

JOSÉ GOMES DE MATOS

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
ALIMENTADO POR INVERSOR DE CORRENTE**

Dissertação apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO : PROCESSAMENTO DA ENERGIA

ORIENTADORES : NARPAT SINGH GEHLOT

ANTONIO LUIZ AGUIAR

CAMPINA GRANDE - PARAÍBA

julho - 1986



M433c Matos, José Gomes de.
Contribuição ao estudo do motor de indução alimentado por inversor de corrente. / José Gomes de Matos. - Campina Grande - PB: [s.n], 1986.

361 f.

Orientadores: Professor Dr. Narpal Singh Gehlot; Antonio Luiz Aguiar.

Dissertação (Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba; Centro de Ciências e Tecnologia.

1. Motor de indução alimentado. 2. Inversor de corrente. 3. Engenharia Elétrica. I. Gehlot, Narpal Singh. II. Aguiar, Antonio Luiz de. III. Título.

CDU: 621.3

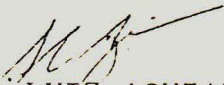
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
ALIMENTADO POR INVERSOR DE CORRENTE

JOSÉ GOMES DE MATOS


DISSERTAÇÃO APROVADA EM 17/07/86



NARPAT SINGH GEHLOT, Dr.Engg., UFPb
Orientador



ANTONIO LUIZ AGUIAR, Dr.Eng., UFPb
Co-Orientador



EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Eng., UFPb
Componente da Banca



MARCEL GRANDPIERRE, Dr.Eng., Toulouse, França
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE
JULHO - 1986

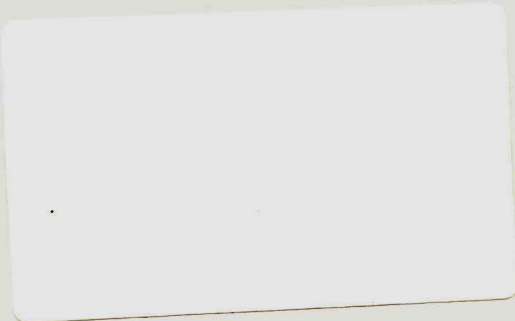
DEDICATÓRIA

A meus pais Benedito e Maria Rosa.

A minha esposa Marcelina.

A minha filha Fernanda.

A meus Irmãos.



AGRADECIMENTOS

A todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Narpal Singh Gehlot pela orientação e ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Antonio Luiz Aguiar pela orientação e ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu colega Antonio do Nascimento Epaminondas pelas discussões e colaboração na implementação das subrotinas gráficas utilizadas.

Ao colega José Quezada Peña pelas discussões e ajuda na obtenção dos resultados experimentais.

A Universidade Federal do Maranhão pela oportunidade oferecida para a realização do Curso de Mestrado.

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS PRINCIPAIS

- a - operador $1 / 120^\circ$
- A_i - ganho de sensor de corrente
- b, C_{eq} - $3C/2$
- C - capacitância de comutação
- C_M - conjugado eletromagnético médio
- C_{em} - conjugado eletromagnético instantâneo
- C_L - conjugado de carga
- E_s - RMS da f.c.e.m do circuito equivalente clássico do motor de indução
- E - valor de pico do circuito equivalente série da máquina de indução
- f_s - frequência estatórica em Hz
- f_{sl} - frequência de escorregamento em Hz
- i - corrente instantânea no filtro
- I - corrente média no filtro
- ICAS - inversor de corrente auto-sequencial
- \bar{i}_s, \bar{i}_r - vetores das correntes estatórica e rotórica
- B - constante de atrito viscoso

- $\text{Im}(\cdot)$ - Imaginário de (\cdot)
- I_{M0} - corrente de magnetização nominal
- I_s - corrente estatórica RMS por fase
- \bar{i}_m - vetor corrente de magnetização
- i_{ref} - corrente de referência
- J - constante de inércia
- K - $3.P.\phi_m/R_r$
- K_ω, K_i - ganhos dos controladores de velocidade e de corrente respectivamente
- K_m - ganho de sensor de velocidade (V/rad./s)
- K_s - fator de conversão (rad/s/V)
- L - $(l_s + l_r)$
- l_s - indutância de dispersão do estator
- l_r - indutância de dispersão do rotor referida ao estator
- L_s, L_r - indutâncias estatórica e rotórica referidas ao estator
- L_c - indutância de comutação do inversor
- ITAE - integral of time-multiplied absolute-value of error

- $\bar{\psi}_r$ - vetor de fluxo concatenado com o rotor
- $\bar{\psi}_s$ - vetor de fluxo concatenado com o estator
- $\bar{\psi}_{ro}$ - valor de $\bar{\psi}_r$ em $t = 0$
- $\bar{\psi}'_{ro}$ - valor de $\bar{\psi}_r$ em $t = t_1$
- $\bar{\psi}''_{ro}$ - valor de $\bar{\psi}_r$ em $t = t_1 + t_2 = t_c$
- ψ'_{ror} - $\text{Re}(\bar{\psi}'_{ro})$
- ψ'_{roi} - $\text{Im}(\bar{\psi}'_{ro})$
- Ω_r - $\alpha_r - j\omega_r$
- ϕ_m - valor RMS do fluxo magnético no entreferro
- θ_1 - ângulo de carregamento linear do capacitor de comutação
- θ_2 - ângulo de transferência de corrente
- θ_c - $\theta_1 + \theta_2$
- ζ_i - constante de tempo do controlador PI da malha da corrente
- ζ_ω - constante de tempo do controlador PI da malha de velocidade
- ζ_f - constante de tempo equivalente do sistema filtro/máquina
- ζ_m - constante de tempo de sistema máquina carga:
J/B
- .d - subscrito que indica eixo direto

