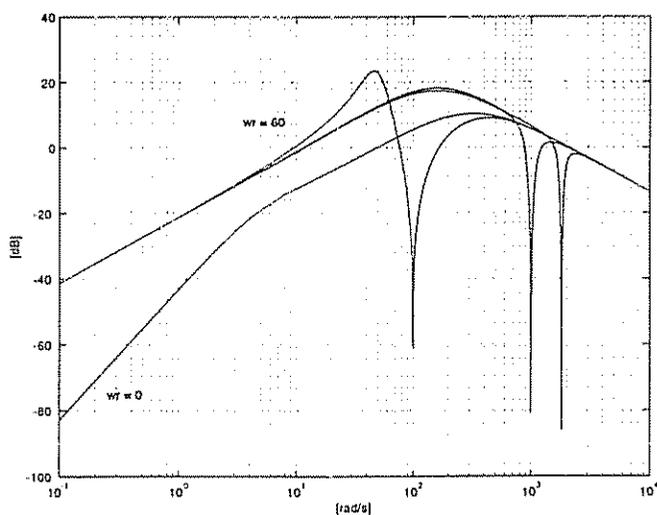


Figura 5 3- Gráficos do módulo do gradiente do modelo corrente-tensão em relação à indutância transitória do estator, em função da velocidade

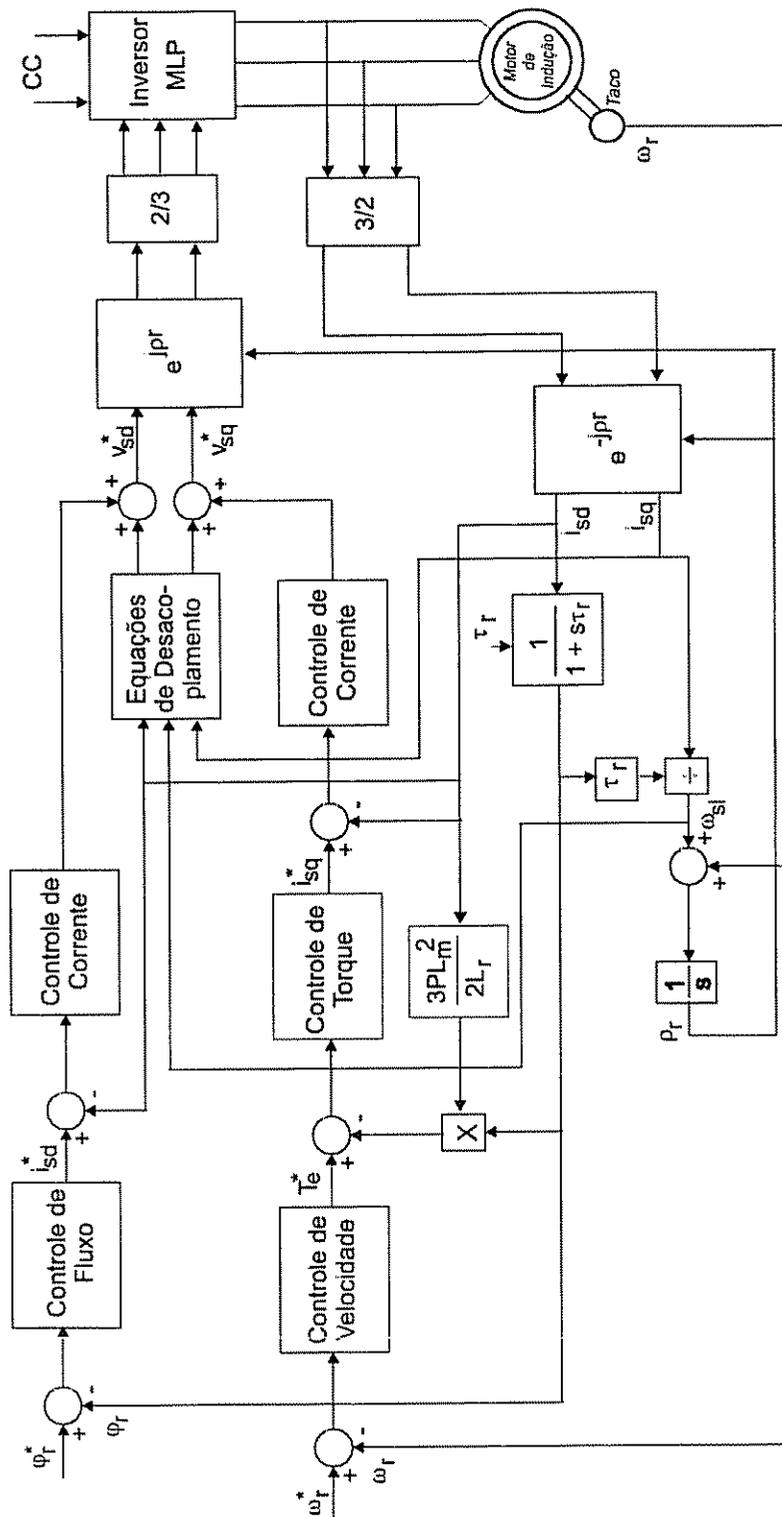


Figura 5.4- Diagrama do Controle Vetorial Indireto orientado segundo o vetor fluxo do rotor.

Nesta expressão, o fluxo do rotor é determinado pelo filtro de primeira ordem,

$$\frac{\hat{\varphi}_{rd}^{\bar{\varphi}_r}}{i_{sd}^{\bar{\varphi}_r}} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} \quad (5.21)$$

que descreve a dinâmica do fluxo do rotor em função da componente da corrente de estator no eixo d , com orientação de campo.

A saída do controlador PI de conjugado é a referência para a corrente de estator no eixo em quadratura, i_{sq}^* . Na parte superior do diagrama são mostradas a malha de controle de fluxo de rotor e a malha de controle da corrente no eixo direto.

No bloco "equações de desacoplamento" são calculados os termos das ações *feedforward* que desacoplam as equações de tensão de estator nos eixos direto e em quadratura. Os termos de desacoplamento de eixos d e q são, respectivamente,

$$u_{sd}^{\bar{\varphi}_r} = - \left(\omega_e \sigma L_s i_{sq}^{\bar{\varphi}_r} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \varphi_r^* \right) \quad (5.22)$$

$$u_{sq}^{\bar{\varphi}_r} = \omega_e \sigma L_s i_{sd}^{\bar{\varphi}_r} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \varphi_r^* \quad (5.23)$$

A soma destas parcelas às saídas dos controladores de corrente são as tensões de referência de estator nos eixos direto e em quadratura, no sistema de eixos orientado segundo o fluxo do rotor. Estas referências são transformadas para o sistema de eixos estacionário através do operador $e^{j\rho_r}$. Posteriormente, é aplicada a transformação bifásica/trifásica ($2 \rightarrow 3$) e são obtidas as tensões de referência a serem aplicadas pelo inversor trifásico.

As correntes medidas são transformadas para o sistema de eixos estacionário ($3 \rightarrow 2$) e em seguida, para o sistema de eixos orientado segundo o fluxo do rotor através do bloco $e^{-j\rho_r}$.

O ângulo do vetor fluxo de rotor ρ_r é calculado a partir da velocidade ω_r e do

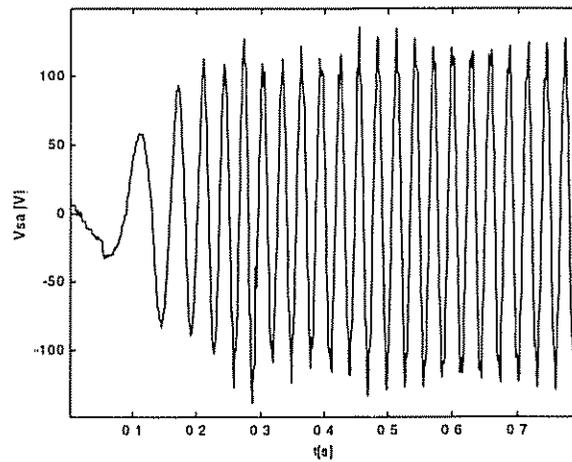


Figura 5.5- Tensão fase-neutro sintetizada através do inversor MLP, sem a inclusão de ruído

cálculo do deslize, ω_{sl} , dado por,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{\vec{\varphi}_r}}{\dot{\varphi}_{rd}^{\vec{\varphi}_r}} \quad (5.24)$$

As figuras 5.5 e 5.6 mostram os sinais de tensão e corrente filtrados considerando-se a alimentação através do inversor MLP, a partir das referências de tensão geradas pelo controle vetorial. O transitório apresentado corresponde à partida do motor com uma referência de velocidade igual à 1000 *rpm*.

No instante 0,45s foi introduzida uma perturbação de carga de aproximadamente 25% do valor do conjugado nominal da máquina. Os gráficos das figuras 5.7 a 5.9 apresentam as curvas correspondentes ao conjugado eletromagnético e à velocidade mecânica.

Em seguida, a mesma simulação foi realizada somando-se às referências de tensão de eixos *d* e *q*, um ruído branco pseudo-aleatório com densidade de probabilidade uniforme. O impacto da inclusão destes ruídos sobre o conjugado e a velocidade é mostrado nas figuras 5.10 e 5.11, onde se observa o aumento das oscilações sobre os sinais.

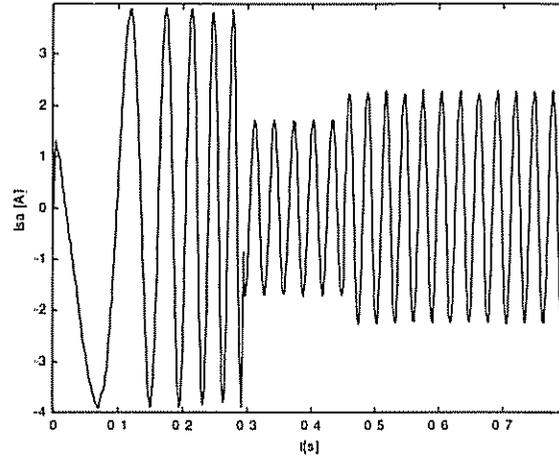


Figura 5.6- Corrente de linha para excitação através do inversor MLP, sem a inclusão de ruído.

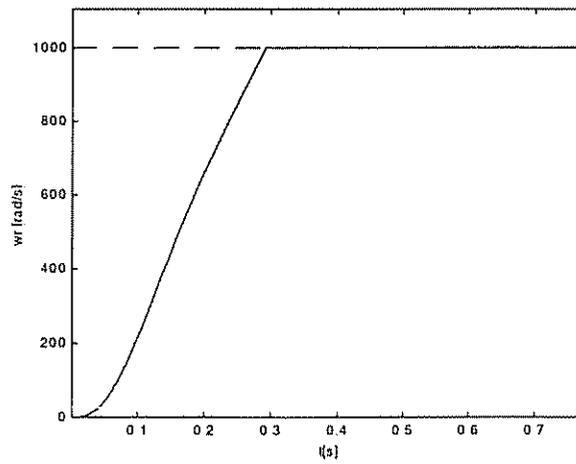


Figura 5.7- Velocidade mecânica: referência (tracejada) e velocidade do motor (contínua) - Sem a inclusão de ruídos

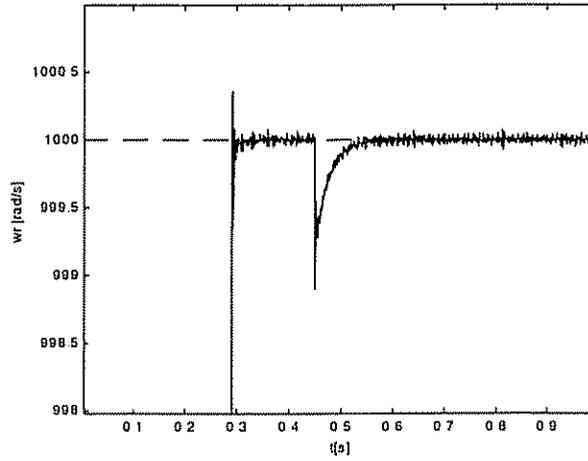


Figura 5 8- Detalhe das variações existentes na velocidade mecânica para a excitação sem ruídos

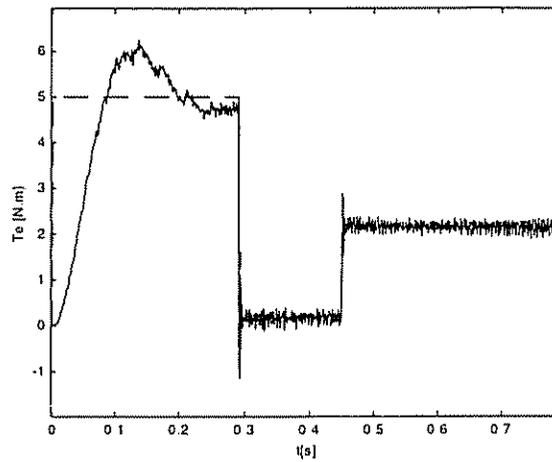


Figura 5 9- Conjugado Eletromagnético: referência (tracejada) e real (contínua) - Excitação sem a inclusão de ruídos.

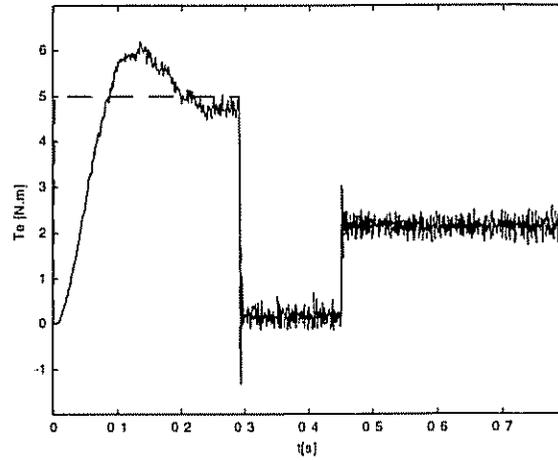


Figura 5.10- Efeitos da inclusão de ruídos sobre o conjugado eletromagnético: referência (tracejada) e real (contínua)

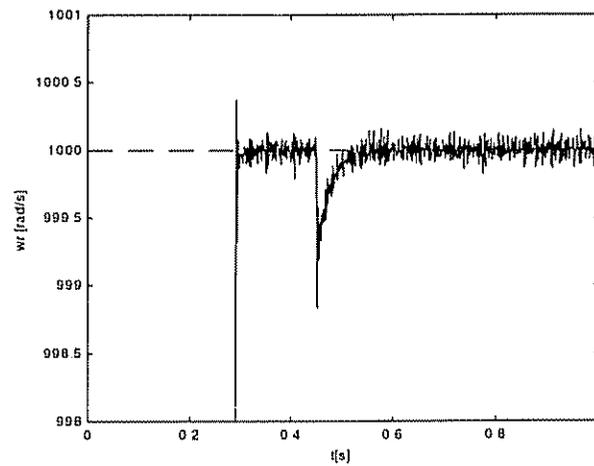


Figura 5.11- Efeitos da inclusão de ruídos sobre a velocidade mecânica: referência (tracejada) e real (contínua)

5.5 Resultados de Simulação

Os dados para a estimação *on-line* dos parâmetros foram obtidos a partir da simulação do sistema de controle de velocidade utilizando a técnica do controle vetorial indireto, conforme o diagrama da figura 5.4. O período de chaveamento do inversor MLP foi fixado em $125\mu s$ e a tensão do barramento CC em $330V$. Os sinais de tensão, corrente e velocidade foram submetidos a filtros passa baixas analógicos com frequência de corte de $2kHz$.

O intervalo de amostragem foi fixado em $100\mu s$, tendo sido tomadas 4000 amostras incluindo o transitório de partida da máquina de indução. Para os modelos de ordem reduzida, o fator de esquecimento no algoritmo dos mínimos quadrados recursivo foi ajustado em 0,999. Para todos os modelos foram incluídos 3 termos de resíduos no vetor de regressores.

Os valores dos parâmetros utilizados na simulação da máquina de indução, por facilidade, são novamente apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros da Máquina de Indução obtidos a partir dos ensaios clássicos

Parâmetro	$R_s(\Omega)$	$L_{ls}(H)$	$L_m(H)$	$L_{lr}(H)$	$R_r(\Omega)$	$\tau_r(s)$	σL_s
Valor de Referência	3,415	0,008	0,294	0,013	3,642	0,084	0,0214

Os procedimentos de estimação foram aplicados em três diferentes velocidades de referência, 300, 900 e 1500 *rpm*. Foram feitas 10 realizações de cada experimento e em cada realização, os valores finais dos parâmetros foram calculados como a média das dez últimas estimativas. Os resultados apresentados a seguir, correspondem às médias das 10 realizações de cada experimento.

A tabela 5.2 apresenta os resultados das estimações dos parâmetros físicos obtidos através do método direto com velocidade conhecida, expressão 5.2. São também apresentados os desvios percentuais ($\Delta(\%)$) em relação aos valores usados na simulação da máquina de indução.

As figuras 5.12 e 5.13 mostram, como exemplo, os detalhes da convergência dos coeficientes $\hat{\theta}_3 = R_s/(\sigma L_s)$ e $\hat{\theta}_5 = 1/(\sigma L_s \tau_r)$ usados na determinação dos parâmetros

Tabela 5.2: Resultados das estimações dos parâmetros através do Método Direto com o conhecimento da velocidade

Velocidade (rpm)	$R_s(\Omega)$	$L_{ts}(H)$	$L_m(H)$	$L_{tr}(H)$	$R_r(\Omega)$	$\tau_r(s)$	σL_s
300	3,828	0,009	0,307	0,013	3,416	0,094	0,021
$\Delta(\%)$	11,41	2,34	4,65	1,83	6,21	12,1	1,86
900	3,431	0,009	0,290	0,014	3,793	0,080	0,022
$\Delta(\%)$	0,45	4,21	1,21	3,69	4,13	4,93	4,21
1500	3,491	0,009	0,292	0,013	3,871	0,079	0,022
$\Delta(\%)$	2,23	4,56	0,46	4,04	6,29	6,17	6,54

físicos mostrados na tabela 5.2. Em geral, o tempo de convergência dos coeficientes situa-se em torno de 0,3 ms.

A tabela 5.3 apresenta os valores finais das variâncias dos coeficientes diretamente estimados.

Para validar os resultados da estimação, o sistema de acionamento da figura 5.4 foi simulado utilizando os parâmetros estimados para a velocidade de 900 rpm. Os parâmetros foram utilizados no modelo do motor e no ajuste do controle vetorial indireto. Inicialmente, a referência de velocidade foi fixada em 500 rpm e no instante 0,3s, foi feita a reversão de velocidade para -500 rpm. Nestes testes foram portanto, consideradas condições bastante diferentes daquelas utilizadas durante a estimação.

Na figura 5.14 foram superpostas as curvas de velocidade e as curvas de conjugado eletromagnético obtidas das simulações com os parâmetros reais e com os parâmetros estimados. Na figura são ainda apresentados os desvios encontrados entre as simulações realizadas.

As tabelas 5.4 e 5.5 mostram os resultados de estimação, obtidos dos modelos de regressão linear 5.10 e 5.15, respectivamente.

A tabela 5.6 apresenta os resultados das estimações obtidos através do modelo apresentado na equação 5.16.

A figura 5.15 mostra a convergência do coeficiente resistência do estator do modelo com conhecimento *a priori* da indutância transitória de estator e resistência do rotor

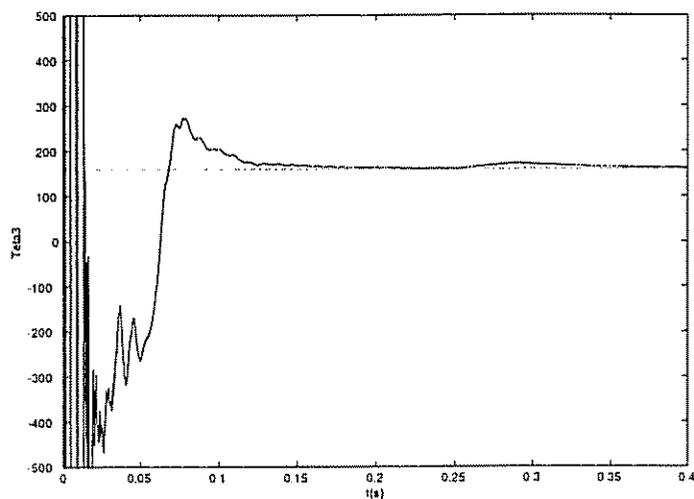


Figura 5.12- Detalhe da convergência do coeficiente $\hat{\theta}_3 = R_s / (\sigma L_s)$, modelo de estimação direta com velocidade conhecida: (pontilhado) - valor de referência, (sólido) - resultado da estimação

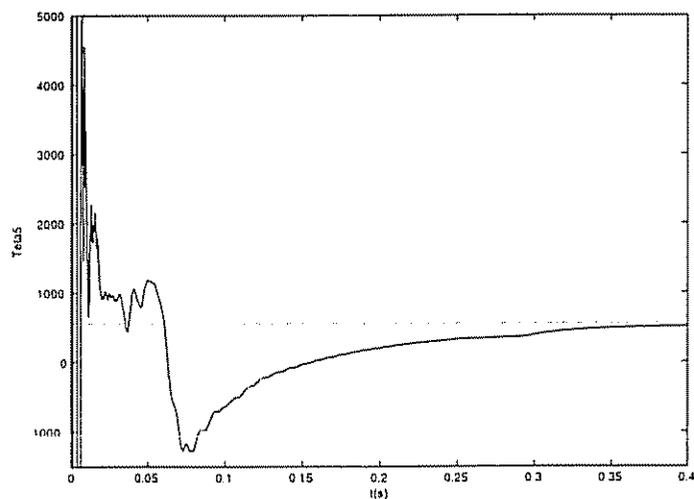


Figura 5.13- Detalhe da convergência do coeficiente $\hat{\theta}_5 = 1 / (\sigma L_s \tau_r)$, modelo de estimação direta com velocidade conhecida: (pontilhado) - valor de referência, (sólido) - resultado da estimação.

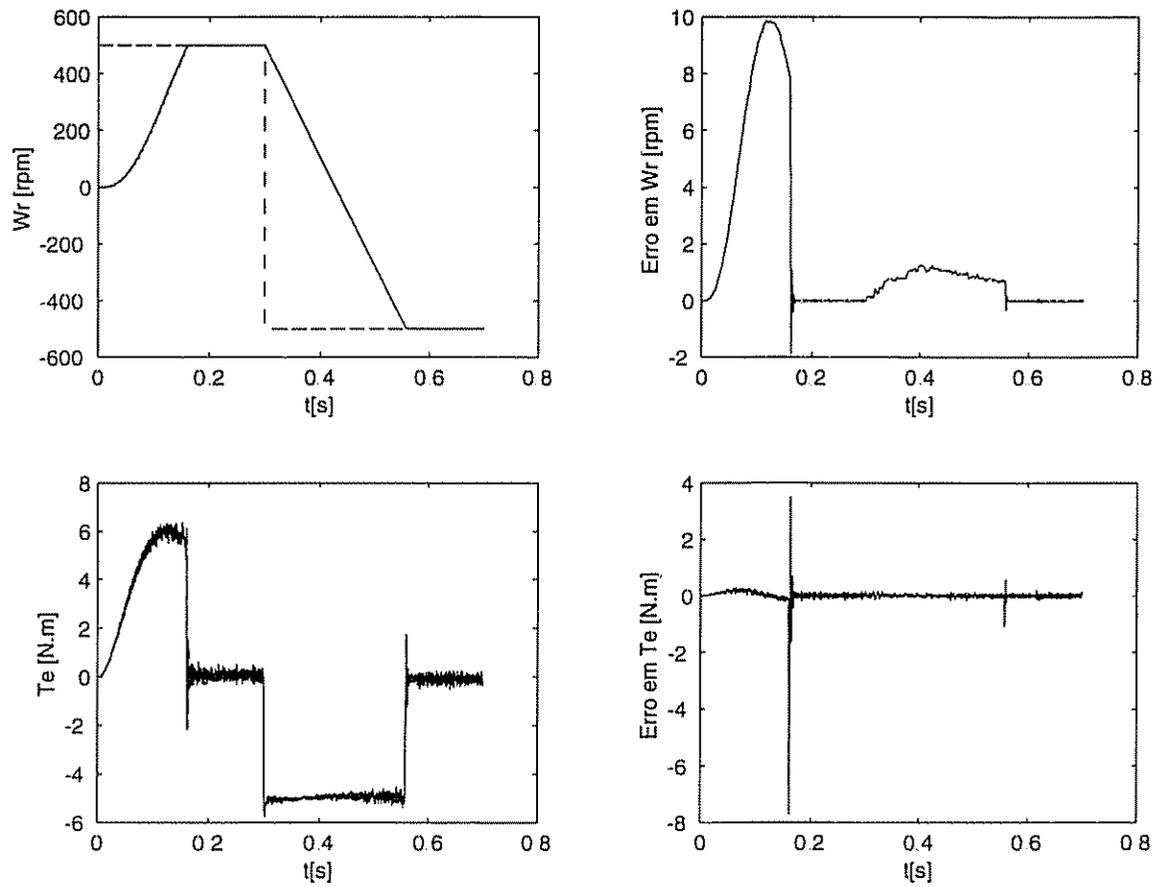


Figura 5.14- Resultados de simulação do sistema de controle de velocidade obtidos com os valores dos parâmetros reais e valores estimados.

Tabela 5.3: Variâncias dos coeficientes estimados pelo método direto com velocidade conhecida.

Coeficiente	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
Variância	3,1e-7	4,8e-4	4,8e-7	3,7e-10	1,5e-6

Considerando que os parâmetros σL_s , R_s e L_r foram previamente estimados, a resistência do rotor pode ser obtida através da aplicação do modelo de regressão linear 5.19. Os resultados obtidos são mostrados na tabela 5.7.

5.6 Conclusões

Neste capítulo tratou-se da estimação dos parâmetros durante a operação normal da máquina de indução, supondo condições magnéticas lineares. Os dados utilizados na estimação dos parâmetros foram obtidos a partir da simulação de um sistema de controle de velocidade, utilizando a técnica do controle vetorial indireto.

Foi inicialmente analisado o desempenho do modelo de regressão linear completo, considerando a medição da velocidade mecânica da máquina. Pressupondo-se a medição da velocidade e o conhecimento *a priori* da indutância transitória do estator, foram propostos modelos de ordem reduzida, para a determinação dos demais parâmetros. Devido à redução da ordem dos modelos, os parâmetros físicos aparecem diretamente como termos do vetor de parâmetros.

Conforme esperado, a persistência na excitação dos modelos se tornou uma tarefa mais complexa na estimação *on-line* comprometendo os resultados das estimações em alguns dos modelos propostos e em algumas faixas de velocidade. Foram obtidos resultados satisfatórios nas simulações do método direto e em alguns dos modelos simplificados desde que se disponha de valores precisos dos parâmetros conhecidos *a priori*.

Tabela 5.4: Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações, considerando o conhecimento a priori da indutância transitória do estator.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_s (\Omega)$	$\tau_r (s)$	$R_r (\Omega)$	$L_r (H)$
300	3,164	0,085	4,132	0,352
$\Delta(\%)$	7,34	1,19	13,5	14,7
900	3,649	0,089	3,637	0,326
$\Delta(\%)$	6,85	5,95	0,13	6,19
1500	4,196	0,097	3,379	0,328
$\Delta(\%)$	22,86	15,47	7,22	6,84

Tabela 5.5: Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações, considerando o conhecimento a priori da indutância transitória de estator e da indutância do rotor.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_s (\Omega)$	$R_r (\Omega)$
300	3,133	3,100
$\Delta(\%)$	8,28	14,88
900	3,453	3,716
$\Delta(\%)$	1,11	2,03
1500	3,954	3,951
$\Delta(\%)$	15,78	8,48

Tabela 5.6: Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações considerando o conhecimento a priori da indutância transitória e resistência do estator.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_s (\Omega)$	$L_r (H)$
300	3,599	0,286
$\Delta(\%)$	5,37	2,72
900	3,658	0,295
$\Delta(\%)$	7,11	0,34
1500	3,525	0,296
$\Delta(\%)$	3,23	0,68

Tabela 5.7: Resultados das estimações dos parâmetros através de simulações considerando o conhecimento a priori da indutância transitória, resistência e indutância do estator.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_r (\Omega)$
300	3,791
$\Delta(\%)$	4,08
900	3,695
$\Delta(\%)$	1,46
1500	3,485
$\Delta(\%)$	4,32

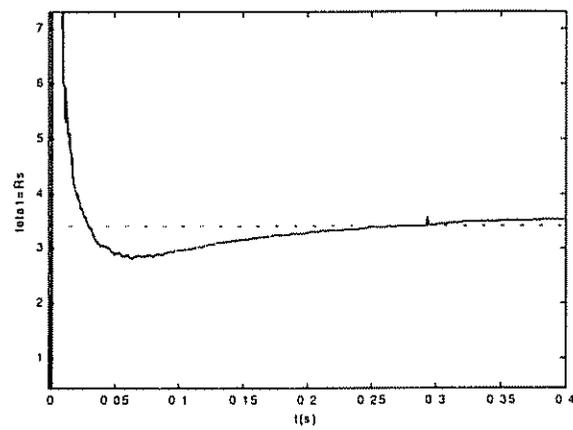


Figura 5 15- Estimação da resistência do estator considerando o conhecimento da indutância transitória do estator e da resistência rotórica.

Capítulo 6

Resultados Experimentais da Estimação de Parâmetros

6.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais da estimação de parâmetros nas fases de auto-comissionamento e operação normal da máquina de indução.

O equipamento utilizado é apresentado na figura 6.1 e consiste basicamente de um inversor trifásico a IGBT's, um microcomputador Pentium II 300MHz, uma placa de aquisição de dados 100kHz (PC30GS16-CyberResearch, Inc.) e uma interface para a geração dos sinais de comando do inversor MLP [Lacerda, 1994]. O pré-processamento dos sinais e circuitos adicionais necessários ao comando do equipamento foram desenvolvidos em [Parma, 2000]

A tensão de barramento foi ajustada em 50V para os testes do auto-comissionamento e em 330V, na estimação *on-line* associada ao controle vetorial indireto.

São medidas as correntes de linha i_b e i_c , as tensões fase-fase v_{bc} e v_{ca} e a velocidade mecânica, obtida através de um tacogerador. Os sinais são submetidos a filtros passa-baixas analógicos de segunda ordem, com frequências de corte iguais a 600Hz e 2kHz nos testes de auto-comissionamento e na estimação *on-line*, respectivamente. A frequência de amostragem e de comutação das chaves estáticas foram fixadas em 10kHz.

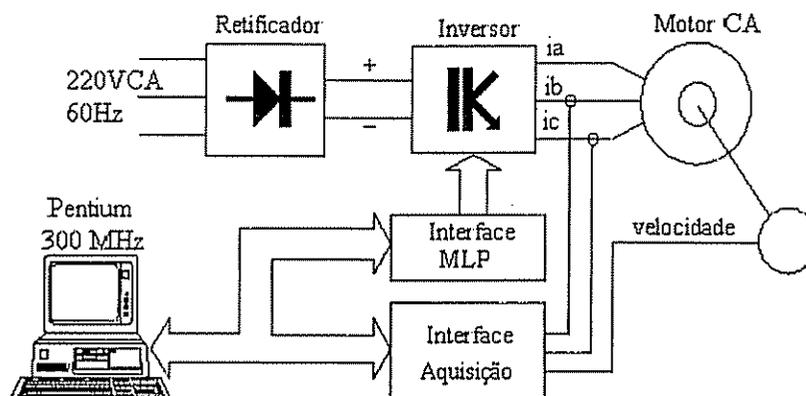


Figura 6.1- Estrutura básica do equipamento usado nos testes experimentais.

6.2 Resultados da Estimação no Auto-comissionamento

Para a excitação do sistema durante o auto-comissionamento foi utilizado um sinal de tensão em degrau somado a um ruído pseudo-aleatório de amplitude em torno de 20% do valor do degrau aplicado.

6.2.1 Estimação dos Parâmetros Considerando o Circuito Magnético Linear

Como mostrado no capítulo 4, para um motor conectado em triângulo a melhor condição para a excitação *at standstill* é $v_{sd}^s(t) = 0$ e $v_{sq}^s(t) \neq 0$. A amplitude do degrau na tensão de eixo q foi ajustada em 10V nos modelos sem a inclusão dos efeitos de saturação magnética. A figura 6.2 mostra as componentes em quadratura filtradas da tensão e corrente medidas nesta condição.

A seguir são apresentados os resultados e a análise dos modelos de estimação propostos na seção 4.3 ou seja, o método direto expresso pelas equações 4.16, o modelo de estimação com o conhecimento *a priori* da resistência do estator 4.26 e a estimação sequencial obtida através da associação dos modelos 4.29 e 4.30.

As tabelas 6.1 e 6.2 mostram os valores finais das covariâncias dos coeficientes diretamente estimados dos diversos modelos analisados nesta etapa.

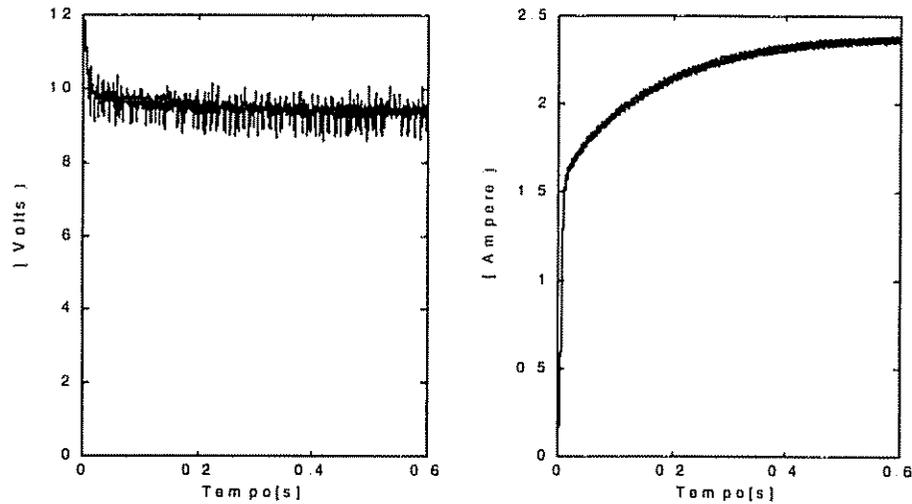


Figura 6 2- Fase de auto-comissionamento: Componentes em quadratura da tensão e corrente.

A partir dos coeficientes estimados são recuperados os parâmetros físicos da máquina de indução. Em seguida é aplicado o fator de transformação nos parâmetros do motor, segundo a equação 3.51, considerando que a classe construtiva do motor utilizado é B.

As estimações foram realizadas considerando-se as primeiras 4000 amostras dos sinais e tomando-se a média dos dez últimos valores estimados em cada realização. Foram feitas dez realizações para este experimento. Os valores apresentados na tabela 6.3 correspondem à média dos valores estimados de cada parâmetro, obtidos nestas 10 realizações. Foram incluídos em todos os modelos testados, três termos de resíduos.

O método direto permite a estimação simultânea de todos os parâmetros. Para a aplicação dos demais modelos de estimação, a resistência do estator, R_s , foi determinada a partir dos valores de regime permanente das componentes em quadratura da tensão e corrente de estator ou seja,

$$\hat{R}_s = \frac{v_{sq}^s}{i_{sq}^s} = 4,101 \Omega$$

A figura 6 3 apresenta a tensão v_{sq}^s medida em um experimento especialmente

Tabela 6.1: Variâncias relativas aos coeficientes estimados

Método de Estimação	$P(\hat{\theta}_1)$	$P(\hat{\theta}_2)$	$P(\hat{\theta}_3)$	$P(\hat{\theta}_4)$
Direto	$7,99 \times 10^{-4}$	$7,78 \times 10^{-7}$	$1,51 \times 10^{-2}$	$4,43 \times 10^{-5}$
Conhecimento a priori de R_s	$6,24 \times 10^{-7}$	$2,39 \times 10^{-4}$	$9,28 \times 10^{-6}$	---

realizado para efeito de validação, com o objetivo de testar a capacidade de generalização do modelo. Neste caso utilizou-se um degrau de tensão $v_{sq}^s(t) = 8u(t)$.

As figuras 6.4 a 6.6 apresentam os resultados de validação, onde são comparados os valores de corrente i_{sq}^s medidos e os valores das correntes obtidos da simulação do motor com os parâmetros estimados. São mostrados nos mesmos gráficos, os resultados da simulação do motor considerando-se os valores dos parâmetros calculados a partir dos ensaios com rotor bloqueado e a vazio. Nas mesmas figuras, são apresentados os desvios entre a corrente medida e as correntes obtidas por simulação com os parâmetros estimados e com os parâmetros dos ensaios clássicos. Em todos os casos, o maior desvio nos resultados ocorre para o modelo simulado através dos parâmetros dos ensaios com rotor bloqueado e a vazio.

6.2.2 Inclusão dos Efeitos da Saturação Magnética

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos para a estimação dos parâmetros incluindo-se os efeitos da saturação magnética, conforme o modelo 4.36. Com este objetivo, o mesmo tipo de ensaio realizado no item anterior foi repetido para diferentes valores de amplitude da tensão em degrau, na faixa de 5 a 25V. A tabela 6.4 apresenta os resultados das estimações da resistência e indutância de dispersão do estator, da indutância de magnetização dinâmica e da resistência do rotor. Os resultados obtidos para tensões de entrada de menor amplitude são pouco representativos, uma vez que a relação sinal/ruído torna-se bastante desfavorável.

Dos valores obtidos para a indutância de magnetização dinâmica, mostrados na tabela 6.4, foi calculada uma função matemática aproximada para esta indutância de

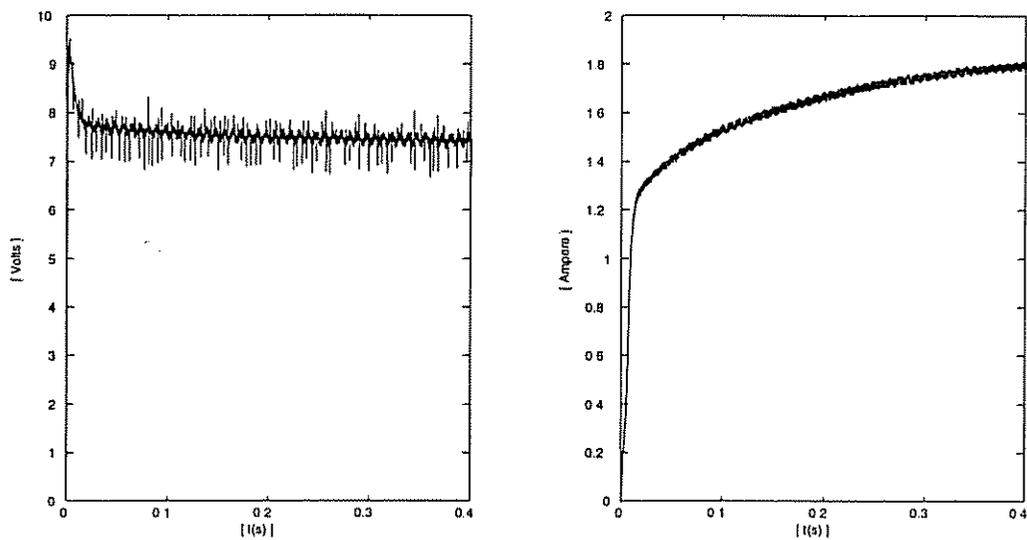


Figura 6 3- Componentes em quadratura da tensão e corrente de estator usadas na validação dos modelos.

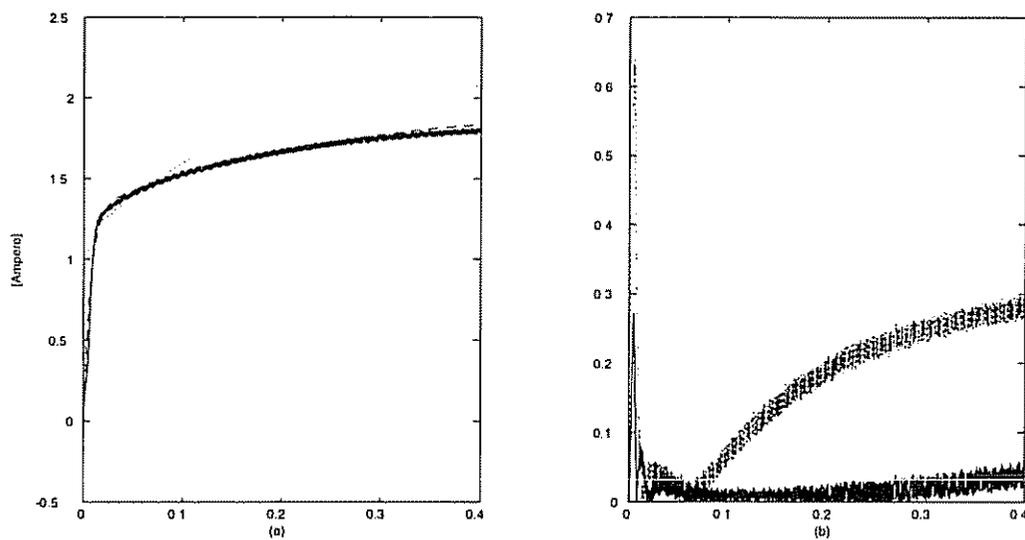


Figura 6 4- Resultados experimentais da estimação através do método direto: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido

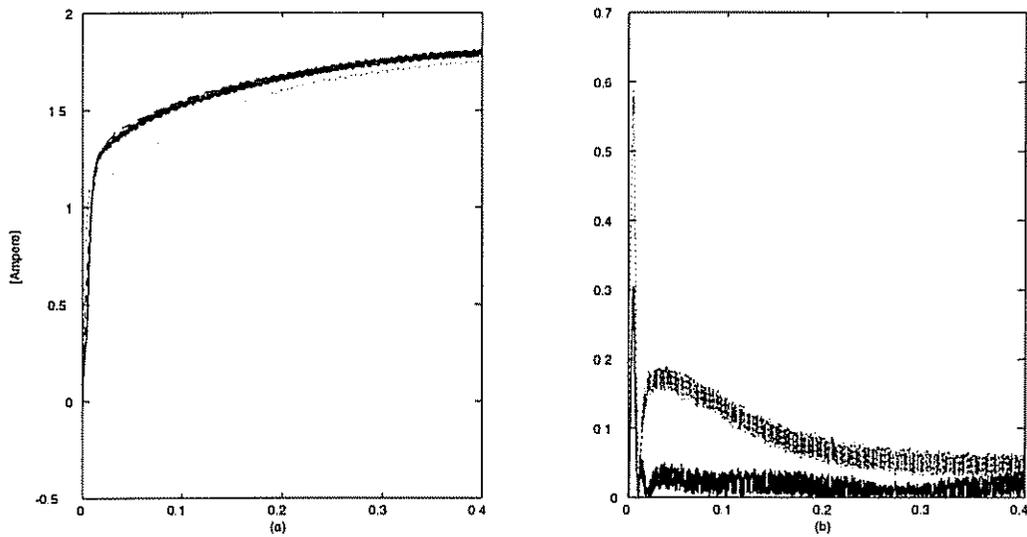


Figura 6.5- Resultados experimentais do modelo de estimação com o conhecimento da resistência de estator: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido

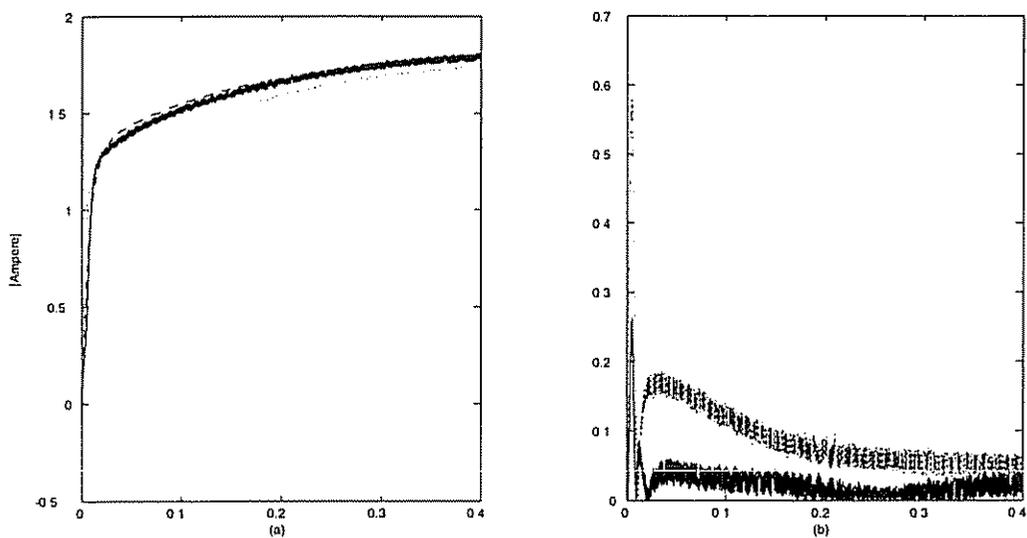


Figura 6.6- Resultados experimentais do modelo sequencial com o conhecimento da resistência de estator: (a) (sólida) - i_{sq}^s medida, (tracejada) - \hat{i}_{sq}^s à saída estimada e (pontilhada) - \hat{i}_{sq}^s obtida através dos parâmetros dos testes clássicos. (b) Desvios em relação ao sinal medido.