- L_F - indutância do filtro de corrente
- p - operador d/dt
- P - número de pares de pólos
- $Re(.)$ - parte real de $(.)$
- R_s, R_r - resistências estatórica e rotórica referidas ao estator
- R_F - resistência do filtro de corrente
- t - variável tempo
- T_r - L_r/R_r
- T'_r - l_r/R_r
- t_0 - tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores
- t_1 - duração do intervalo de carregamento linear da comutação
- t_2 - duração do intervalo de transferência de corrente
- v_i - tensão instantânea na entrada do inversor
- v_r - tensão instantânea na saída do retificador
- T - período da fundamental da corrente na máquina de indução

v_{ro}	- tensão interna do retificador
$v_{c1} \dots v_{c6}$	- tensão nos capacitores de comutação
$v_{T1} \dots v_{T6}$	- tensão nos tiristores
$v_{d1} \dots v_{d6}$	- tensão nos diodos
v_i	- valor médio de v_i
\bar{v}_s, \bar{v}_r	- vetores da tensão estatórica e rotórica
v_{c0}	- tensão de pico nos capacitores de comutação
v_{CA1}	- tensão no capacitor C_1 no final do intervalo de carregamento linear
v_{dmax}	- máxima tensão reversa sobre os diodos de comutação
v_{dmin}	- mínima tensão reversa sobre os diodos de comutação
α_s	- R_s/L_s
α_r	- R_r/L_r
ω_r	- velocidade rotórica em rad.ele./s.
ω_{sl}	- frequência de escorregamento (rad/s).
ω_s	- frequência estatórica em rad/s.
ω_{ref}	- velocidade de referência em rad.ele./s
ω_c	- $(1/3LC)^{1/2}$
σ	- $(1 - M^2/L_s \cdot L_r)$

- q - subscripto que indica eixo em quadratura
- 0 - subscripto que indica regime permanente
- s - subscripto que indica grandezas do estator
- r - subscripto que indica grandezas do rotor

RESUMO

A análise de regime permanente, o projeto do sistema de controle, o comportamento dinâmico e duas diferentes simulações do acionamento do motor de indução alimentado por inversor de corrente auto-sequencial são investigados neste trabalho. A análise de regime permanente, considerando o processo de comutação, é feita por quatro modelos matemáticos diferentes. As formas de onda das variáveis do inversor e da máquina em regime permanente são sintetizadas por esses quatro modelos. Um modelo simplificado (Quarto modelo) é proposto para a análise de regime permanente do sistema, o qual é considerado vantajoso com relação aos demais. Um sistemático procedimento para o projeto completo do inversor é apresentado.

O completo modelamento da dinâmica do sistema de acionamento do motor de indução alimentado em corrente com controle do escorregamento e compensação da frequência é apresentado. Os parâmetros dos controladores de corrente e de velocidade são escolhidos com base no critério ITAE e técnicas de cancelamento pólo-zero. O comportamento dinâmico do sistema de acionamento é analisado através do exame dos pólos e zeros das funções de transferência desejadas.

Uma simulação simplificada do sistema de acionamento baseada nos componentes de frequência fundamental, negligenciando-se o atraso (delay) do retificador e do inversor, etc., é desenvolvida. Uma outra simulação detalhada, levando em conta um modelo resistivo-capacitivo do inversor, os harmônicos de corrente, o atraso do retificador e do inversor, etc., é também realizada. Ambas as simulações são executadas no computador, utilizando blocos interconectados a partir de uma pré-determinada estratégia do programa de simulação e da operação real do sistema. Os resultados de ambas as simulações são usados para validar os resultados da análise de regime permanente, a dinâmica e o controle do acionamento.

ABSTRACT

The steady state analysis, the control system design, the dynamic performance, and the two different simulations of the auto-sequential current source inverter fed induction motor drive are investigated in this work. The steady-state analysis considering the process of commutation is analysed by four different mathematical models. The waveforms of the drive in steady-state are synthesized by all four models. A simplified model (Fourth model) for the steady-state analysis of the drive is proposed which is considered advantageous over the other models. A systematic design procedure for the design of the complete inverter is presented.

The complete dynamic model of the slip frequency controlled current source inverter fed induction motor drive with frequency compensation is presented. The parameters of the current and the speed controllers are selected based on the ITAE criteria and pole-zero cancellation. The dynamic behavior of the drive is analysed by examining the poles and the zeros of the desired transfer functions of the drive.

A simplified simulation of the drive based on the fun

damental frequency components, neglecting the delay of the rectifier and the inverter, etc. is developed. Another detailed simulation taking into account a resistive-capacitive model of the inverter, the current harmonics, the delay of the rectifier and the inverter, etc. is developed. Both the simulations are executed on the computer with interconnected blocks by a pre-determined computation strategy simulating the real operation of the drive. The results of both the simulations are used to validate the results of the steady-state analysis, the dynamics and control of the drive.

ÍNDICE DE FIGURAS

	<u>PÁGINA</u>
FIGURA 2.1 - Circuito equivalente clássico de uma máquina de indução.	11
FIGURA 2.2 - Curvas de conjugado versus velocidade para diferentes correntes e frequência constante	11
FIGURA 2.3 - Sistema de acionamento com controle independente da corrente e da frequência de escorregamento: auto-pilotagem	14
FIGURA 2.4 - Modos de operação da máquina de indução alimentada em corrente.	14
FIGURA 2.5 - Características de operação a torque constante e potência constante da máquina de indução	18
FIGURA 2.6 - Curvas de conjugado médio de um motor de indução com alimentação em frequência variável	18
FIGURA 2.7 - Circuito de alimentação em corrente de uma máquina de indução	20

FIGURA 2.8	- Inversor de corrente auto-sequencial (ICAS)	20
FIGURA 2.9	- Formas de onda de corrente e tensão de fase de uma máquina de indução alimentada em corrente, ligada em Y	24
FIGURA 2.10	- Forma de onda típica do conjugado eletromagnético de uma máquina de indução alimentada em corrente.	24
FIGURA 2.11	- Fluxo de potência: motorização e frenagem	27
FIGURA 2.12	- Sistema de regulação da velocidade com controle do escorregamento	27
FIGURA 2.13	- Reversão do sentido de rotação com o sistema da Fig. 2.12.	30
FIGURA 2.14	- Operação nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade	30
FIGURA 3.1	- Comutação da corrente no ICAS.	36
FIGURA 3.2	- Formas de onda v_{cl} , v_{Tl} , i_{as} e i_{bs} durante o processo de comutação.	38
FIGURA 3.3	- Formas de onda das correntes de linha do motor com o inversor operando em parcial superposição de comutação	41

FIGURA 3.4	- Característica da indutância de magnetização versus corrente de magnetização da máquina de indução	45
FIGURA 3.5	- Ilustração do deslocamento de fase da corrente de linha devido a comutação.	48
FIGURA 3.6	- Circuito equivalente por fase da máquina de indução alimentada em corrente.	49
FIGURA 3.7	- Forma de onda típica da tensão em um diodo de comutação durante um período de acionamento	62
FIGURA 3.8	- Fluxograma para implementação computacional do Modelo I	64
FIGURA 3.9	- Fluxograma para implementação computacional do Modelo II	77
FIGURA 3.10	- Fluxograma para implementação computacional do Modelo III	99
FIGURA 3.11	- Fluxograma para a implementação computacional do Modelo IV	106
FIGURA 3.12	- Oscilograma da tensão em um diodo de comutação sob condição anormal de condução	113