Tabela 6.2: Variâncias relativas aos coeficientes estimados

Método de Estimação	$P(\hat{\theta}_1)$	$P(\hat{\theta}_2)$
Sequencial - Fase 1	$1,45 \times 10^{-3}$	$7,09 \times 10^{-3}$
Sequencial - Fase 2	$3,92 \times 10^{-7}$	$1,05 \times 10^{-8}$

magnetização como,

$$\hat{L}_d \left(\left| \vec{i}_m \right| \right) = 625,9134 e^{-0,2596 \left| \vec{i}_m \right|} - 625,6442 e^{-0,2600 \left| \vec{i}_m \right|} - 0,1454 \quad (6.1)$$

A partir da definição da indutância de magnetização dinâmica $L_d = \frac{d|\vec{\varphi}_m|}{d|\vec{i}_m|}$, calcula-se então a curva de magnetização através da integração da equação 6.1. A figura 6.7 mostra o resultado obtido para esta característica. A indutância de magnetização estática $L_m \left(\left| \vec{i}_m \right| \right)$ foi então determinada pela expressão $L_m = \frac{|\vec{\varphi}_m|}{|\vec{i}_m|}$. As curvas da indutância de magnetização estática e da indutância de magnetização dinâmica são mostradas na figura 6.8.

Na figura 6.9 é apresentada a componente em quadratura da corrente de estator medida e os resultados de simulação a partir dos resultados estimados e dos resultados dos ensaios clássicos. Os valores estimados foram extraídos da tabela 6.4 em função do nível da corrente de magnetização. Para a simulação a partir dos ensaios clássicos, as indutâncias próprias do rotor e estator foram calculadas em função da curva de magnetização obtida através destes ensaios, tendo-se considerado os demais parâmetros constantes.

6.3 Estimação sob Condições Normais de Operação

O controle de velocidade do motor de indução foi implementado através das equações descritas no item 5.4 e segundo o diagrama apresentado na figura 5.4 [Stopa, 1997]. De forma a se obter persistência na excitação dos modelos de estimação, aos sinais de referência das tensões de eixo direto e em quadratura foi somada uma parcela de ruído pseudo-aleatório com densidade de probabilidade uniforme e amplitude na faixa de 20% dos valores de referência. Analogamente às condições analisadas através de simulações, os parâmetros foram estimados durante a partida do motor para três velocidades de referência distintas ou seja, 300, 900 e 1500 *rpm*.

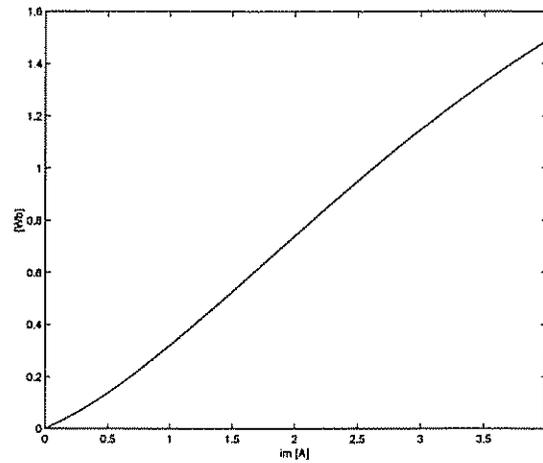


Figura 6.7- Curva de magnetização estimada a partir dos testes experimentais.

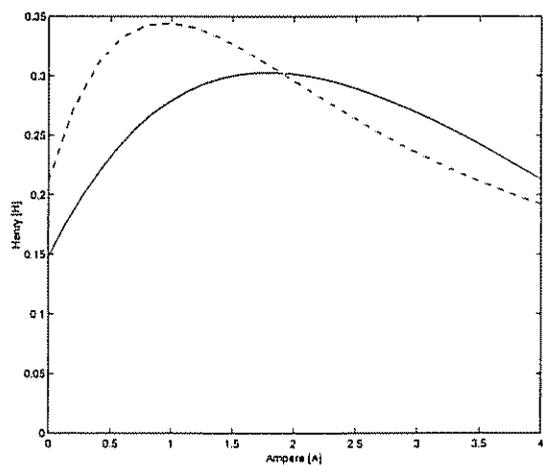


Figura 6.8- Estimação das parcelas referentes às indutâncias de magnetização incluindo a saturação magnética: (tracejada) - indutância de magnetização calculada através dos ensaios clássicos, (pontilhada) - componente estática e (sólida) - componente dinâmica

Tabela 6.3: Resultados experimentais das estimações dos parâmetros na fase de autocomissionamento.

Método de Estimação	$\hat{R}_s(\Omega)$	$\hat{L}_{ls}(H)$	$\hat{L}_m(H)$	$\hat{L}_{lr}(H)$	$\hat{R}_r(\Omega)$
Direto	3,828	0,029	0,298	0,019	2,318
Conhecimento a priori de R_s	4,252	0,028	0,292	0,019	2,322
Sequencial	4,252	0,021	0,303	0,031	2,338
Ensaio clássico	3,415	0,008	0,294	0,013	3,642

As figuras 6.10 e 6.11 apresentam os sinais de tensão, corrente e velocidade aplicados aos modelos de estimação para a velocidade de referência igual a 900 rpm.

A seguir são analisados os resultados experimentais do método direto com o conhecimento da velocidade, aplicado durante a operação normal da máquina de indução.

As três primeiras linhas da tabela 6.5 apresentam os resultados da estimação dos parâmetros físicos obtidos através do modelo de regressão linear com velocidade conhecida, equação 5.2, nas velocidades de referência indicadas. Em seguida, para efeito de comparação, são novamente apresentados os resultados de estimação do método direto no auto-comissionamento (abreviado como $Direto|_{SS}$) e os valores calculados a partir dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado.

Nos gráficos da figura 6.12 são mostrados os resultados de validação através das componentes no eixo direto da corrente de estator, durante o regime permanente. O gráfico da letra (a) apresenta a componente medida e a corrente estimada através dos parâmetros dados na tabela 6.5. O gráfico da letra (b) apresenta novamente a componente medida e a corrente estimada através dos parâmetros através dos ensaios clássicos.

A qualidade da aproximação dos resultados deve considerar a presença dos ruídos de medição, os atrasos decorrentes da filtragem dos sinais e as aproximações numéricas próprias dos métodos de simulação. Resultados equivalentes podem ser obtidos dentro de toda a faixa de variação de velocidade da máquina de indução.

As tabelas 6.6 e 6.7 mostram os resultados experimentais das estimações de parâmetros obtidas através dos modelos 5.10 e 5.15, respectivamente. Os valores da indutância transitória do estator e indutância própria do rotor foram obtidos durante o auto-comissionamento e considerados constantes durante todo o procedimento.

Tabela 6.4: Resultados experimentais das estimações dos parâmetros incluindo os efeitos da saturação magnética.

$\hat{R}_s (\Omega)$	$\hat{L}_{ls} (H)$	$\hat{L}_d (H)$	$\hat{R}_r (\Omega)$	$\overline{i_m} (A)$
5,664	0,023	0,167	3,388	0,16
4,698	0,038	0,161	2,928	0,40
4,154	0,044	0,220	1,697	0,78
3,994	0,037	0,257	1,554	0,98
3,906	0,028	0,294	1,961	1,35
3,881	0,024	0,312	2,287	1,89
3,922	0,022	0,313	2,298	2,03
3,781	0,021	0,326	2,357	2,40
3,783	0,019	0,324	2,442	2,71
3,715	0,020	0,247	2,852	5,01
3,686	0,021	0,247	3,195	5,95
3,761	0,019	0,199	2,972	5,97

As tabelas 6.8 e 6.9 mostram os resultados experimentais obtidos através dos modelos 5.16 e 5.19, respectivamente. Também nestes casos, os parâmetros usados na simplificação dos modelos foram obtidos pelo método direto, aplicado na fase do auto-comissionamento.

6.4 Conclusões

Este capítulo tratou da análise experimental dos modelos de estimação propostos. Devido às diferenças entre as condições consideradas nos ensaios clássicos e durante a fase de auto-comissionamento ou operação normal da máquina, a avaliação dos resultados foi principalmente baseada no método de validação cruzada.

Se comparadas as saídas dos modelos utilizando-se os valores calculados através dos ensaios clássicos e os parâmetros estimados, os testes de validação no auto-comissionamento indicam uma melhor aproximação entre as grandezas medidas e os modelos simulados com os valores estimados dos parâmetros.

A partir daí, os resultados das estimações no auto-comissionamento foram utilizados nos ajustes do sistema de controle de velocidade através da técnica do controle vetorial por orientação indireta de campo.

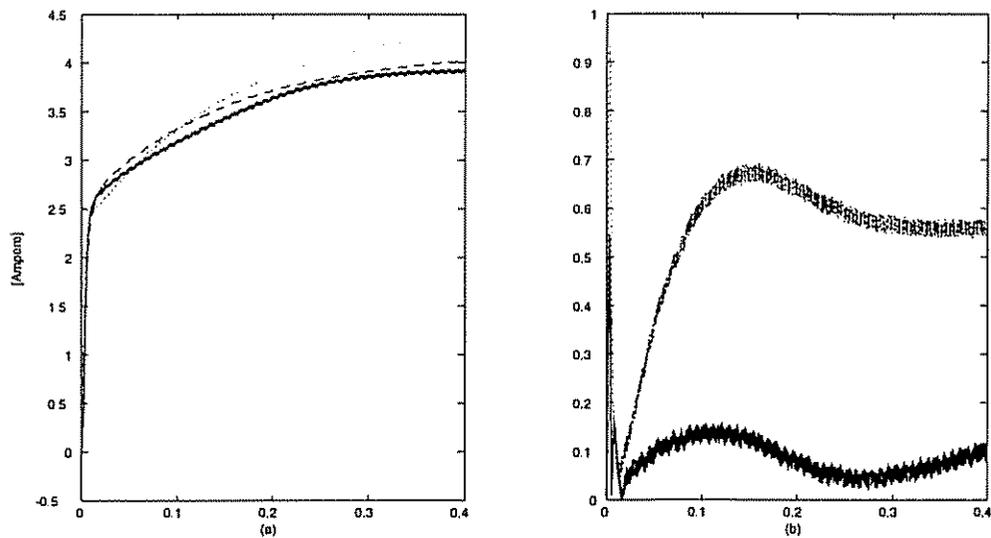


Figura 6.9- Comparação entre as correntes i_{sq}^a medida (sólida) e as saídas simuladas com os parâmetros estimados (tracejada) e a partir dos ensaios clássicos (pontilhada), incluindo a saturação

Como esperado, os resultados da estimação durante a operação normal da máquina apresentaram menor exatidão devido ao mal condicionamento dos regressores e medição da velocidade. Acredita-se que estes resultados podem ser melhorados a partir da adição de sinais pseudo-aleatórios que apresentem uma densidade espectral plana em baixas frequências e a utilização de sensores de velocidade de maior precisão. Nesta fase, os testes de validação apresentaram resultados equivalentes quando da utilização dos parâmetros estimados e o valores calculados através dos ensaios clássicos.

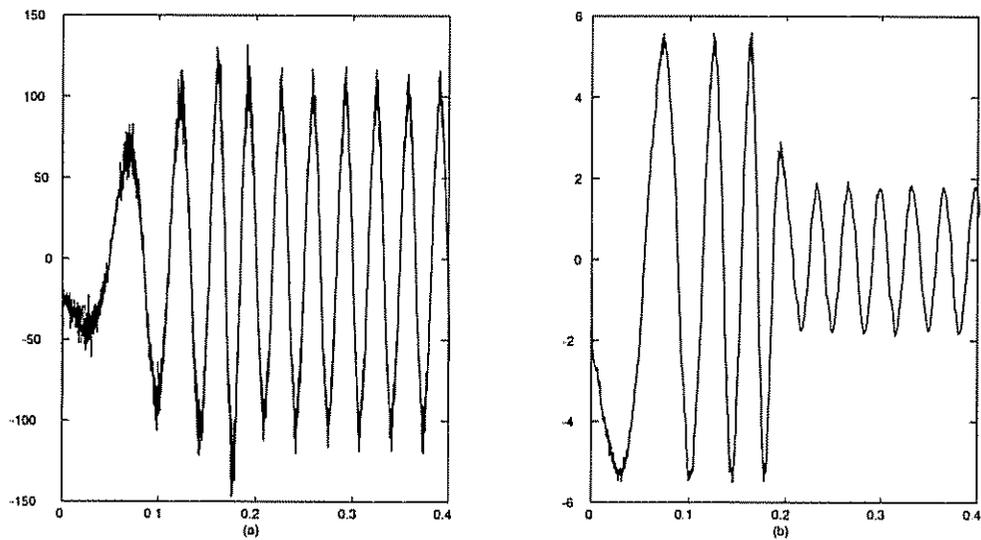


Figura 6.10- Sinais de excitação para a estimação *on-line*: (a) - tensão v_{ab} (V), (b) - corrente i_a

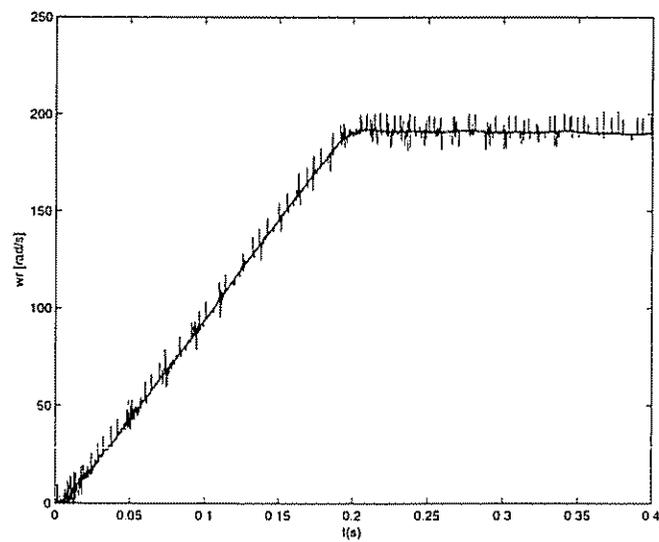


Figura 6.11- Resultados experimentais: velocidade medida (rad/s).

Tabela 6.5: Resultados das estimações dos parâmetros através do Método Direto com o conhecimento da velocidade.

Velocidade (rpm)	$R_s(\Omega)$	$L_{ls}(H)$	$L_m(H)$	$L_{lr}(H)$	$R_r(\Omega)$
300	3,058	0,015	0,292	0,022	3,951
900	3,286	0,014	0,272	0,021	3,314
1500	3,427	0,016	0,291	0,024	3,095
<i>Direto</i> _{SS}	3,828	0,029	0,298	0,019	2,318
<i>Clássicos</i>	3,415	0,008	0,294	0,013	3,642

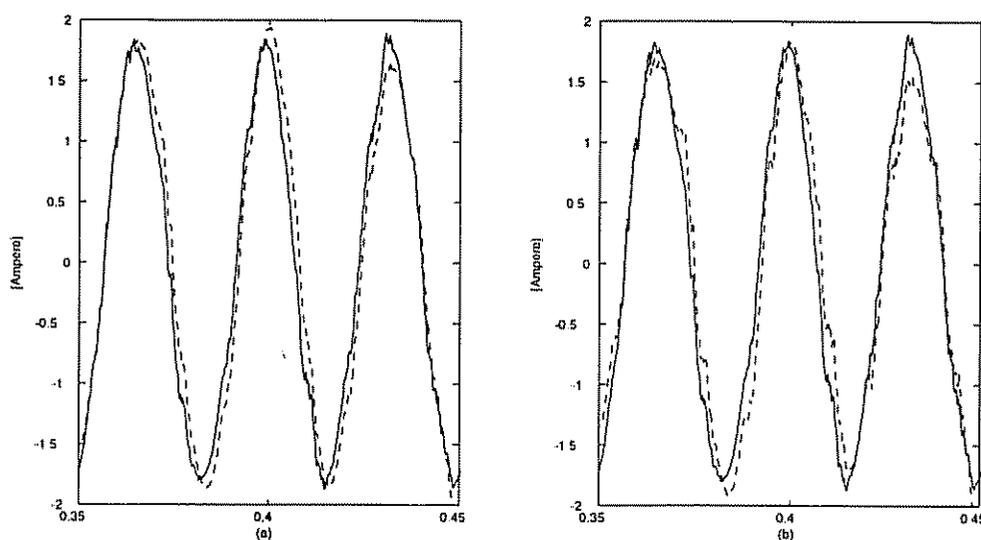


Figura 6.12- Corrente de eixo direto do estator: (sólida) - medida. Letra (a): (tracejada)- simulada com parâmetros estimados, Letra (b): (tracejada) - simulada com parâmetros dos ensaios clássicos.

Tabela 6.6: Estimações dos parâmetros considerando o conhecimento a priori da indutância transitória do estator

Velocidade (rpm)	$R_s(\Omega)$	$\tau_r(s)$	$R_r(\Omega)$	$L_r(H)$
300	3,127	0,086	3,742	0,321
900	3,342	0,091	3,212	0,293
1500	3,559	0,103	2,980	0,306

Tabela 6.7: Estimações dos parâmetros considerando o conhecimento a priori da indutância transitória de estator e indutância do rotor

Velocidade (rpm)	$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$
300	3,009	3,868
900	3,169	3,493
1500	3,389	3,386

Tabela 6.8: Resultados experimentais da estimação de parâmetros através do Método Sequencial.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_s(\Omega)$	$L_r(H)$
300	3,114	0,149
900	3,115	0,300
1500	3,913	0,310

Tabela 6.9: Resultados experimentais da estimação da resistência do rotor - Método Sequencial.

<i>Velocidade (rpm)</i>	$R_r(\Omega)$
300	3,110
900	3,289
1500	3,670

Capítulo 7

O Conversor a Três Níveis com Capacitor Flutuante

7.1 Introdução

Neste capítulo são inicialmente apresentadas as três estruturas básicas descritas na literatura para os conversores multiníveis: conversor com neutro grampeado, conversor com capacitor flutuante (CCF) e o conversor em cascata com fontes CC independentes.

Dentre estas topologias, o conversor multinível com capacitor flutuante é de especial interesse. Neste conversor, o número de estados possíveis para os interruptores de cada braço é maior se comparado ao conversor com neutro grampeado, oferecendo maior flexibilidade na escolha da configuração das chaves para realizar um determinado vetor tensão. Esta característica permitirá realizar o controle das tensões nos capacitores sem o aumento do conteúdo harmônico das tensões de saída. Por outro lado, esta flexibilidade implica em maior complexidade na elaboração dos métodos de modulação em largura de pulso (MLP).

Neste capítulo é proposto um método de MLP para os conversores a três níveis com capacitor flutuante. O método conduz a expressões algébricas para o cálculo direto das larguras dos pulsos de comando dos interruptores, adequadas à implementação em tempo real. O método de MLP é descrito em função de duas variáveis de atuação por fase, permitindo o controle das tensões de saída independente do controle das tensões dos capacitores. O método emprega todas as possíveis combinações de estados do inversor, explorando ao máximo suas possibilidades.

7.2 Topologias Básicas dos Conversores Multiníveis

Neste item são apresentadas as estruturas dos conversores multiníveis com neutro grampeado e em cascata com fontes CC independentes. Serão abordadas apenas as topologias dos inversores a três níveis, embora estas estruturas possam ser facilmente estendidas para um maior número de níveis. Na próxima seção, será estudado o inversor com capacitor flutuante e apresentado o método de modulação em largura de pulsos desenvolvido.

7.2.1 Conversor a Três Níveis com Neutro Grampeado

A figura 7.1 apresenta o circuito do conversor a três níveis com neutro grampeado (PNG). Um divisor capacitivo, formado por C_1 e C_2 , é conectado ao barramento de tensão contínua, estabelecendo no ponto O , o chamado ponto neutro ou *tap* central do inversor. Cada braço do inversor é constituído por quatro chaves estáticas, representadas na figura 7.1 por GTO's (*gate turn-off thyristors*), com seus respectivos diodos em anti-paralelo e dois diodos grampeadores. Os diodos grampeadores são responsáveis pela equalização das tensões sobre as chaves [Mendes, 2000].

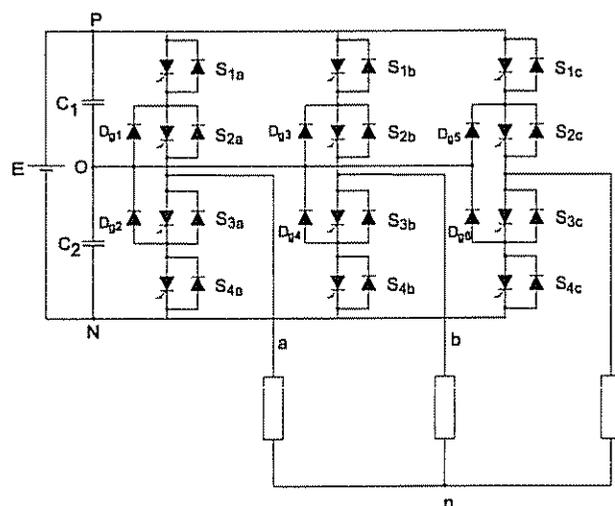


Figura 7 1- Inversor a três níveis com neutro grampeado

Na tabela 7.1, são apresentados os possíveis estados das chaves do inversor e as respectivas tensões de saída em relação ao ponto N . O subscrito x indica o braço do inversor ou seja, $x \in \{a, b, c\}$. Como existem três estados possíveis para as chaves em cada braço, o número total de configurações para as chaves do inversor é igual a 27.

Tabela 7.1: Estados das chaves de um braço do inversor com neutro grampeado de três níveis

<i>Estados</i>	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xN}
<i>P</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>E</i>
<i>O</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>E/2</i>
<i>N</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>0</i>

A figura 7.2 mostra os percursos das correntes para cada um dos estados das chaves do inversor.

Um problema inerente ao inversor PNG é o desequilíbrio das tensões no divisor capacitivo. Este desequilíbrio causa distorções nas formas de onda das tensões de saída e provoca uma distribuição desigual das tensões sobre os semicondutores de um mesmo braço do inversor. Outro aspecto que aumenta a complexidade do controle das tensões de saída é a interdependência entre o controle das tensões nos capacitores e o controle das tensões de saída [Mendes, 2000].