FIGURA 3.13 - Formas de onda obtidas pelo Modelo II para operação no modo motor com corrente imposta	123
FIGURA 3.14 - Formas de onda obtidas pelo Modelo IV para operação no modo motor com corrente imposta	124
FIGURA 3.15 - Formas de ondas experimentais das tensões v_{ab} , v_{cl} e v_{dl}	126
FIGURA 3.16 - Formas de onda de i_{as} , v_{as} , v_{cl} , v_{dl} , v_i e C_{em} para o regime motor, obtidas pelo Modelo IV	127
FIGURA 3.17 - Formas de onda de i_{as} , v_{as} , v_{cl} , v_{dl} , v_i e C_{em} para o regime gerador, obtidas pelo Modelo IV	128
FIGURA 3.18 - Variação de θ_1 com o ponto de operação com corrente constante.	130
FIGURA 3.19 - Variação de θ_2 com o ponto de operação com corrente constante.	131
FIGURA 3.20 - Variação de θ_c com o ponto de operação com corrente constante.	133
FIGURA 3.21 - Variação de t_o com o ponto de operação com corrente constante	134

- FIGURA 3.22 - Variação de V_{c0} com o ponto de operação com corrente constante 135
- FIGURA 3.23 - Variação de V_{dmax} com o ponto de operação com corrente constante 136
- FIGURA 3.24 - Variação de V_{dmin} com o ponto de operação com corrente constante 138
- FIGURA 3.25 - Variação de θ_1 com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante . . 139
- FIGURA 3.26 - Variação de θ_c com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante . . 141
- FIGURA 3.27 - Variação de t_o com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante . . 142
- FIGURA 3.28 - Variação de V_{c0} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante. . 143
- FIGURA 3.29 - Variação de V_{dmax} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante. 144
- FIGURA 3.30 - Variação de V_{dmin} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante. 145
- FIGURA 4.1 - Sistema de acionamento de M.I por fonte de corrente ideal com controle de ω_s . . . 160
- FIGURA 4.2 - Sistema de acionamento de M.I por fonte de corrente ideal com auto-pilotagem . . .167

FIGURA 4.3	- Trajetória dos auto-valores da matriz A_1 negligenciando-se a saturação magnética	171
FIGURA 4.4	- Trajetória dos auto-valores da matriz A_1 incluindo o efeito da saturação magnética	172
FIGURA 4.5	- Diagrama de blocos do motor de indução com corrente controlada	176
FIGURA 4.6	- Diagrama de blocos da malha de regulação da corrente	182
FIGURA 4.7	- Trajetória dos pólos complexos de G_e	184
FIGURA 4.8	- Variação do pólo real de G_e com a frequência de escorregamento	185
FIGURA 4.9	- Variação do índice ITAI e respectivo ζ_1 (ótimo) versus K'_a	188
FIGURA 4.10	- Resposta transitória da malha de corrente a uma entrada degrau	192
FIGURA 4.11	- Trajetória dos auto-valores da matriz A_3	196
FIGURA 4.12	- Diagrama de blocos do sistema completo de acionamento com regulação da corrente e da velocidade	199

FIGURA 4.13 - Diagrama de blocos da função F_b	206
FIGURA 4.14 - Diagrama de blocos do sistema linearizado da Fig. 4.12.	208
FIGURA 4.15 - Diagrama de blocos da malha de regulação da velocidade	209
FIGURA 4.16 - Transitório com degrau de velocidade de 360 para 362 rad/seg. usando a simulação simplificada	221
FIGURA 4.17 - Transitório com degrau de 5N.m no torque de carga usando simulação simplificada	222
FIGURA 4.18 - Transitório de partida com instalação prévia do fluxo(simulação simplificada)	223
FIGURA 4.19 - Transitório de reversão de rotação (simulação simplificada)	224
FIGURA 4.20 - Transitório de partida com instalação prévia do fluxo(simulação detalhada).	225
FIGURA 4.21 - Transitório de reversão de rotação (simulação detalhada)	226
FIGURA 5.1 - Representação do módulo M_1 em forma de diagrama de blocos	233

FIGURA 5.2	- Estrutura do programa de simulação de um sistema usando o método S.O.S.I.E.	234
FIGURA 5.3	- Ilustração da atualização de variáveis no núcleo processador.....	236
FIGURA 5.4	- Diagrama funcional do sistema da Fig.4.12 com o inversor e o retificador idealizados.....	238
FIGURA 5.5	- Circuitos equivalentes da máquina de indução no sistema dq.....	240
FIGURA 5.6	- Circuito equivalente da máquina mais filtro de corrente.....	240
FIGURA 5.7	- Ilustração da implementação de um módulo de simulação.....	242
FIGURA 6.1	- Modelo RC a topologia variável do inversor	247
FIGURA 6.2	- Diagramas de ativação dos tiristores do inversor.....	249
FIGURA 6.3	- Configurações do inversor entre os instantes de disparo de T_{h1} e T_{h2} para sequência de fase positiva.....	250
FIGURA 6.4	- Configurações do inversor entre os instantes de disparo de T_{h2} e T_{h3} para sequência de fase positiva.....	250

FIGURA 6.5 - Configurações do inversor com comutação natural entre os instantes de disparo de T_{h1} e T_{h2} para sequência de fase positiva 257

FIGURA 6.6 - Diagrama de blocos do regulador PI 259

FIGURA 6.7 - Fluxograma do processamento do módulo de regulação de velocidade 259

FIGURA 6.8 - Gráfico funcional do sistema da Fig. 4.12 com o inversor e o retificador não idealizados 260

FIGURA 6.9 - Representação do inversor em diagrama de blocos 261

FIGURA 6.10 - Fluxograma do processamento do módulo do inversor 263

FIGURA 6.11 - Ilustração da detecção dos instantes de disparo dos tiristores 264

FIGURA 6.12 - Ilustração da detecção dos instantes de disparos dos tiristores para obtenção de uma MLP 264

FIGURA 6.13 - Fluxograma do processamento do módulo de controle do inversor 267

FIGURA 6.14 - Forma de onda teórica da tensão de saída do retificador com $\alpha = 0^\circ$269
FIGURA 6.15 - Fluxograma do processamento do módulo retificador270
FIGURA 6.16 - Formas de onda em regime quase permanente após a partida273
FIGURA 6.17 - Formas de onda em regime quase permanente após a reversão de rotação274
FIGURA 6.18 - Formas de onda em regime permanente no modo motor275
FIGURA 6.19 - Formas de onda em regime permanente no modo gerador276
FIGURA 6.20 - Formas de onda em regime permanente no modo motor com a corrente no filtro contínua sem ondulações277
FIGURA 6.21 - Resultados da simulação do inversor com MLP278
FIGURA 6.22 - Resultados da simulação do ICAS com comutação natural278