7.2.2 Conversores em Cascata com Fontes CC Separadas

A figura 7.3 mostra o circuito de um inversor a três níveis com fontes CC separadas. Neste conversor, a tensão em cada fase é obtida na saída de um inversor monofásico em ponte completa. As tensões de saída em relação ao ponto neutro V_{xn} , $x \in \{a, b, c\}$, podem assumir os valores $E/2$, 0 e $-E/2$, conforme mostra a tabela 7.2. Conseqüentemente, as tensões de linha podem assumir os valores E , $E/2$, 0 , $-E/2$ e $-E$, como no inversor com neutro grampeado.

Uma desvantagem deste conversor é a necessidade de três fontes de tensão independentes. Por outro lado, com as fontes CC separadas, evita-se o problema de desequilíbrio das tensões nos capacitores como no inversor com neutro grampeado. Este conversor é especialmente interessante quando a alimentação é fornecida por

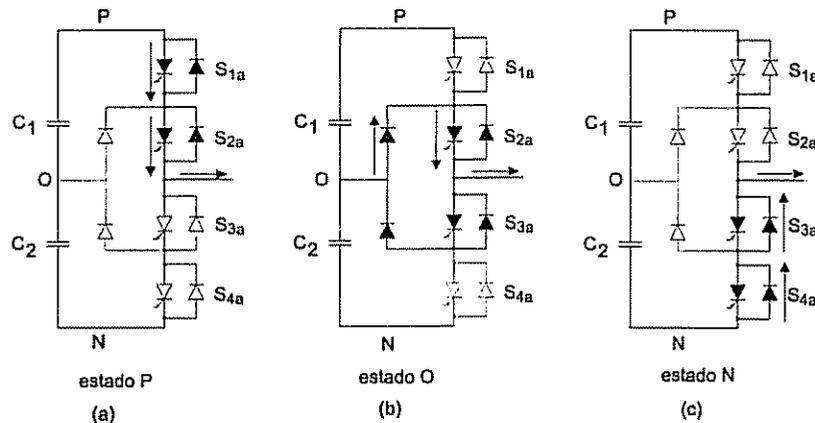


Figura 7.2- Percurso das correntes no inversor a três níveis com neutro grampeado

baterias, painéis solares ou células de combustível, onde as fontes CC independentes são naturalmente obtidas. Conversores com fontes CC separadas com um maior número de níveis de tensão são obtidos pela associação em série de inversores monofásicos em cada fase.

Nos conversores multiníveis, diferentes métodos de modulação em largura de pulso podem ser usados para a síntese das tensões de saída [Ratnayake & Murai, 1998] [Schibli et al., 1998] [Meynard & Foch, 1992]. Dentre as técnicas de MLP, podem ser destacados os métodos de MLP por eliminação de harmônicos, MLP natural e o MLP vetorial. Análises detalhadas destes métodos de modulação por largura de pulsos podem ser encontradas em [Mendes, 2000] e [Seixas, 1988].

Na próxima seção é apresentado o inversor a três níveis com capacitor flutuante e o método de MLP vetorial apresentado em [Mendes, 2000] para o inversor com neutro grampeado é adaptado a este conversor.

7.3 O Inversor a Três Níveis com Capacitor Flutuante

A estrutura do conversor a três níveis com capacitor flutuante é apresentada na figura 7.4. Em comparação com o inversor com neutro grampeado, os diodos grampeadores foram substituídos por três capacitores, um para cada fase.

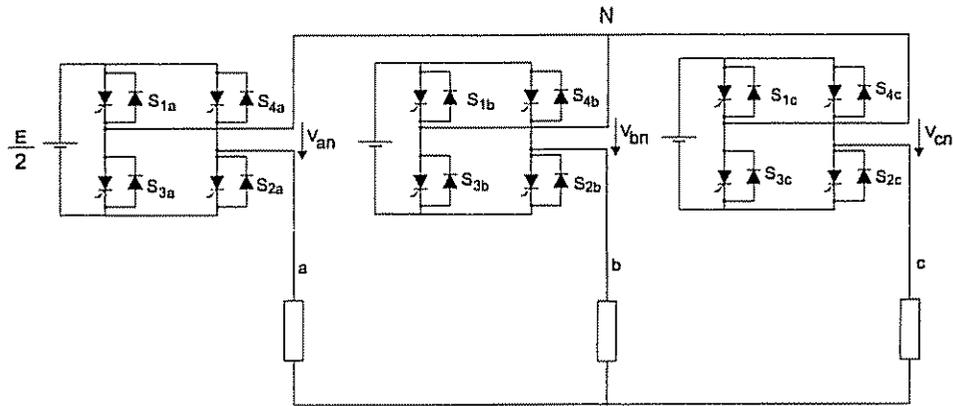


Figura 7.3- Circuito do conversor a três níveis com fontes separadas

A tabela 7.3 apresenta os possíveis estados das chaves de um braço do inversor. Geralmente, a tensão nos capacitores e_{cx} , onde $x \in \{a, b, c\}$, é feita igual à metade da tensão do barramento CC. Nesta condição, os estados tipo *A* e *B* produzem a mesma tensão na saída do inversor e são genericamente denominados estados *O*. Para cada braço do inversor é definida uma variável de comando da tensão de saída, $c_x(t)$. A variável $c_x(t)$ pode assumir os valores 1, 0 ou -1 , associados aos estados *P*, *O* ou *N* dos interruptores, respectivamente.

Na figura 7.5 são apresentados os caminhos das correntes no inversor para cada estado dos interruptores. Nos estados *P* e *N*, a carga é conectada diretamente ao barramento CC e conseqüentemente, estes estados não afetam a tensão no capacitor. Nos estados *O*, o capacitor C_x é percorrido pela corrente de carga da fase x . Considerando o sentido indicado da corrente, o capacitor está sendo carregado no estado tipo *A* e descarregado no estado tipo *B*. Conclui-se portanto que a tensão e_{cx} pode ser controlada através da variação dos tempos de aplicação dos estados tipo *A* e *B*. Como estes dois estados produzem a mesma tensão de saída, é possível realizar o controle da tensão no capacitor C_x independente do controle da tensão de saída do inversor.

Da tabela 7.3 e figura 7.5 verifica-se que o número de comutações quando da mudança de estado depende dos estados inicial e final. Para minimizar o número de comutações por período de MLP as mudanças de estado são então classificadas como boas ou ruins, na forma abaixo:

Tabela 7.2: Estados das chaves de um braço do inversor com fontes C.C. separadas de três níveis

<i>Estados</i>	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xn}
<i>P</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$\frac{E}{2}$
<i>O</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	0
<i>O</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	0
<i>N</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$-\frac{E}{2}$

$$\text{Boas: } \left\{ \begin{array}{l} P \Leftrightarrow A \text{ ou } P \Leftrightarrow B \\ N \Leftrightarrow A \text{ ou } N \Leftrightarrow B \end{array} \right. \quad \text{Ruins: } \left\{ \begin{array}{l} P \Leftrightarrow N \\ A \Leftrightarrow B \end{array} \right.$$

No primeiro caso (boas) tem-se apenas um par de chaves sendo comutado enquanto no segundo (ruins) todas as chaves são comutadas. Em função disto, definiu-se um sinal genérico de comando para um braço do conversor, mostrado na figura 7.6 durante um período da modulação em largura de pulsos, T . Os tempos de aplicação dos estados P , O e N são indicados por τ_{px} , τ_{ox} e τ_{nx} , respectivamente. Deve-se observar que o estado O poderá ser do tipo A ou B , conforme tabela 7.3. A decisão sobre qual tipo utilizar é função do algoritmo de controle das tensões nos capacitores.

Com quatro estados em cada braço são possíveis $4^3 = 64$ diferentes configurações das chaves do inversor. Estas configurações são apresentadas na tabela 7.4. Para cada configuração das chaves são também apresentadas as tensões fase-neutro e as componentes do vetor tensão, na forma cartesiana e polar. A quarta coluna da tabela ($N_o.$), indica o número de configurações possíveis considerando-se que o estado O pode ser de dois tipos diferentes.

Estas configurações foram classificadas em quatro grupos, em função do módulo do vetor tensão resultante. O grupo Z (*zero vectors*) corresponde ao vetor tensão zero. Existem dez configurações diferentes dos interruptores que implementam o vetor nulo. O grupo S (*small vectors*) corresponde a vetores com amplitude igual a $E/3$. Cada um dos seis diferentes vetores deste grupo pode ser realizado por seis configurações diferentes dos interruptores. Os seis vetores do grupo M (*medium vectors*) tem duas configurações diferentes cada um e amplitude $\sqrt{3}E/3$. Os vetores do grupo L (*large vectors*), com amplitude igual a $2E/3$, só podem ser realizados por uma única configuração. Na figura 7.7, os 19 diferentes vetores de tensão da tabela 7.4 são representados graficamente.

Nos métodos de modulação vetorial, o vetor tensão de referência é sintetizado

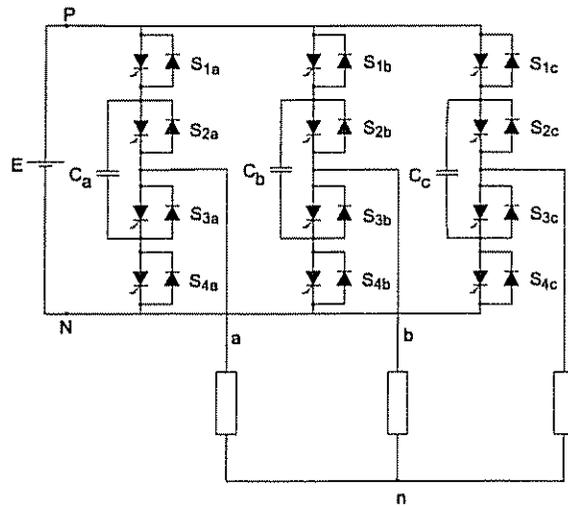


Figura 7.4- Diagrama elétrico de um inversor a três níveis com capacitor flutuante

aplicando-se à carga os três vetores tensão do inversor mais próximos do vetor desejado, de forma a se obter a tensão de saída com o menor conteúdo harmônico para uma dada frequência de chaveamento. Em função disto, o hexágono da figura 7.7 foi dividido em 24 regiões triangulares elementares.

7.4 Equações Gerais da Modulação em Largura de Pulso

As expressões 7.1, deduzidas da tabela 7.4, relacionam as variáveis de comando $c_x(t)$ com as tensões fase-neutro na carga, $v_{xn}(t)$, onde $x \in \{a, b, c\}$.

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

A partir destas expressões, os valores médios das tensões fase-neutro durante o k -ésimo período de modulação em largura de pulso $\bar{v}_{xn}(k)$, são dados pelas equações 7.2,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an}(k) \\ \bar{v}_{bn}(k) \\ \bar{v}_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{c}_a(k) \\ \bar{c}_b(k) \\ \bar{c}_c(k) \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

onde $\bar{c}_x(k)$ é o valor médio do sinal de comando da tensão de saída da fase x . A partir da

Tabela 7.3: Estados das chaves de um braço do inversor com capacitor flutuante de 3 níveis

Estados	Tipo	c_x	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xN}
P	—	1	ON	ON	OFF	OFF	E
O	A	0	ON	OFF	ON	OFF	$E - e_{cx}$
O	B	0	OFF	ON	OFF	ON	e_{cx}
N	—	-1	OFF	OFF	ON	ON	0

figura 7.6, $\bar{c}_x(k)$ é expresso em função dos tempos de aplicação dos estados P e N como,

$$\bar{c}_x(k) = \frac{\tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k)}{T} \quad (7.3)$$

O vetor tensão médio no k -ésimo período de modulação em largura de pulso é definido em função das tensões fase-neutro médias através da equação,

$$\bar{V}_{dq}(k) = \frac{2}{3} [\bar{v}_{an}(k) + a\bar{v}_{bn}(k) + a^2\bar{v}_{cn}(k)] \quad (7.4)$$

sendo o operador $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Substituindo-se 7.2 em 7.4 obtém-se então a relação,

$$\bar{V}_{dq}(k) = \frac{E}{2} \frac{2}{3} [\bar{c}_a(k) + a\bar{c}_b(k) + a^2\bar{c}_c(k)] = \frac{E}{2} \bar{C}_{dq}(k) \quad (7.5)$$

Na expressão 7.5, $\bar{C}_{dq}(k)$ é definido como o valor médio do vetor de comando do inversor no k -ésimo período de MLP. A solução desta equação permite calcular o vetor de comando para o inversor que realiza o vetor tensão de referência $\bar{V}_{dq}^*(k)$ como,

$$\bar{C}_{dq}(k) = \frac{2}{E} \bar{V}_{dq}^*(k) \quad (7.6)$$

Enquanto o vetor tensão de referência tem componente de seqüência zero nula, o mesmo não ocorre necessariamente com o vetor de comando. É necessário portanto, incluir uma componente homopolar na definição do vetor de comando, definida pela expressão 7.7,

$$\bar{C}_0(k) = \frac{1}{3} [\bar{c}_a(k) + \bar{c}_b(k) + \bar{c}_c(k)] \quad (7.7)$$

Aplicando-se a transformação dq inversa nas expressões 7.6 e 7.7 e considerando as equações 7.3 e 7.4, obtém-se as expressões relacionando as larguras dos pulsos de comando às tensões fase-neutro de referência em cada fase.

$$\tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) = \frac{2T}{E} \bar{v}_{xn}^*(k) + \bar{C}_0(k) \quad (7.8)$$

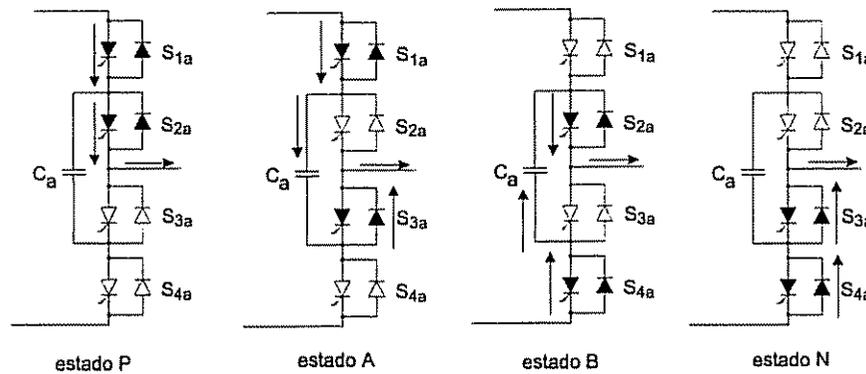


Figura 7.5- Correntes no inversor a capacitor flutuante para cada estado possível dos interruptores

As três equações obtidas a partir da expressão 7.8 fazendo-se $x = a, b$ e c possuem sete incógnitas. Consequentemente, existem infinitas soluções para a determinação dos pulsos de comando da modulação em largura de pulso. No próximo item serão impostas simetrias nos pulsos de comando com o objetivo de reduzir a distorção harmônica das tensões de saída e permitir uma solução única para o cálculo dos sinais de comando de tensão do inversor.

7.5 Padrões de Chaveamento

Para simplificar o estudo a seguir, o hexágono da figura 7.7 foi dividido em 6 setores, denominados de A até F. Nesta seção serão deduzidas as expressões para cálculo das larguras dos pulsos de comando para vetores tensão de referência localizados no setor A. Posteriormente, estas expressões serão generalizadas para os demais setores. Na figura 7.8 o setor A é detalhado e suas regiões elementares numeradas de 1 a 4. Nesta figura são também apresentadas todas as possíveis configurações das chaves para a realização dos vetores tensão deste setor.

Como mencionado anteriormente, na composição de um dado vetor de referência serão utilizados em cada período de MLP os três vetores de tensão do inversor mais próximos do vetor de referência. Como os vetores de tensão do inversor dos grupos Z, S e M podem todos ser realizados por diferentes configurações das chaves, é necessário escolher, em cada região elemental, as configurações que serão utilizadas para cada vetor

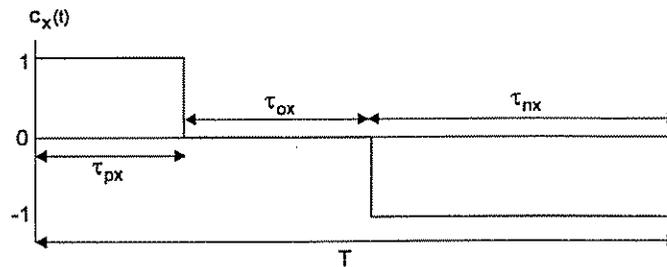


Figura 7.6- Sinal de comando da tensão de saída para um braço do inversor

e a ordem de aplicação destes vetores.

A definição de um padrão de chaveamento consiste, portanto, na escolha das configurações das chaves para implementação de cada vetor tensão de referência e da ordem de aplicação destes vetores. Esta ordem de aplicação dos vetores deve minimizar o número de comutações das chaves do inversor

7.5.1 Padrão de Chaveamento para a Região 1A

Neste item serão definidos os padrões de chaveamento para a região 1A com o objetivo de calcular as larguras dos pulsos que compõem os sinais de controle das tensões de saída, $c_x(t)$. Não é necessário, portanto, distinguir neste ponto do trabalho os estados A e B , que serão genericamente denominados estados O .

A região 1A, conforme mostra a figura 7.8, é composta por 2 vetores do grupo S (V_1 e V_4) e pelo vetor nulo (V_0). Sem distinção entre os estados A e B são possíveis 7 configurações das chaves nesta região. Neste ponto do trabalho, serão examinados os padrões de chaveamento que utilizam todas as possíveis configurações das chaves em cada região. Estes padrões são denominados padrões completos de chaveamento. Em oposição, os padrões de chaveamento que não utilizam todas as possibilidades de configurações para as chaves em cada região são chamados padrões resumidos. Os padrões resumidos serão abordados posteriormente.

Com estas considerações, o seguinte padrão de chaveamento é definido para a

Tabela 7 4: Configurações das chaves de um inversor com capacitor flutuante de 3 níveis

Grupo	Vetor	Conf.	No.	c_a	c_b	c_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_d	V_q	$ V $	θ
Z	V_0	NNN	1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0
Z	V_0	OOO	8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Z	V_0	PPP	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
S	V_1	POO	4	1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{3}$	0
S	V_1	ONN	2	0	-1	-1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{3}$	0
S	V_4	PPO	2	1	1	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	60°
S	V_4	OON	4	0	0	-1	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	60°
S	V_7	OPO	4	0	1	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	120°
S	V_7	NON	2	-1	0	-1	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	120°
S	V_{10}	OPP	4	0	1	1	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{3}$	180°
S	V_{10}	NOO	4	-1	0	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{3}$	180°
S	V_{13}	OOP	4	0	0	1	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	240°
S	V_{13}	NNO	2	-1	-1	0	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	240°
S	V_{16}	POP	2	1	0	1	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	300°
S	V_{16}	ONO	4	0	-1	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{E}{3}$	300°
M	V_3	PON	2	1	0	-1	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	30°
M	V_6	OPN	2	0	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90°
M	V_9	NPO	2	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	150°
M	V_{12}	NOP	2	-1	0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	210°
M	V_{15}	ONP	2	0	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270°
M	V_{18}	PNO	2	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	330°
L	V_2	PNN	1	1	-1	-1	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	$\frac{2E}{3}$	0°
L	V_5	PPN	1	1	1	-1	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	60°
L	V_8	NPN	1	-1	1	-1	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	120°
L	V_{11}	NPP	1	-1	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	$\frac{2E}{3}$	180°
L	V_{14}	NNP	1	-1	-1	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	240°
L	V_{17}	PNP	1	1	-1	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	300°

região 1A:

PPP PPO POO OOO OON ONN NNN

Nota-se que de uma configuração para a seguinte, ocorre mudança no estado de apenas uma das chaves. A figura 7.9 mostra os sinais de comando do inversor relativos a este padrão de chaveamento assim como a tensão fase-neutro correspondente na fase *a*. Para minimizar o número de comutações, o padrão de chaveamento é espelhado a cada período de MLP.

Para reduzir as variações da corrente de carga é importante distribuir de forma uniforme os períodos de aplicação do vetor tensão zero. Observando-se a figura 7.9, esta

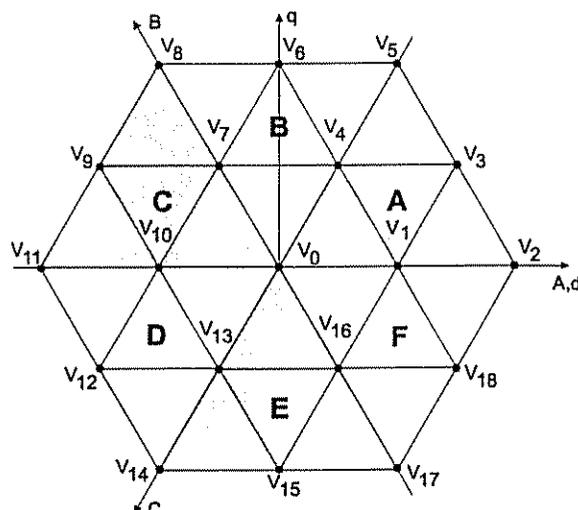


Figura 7.7- Vetores de Tensão do inversor a três níveis com capacitor flutuante

condição é descrita pelas equações 7.9 como,

$$\begin{cases} 2T_{NNN} = T_{OOO} \longrightarrow 2\tau_{na}(k) = T - \tau_{pa}(k) - \tau_{nc}(k) \\ 2T_{PPP} = T_{OOO} \longrightarrow 2\tau_{pc}(k) = T - \tau_{pa}(k) - \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (7.9)$$

Além disto, para garantir a simetria dos dois pulsos de tensão em cada período de modulação, é necessário acrescentar as seguintes restrições:

$$\begin{cases} T_{PPO} = T_{OON} \longrightarrow \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) = \tau_{nc}(k) - \tau_{nb}(k) \\ T_{POO} = T_{ONN} \longrightarrow \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) = \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k) \end{cases} \quad (7.10)$$

Com as restrições introduzidas pelas equações 7.9 e 7.10 e as 3 equações obtidas expandindo-se 7.8 para cada fase, forma-se o seguinte sistema de equações lineares,

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \tau_{na}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) = 0 \\ \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) + \tau_{na}(k) = 0 \\ 2\tau_{pc}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \\ 2\tau_{na}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \end{cases}$$

A solução deste sistema de equações fornece as larguras dos pulsos de comando para os vetores tensão de referência com extremidade no interior da região 1A e é dada pelas

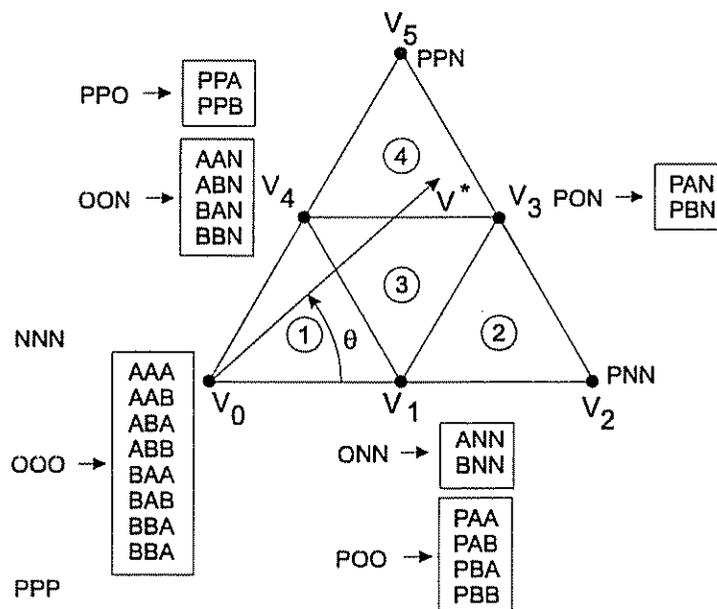


Figura 7.8- Vetores de tensão do inversor no setor A

expressões 7.11,

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) = \tau_{na}(k) \\ \tau_{nc}(k) = \tau_{pa}(k) \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) = \frac{T}{2} \\ \tilde{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \end{cases} \quad (7.11)$$

Para que os sinais de comando sejam realizáveis, é necessário que as seguintes restrições sejam introduzidas:

$$\begin{cases} \tau_{px}(k) \geq 0 \\ \tau_{nx}(k) \geq 0 \\ \tau_{px}(k) + \tau_{nx}(k) \leq T \end{cases} \quad (7.12)$$

Substituindo-se as equações 7.11 nas restrições 7.12, determina-se o domínio de validade desta solução. Este domínio é expresso pela equação 7.13 ou seja,

$$\begin{cases} -\frac{E}{2} \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} \\ -\frac{E}{6} \leq v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{6} \end{cases} \quad (7.13)$$

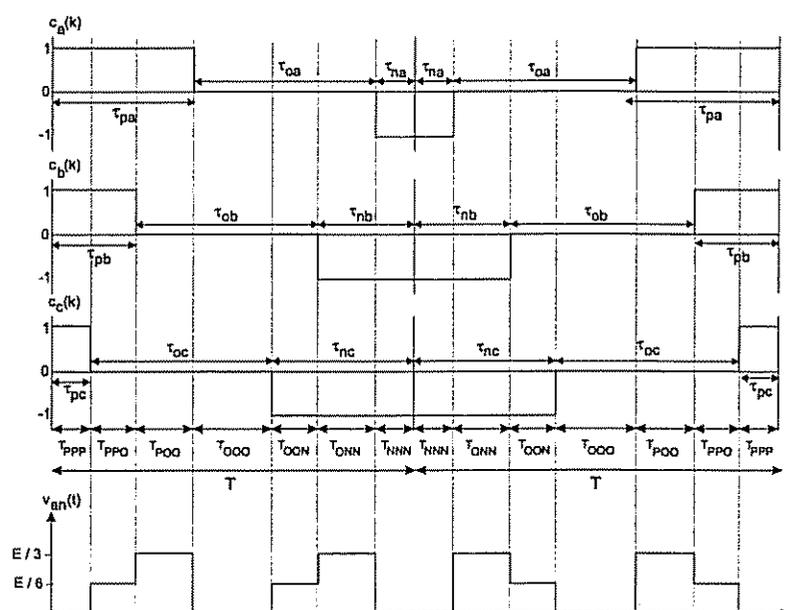


Figura 7 9- Padrão de Chaveamento para a região 1A e tensão fase-neutro da fase a

Na figura 7.10 são identificadas as equações das retas que delimitam as fronteiras de cada região do setor A. Pode-se constatar nesta figura que o domínio da solução inclui toda a região 1A ou seja, com o sistema de equações 7.11 é possível sintetizar qualquer vetor tensão com extremidade no interior da região 1A.

7.5.2 Padrões de Chaveamento para as demais Regiões do Setor A

Seguindo o mesmo procedimento adotado anteriormente, são definidos os padrões de chaveamento das outras regiões do setor A, indicadas na figura 7.8. Inicialmente, para cada região, é determinada a seqüência de aplicação das configurações das chaves que minimiza o número total de comutações. As larguras dos pulsos são, então, calculadas a partir da expansão da expressão 7.8 e de equações adicionais para assegurar a simetria dos pulsos da tensão de saída. Finalmente, são determinados os domínios das soluções encontradas.

A seguir são apresentados os padrões de chaveamento e os sistemas de equações para o cálculo das larguras dos pulsos para as demais regiões do setor A. As

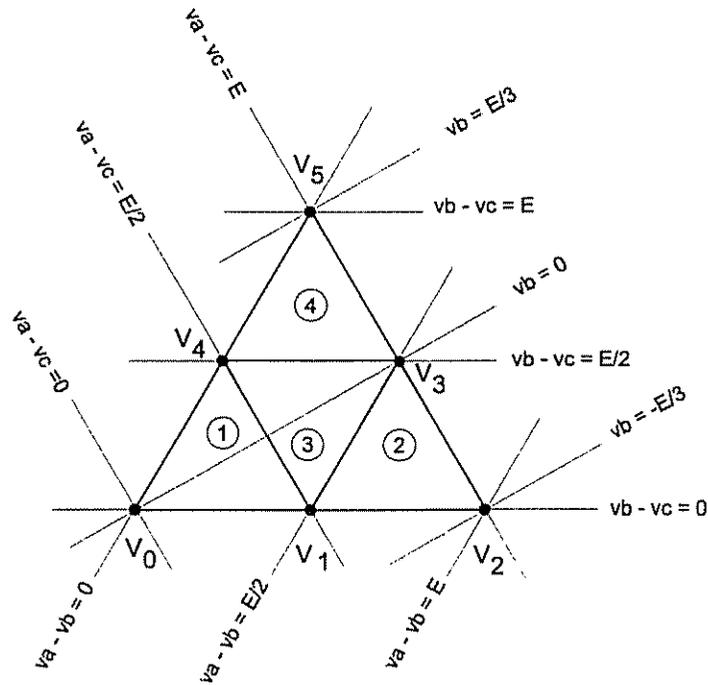


Figura 7.10- Limites da região 1A

soluções destes sistemas de equações são apresentadas no item 7.8.

Região 2A

$$POO \quad PON \quad PNN \quad ONN$$

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (7.14)$$

Região 3A

$$PPO \quad POO \quad PON \quad OON \quad ONN$$

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pa}(k) = T \\ \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pb}(k) = T \end{cases} \quad (7.15)$$

Região 4A

PPO PPN PON OON

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (7.16)$$

7.6 Generalização dos Resultados

A partir da análise dos padrões de chaveamento realizada para o setor A é possível estender os resultados obtidos para os demais setores do inversor.

Inicialmente deve-se localizar o setor onde se encontra o vetor tensão de referência, o que é obtido através da comparação dos valores instantâneos das tensões de referência, conforme a tabela 7.5.

Tabela 7.5: Localização do Vetor Tensão de Referência

Setor	Ordenação das Tensões
<i>A</i>	$v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
<i>B</i>	$v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
<i>C</i>	$v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
<i>D</i>	$v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
<i>E</i>	$v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k)$
<i>F</i>	$v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k)$

As tensões de referência, ordenadas em ordem decrescente conforme 7.5, são então renomeadas como $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ ou $v_{3n}^*(k)$. Por exemplo, se o vetor de referência estiver localizado no setor A então, $v_{1n}^*(k) = v_{an}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$. De forma similar, no setor C, as tensões seriam identificadas como $v_{1n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{an}^*(k)$.

Após a ordenação das tensões e determinação do setor, a região onde se encontra o vetor tensão de referência é determinada conforme as relações expressas na tabela 7.6. Esta tabela é obtida diretamente da figura 7.10.

Tabela 7.6: Determinação das regiões de um setor

Subsetor	Condição
1	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2$
2	$v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k) < -E/2$
3	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2$ e
	$v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k) < -E/2$ e
	$v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2$
4	$v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2$
<i>externo</i>	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E$

Definido o setor e a região do vetor tensão de referência, as expressões para cálculo das larguras de pulso são semelhantes, por exemplo, às apresentadas para a região 1A, bastando substituir na expressão 7.11, $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$ por $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k)$, respectivamente.

7.7 Região de Sobremodulação

A sobremodulação ocorre quando a extremidade do vetor tensão de referência situa-se fora do hexágono de operação do inversor. Como apresentado na tabela 7.6, a sobremodulação, corresponde à condição $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E$.

A figura 7.11 mostra a ocorrência de sobremodulação no setor A. Desde que o vetor tensão de referência de coordenadas $[v_{an}^*(k), v_{bn}^*(k), v_{cn}^*(k)]$ não pode ser implementado, ele será substituído pelo vetor tensão mais próximo, realizável pelo inversor. Este vetor, de coordenadas $[v_{an}^{*'}(k), v_{bn}^{*'}(k), v_{cn}^{*'}(k)]$ é colinear ao vetor original e de amplitude reduzida, conforme 7.11.

O novo vetor tensão de referência é definido pelas equações 7.17. A primeira equação assegura que o novo vetor tensão de referência, descrito em coordenadas dq pelo vetor $[v_d^{*'}(k), v_q^{*'}(k)]$, é colinear ao vetor original $[v_d^*(k), v_q^*(k)]$. A segunda equação assegura que o novo vetor tem a máxima amplitude realizável pelo inversor.

$$\begin{cases} v_q^{*'}(k) = \frac{v_q^*(k)}{v_d^*(k)} v_d^{*'}(k) \\ v_{an}^{*'}(k) - v_{cn}^{*'}(k) = E \end{cases} \quad (7.17)$$

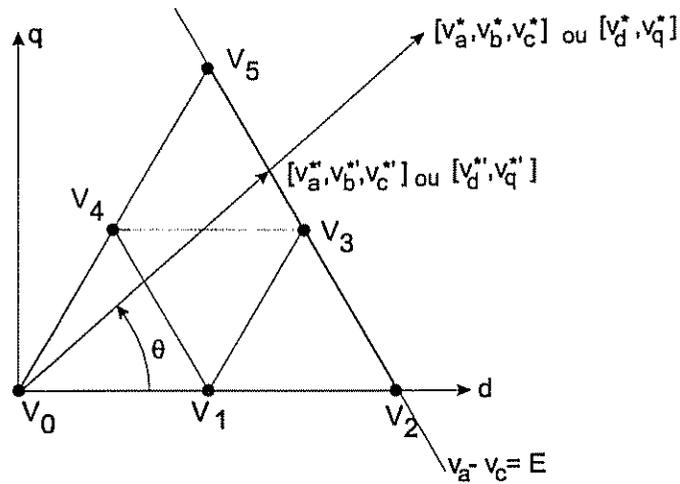


Figura 7.11- Vetor de referência na região de sobremodulação

Da transformação inversa de Clarke,

$$\begin{aligned} v_{an}^{*'}(k) &= v_d^{*'}(k) \\ v_{bn}^{*'}(k) &= -\frac{1}{2}v_d^{*'}(k) + \frac{\sqrt{3}}{2}v_q^{*'}(k) \\ v_{cn}^{*'}(k) &= -\frac{1}{2}v_d^{*'}(k) - \frac{\sqrt{3}}{2}v_q^{*'}(k) \end{aligned} \quad (7.18)$$

a condição para o limite de amplitude é calculada em coordenadas dq como,

$$v_{an}^{*'}(k) - v_{cn}^{*'}(k) = \frac{3}{2}v_d^{*'}(k) + \frac{\sqrt{3}}{2}v_q^{*'}(k) = E \quad (7.19)$$

Substituindo-se 7.19 em 7.17 e resolvendo o sistema de equações em coordenadas dq, obtém-se

$$\begin{cases} v_d^{*'}(k) = \frac{2v_{an}^{*'}(k)}{3v_{an}^{*'}(k) + \sqrt{3}v_{bn}^{*'}(k)} E \\ v_q^{*'}(k) = \frac{2v_{bn}^{*'}(k)}{3v_{an}^{*'}(k) + \sqrt{3}v_{bn}^{*'}(k)} E \end{cases} \quad (7.20)$$

ou, em coordenadas naturais:

$$\begin{cases} v_{an}^{*'}(k) = \frac{v_{an}^{*}(k)}{v_{an}^{*}(k) - v_{cn}^{*}(k)} E \\ v_{bn}^{*'}(k) = \frac{v_{bn}^{*}(k)}{v_{an}^{*}(k) - v_{cn}^{*}(k)} E \\ v_{cn}^{*'}(k) = \frac{v_{cn}^{*}(k)}{v_{an}^{*}(k) - v_{cn}^{*}(k)} E \end{cases} \quad (7.21)$$

7.8 Algoritmo 1: Chaves Ideais

Finalmente, é apresentado o algoritmo completo para o controle da tensão de saída do inversor com capacitor flutuante, considerando-se chaves estáticas ideais.

1 - Amostrar as tensões fase-neutro de referência $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$.

2 - Comparar as tensões de referência para a determinação do vetor ordenado $[v_{1n}^*(k), v_{2n}^*(k), v_{3n}^*(k)]$.

3 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E \rightarrow$ região de sobremodulação, então:

$$K_1 = \frac{E}{v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)} \quad (7.22)$$

e,

$$\begin{cases} v_{1n}^*(k) = K_1 \cdot v_{1n}^*(k) \\ v_{2n}^*(k) = K_1 \cdot v_{2n}^*(k) \\ v_{3n}^*(k) = K_1 \cdot v_{3n}^*(k) \end{cases} \quad (7.23)$$

4 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2$, o vetor de referência pertence à região 1. Calcular as larguras de pulso através das expressões:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E} [v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E} [v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E} v_{2n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E} v_{2n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{n1}(k) \\ \tau_{n3}(k) = \tau_{p1}(k) \end{cases} \quad (7.24)$$

5 - Se $v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k) < -E/2 \Rightarrow$ região 2:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E} [v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{n2}(k) = -\frac{3T}{E} v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (7.25)$$

6 - Se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2 \Rightarrow$ região 4:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (7.26)$$

7 - Senão \Rightarrow região 3:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{3n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \end{cases} \quad (7.27)$$

7.9 Controle das Tensões nos Capacitores

Como mencionado anteriormente, no inversor com capacitor flutuante o controle das tensões de saída e o controle das tensões nos capacitores (e_{cx}) podem ser realizados de forma independente. A figura 7.12 mostra o caminho da corrente de saída através dos capacitores para os estados tipo A e tipo B. Considerando o sentido indicado da corrente

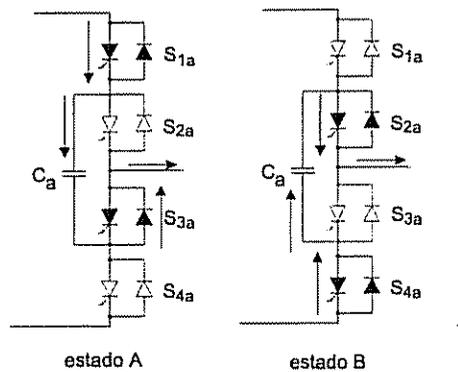


Figura 7.12- Correntes no capacitor flutuante para os estados A e B.

de saída, o capacitor é carregado no estado tipo A e descarregado no estado tipo B. O controle da tensão no capacitor pode portanto ser realizado variando-se o tempo de aplicação destes dois estados e conhecendo-se o sentido da corrente de saída.

O tempo de aplicação do estado O em um período de MLP é determinado pelo algoritmo de controle das tensões de saída como,

$$\tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \quad (7.28)$$

onde $\tau_{ox}(k)$ compreende os tempos de aplicação dos estados tipo A e tipo B , ou seja:

$$\tau_{ox}(k) = \tau_{ax}(k) + \tau_{bx}(k) \quad (7.29)$$

Para facilitar a descrição dos métodos de controle das tensões nos capacitores, será definida a variável $p_x(k)$, ($-1 \leq p \leq 1$), associada ao capacitor da fase x , $x \in \{a, b, c\}$, responsável pela distribuição do tempo de aplicação do estado O entre os tipos A e B . Assim,

$$\tau_{ax}(k) = \tau_{ox}(k) \frac{1+p}{2} \quad (7.30)$$

$$\tau_{bx}(k) = \tau_{ox}(k) \frac{1-p}{2} \quad (7.31)$$

Quando $p = 1$ apenas o estado tipo A é empregado ou seja, $\tau_{ax}(k) = \tau_{ox}(k)$ e $\tau_{bx}(k) = 0$. Com $p = -1$, $\tau_{ax}(k) = 0$ e $\tau_{bx}(k) = \tau_{ox}(k)$. Com $p = 0$, os estados tipo A e B são aplicados por tempos iguais. A seguir serão apresentados os métodos de controle desenvolvidos.

- **Controle Linear**

O diagrama em blocos da figura 7.13 apresenta o método de controle linear das tensões nos capacitores. A referência de tensão nos capacitores, e_{cx}^* , é constante e igual a $E/2$. O erro de tensão é processado por um controlador PI. A seguir, é aplicado um amplificador com saturação para garantir que a variável $p_x(k)$ assumia valores no intervalo $[-1, 1]$. O sinal de saída do amplificador com saturação é multiplicado pela saída do bloco comparador que define o sentido da corrente de saída. A corrente i_x é positiva com o sentido indicado na figura 7.12.

A figura 7.14 mostra um período de MLP genérico, onde o tempo de aplicação do estado O foi dividido entre os tipos A e B . Os tempos $\tau_{ax}(k)$ e $\tau_{bx}(k)$ são definidos pela variável $p_x(k)$, segundo expressões 7.30 e 7.31. O inconveniente deste método é a

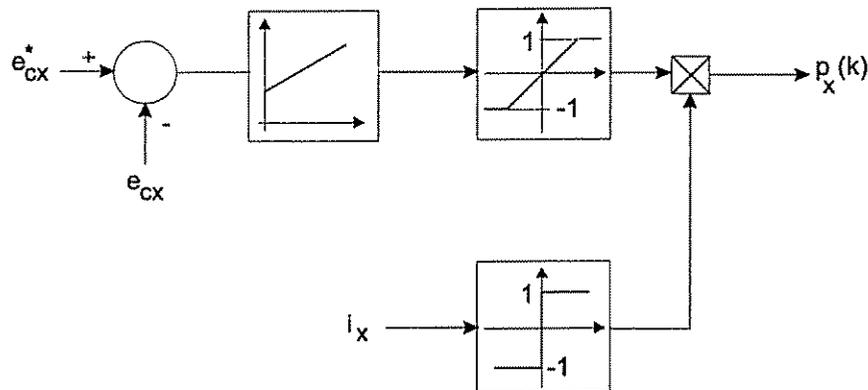


Figura 7.13- Diagrama em blocos do método de controle linear

introdução de uma comutação ruim do estado tipo *A* para o tipo *B*. Com isto, o número de comutações de interruptores por período de MLP é igual a oito.

- **Controle On-Off**

No controlador ON/OFF, apresentado no diagrama em blocos da figura 7.15 a variável p_x só pode assumir os valores -1 ou 1 . Conseqüentemente, apenas um dos estados, o tipo *A* ou o tipo *B* é utilizado em um período de modulação. O sinal do erro de tensão nos capacitores determina se o capacitor deve ser carregado ou descarregado no próximo período de modulação. O produto da saída do controlador ON/OFF pelo sinal da corrente determina então, qual estado deve ser empregado. A figura 7.16 mostra um exemplo para dois períodos de modulação deste método de controle, com a aplicação consecutiva dos estados *A* e *B*. Observa-se que o número de comutações dos interruptores por período de MLP é igual a quatro neste caso, inferior portanto ao método anterior.

7.10 Restrições de Tempo Mínimo e Máximo de Condução

Até este ponto, considerou-se como ideais as chaves estáticas do inversor multinível. Neste item, o método de modulação em largura de pulsos proposto é revisto em função da limitação do tempo mínimo e máximo de condução dos interruptores. Nos inversores

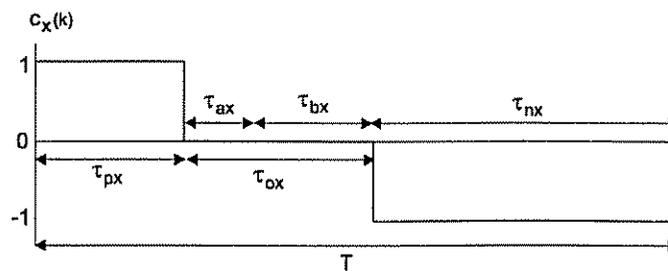


Figura 7.14- Controle linear da tensão nos capacitores - Método 1

a GTO's , as chaves não podem ser ligadas sem que tenham permanecido abertas por um tempo mínimo determinado. Devido à permanência de portadores minoritários após o corte, algumas regiões do catodo estarão mais aptas a conduzir do que outras. Se o GTO é religado, antes do desaparecimento destes portadores por recombinação, ocorrerá uma distribuição desigual da corrente pelo catodo podendo levar à queima do dispositivo. Do mesmo modo, o GTO deve permanecer ligado por um tempo mínimo antes de ser desligado [Mohan et al., 1995].

Além disto, os circuitos de ajuda à comutação (*snubbers*), utilizados em associação com o GTO e com outros semicondutores de potência, também exigem um tempo mínimo de permanência das chaves nos estados ligada e desligada. Neste item, o método de modulação apresentado para o inversor a três níveis com capacitor flutuante será modificado para incorporar estas restrições.

Como mencionado anteriormente, o método ON/OFF de controle das tensões nos capacitores apresenta vantagens sobre o controlador linear. Em função disto, o estudo a seguir pressupõe a utilização deste método de controle de tensão nos capacitores.