ÍNDICE DE TABELAS

	PÁGINA
TABELA 3.1 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III e IV e obtidos experimentalmente para θ_1 (Graus).	108
TABELA 3.2 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para θ_2 (Graus).	109
TABELA 3.3 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para θ_c (Graus)	110
TABELA 3.4 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para t_o (us)	111
TABELA 3.5 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para V_{c0} (V)	114
TABELA 3.6 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para V_{dmax} (V)	115
TABELA 3.7 - Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos exper	

	rimentalmente para V_{dmin} (V)	116
TABELA 3.8	- Comparação dos resultados computados pelos modelos I, II, III, IV e obtidos experimentalmente para V_1 em (V)	117
TABELA 3.9	- Comparação dos resultados computados para o conjugado médio pelos modelos I, II, III IV e pela Eq. 2.1	119
TABELA 3.10	- Comparação dos resultados computados para θ_L (Graus) pelos modelos II e IV	120
TABELA 3.11	- Comparação dos valores de I_1 computados pelos modelos I e IV pelos modelos II e IV .	121
TABELA 4.1	- Pólos da função de transferência $I(s)/I_{ref}$ -(s) para o sistema simplificado da Fig.4.6	191
TABELA 4.2	- Pólos e zeros de $\Delta I(s)/\Delta I_{ref}(s)$ para o sistema da Fig. 4.5 incluindo o efeito de $\Delta \omega_r$ com $\Delta \omega_s$ e ΔC_L iguais a zero	197
TABELA 4.3	- Pólos e zeros de funções de transferência do sistema em malha fechada	217
TABELA 4.4	- Pólos dominantes da função de transferência $\Delta \omega_r / \Delta \omega_{ref}$ para o sistema completo linearizado	218
TABELA 6.1	- Matriz de geração das chaves $T_1 \dots T_6 \dots$	266

SUMÁRIO

	PÁGINA
1 - <u>INTRODUÇÃO</u>	01
2 - <u>ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO</u>	08
2.1 - Introdução	08
2.2 - Alimentação em corrente senoidal	09
2.2.1 - Conjugado eletromagnético	09
2.2.2 - Acionamento em malha aberta e com au to-pilotagem	12
2.2.3 - Modos de operação	13
2.3 - Alimentação por fonte de corrente não <u>senoi</u> <u>dal</u>	17
2.3.1 - Inversor de fonte de corrente	17
2.3.2 - Vantagens e desvantagens da alimenta ção por inversor fonte de corrente .	19
2.3.3 - Correntes e tensões na máquina	22
2.3.4 - Torques adicionais.....	22
2.3.5 - Fluxo de potência no inversor fonte de corrente: operação em motorização e regeneração	23
2.3.6 - Sistema de acionamento com controle	

	PÁGINA
do escorregamento	26
2.4 - Conclusões	29
3 - <u>ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DO SISTEMA INVERSOR</u>	
<u>AUTO-SEQUENCIAL/MÁQUINA DE INDUÇÃO</u>	33
3.1 - Introdução	33
3.2 - Análise do processo de comutação do inversor auto-sequencial	35
3.3 - Modelamento matemático	42
3.3.1 - Considerações gerais	42
3.3.2 - Representação da saturação magnética	44
3.3.3 - Modelo I	46
3.3.3.1 - Considerações	46
3.3.3.2 - Representação da máquina de in- dução	47
3.3.3.3 - Processo de comutação	51
3.3.3.4 - Determinação das características em regime permanente	57
3.3.4 - Modelo II	65
3.3.4.1 - Considerações	65
3.3.4.2 - Representação da máquina de in- dução	66
3.3.4.3 - Processo de comutação	67
3.3.4.4 - Determinação das características em regime permanente	72
3.3.5 - Modelo III	79
3.3.5.1 - Considerações	79

3.3.5.2 - Representação da máquina de indução	79
3.3.5.3 - Processo de comutação	83
3.3.5.4 - Determinação das características em regime permanente	94
3.3.6 - Modelo IV	101
3.3.6.1 - Considerações	101
3.3.6.2 - Representação da máquina de indução	102
3.3.6.3 - Processo de comutação	102
3.3.6.4 - Determinação das características em regime permanente	104
3.4 - Resultados	105
3.4.1 - Estudo comparativo dos modelos	107
3.4.2 - Análise das formas de onda	122
3.4.3 - Análise das características do conversor em regime permanente	125
3.4.3.1 - Operação com corrente constante	129
3.4.3.2 - Operação com fluxo constante ..	137
3.5 - Dimensionamento do inversor auto-sequencial ...	146
3.6 - Conclusões	154
4 - <u>ESTUDO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO ALIMENTADA EM CORRENTE</u>	158
4.1 - Introdução	158
4.2 - Modelamento do inversor fonte de corrente e da máquina de indução	159

4.3 - Análise da estabilidade do sistema com alimentação por fonte de corrente ideal	164
4.3.1 - Operação em malha aberta com controle independente da frequência e corrente estatórica imposta	168
4.3.2 - Operação em malha fechada: auto-pilotagem	173
4.4 - Sistema de regulação da corrente	174
4.5 - Determinação dos parâmetros do regulador de corrente	180
4.6 - Estudo da estabilidade do sistema com alimentação por fonte de corrente regulada por controlador PI	193
4.7 - Sistema de controle do acionamento	198
4.7.1 - Modelamento do sistema de controle do acionamento	200
4.7.2 - Determinação dos parâmetros do controlador PI da regulação de velocidade ...	207
4.7.3 - Modelamento do sistema completo para o estudo da estabilidade	211
4.8 - Resposta transitória do sistema completo de acionamento	216
4.9 - Resultados da simulação digital	219
4.10 - Conclusões	227
5 - <u>O MÉTODO DE SIMULAÇÃO S.O.S.I.E.</u>	230
5.1 - Introdução	230

5.2 - Descrição do método S.O.S.I.E.....	231
5.3 - Aplicação do método S.O.S.I.E.....	237
5.4 - Conclusões	241
6 - <u>SIMULAÇÃO DIGITAL DE MÁQUINAS CA ALIMENTADAS POR</u>	
<u>INVERSOR DE CORRENTE</u>.....	244
6.1 - Introdução.....	244
6.2 - Modelo RC do inversor a topologia variável...	246
6.3 - Extensão do modelo RC à simulação do ICAS com comutação natural.....	256
6.4 - Simulação detalhada do sistema de acionamen <u>to</u> da máquina de indução com controle do es <u>corregamento</u>	258
6.4.1. - Implementação computacional do modelo do inversor	258
6.4.2 - Modelamento e implementação do con <u>trole</u> do acionamento dos tiristores do inversor.....	262
6.4.3 - Modelamento e implementação do reti <u>ficador</u>	266
6.5 - Resultados.....	268
6.6 - Conclusões.....	279
7 - <u>CONCLUSÕES GERAIS</u>.....	282
ANEXO 1 - Equações instantâneas das variáveis do inver<u>to</u>	

sor e da máquina em regime permanente para um sexto de período	285
ANEXO 2 - Síntese das formas de onda das variáveis em re gime permanente	290
ANEXO 3 - Dedução das Equações de V_{dmin} e V_{dmax}	292
ANEXO 4 - Dedução das equações do Valor Médio da tensão na entrada do inversor	295
ANEXO 5 - Dedução das equações do valor médio do conju gado eletromagnético	297
ANEXO 6 - Representação da máquina de indução no siste ma DQ com invariância de potência	298
ANEXO 7 - Funções de transferência do capítulo 4.....	301
ANEXO 8 - Solução da equação diferencial do compensador de frequência	303
ANEXO 9 - Medição dos parâmetros do motor de indução e do sistema de acionamento	305
ANEXO 10- Resumo dos parâmetros do motor de indução e do sistema de acionamento	318
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	319

1. INTRODUÇÃO

A tendência atual de crescimento na aplicação de sistemas de acionamento de motores CA com frequência variável é devido ao contínuo desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência, dos conversores estáticos de potência e das estratégias de controle. O incrível avanço na tecnologia microeletrônica (VLSI e microcomputadores) tem tornado possível a implementação de avançadas teorias sobre controle ótimo e controle adaptativo em sistemas práticos de acionamento de motores CA com frequência variável. Além disso, o projeto através de computadores e a ferramenta da simulação digital estão permitindo o aperfeiçoamento do sistema de acionamento antes da implementação da montagem definitiva.

Dois sistemas básicos de conversão com frequência ajustável são disponíveis para o controle de velocidade de motores de indução com rotor em gaiola. O Inversor de Fonte de Tensão (IFT), com um circuito intermediário de tensão CC e o Inversor de Fonte de Corrente (IFC), com um circuito intermediário de corrente CC. Ambos os sistemas são formados por um retificador, um circuito intermediário com armazenamento de energia e um inversor com comutação forçada. No caso do IFT,

a energia é armazenada em um capacitor e a comutação é independente da carga, de modo que o IFT pode ser considerado como uma fonte de tensão alternada de frequência e amplitude variáveis. No caso do IFC, a energia intermediária do circuito é armazenada em um reator e a carga faz parte do circuito de comutação do inversor, donde o IFC pode ser considerado como uma fonte de corrente alternada com frequência e amplitude variáveis. O circuito de comutação do IFT é mais complexo e requer um número maior de tiristores rápidos do que o IFC. O IFC normalmente é projetado para cargas definidas e apresenta-se como uma excelente alternativa em relação ao IFT nos sistemas de acionamento dos motores CA. As características do IFC tais como inerente operação em regeneração, simples estrutura, capacidade de recuperação a curto-circuitos, etc., juntamente com as boas características inerentes ao motor de indução tipo gaiola (robustez, baixa inércia, baixo custo, volume reduzido, etc.), resulta num excelente sistema de acionamento.

A maioria dos primeiros sistemas de acionamento de motores AC usavam IFT com circuitos auxiliares de comutação por impulso. O conceito original de um IFC foi descrito em uma patente divulgada por Mittag [1], em 1934 usando tubos de vácuo. Um inversor de corrente trifásico foi estudado por Ward [2]. As características de desempenho de um inversor de corrente monofásico com uma carga RL e outro com f.c.e.m. indutiva foram analisadas por Iida [3] e McMurray [4] respectivamente. Kazuno [5] estudou a comutação do IFC trifásico nos modos inversor e retificador. Como o inversor de corrente

auto-sequencialmente comutado (ICAS) gera "spikes" de tensão de várias vezes a tensão terminal da carga, a aplicação desse inversor no acionamento de motores de indução teve de esperar pelo desenvolvimento de tiristores de alta voltagem.

A primeira geração de sistemas de acionamento de MI por IFC foi descrita por Maag |6|, Phillips |7| e Nelson |8|.

Uma análise comparativa do ICAS com um inversor de corrente com comutação auxiliar foi dado por Brennen |9|. Uma análise simplificada do processo de comutação do ICAS alimentando o circuito equivalente série do motor de indução foi apresentada por Farrer e Miskin |10|. Uma análise do regime permanente do MI e do ICAS, negligenciando a comutação e utilizando variáveis de estado, foi dada por Lipo e Cornell |11|. Joshi e Dewan |12| publicaram uma análise modificada do regime permanente do ICAS-MI, contudo, a saturação magnética e resistência do estator do MI foram negligenciados. Incorporando a representação completa da máquina, mas sem saturação, Subrahmanyam e outros |13| analisaram a comutação de ICAS em regime permanente. Usando matrizes de transição de estado, o regime permanente e a estabilidade de ICAS-MI foram investigados por Yasuoka e Tsunehiro |14| e Nonaka e Tsuji |15|. Um exato modelamento e projeto do ICAS foi apresentado por Showleh e outros |16|. Lazar |17| e Lienau |18| analisaram a operação do inversor de corrente com dupla e múltipla comutação. A influência da saturação magnética na performance do sistema ICAS-MI foi analisada por Lipo |11| e Parashima |19|. Os vários critérios de projeto para inversores de fonte de corrente de baixa e média potência são discutidos por Kloss

e Heinrich |20|. Os sistemas de acionamento usando IFC têm sido extensivamente aplicados em sistemas de tração elétrica Lienau e outros |21|. Várias novas aplicações dos sistemas de acionamento com IFC em bombas, ventiladores, compressores, etc., são discutidas por Saito |22|. A "stress" de tensão sobre os SCRs provocaram o desenvolvimento de "clamping circuits" para o inversor de corrente |23|. Sistemas de acionamento de motores de indução com inversores de corrente de alta frequência usando GTO são discutidos por Kubota |24|.

Como os sistemas de acionamento de motores de indução com IFC foram construídos e colocados em uso já pela década de setenta, os problemas de dinâmica e controle, tais como seleção da estratégia de controle, escolha dos parâmetros dos controladores, pulsação de torque, estabilidade da operação em malha fechada, influência da variação dos parâmetros do motor, etc., têm sido bastante estudados. Algumas publicações sobre o assunto são dadas a seguir.