As restrições de tempo mínimo e máximo de condução requerem que, durante um período T de MLP, nenhum interruptor do inversor a capacitor flutuante permaneça em condução por intervalo inferior ao tempo mínimo de condução ou em corte por tempo inferior ao tempo mínimo de corte. No estudo a seguir estes tempos serão considerados iguais e designados por T_{min} . A partir da tabela 7.3, pode-se determinar o tempo de condução (t_{on}) e tempo de corte (t_{off}) para cada uma das chaves de um braço do inversor. Estes tempos são apresentados na tabela 7.7 para o caso onde o estado tipo

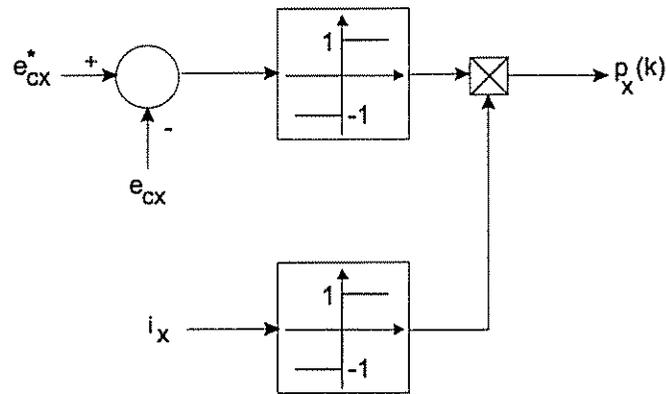


Figura 7.15- Diagrama em blocos do controlador de tensão nos capacitores ON/OFF

A é empregado e na tabela 7.8 para os períodos que usam o estado tipo B.

Impondo-se as condições $t_{on} \geq T_{min}$ e $t_{off} \geq T_{min}$ para todas as chaves do braço x do inversor simultaneamente e considerando-se a equação 7.28, determina-se as seguintes restrições em relação às larguras de pulso $\tau_p(k)$ e $\tau_n(k)$,

$$\begin{cases} T_{min} \leq \tau_{px}(k) \leq T - T_{min} \\ T_{min} \leq \tau_{nx}(k) \leq T - T_{min} \end{cases} \quad (7.32)$$

As condições em 7.32 acima são válidas para os períodos de modulação com estados tipo A ou tipo B, indiferentemente.

Substituindo-se nas inequações 7.32 as equações das larguras de pulso 7.11, 7.14, 7.15 e 7.16, determina-se as regiões do setor A onde a solução proposta atende às restrições de tempo mínimo e máximo de condução, dadas pelas inequações:

Região 1A

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} 2E \quad (7.33)$$

Região 2A

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} E \quad (7.34)$$

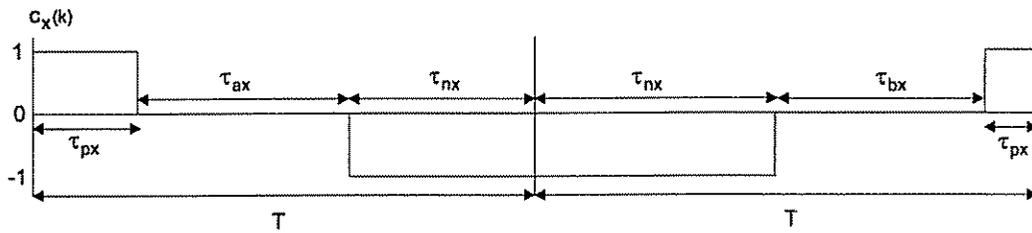


Figura 7.16- Controle ON/OFF da tensão nos capacitores.

Região 3A

$$\begin{aligned} v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) &\leq \frac{E}{2} - \frac{T_{\min}}{T} E \\ v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) &\leq \frac{E}{2} - \frac{T_{\min}}{T} E \end{aligned} \quad (7.35)$$

Região 4A

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{\min}}{T} E \quad (7.36)$$

Na figura 7.17 as áreas sombreadas correspondem às regiões do setor A que não são realizáveis com o algoritmo de MLP desenvolvido.

Os padrões de chaveamento completos utilizam todas as possíveis configurações das chaves em cada região. Com isto, maximiza-se o número de chaveamentos e consequentemente, é reduzida a distorção harmônica das tensões de saída. Por outro lado, os padrões de chaveamento completos são responsáveis pela violação das restrições de tempo mínimo de corte e condução nas regiões hachuradas da figura 7.17.

Por exemplo, quando a extremidade do vetor tensão de referência entra na área hachurada da região 1A, o tempo de aplicação do vetor tensão nulo torna-se muito pequeno. Consequentemente, os tempos T_{PPP} , T_{NNN} e T_{OOO} são reduzidos e as larguras de pulso τ_{pc} e τ_{na} são menores que T_{\min} . Portanto, o padrão de chaveamento completo não pode mais ser utilizado em toda a região 1A.

Com o objetivo de reduzir as regiões não realizáveis da figura 7.17, o setor A foi dividido em 15 regiões diferentes, como mostrado na figura 7.18. Nas regiões numeradas de 1 a 4, são utilizados os padrões de chaveamento completos. Nas demais regiões são utilizados padrões de chaveamento reduzidos, obtidos pela eliminação de algumas das

Tabela 7.7: Tempos de condução e corte das chaves do inversor utilizando estado tipo A

Chave :	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}
t_{on}	$\tau_p + \tau_o$	τ_p	$\tau_o + \tau_n$	τ_n
t_{off}	τ_n	$\tau_o + \tau_n$	τ_p	$\tau_p + \tau_o$

configurações dos padrões de chaveamento completos. Por exemplo, na região 5, as configurações das chaves NNN e PPP foram eliminadas do padrão completo original, resultando no padrão reduzido:

$$PPO\ PPO\ OOO\ OON\ ONN$$

Este padrão de chaveamento é mostrado na figura 7.19. Para garantir a simetria dos pulsos da tensão de saída, são impostas as igualdades,

$$T_{PPO} = T_{OON} \quad e \quad T_{POO} = T_{ONN}$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 5 são então determinadas como:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.37)$$

Substituindo-se estas equações nas inequações 7.32, determina-se os limites da região 5 como,

$$\begin{cases} v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{\min}}{T} 2E \\ v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{T_{\min}}{T} E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \geq \frac{T_{\min}}{T} E \end{cases} \quad (7.38)$$

Este mesmo raciocínio foi utilizado para as outras regiões da figura 7.17.

7.11 Algoritmo 2: Com Restrições de Tempo mínimo de Condução e Corte

Finalmente, apresentamos o algoritmo completo para o controle da tensão de saída do inversor com capacitor flutuante incluindo a limitação de tempos mínimos de condução e

Tabela 7.8: Tempos de condução e corte das chaves do inversor utilizando estado tipo B

Chave :	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}
t_{on}	τ_p	$\tau_p + \tau_o$	τ_n	$\tau_o + \tau_n$
t_{off}	$\tau_o + \tau_n$	τ_n	$\tau_p + \tau_o$	τ_p

corde.

1 - Amostrar as tensões fase-neutro de referência $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$.

2 - Comparar as tensões de referência para a determinação do vetor ordenado $[v_{1n}^*(k), v_{2n}^*(k), v_{3n}^*(k)]$.

3 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E - \frac{E}{2T}T_{min}$

Região de sobremodulação, então:

$$K_1 = \frac{E - \frac{E}{2T}T_{min}}{v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)} \quad (7.39)$$

e,

$$\begin{cases} v_{1n}^*(k) = K_1 \cdot v_{1n}^*(k) \\ v_{2n}^*(k) = K_1 \cdot v_{2n}^*(k) \\ v_{3n}^*(k) = K_1 \cdot v_{3n}^*(k) \end{cases} \quad (7.40)$$

4 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2}$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2 - T_{min} * \frac{2E}{T}$

Região 1 - Padrão completo: PPP PPO POO OOO OON ONN NNN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{n1}(k) \\ \tau_{n3}(k) = \tau_{p1}(k) \end{cases} \quad (7.41)$$

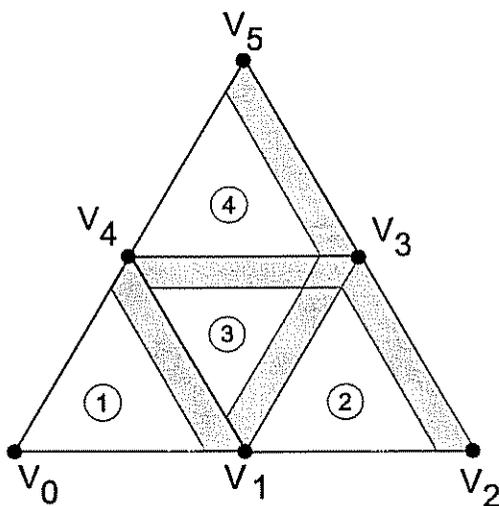


Figura 7.17- Regiões não realizáveis do inversor a 3 níveis com restrições de tempos mínimo e máximo de condução das chaves

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 6 - Padrão reduzido: PPO POO OOO OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{3T}{E} v_{1n}^*(k) \\ \tau_{p2}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E} [v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.42)$$

Senão, se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 7 - Padrão reduzido: POO OOO OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n2}(k) = \frac{T}{E} [v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -\frac{3T}{E} v_{3n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.43)$$

Senão:

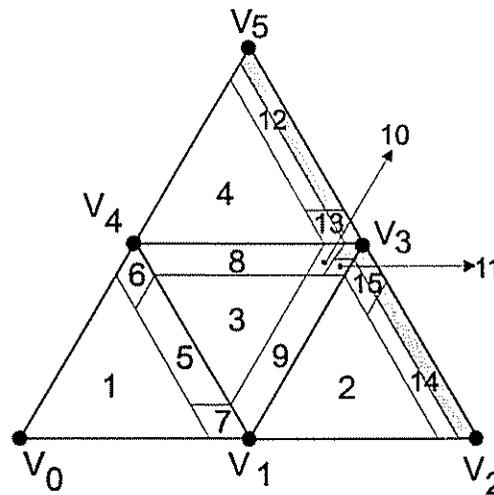


Figura 7 18- Regiões do setor A do inversor a três níveis incorporando as limitações de tempos mínimo e máximo de condução

Região 5 - Padrão reduzido: PPO POO OOO OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.44)$$

5 - Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \geq E/2$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 2 - Padrão completo: POO PON PNN ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{n2}(k) = -\frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (7.45)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T}$

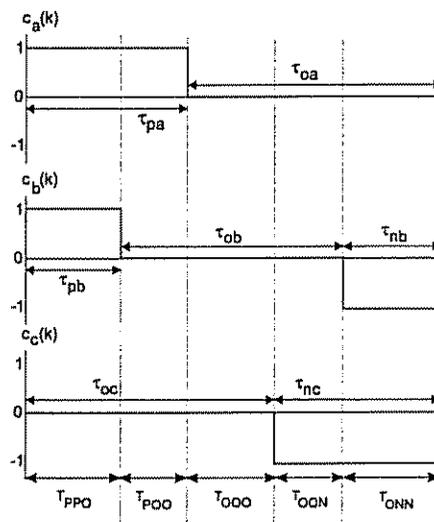


Figura 7 19- Padrão de chaveamento para a região 5A

Região 14 - Padrão reduzido: POO PON PNN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{n2}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.46)$$

Senão:

Região 15 - Padrão reduzido: PON PNN ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.47)$$

6 - Se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \geq E/2$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq E - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 4 - Padrão completo: PPO PPN PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (7.48)$$

Senão, se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 13 - Padrão reduzido: PPO PPN PON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.49)$$

Senão,

Região 12 - Padrão reduzido: PPN PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.50)$$

7 - Senão,

$$\text{se } v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T} \quad \text{e} \quad v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$$

Região 3 - Padrão completo: PPO POO PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{3n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \end{cases} \quad (7.51)$$

$$\text{Senão, se } v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$$

Região 8 - Padrão reduzido: PPO POO PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -\frac{T}{2} - \frac{3T}{E}v_{3n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.52)$$

$$\text{Senão, se } v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$$

Região 9 - Padrão reduzido: POO PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -\frac{T}{2} + \frac{3T}{E}v_{1n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.53)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{2T}$

Região 10 - Padrão reduzido: PPO POO PON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.54)$$

Senão:

Região 11- Padrão reduzido: PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (7.55)$$

7.12 Sinais de excitação sem produção de conjugado

No capítulo 4 foram estudadas as formas de excitação do motor de indução para a não produção de conjugado eletromagnético, a partir de um inversor trifásico a dois níveis. As condições suficientes para obtenção de conjugado nulo foram determinadas como sendo $(v_{sd}^s = 0 \text{ e } v_{sq}^s \neq 0)$ ou $(v_{sd}^s \neq 0 \text{ e } v_{sq}^s = 0)$. Nesta seção, estuda-se o atendimento destas condições através do inversor a três níveis.

A tabela 7.4 apresenta as componentes do vetor tensão, calculadas a partir das tensões fase-neutro na carga ou seja, considerando-se o motor conectado em estrela. Desta tabela, a condição $v_{sd}^s = 0$ é obtida quando apenas os vetores V_0 , V_6 e V_{15} são utilizados. Analogamente, a condição $v_{sq}^s = 0$ é obtida somente com a aplicação dos vetores V_0 , V_1 , V_2 , V_{10} e V_{11} . A localização destes vetores de tensão no plano dq pode ser visualizada na figura 7.7.

Os vetores tensão de referência com $v_{sd}^s = 0$, estão localizados sobre o eixo q ,

no interior dos triângulos correspondentes às regiões B_1 , B_3 , E_1 e E_3 . Estes vetores serão sintetizados utilizando-se os vetores de tensão do inversor, vértices do triângulo correspondente. Por exemplo, um vetor de referência com $v_{sd}^s = 0$ na região B_3 será sintetizado pela aplicação dos vetores V_4 , V_7 e V_6 . Consequentemente, a condição $v_{sd}^s = 0$ não é obtida instantaneamente, mas apenas em termos médios.

Por outro lado, os vetores tensão de referência com $v_{sq}^s = 0$, estão localizados sobre o eixo d , em uma das arestas dos triângulos correspondentes às regiões A_1 , A_2 , C_1 e C_4 . Neste caso, estes vetores serão sintetizados pelos dois vetores de tensão do inversor localizados nos vértices do triângulo correspondente e sobre a mesma aresta. Por exemplo, um vetor de referência com $v_{sq}^s = 0$ na região A_1 será sintetizado pela aplicação dos vetores V_0 e V_1 . Consequentemente, a condição $v_{sq}^s = 0$ é obtida de forma instantânea.

Concluindo, com a carga conectada em estrela, a condição $v_{sq}^s = 0$ é obtida instantaneamente pelo método de MLP apresentado. Pode ser facilmente mostrado que para cargas conectadas em triângulo, apenas a condição $v_{sd}^s = 0$ é obtida instantaneamente.

7.13 Resultados de Simulação

O método de modulação em largura de pulsos apresentado foi inicialmente testado em simulação, com o inversor a capacitor flutuante alimentando uma carga RL trifásica. Neste estudo a tensão do barramento CC foi fixada em 300V, tendo como parâmetros de carga $R = 5\Omega$ e $L = 5,5mH$. O valor do capacitor em cada uma das fases é igual a $500 \mu F$. A frequência de chaveamento é igual a 1440 Hz, a frequência do vetor tensão de referência igual a 60 Hz, correspondendo portanto a uma relação de frequências igual a 24. Foram obtidos resultados com o algoritmo 1, onde as chaves estáticas são supostas ideais e com o algoritmo 2, incluindo as restrições de tempo mínimo de condução e corte. Nos dois casos, o controle das tensões nos capacitores é realizado pelo controlador do tipo liga/desliga. No algoritmo 2, considerou-se um tempo mínimo de corte e condução correspondente a 10% do período de MLP.

Na figura 7.20 são mostradas as curvas para a amplitude da fundamental da tensão fase-neutro de saída do inversor em função do índice de modulação m , para os dois algoritmos de MLP apresentados.

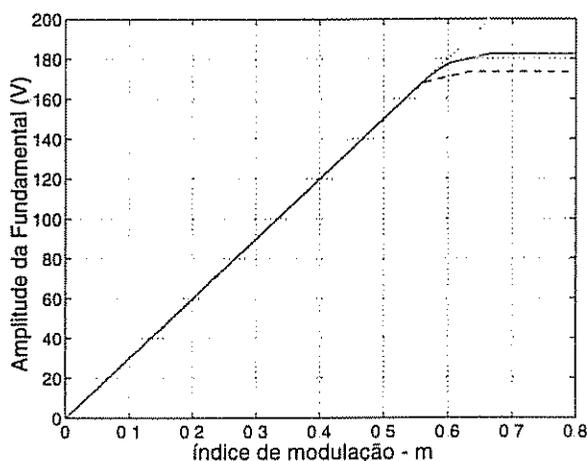


Figura 7.20- Amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro em função do índice de modulação.

O índice de modulação é definido como a relação entre a amplitude do vetor tensão de referência e a tensão do barramento CC. Observa-se uma variação linear da amplitude do fundamental até aproximadamente $m = 0,57 = \frac{1}{\sqrt{3}}$. Para maiores amplitudes a extremidade do vetor tensão de referência entra na região de sobremodulação e o algoritmo correspondente é utilizado. No algoritmo incluindo restrições de tempo mínimo de corte e condução a amplitude do fundamental na região de saturação é 5% inferior ao caso com chaves ideais.

A figura 7.21 apresenta o índice de distorção harmônica calculado segundo expressão 7.56 a partir das tensões fase-neutro na carga [Seixas, 1988].

$$SIG = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{n^2}}}{V_1} \quad (7.56)$$

Observa-se um pequeno aumento da distorção harmônica no algoritmo com restrições de tempo mínimo de condução e corte.

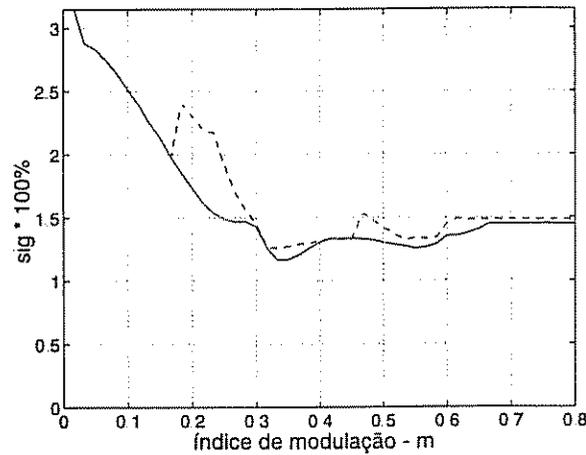


Figura 7.21- Índice de distorção harmônica em função do índice de modulação

As figuras 7.22 a 7.25 mostram as formas de onda das tensões fase-fase, fase-neutro, a análise harmônica da tensão fase-neutro e a corrente de linha obtidas com o algoritmo 1, supondo as chaves ideais e para $m = 0,5$.

A figura 7.26 mostra a tensão em um dos capacitores do inversor obtida para $m = 0,5$ e máxima amplitude da corrente de carga. A ondulação de tensão no capacitor é igual a 18V, correspondendo a 6% da tensão do barramento CC. Na figura 7.27 é mostrada esta mesma tensão quando $m = 0,2$. Observa-se neste caso a redução da variação da tensão em torno do valor de referência.

As figuras 7.28 a 7.32 apresentam as mesmas curvas, obtidas através da aplicação do algoritmo 2, com $T_{\min} = 0,1T$. É importante observar que os índices de modulação $m = 0,2$ e $m = 0,5$ correspondem aos pontos onde existem maiores diferenças de desempenho entre os dois algoritmos, segundo figura 7.21.

7.14 Resultados Experimentais

A montagem experimental para teste dos métodos de modulação desenvolvidos neste capítulo inclui o protótipo de um inversor a três níveis com capacitor flutuante e um microcomputador dotado de uma interface MLP especialmente desenvolvida para o

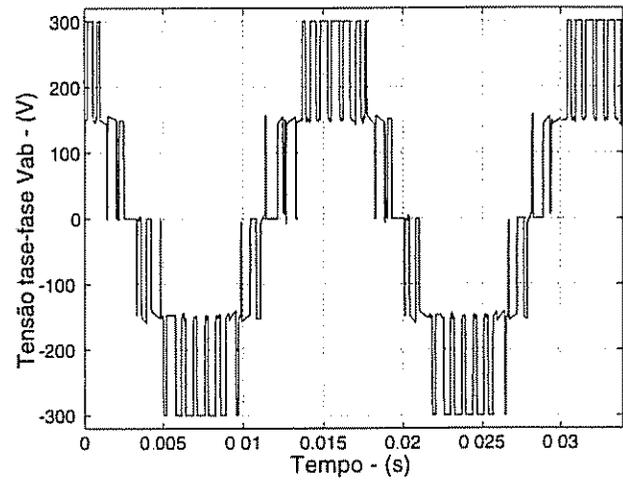


Figura 7.22- Tensão fase-fase, $m = 0,5$.

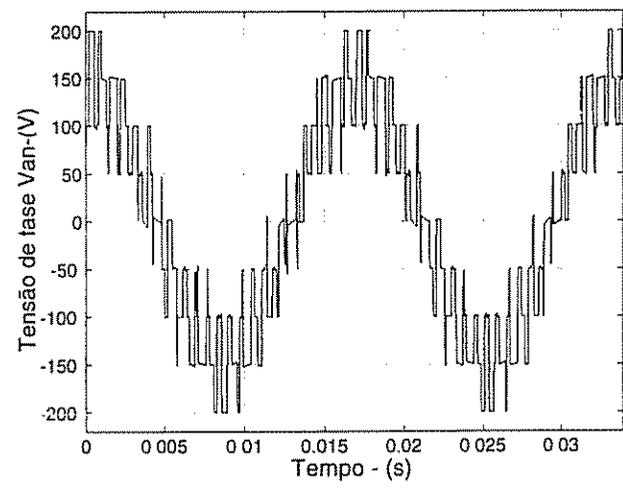


Figura 7.23- Tensão fase-neutro, $m = 0,5$.

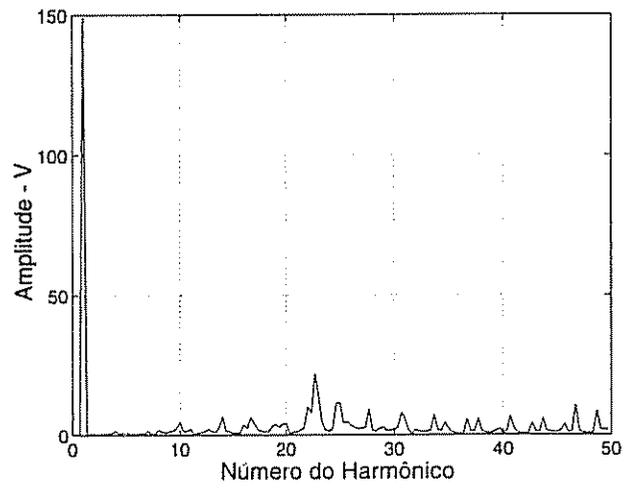


Figura 7.24- Análise harmônica da tensão fase-neutro, $m = 0,5$.