Lipo e Plunkett |25| desenvolveram técnicas computadorizadas para se determinar funções de transferência do motor de indução usando formulação em termos de variáveis de estado. Cornell e Lipo |26,27|, Sawaki e Sato |28| e McDonald e Sen |29| fizeram uma análise preliminar da estabilidade do acionamento. Diferentes estratégias de controle têm sido concebidas e são documentadas por Leonard |30|, Plunkett |31|, Krishnan |32|. Um estudo comparativo entre várias estratégias de controle é dada por Bassi |33|. Poucos trabalhos têm aparecido enfocando o projeto dos controladores de corrente, velocidade, etc., com exceção de Krishnan e outros |34|, Bolog

nani e Buja |35|.

Os recursos computacionais e gráficos existentes atualmente tornam a simulação digital uma ferramenta bastante atraente no projeto e desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas CA. Sistemas de acionamento do motor de indução são analisados através da simulação digital por Abd-El-Hamid e D. P. Carrol |36|, Akamatsu e outros |37| e Yuvarajan e outros |38|. Vários modelos do inversor de corrente auto-sequencial, utilizados para simulação digital, são apresentadas por Lataire e Maggto |39|, Davat |40|, Harrington e Gawish |41| e Möltgen |42|. Grandpierre e Faucher |43| propuseram um método de simulação de sistemas de acionamento através da segmentação destes em blocos. No caso do acionamento do motor de indução pelo ICAS, a aplicação desse método requer o desenvolvimento de modelos adequados para o inversor de corrente.

Neste trabalho é realizado um estudo sobre o acionamento do motor de indução por inversor de fonte de corrente, dando enfoque a análise do regime permanente, projeto do sistema de controle, análise do comportamento dinâmico e desenvolvimento de ferramentas de simulação digital do sistema.

No capítulo 2 é feita uma revisão sobre os princípios básicos e características principais do acionamento de um motor de indução alimentado em corrente.

No capítulo 3 o processo de comutação do inversor de corrente é analisado através de quatro modelos diferentes. Um estudo comparativo é realizado entre esses modelos para se identificar o mais adequado à análise do desempenho do con-

versor e da máquina em regime permanente. Esse modelo (Modelo IV) é utilizado no dimensionamento dos componentes do inversor.

No capítulo 4 é realizado o estudo do comportamento dinâmico do acionamento da máquina de indução alimentada em corrente. A estabilidade do sistema é analisada a partir da linearização do modelo não-linear e determinação dos pólos e zero das funções de transferência de interesse utilizando-se a abordagem de variáveis de estado. O sistema de controle de velocidade do motor de indução com controle do escorregamento, controle indireto do fluxo e compensação da frequência estática [32] é discutido. Os parâmetros dos controladores PI das malhas de corrente e de velocidade são calculados a partir da investigação da resposta transitória do sistema através do critério de otimização ITAE. Esse critério sugere o cancelamento dos pólos dominantes das malhas de corrente e de velocidade pelo zero do respectivo regulador PI. Os ganhos dos controladores são determinados a partir de simplificações feitas no modelo do sistema.

No capítulo 5 é feita uma apresentação do método de simulação de sistemas de acionamento de máquinas CA, desenvolvido por Grandpierre e Faucher [43]. Por esse método o sistema é segmentado em blocos e a cada bloco corresponde um módulo de simulação. Esse método é aplicado na simulação do sistema de acionamento com controle do escorregamento descrito no capítulo 4.

No capítulo 6 é proposto um modelo RC para o ICAS destinado a simulação de sistemas de acionamentos de máquinas CA

alimentadas em corrente, através da separação da máquina, inversor e filtro em três blocos distintos. O modelo RC é utilizado na simulação detalhada do sistema completo de acionamento, com controle do escorregamento, anteriormente referido.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais deste trabalho.

2. ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

2.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados os princípios básicos e as características de funcionamento de um motor de indução alimentado em corrente.

Inicialmente é discutida a alimentação por fonte de corrente ideal e senoidal. Dentro dessa discussão são analisadas as características de torque versus velocidade para vários níveis de corrente e frequência estatórica constantes, são mencionadas as regiões de operação estável e instável em malha aberta e a possibilidade de estabilização do sistema através de uma auto-pilotagem.

Em seguida é apresentada a alimentação da máquina de indução por uma fonte de corrente não senoidal (caso prático) obtida a partir de inversor de fonte de corrente. Nesse estudo, as características gerais do sistema fonte de corrente são discutidas, o inversor de corrente auto-sequencial (ICAS) é apresentado e as consequências da forma de onda de seis pulsos sobre o comportamento da máquina são analisadas.

Finalmente, um sistema de controle do motor de indução com escorregamento controlado e imposição do fluxo magnético no entreferro em regime permanente é apresentado. Sua operação é brevemente discutida e a capacidade de funcionamento do mesmo em quatro quadrantes é evidenciada.

2.2 - Alimentação em corrente senoidal

2.2.1 - Conjugado eletromagnético

Na Fig. 2.1 é mostrado o circuito equivalente clássico da máquina de indução alimentada por uma fonte de corrente ideal de amplitude variável. Nesse tipo de alimentação, a corrente é essencialmente uma variável independente enquanto que a tensão nos terminais da máquina é determinada pela resposta da carga à corrente aplicada.

Através do circuito equivalente da Fig. 2.1 encontra-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$C_M = \frac{3 \cdot P \cdot M^2 \cdot I_s^2}{R_r} \cdot \frac{\omega_{sl}}{1 + (\omega_{sl} \cdot T_r)^2} \quad (2.1)$$

onde T_r é dado por

$$T_r = L_r / R_r \quad (2.2)$$

Observa-se a partir da Eq. 2.1 que o conjugado eletromagnético C_M , independe da frequência estatórica, sendo dependente apenas da frequência de escorregamento, dos parâme

tros da máquina e da corrente de alimentação:

A frequência de escorregamento e o respectivo conjugado onde a máquina opera com máximo torque por ampère são dados pelas eqs. 2.3 e 2.4:

$$\omega_{slmi} = \pm 1/\tau_r \quad (2.3)$$

$$C_{Mmaxi} = \pm \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot I_s^2 \quad (2.4)$$

onde o sinal positivo corresponde ao funcionamento como motor, enquanto que o sinal negativo equivale a operação como gerador.

Na Fig. 2.2 é mostrado uma família de características de conjugado versus velocidade para diferentes valores de correntes de alimentação. Para efeito de comparação, a curva de torque versus velocidade para alimentação em tensão nominal também é apresentada [11].

Observa-se da Fig. 2.2 que para altos valores de escorregamento, próximos a partida, a alimentação em corrente sofre uma redução substancial de conjugado em relação a alimentação em tensão. Isso se justifica pelo fato de que com escorregamento elevado e corrente estatórica imposta, a corrente no ramo de magnetização é reduzida provocando baixo valor de fluxo e, conseqüentemente, redução do conjugado.

Para valores pequenos de escorregamento, próximos a ω_{sl}

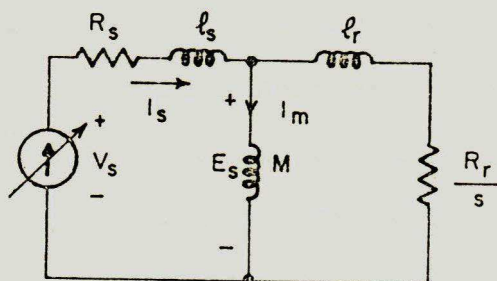


Fig. 2.1 - Circuito equivalente clássico de uma máquina de indução.

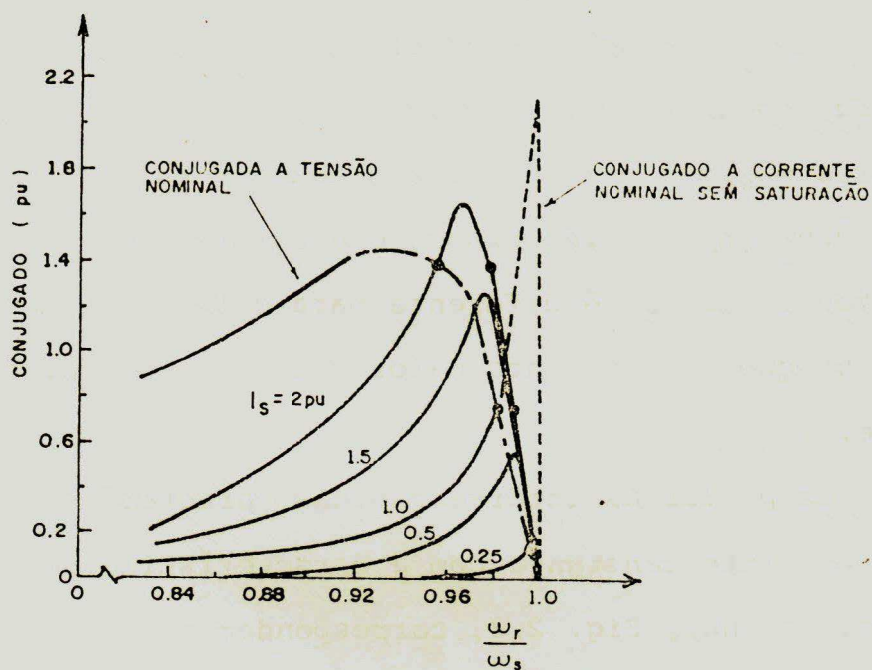


Fig. 2.2 - Curvas de conjugado versus velocidade para diferentes correntes e frequência constante.

nulo, o conjugado eletromagnético cresce a valores elevados, como mostra a curva pontilhada da Fig. 2.2. Esse fenômeno pode ser explicado através do circuito equivalente da máquina de indução, Fig. 2.1. Se o escorregamento é nulo ou muito pequeno, a impedância do rotor é bastante elevada e a corrente imposta é forçosamente obrigada a circular pelo ramo de magnetização, fazendo crescer o fluxo no entreferro e, consequentemente, elevando o valor do conjugado. Na prática a situação é diferente, porque a saturação magnética não permite que o fluxo cresça indefinidamente. Portanto, é necessário incluir o efeito da saturação magnética na análise da alimentação em corrente e frequência estatórica constante para pequenos valores de escorregamento.

Com a inclusão do efeito da saturação, as características de conjugado versus velocidade a corrente constante têm valores máximos bem inferiores aqueles calculados a parâmetros constantes. Além disso, o escorregamento onde a operação é a torque máximo é diferente para cada valor de corrente de alimentação, sendo tanto maior quanto maior for o valor da corrente.

Os pontos de intersecção das características de conjugado a corrente constante com a característica de conjugado a tensão nominal, Fig. 2.2, correspondem a operação da máquina com fluxo magnético no entreferro aproximadamente igual ao valor nominal.

2.2.2. Acionamento em malha aberta e com auto-pilotagem

No acionamento em malha aberta, as variáveis de controle do sistema são a corrente de alimentação e a frequência estatórica. Esse tipo de funcionamento é estaticamente estável para operação com frequência de escorregamento inferior a ω_{slmi} , Eq. 2.3. Com escorregamento superiores a ω_{slmi} a operação em malha aberta é instável e, conseqüentemente, esse tipo de funcionamento não é possível [27].

O acionamento com auto-pilotagem é ilustrado na Fig. 2.3. Neste tipo de operação as variáveis de controle são a corrente i e a frequência de escorregamento, ω_{sl} . A frequência estatórica é obtida pela soma de ω_{sl} com a velocidade rotórica, ω_r . A operação é em malha fechada e o sistema é estável para qualquer valor de escorregamento [27].

No capítulo 4 é discutido o comportamento dinâmico do sistema de acionamento da máquina de indução alimentada em corrente, em malha aberta e em malha fechada, sendo, portanto confirmadas as afirmações acima quanto a estabilidade do sistema.

2.2.3 - Modos de operação

O exame da Fig. 2.4 sugere um número possível de modos de operação da máquina de indução alimentada em corrente [11]. Em a) a corrente é fixada em um determinado valor e a máquina é obrigada a operar sob escorregamento inferior ao ponto de torque máximo. Sob essa condição a máquina opera com saturação, porém as perdas rotóricas são reduzidas. Esta região é também estaticamente estável para operação em malha aberta.