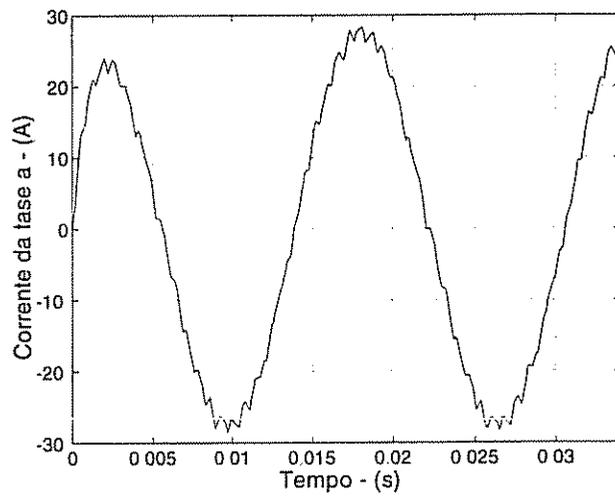


Figura 7.25- Corrente de fase, $m = 0,5$.

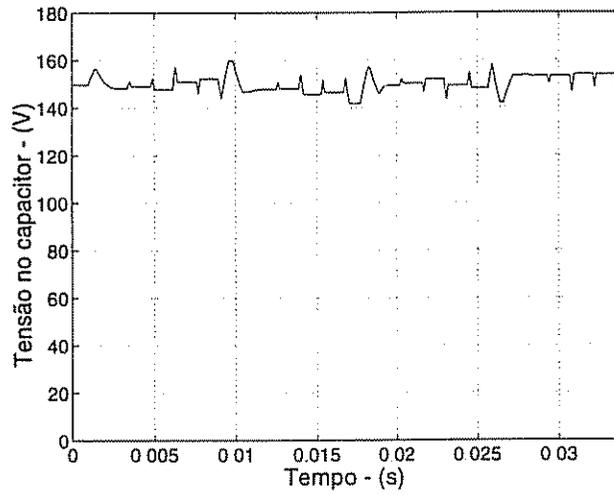


Figura 7.26- Tensão sobre o capacitor da fase a, $m = 0,5$

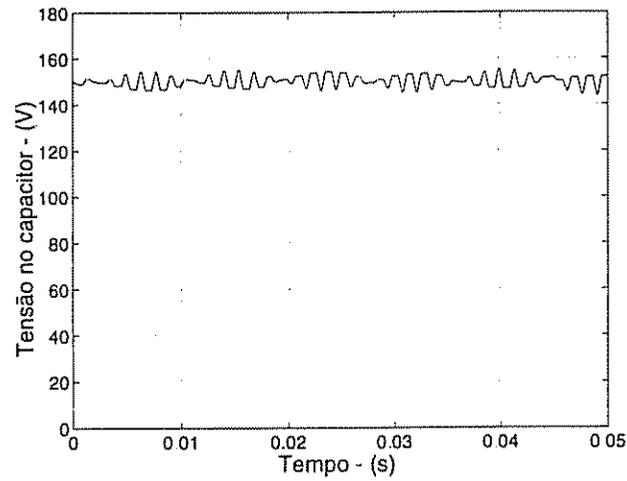


Figura 7.27- Tensão sobre o capacitor da fase a, $m = 0,2$.

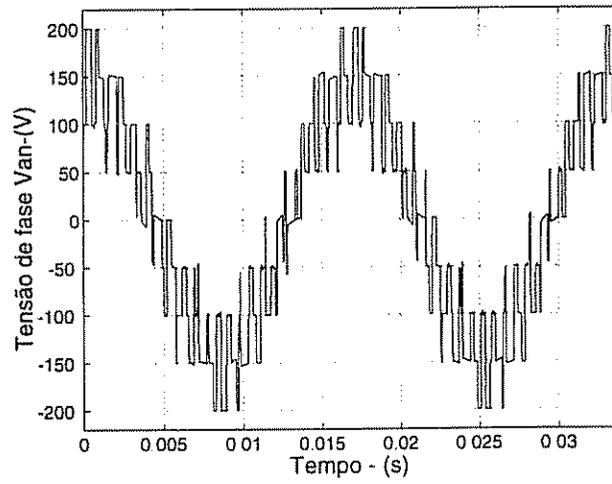


Figura 7 28- Tensão fase-neutro com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$

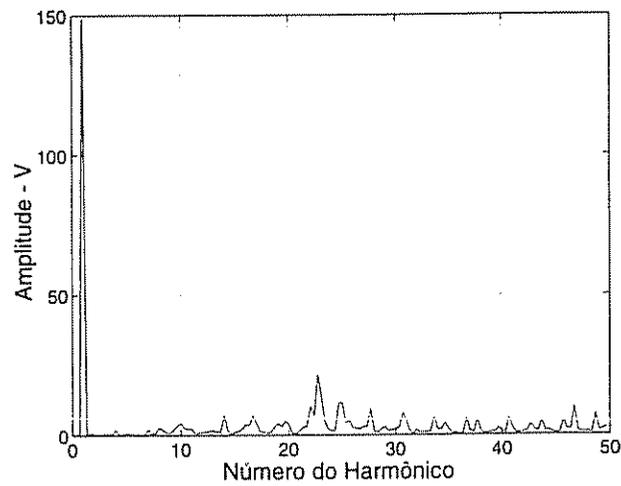


Figura 7 29- Análise harmônica da tensão fase-neutro com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$

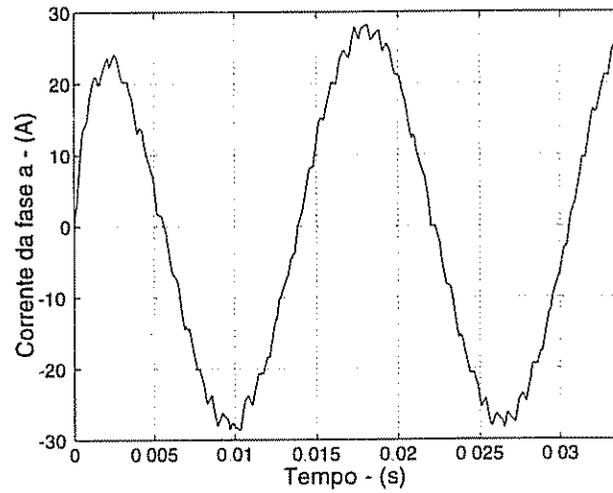


Figura 7.30- Corrente da fase a com restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.

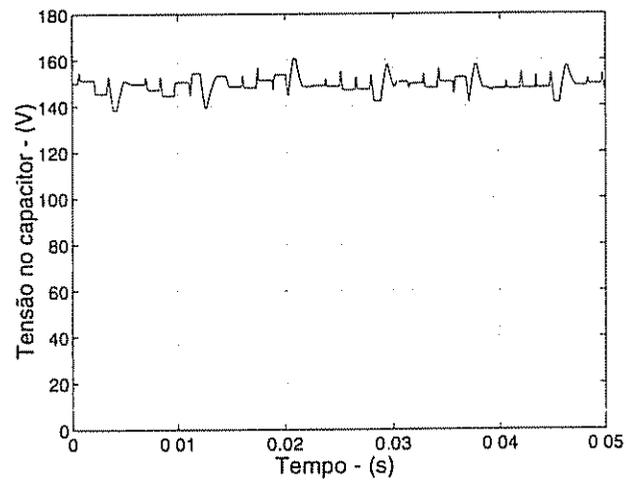


Figura 7.31- Tensão sobre o capacitor da fase a incluindo as restrições de tempo mínimo, $m = 0,5$.

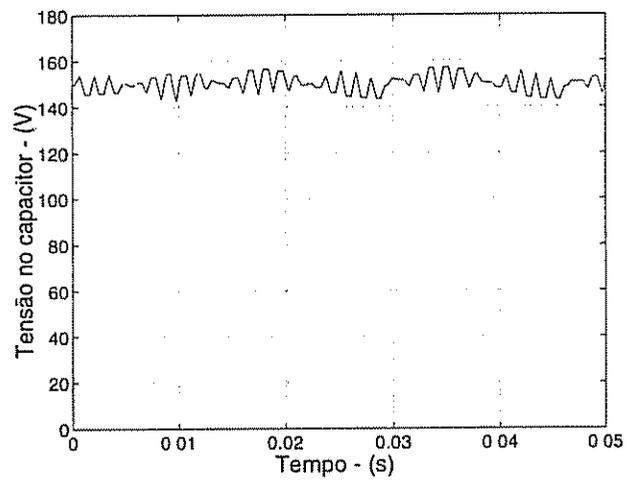


Figura 7.32- Tensão sobre o capacitor da fase a com restrições de tempo mínimo, $m = 0,2$.

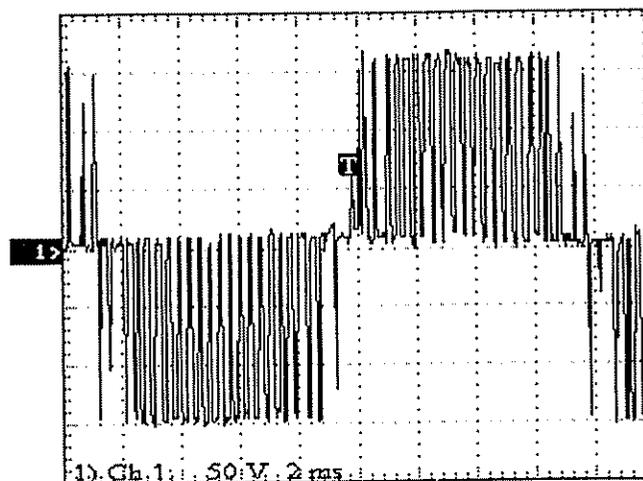


Figura 7.33- Tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,2$.

comando de inversores multiníveis em [Mendes, 2000].

O inversor a capacitor flutuante foi testado tendo como carga o mesmo motor de indução utilizado nos capítulos anteriores. A tensão do barramento CC foi fixada em 300V. O valor do capacitor flutuante em cada fase é igual a $470 \mu\text{F}/450\text{V}$. A frequência de chaveamento adotada foi 1440 Hz, nas mesmas condições dos resultados de simulação. O motor foi acelerado com uma rampa de frequência até atingir o valor nominal de 60 Hz, correspondendo portanto a uma relação de frequências igual a 24. Foram obtidos resultados com o algoritmo 1, onde as chaves estáticas são supostas ideais. O controle das tensões nos capacitores foi realizado com o controlador do tipo liga/desliga.

As figuras 7.33 a 7.34 mostram as formas de onda da tensão fase-fase e corrente de linha tomando o índice de modulação igual a 0,2.

A figura 7.35 apresenta os resultados da análise harmônica da tensão fase-fase. Observa-se que as componentes harmônicas mais significativas aparecem em frequências próximas a 48 vezes a frequência fundamental. Em 7.36 pode-se observar a forma de onda da tensão no capacitor flutuante em uma das fases do inversor multinível. A ondulação pico a pico da tensão no capacitor é de aproximadamente $10V_{pp}$, coerente com os resultados obtidos por simulação. As figuras 7.37 a 7.40 mostram as formas de onda dos mesmos

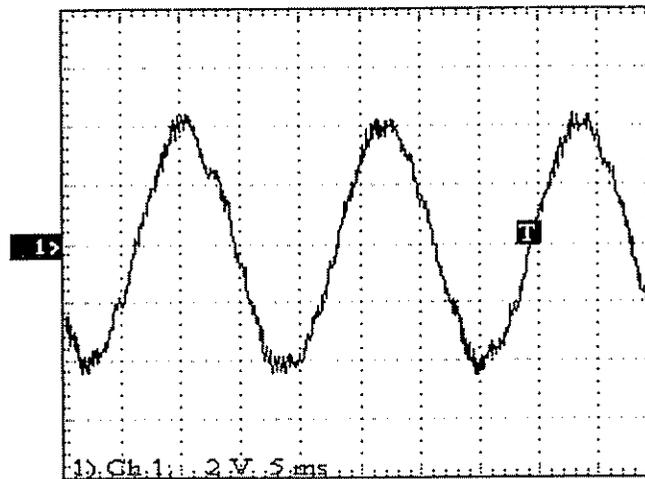


Figura 7.34- Corrente de linha com índice de modulação $m = 0,2$.

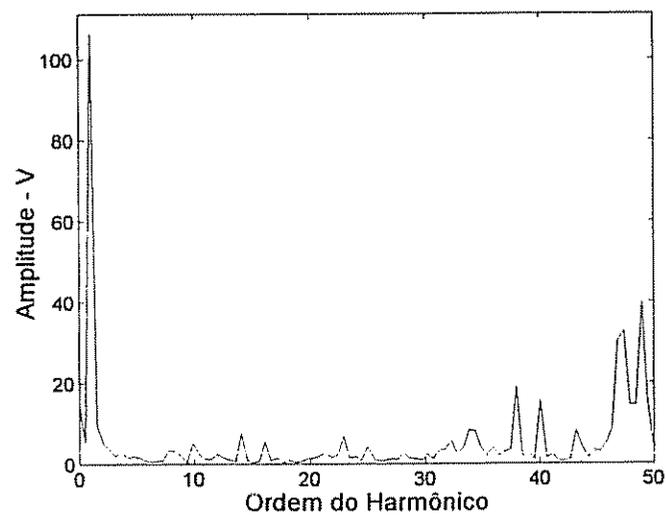


Figura 7.35- Análise harmônica da tensão fase-fase considerando as chaves estáticas ideais e índice de modulação $m = 0,2$.

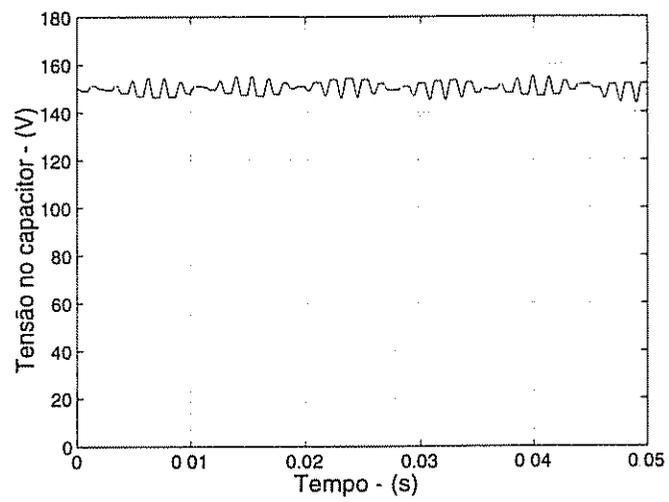


Figura 7.36- Tensão no capacitor de fase com índice de modulação $m = 0,2$

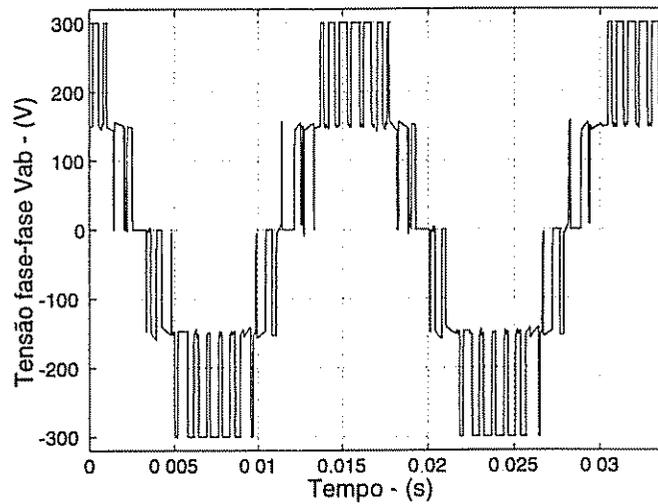


Figura 7.37- Tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,5$

sinais apresentados anteriormente, porém considerando o índice de modulação igual a 0,5. Observa-se o maior número de níveis na tensão fase-fase com este índice de modulação. No gráfico da análise harmônica mostrado na figura 7.39 pode-se constatar a presença predominante do harmônico de ordem 24. A redução da ordem dos harmônicos em relação ao caso anterior deve-se à redução do número de chaveamentos na forma de onda de tensão com este índice de modulação.

7.15 Conclusões

Neste capítulo, o método de MLP apresentado em [Mendes, 2000] para o conversor a três níveis com neutro grampeado foi adaptado para o inversor a três níveis com capacitor flutuante. Utilizando todas as possíveis combinações das chaves do inversor, foi possível obter o desacoplamento do controle das tensões nos capacitores e controle das tensões de saída. Conseqüentemente, a malha de controle das tensões nos capacitores não afeta o índice de distorção harmônica das tensões de saída, como ocorre no inversor com neutro grampeado. Foi também apresentada uma versão do algoritmo de MLP incluindo restrições de tempo mínimo de condução e corte. Mesmo neste caso o controle das tensões nos capacitores é feito de forma independente. Finalmente mostrou-se que o método de MLP apresentado também permite obter sinais *no-torque* para a excitação do motor nos

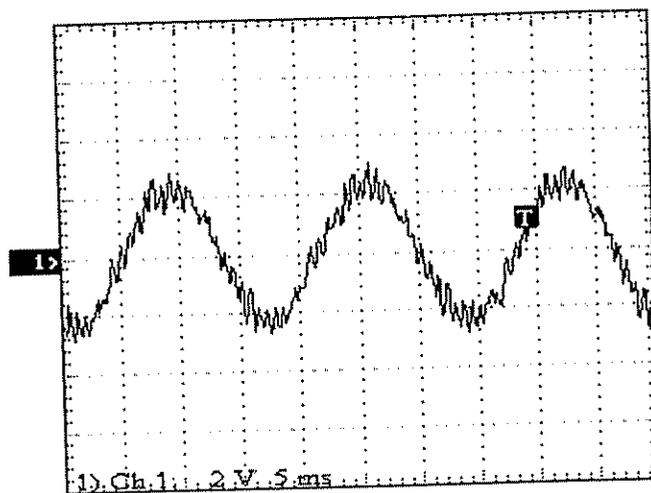


Figura 7.38- Corrente de linha com índice de modulação $m = 0,5$.

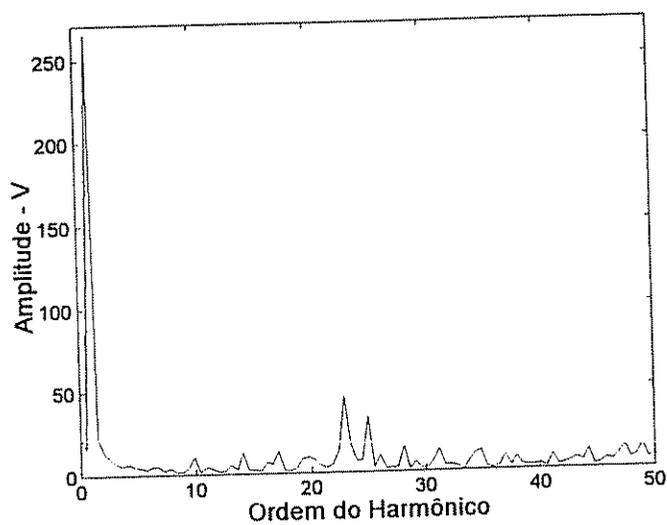


Figura 7.39- Análise harmônica da tensão fase-fase com índice de modulação $m = 0,5$.

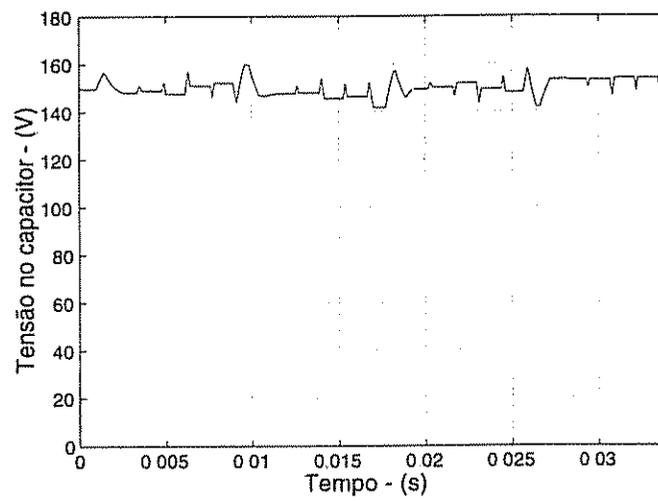


Figura 7 40- Tensão no capacitor de fase com índice de modulação $m = 0,2$.

algoritmos de estimação de parâmetros, durante a fase de auto-comissionamento. Os resultados experimentais comprovam o bom desempenho do inversor.

Capítulo 8

Conclusão Geral

O desenvolvimento deste trabalho tratou da aplicação da técnica de estimação de parâmetros às máquinas de indução visando sua utilização nos sistemas de acionamento elétrico de alto desempenho e da aplicação de técnicas de modulação de largura de pulsos aos conversores multiníveis.

A estimação dos parâmetros da máquina de indução foi realizada através de modelos contínuos no tempo, determinando-se as derivadas dos sinais através de um método de interpolação polinomial.

A partir do modelo corrente-tensão contínuo no tempo da máquina de indução, foram obtidos os modelos de regressão linear de cujos coeficientes foram determinados os parâmetros físicos. A determinação de todos os parâmetros se tornou possível através da transformação dos modelos com base no conceito de máquinas equivalentes.

No auto-comissionamento, inicialmente foram analisadas as formas de excitação da máquina sem produção de conjugado eletromagnético através de inversores de tensão a dois níveis. Foram deduzidas as condições necessárias para a alimentação da máquina sem produção de movimento e com redução das oscilações mecânicas em função da aplicação de apenas uma das componentes da tensão de estator e do tipo de conexão dos enrolamentos.

Foram definidas duas linhas para a estimação dos parâmetros no auto-comissionamento. Considerando condições magnéticas lineares e posteriormente, incluindo-se os efeitos da saturação magnética do circuito principal.

Sob condições magnéticas lineares, a obtenção dos parâmetros foi feita pelo

método direto (modelo corrente-tensão completo), com o conhecimento *a priori* da resistência do estator ou pela aplicação sequencial de duas estruturas simplificadas. Em todos os casos foram formulados testes de validação que mostraram o bom desempenho dos estimadores. Com a inclusão dos efeitos da saturação magnética foram ainda estimadas a indutância de magnetização dinâmica, a indutância de magnetização estática e a curva de magnetização da máquina.

Para a estimação durante a operação normal do sistema de acionamento elétrico foi implementado um sistema de controle de velocidade através da técnica do controle vetorial indireto. A versão utilizada envolveu todos os parâmetros físicos da máquina de indução, ajustados inicialmente através dos resultados da estimação no auto-comissionamento.

A atualização dos parâmetros foi realizada através do modelo corrente-tensão com o conhecimento da velocidade mecânica e através de modelos simplificados propostos durante o trabalho. Nesta fase, os resultados obtidos indicam ainda uma certa deficiência em relação à persistência de excitação dos modelos. Por outro lado, os resultados são compatíveis com aqueles obtidos através dos ensaios clássicos sem, obviamente, requerer as ações necessárias à realização destes ensaios ou seja, o método de estimação *on-line* pode ser implementado automaticamente e sem a inclusão de qualquer equipamento adicional ao sistema.

Finalmente, estudou-se a aplicação de um método de modulação por largura de pulsos a um conversor multinível a capacitor flutuante. O algoritmo de modulação por largura de pulsos apresentado, de fácil implementação em tempo real, incluiu as restrições de tempo mínimo de condução e corte das chaves estáticas e utilizou todas as possíveis combinações das chaves do inversor. Obteve-se o desacoplamento do controle das tensões nos capacitores e do controle das tensões de saída e como esperado, o conversor apresentou baixos índices de distorção harmônica. Também para este inversor, foram analisadas as condições de excitação sem produção de conjugado eletromagnético, adequado à estimação durante a fase de auto-comissionamento dos sistemas.

A partir da avaliação global do trabalho e do estado da arte na área, pode-se propor algumas alternativas à continuidade desta pesquisa. Especificamente em relação

ao trabalho, pode-se citar a necessidade de melhorias no desempenho dos estimadores *on-line*.

Em um passo futuro, os temas desenvolvidos podem ser associados a observadores de velocidade para a realização de sistemas de controle de velocidade sem sensores mecânicos.

Observa-se a existência de lacunas na literatura atual em relação ao desenvolvimento de sistemas de controle com fluxo de entreferro variável que permitam a operação na região de enfraquecimento de campo e o aumento de eficiência dentro da faixa operação normal.

Propõe-se finalmente, a extensão do método de modulação em largura de pulsos aos inversores com fontes CC independentes e o desenvolvimento de métodos de MLP randômicos.

Referências Bibliográficas

- [IEE, 1978] (1978). *Std 112-1976: Standart Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. ANSI/IEEE - American National Standards Institute/The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
- [Aguirre, 2000] Aguirre, L. A. (2000). *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, Minas Gerais, Brasil.
- [Atkinson et al., 1996] Atkinson, D. J., Finch, J., & Acarnley, P. P. (1996). Estimation of rotor resistance in induction motors. *IEE Proceedings Electronics Power Applications*, 143(3), 87–94.
- [Borsting et al., 1995] Borsting, H., Knudsen, M., & Vadstrup, P. (1995). Standstill estimation of electrical parameters in induction motors using an optimal input signal. In *EPE'95 - 6th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1814–1819). Sevilla, Spain.
- [Bose, 1986] Bose, B. K. (1986). *Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall International, Inc - New Jersey, USA.
- [Bose, 1996] Bose, B. K. (1996). *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. IEEE Press, Piscataway, USA.
- [Brown et al., 1983] Brown, J. E., Kovacs, K., & Vas, P. (1983). A method of including the effects of main flux path saturation in the generalized equations of a.c. machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102(1), 96–103.
- [Bunte & Grotstollen, 1993] Bunte, A. & Grotstollen, H. (1993). Parameter identification of an inverter-fed induction motor at standstill with a correlation method. In *EPE'93 - 5th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 97–102). Brighton, England.
- [Bunte & Grotstollen, 1995] Bunte, A. & Grotstollen, H. (1995). Offline parameter identification of an inverter-fed induction motor at standstill. In *EPE'95 - 6th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 3492–3496). Sevilla, Spain.
- [Cerrada & Zamora, 1997] Cerrada, A. G. & Zamora, J. (1997). On-line rotor resistance estimation for induction motors. In *EPE'97 - 7th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1542–1547). Trondheim, Norway.
- [Chan & Wang, 1990] Chan, C. C. & Wang, H. (1990). An effective method for rotor
-

- resistance identification for high-performance induction motor vector control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37(6), 477–482.
- [Choi et al., 1997] Choi, D. H., Cho, S. B., & Hyun, D. S. (1997). Improved torque response by tuning of the magnetizing inductance under field weakening operation region. In *IAS'97 - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting* (pp. 418–425). New Orleans, Louisiana.
- [de S. Ribeiro et al., 1997] de S. Ribeiro, L. A., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1997). The influence of the slip and the speed in the parameter estimation of induction machines. In *PESC'97- Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 1068–1074). St. Louis, Missouri.
- [Desphande & Ash, 1981] Desphande, P. B. & Ash, R. H. (1981). *Elements of Computer Process Control with Advanced Control Applications*. Triangle Park - ISA.
- [Filho et al., 1997] Filho, E. B. S., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1997). Non-linear parameter estimation of steady-state induction machine models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3), 390–397.
- [Filho et al., 1991] Filho, E. B. S., Lima, A. M. N., & Jacobina, C. B. (1991). Parameter estimation for induction machines via non-linear least squares method. In *IECON'91 - 21th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 639–643).
- [Garces, 1980] Garces, L. J. (1980). Parameter adaptation for the speed-controlled static ac drive with squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-16(2), 173–178.
- [Gawthrop & Phil, 1984] Gawthrop, P. J. & Phil, D. (1984). Parameter estimation from noncontiguous data. *IEE Proceedings*, 131(6), 261–266.
- [Godbersen et al., 1997] Godbersen, J., P.Thogersen, & Tonnes, M. (1997). A practical identification scheme for induction motors at standstill using only a vs inverter as the actuator. In *EPE'97 - 7th European Conference on Power Eletronics and Applications* (pp. 3370–3374). Trondheim - Norway.
- [Gorter, 1997] Gorter, R. J. A. (1997). *Grey-Box Identification of Induction Machines: on-line and off-line approaches*. PhD thesis, Eindhoven University of Tecnology
- [Goubest, 1997] Goubest, G. (1997). Reconstructing dynamics from a scalar time series. *Annals Academic New York of Sciences*, 808, 25–50.
- [Jacobina & Lima, 1994] Jacobina, C. B. & Lima, A. M. N. (1994). Parameter estimation models for induction machines. In *IAS'94 - IEEE Industry Applications Society 29th Annual Meeting* (pp. 726–733).

-
- [Karayaka & Keyhani, 1997] Karayaka, H. B. & Keyhani, A. (1997). Induction machine parameter tracking from test data via pwm inverters. In *IAS'97 - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting* (pp. 227–233). New Orleans, Louisiana.
- [Kerkman et al., 1995a] Kerkman, R. J., Seibel, B. J., Rowan, T. M., & Schlegel, D. (1995a). A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems. In *IAS'95 - IEEE Industry Applications Society 30th Annual Meeting*, volume I (pp. 310–318). Orlando, Florida.
- [Kerkman et al., 1996] Kerkman, R. J., Seibel, B. J., & Schlegel, D. W. (1996). A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3), 585–593.
- [Kerkman et al., 1995b] Kerkman, R. J., Thunes, J. D., & Schlegel, D. (1995b). A frequency based determination of the transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposes. In *IAS'95 - IEEE Industry Applications Society 30th Annual Meeting*, volume I (pp. 359–366). Orlando, Florida.
- [Khambadkone & Holtz, 1991] Khambadkone, A. M. & Holtz, J. (1991). Vector-controlled induction motor drive with self-commissioning scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(5), 322–327.
- [Khater et al., 1987] Khater, F. M. H., Lorenz, R. D., Novotny, D. W., & Tang, K. (1987). Selection of flux level in field-oriented induction machine controllers with consideration of magnetic saturation effects. *IEEE Transactions Industry Applications*, IA-23(2), 276–282.
- [Kim et al., 1996] Kim, G.-S., Yim, C.-H., & Kim, C.-H. (1996). Decoupling control of induction motors with motor parameter identification. In *IAS'96 - IEEE Industry Applications Society 31st Annual Meeting*, volume 1 (pp. 221–228). San Diego, California.
- [Klaes, 1993] Klaes, N. R. (1993). Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(6), 1135–1140.
- [Kubota & Matsuse, 1994] Kubota, H. & Matsuse, K. (1994). Speed sensorless field oriented control induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5), 1219–1224.
- [Lacerda, 1994] Lacerda, W. S. (1994). Sistema de desenvolvimento para acionamentos elétricos: Aplicação ao controle de posição de uma máquina síncrona a ímãs permanentes. Msc, Universidade Federal de Minas Gerais - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil.
- [Lennart & Nee, 1997] Lennart, H. & Nee, H. (1997). Full-order observers for flux and parameter estimation of induction motors. In *EPE'97 - 7th Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 3375–3381). Trondheim, Noruega.
-

-
- [Levi & Wang, 1999] Levi, E. & Wang, M. (1999). Main flux saturation compensation in sensorless vector controlled induction machines for operation in the field weakening region. In *EPE'99 - 8th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. P.1–P.9). Lausanne, Switzerland.
- [Lipo & Novotny, 1996] Lipo, T. A. & Novotny, D. W. (1996). *Dynamics and Control of AC Drives*. Clarendon Press, Oxford, USA.
- [Ljung, 1987] Ljung, L. (1987). *System Identification: Theory for the User*. New Jersey, USA: Prentice Hall International, Inc., New Jersey, USA.
- [Ljung, 1994] Ljung, L. (1994). System identification in a mic perspective. *Modeling, Identification and Control*, 15(3), 153–159.
- [Ljung, 1996] Ljung, L. (1996). *The Control Handbook*. W. S. Levine - CRC Press, Inc., USA.
- [Lorenz & Lawson, 1990] Lorenz, R. & Lawson, D. B. (1990). A simplified approach to continuous on line tuning of field oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(3), 420–424.
- [Lorenz & Novotny, 1990] Lorenz, R. D. & Novotny, D. W. (1990). Saturation effects in field-oriented induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(2), 283–289.
- [Marino et al., 1996] Marino, P., Mangiugerra, V., Russo, F., & Vasca, F. (1996). Parameter and state estimation for induction motors via interlaced least squares algorithm and kalman filter. In *PESC'96 - Record of 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 1235–1241).
- [Matsuo & Lipo, 1985] Matsuo, T. & Lipo, T. A. (1985). A rotor parameter identification scheme for vector- controlled induction motor drives. *IEEE Transactions Industry Applications*, IA-21(4), 624–632.
- [Medeiros et al., 1993] Medeiros, A. L. R., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1993). Linear parameter estimation of an induction machine. In *PESC'93 - Record of 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 913–918).
- [Mendes, 2000] Mendes, M. A. S. (2000). *Técnicas de Modulação em Largura de Pulso Vetoriais para Inversores Multiníveis*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - Belo Horizonte - Brasil.
- [Meynard & Foch, 1992] Meynard, T. A. & Foch, H. (1992). Multilevel conversion: High voltage chopper and voltage source inverters. In *PESC1992 - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference* (pp. 397–403).
- [Middleton & Goodwin, 1990] Middleton, R. H. & Goodwin, G. C. (1990). *Digital Control and Estimation - A Unified Approach*. Prentice Hall International, Inc., New Jersey, USA.
-

-
- [Millet et al., 1997] Millet, C., Leroux, D., Li, Y., Feuvrie, B., & Bergman, C. (1997). Modern automatic tools for an identification and a field-oriented control design of an induction machine: a no linear decoupling structure. In *Pesc'97 - Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 1486–1492). St. Louis, Missouri.
- [Minami et al., 1991] Minami, K., Velez-Reyes, M., Elten, D., Verghese, G., & Filbert, D. (1991). Multi-stage speed and parameter estimation for induction machines. In *IAS'91 - IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 596–604). Grenoble, France.
- [Mohan et al., 1995] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (1995). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc., New York, USA.
- [Moon & Keyhani, 1994] Moon, S. & Keyhani, A. (1994). Estimation of induction machine parameters from standstill time domain data. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(6), 1609–1615.
- [Moons & Moor, 1995] Moons, C. & Moor, B. (1995). Parameter identification of induction drives. *Automatica*, 31(8), 1137–1147.
- [Ojo et al., 1990] Ojo, J. O., Consoli, A., & Lipo, T. A. (1990). An improved model of saturated induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(2), 212–221.
- [Oliveira, 1998] Oliveira, P. J. R. (1998). Estimação de parâmetros do motor de indução utilizando o modelo contínuo no tempo. Msc, Universidade Federal de Minas Gerais - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil.
- [Oliveira et al., 1998a] Oliveira, P. J. R., Peixoto, Z. M. A., & Aguirre, L. A. (1998a). Aplicação do modelo contínuo no tempo à estimação de parâmetros da máquina de indução. In *CBA'98 - XII Congresso Brasileiro de Automática* (pp. 807–812).
- [Oliveira et al., 1998b] Oliveira, P. J. R., Peixoto, Z. M. A., Aguirre, L. A., & Seixas, P. F. (1998b). Parameter estimation of a induction machine using a continuous time model. In *IECON'98 - Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 292–296).
- [Parma, 2000] Parma, G. G. (2000). *Treinamento de Redes Neurais Artificiais Baseado em Sistemas de Treinamento de Redes Neurais Artificiais Baseado em Sistemas de Estrutura Variável com Aplicações em Acionamentos Elétricos*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- [Peixoto & Seixas, 1999a] Peixoto, Z. M. A. & Seixas, P. F. (1999a). Electrical parameter estimation procedures for induction machines during self-commissioning phase. In *COBEP'99 - 5th Brazilian Power Elec-*
-

- tronics Conference*, volume 2 (pp. 666–672). Foz do Iguaçu, Parana, Brasil.
- [Peixoto & Seixas, 1999b] Peixoto, Z. M. A. & Seixas, P. F. (1999b). Parameter identification for induction machines at standstill. In *EPE'99 - 8th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. P.1 – P.10). Lausanne, Switzerland.
- [Peixoto & Seixas, 2000a] Peixoto, Z. M. A. & Seixas, P. F. (2000a). Electrical parameter estimation considering the saturation effects in induction machines. In *PESC'2000 - IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference* Ireland - Galway.
- [Peixoto & Seixas, 2000b] Peixoto, Z. M. A. & Seixas, P. F. (2000b). Estimation of induction motors parameters including variations of the magnetizing inductance. In *CBA'2000 - Anais do XIII Congresso Brasileiro de Automática* (pp. 1036–1041). Florianópolis - SC - Brasil.
- [Peixoto & Seixas, 2000c] Peixoto, Z. M. A. & Seixas, P. F. (2000c). Identification at standstill of induction machines including the saturation effects. In *EPE-PEMC'2000 - 9th International Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control* Kosice, Slovak Republic.
- [Perng et al., 1998] Perng, S., Lai, Y., & Liu, C. (1998). Sensorless vector controller for induction motor drives with parameter identification. In *IECON'98 - 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 1/4 (pp. 1008–1013). Aachen, Germany.
- [Philips & Nagle, 1995] Philips, C. L. & Nagle, H. T. (1995). *Digital Control System Analysis and Design*. Prentice Hall International, Inc., New Jersey, USA.
- [Rasmussen et al., 1995] Rasmussen, H., Tonnes, M., & Knudsen, M. (1995). Inverter and motor model adaptation at standstill using reference voltages and measured currents. In *EPE'95 - 6th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 13667–1372).
- [Ratnayake & Murai, 1998] Ratnayake, K. R. M. N. & Murai, Y. (1998). A novel pwm scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter. In *PESC'98 - Record of 31th IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 269–274).
- [Ribeiro et al., 1997a] Ribeiro, L. A., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1997a). Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. In *IAS'97 - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting* (pp. 746–752). New Orleans, Louisiana.
- [Ribeiro et al., 1999] Ribeiro, L. A., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1999). Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions *IEEE Transactions on Power Electronics*,

- 14(1), 62–73.
- [Ribeiro, 1995] Ribeiro, L. A. S. (1995). Estimação dinâmica de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona. Msc, Universidade Federal da Paraíba, Paraíba, Brasil.
- [Ribeiro, 1998] Ribeiro, L. A. S. (1998). *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho*. PhD thesis, Universidade Federal da Paraíba, Paraíba, Brasil.
- [Ribeiro et al., 1995] Ribeiro, L. A. S., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1995). Parameters and speed estimation for induction machines based on dynamic models. In *EPE'95 - 6th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1496–1501). Sevilla, Spain.
- [Ribeiro et al., 1997b] Ribeiro, L. A. S., Jacobina, C. B., & Lima, A. M. N. (1997b). Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. In *IAS'97 - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting* (pp. 746–752). New Orleans, Louisiana.
- [Ribeiro et al., 1996] Ribeiro, L. A. S., Jacobina, C. B., Lima, A. M. N., & Oliveira, A. C. (1996). Mrac strategies for an ifo controlled ac motor drive with parameter estimation. In *PESC'96 - Record of 29th IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp. 1222–1228).
- [Ribeiro et al., 2000] Ribeiro, L. A. S., Jacobina, C. B., Lima, A. M. N., & Oliveira, A. C. (2000). Real-time estimation of the electric parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3), 743–754.
- [Robert et al., 1997] Robert, P. P., Gautier, M., Bergman, C., Millet, C., & Feuvrie, B. (1997). Experimental identification of asynchronous machine. In *EPE'97 - 7th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 4620–4625). Trondheim, Norway.
- [Rowan et al., 1991] Rowan, T. M., Kerkman, R. J., & Leggate, D. (1991). A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(4), 720–727.
- [Ruff & Grotstollen, 1993] Ruff, M. & Grotstollen, H. (1993). Identification of the saturated mutual inductance of an asynchronous motor at stanstill by recursive least squares algorithm. In *EPE'93 - 5th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 103–108). Brighton, England.
- [Ruff & Grotstollen, 1996] Ruff, M. & Grotstollen, H. (1996). Off-line identification of the electrical parameters of an industrial servo drive system. In *IAS'96 - IEEE Industry Applications Society 31st Annual*

- Meeting* (pp. 213–220).
- [Sangwongwanich, 1991] Sangwongwanich, S. (1991). A unified approach to speed and parameter identification of induction motor. In *IECON'91 - 21th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 712 – 715).
- [Schibli et al., 1998] Schibli, N. P., Nguyen, T., & Rufer, A. C. (1998). A three-phase multilevel converter for high-power induction motors. *IEEE Transactions on Power Eletronics*, 13(5), 978–985.
- [Seixas, 1988] Seixas, P. (1988). *Commande Numerique d'une Machine Synchrone Autopilotée*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, França.
- [Silvino et al., 1997] Silvino, J. L., Ritter, C. M., & Resende, P. (1997). Sensorless rotor time-constant and mutual inductance estimation for induction motor drive systems. In *ISIE'97 - The 1997 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (pp. 1060–1064). Guimaraes, Portugal.
- [Sinha & Qi-Jie, 1983] Sinha, N. K. & Qi-Jie, Z. (1983). Discrete-time approximation of multivariable continuous-time systems. *IEE Proceedings*, 130(3), 103–110.
- [Sinha & Qie-Jie, 1983] Sinha, N. K. & Qie-Jie, Z. (1983). Discrete-time approximation of multivariable continuous-time systems. *IEE Poceedings - D*, 130(3), 103–110.
- [Sinha & Rao, 1991] Sinha, N. K. & Rao, G. P. (1991). *Identification of Continuous-Time Systems - Methodology and Computer Implementation*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands.
- [Stankovic et al., 1997] Stankovic, A., Benedict, E. R., John, V., & Lipo, T. A. (1997). A novel method for measuring induction machine magnetizing inductance. In *IAS'97 - IEEE Industry Applications Society 32nd Annual Meeting* (pp. 234–238). New Orleans, Louisiana, USA.
- [Stopa, 1997] Stopa, M. M. (1997). Controle do motor de indução por orientação de campo: Uma implementação utilizando um conversor pwm reversível. Msc, Universidade Federal de Minas Gerais - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte - Minas Gerais.
- [Sugimoto & Tamai, 1987] Sugimoto, H. & Tamai, S. (1987). Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics. *IEEE Transactions Industry Applications*, IA-23, 296–303.
- [Sul, 1989] Sul, S. K. (1989). A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutal inductance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(4), 578–587.
- [Sumner & Asher, 1993] Sumner, M. & Asher, G. (1993). Autocomissioning for voltage-

-
- referenced voltage-fed vector-controlled induction motor drives. *IEE Proceedings-B*, 140(3), 187–200.
- [Tolyat et al., 1999] Tolyat, H. A., Arefeen, M. S., Rahman, K. A., & Figoli, D. (1999). Rotor time constant updating scheme for a rotor flux-oriented motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(5), 850–857.
- [Tulleken, 1990] Tulleken, H. J. A. F. (1990). Generalized binary noise test-signal concept for improved identification-experiment design. *Automatica*, 26(1), 37–49.
- [Umanand & Bhat, 1995] Umanand, L. & Bhat, S. R. (1995). Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications. *IEE Proceedings - Electronics Power Applications*, 142(2), 97–103.
- [Unbehauen & Rao, 1990] Unbehauen, H. & Rao, G. P. (1990). Continuous-time approaches to system identification - a survey. *Automatica*, 26(1), 23–35.
- [Vas, 1990] Vas, P. (1990). *Vector Control of AC Machines*. Oxford University Press, England.
- [Velez-Reyes, 1990] Velez-Reyes, M. (1990). *Decomposed Algorithms for Parameter Estimation*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering and Computer Science.
- [Velez-Reyes et al., 1989] Velez-Reyes, M., Minami, K., & Verghese, G. (1989). Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In *IAS'89 - IEEE Industry Society Annual Meeting* (pp. 607–611).
- [Weisgerber et al., 1997] Weisgerber, S., Proca, A., & Keyhani, A. (1997). Estimation of permanent magnet motor parameters. *New Orleans, Louisiana*, (pp. 29–34).
- [Yang & Chin, 1993] Yang, G. & Chin, T. (1993). Adaptive speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(4), 820–825.
- [Young, 1981] Young, P. C. (1981). Parameter estimation for continuous-time models - a survey. *Automatica*, (17), 23–29.
- [Zai et al., 1992] Zai, L., DeMarco, C. L., & Lipo, T. A. (1992). An extended kalman filter approach to rotor time constant measurement in pwm induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(1), 96–104.
-

Apêndice A

Especificações da Máquina de Indução

- Dados de Placa

Potência Nominal	2 HP
Tensão Nominal	220 / 380 V
Corrente Nominal	6,5 / 3,8 A
Número de Polos	4
Frequência	60 Hz
Velocidade Nominal	1720 rpm
Classe Construtiva	B

- Parâmetros Medidos através dos Ensaios a Vazio e com Rotor Bloqueado

Resistência de Estator	3,415 Ω
Resistência de Rotor	3,642 Ω
Indutância Própria de Estator	0,302 H
Indutância Própria de Rotor	0,307 H
Indutância Mútua	0,294 H
Momento de Inércia	0,012 Kg.m ²
Coefficiente de Atrito Viscoso	1,497x10 ⁻³ N.m.s