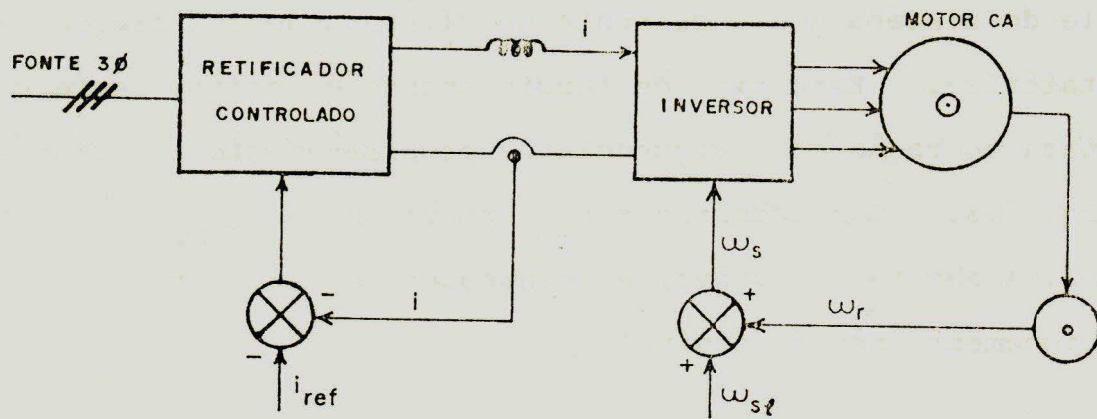


Fig. 2.3 - Sistema de acionamento com controle independente da corrente e da frequência de escorregamento: auto-pilotagem.

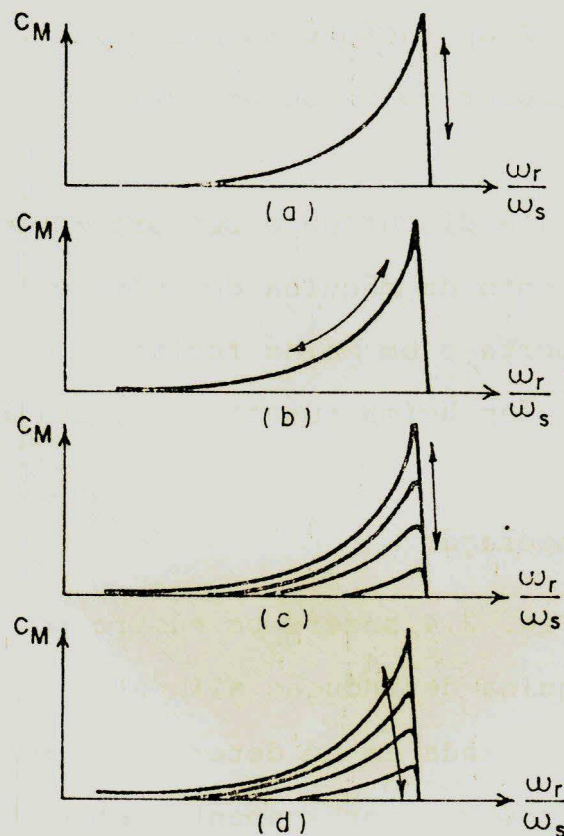


Fig. 2.4 - Modos de operação da máquina de indução alimentada em corrente.

No caso b), a corrente na máquina é novamente constante, porém o funcionamento ocorre na região de inclinação positiva da curva conjugado versus velocidade e é estaticamente instável em malha aberta. Nessa condição a máquina opera livre de saturação porém as perdas no cobre do rotor são superiores ao caso a). Em c), a corrente é algebricamente relacionada com a frequência de escorregamento para que a operação ocorra em velocidade acima do ponto de torque máximo. Como no caso a), esse tipo de funcionamento é também estaticamente estável. A máquina continua operando com saturação, porém com reduzidas perdas rotóricas. Em d) a corrente é ajustada de modo que a máquina opere aproximadamente sobre a curva definida pela intersecção das características de conjugado versus velocidade da alimentação em corrente com a característica de tensão a 1.0 pu, Fig. 2.2. Nessa condição a máquina opera com o fluxo mantido constante no seu valor nominal, não existindo problemas quanto a saturação e o aquecimento devido às perdas no rotor é minimizado. No entanto, o sistema é estaticamente instável e a operação em malha aberta não é possível.

Para uma operação a fluxo constante no entreferro, a corrente se relaciona com ω_{sl} por:

$$I_s = \frac{\phi_m}{M} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl} \cdot T_r)^2}{1 + (\omega_{sl} \cdot T'_r)^2}} \quad (2.5)$$

onde T'_r é dado por

$$T'_r = (L_r - M) / R_r \quad (2.6)$$

Substituindo-se a Eq. 2.5 na Eq. 2.1, tem-se a relação entre o conjugado eletromagnético e o escorregamento, para operação a fluxo constante:

$$C_M = \frac{3 \cdot P \cdot \phi_m^2}{R_r} \cdot \frac{\omega_{sl}}{1 + (\omega_{sl} \cdot T_r')^2} \quad (2.7)$$

O escorregamento e o respectivo conjugado máximo, a fluxo constante, são dados por

$$\omega_{slm\phi} = \pm 1/T_r' \quad (2.8)$$

$$C_{Mmax\phi} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{P \cdot \phi_m^2}{R_r} \cdot \omega_{slm\phi} \quad (2.9)$$

Como pode-se verificar das Eqs. 2.8 e 2.9, na operação com fluxo constante no entreferro, o conjugado máximo que pode ser desenvolvido pelo motor é constante através de toda a faixa de funcionamento, existindo, completa simetria entre os modos motorização e regeneração. Assim, do ponto de vista de controle, a faixa de operação a fluxo constante pode ser denominada de região de controle a conjugado constante, de maneira análoga a um motor de corrente contínua com excitação independente. Essa região se estende normalmente até a frequência nominal da máquina de indução [44]. Acima dessa frequência a operação a fluxo nominal é evitada, uma vez que a tensão terminal da máquina já atingiu seu valor nominal. Acima de f_s nominal, a máquina opera na região conhecida como de potência constante (com enfraquecimento do campo).

Mostra-se, da Eq. 2.7 que o conjugado eletromagnético a fluxo constante é aproximadamente proporcional ao escorrega-

mento. Logo, substituindo ϕ_m por E_s/ω_s na Eq. 2.7 e negligenciando-se o termo $(\omega_{sl} \cdot T_r')^2$, tem-se:

$$C_M \cong \bar{K} \cdot \left(\frac{E_s}{\omega_s}\right)^2 \cdot \omega_{sl} \quad (2.10)$$

A Eq. 2.10 sugere que para se obter uma operação a potência constante com E_s fixo, a frequência de escorregamento deve ser variada proporcionalmente a frequência estatórica e a corrente de alimentação mantida constante. Uma vez que o escorregamento máximo praticamente admissível é da ordem de 2 a 2,5 vezes o escorregamento nominal, a faixa de controle de velocidade a potência constante estende-se, em geral, a pouco mais de duas vezes o valor da velocidade nominal [44].

As regiões de operação a torque e potência constantes da máquina de indução são ilustradas nas Figs. 2.5 e 2.6.

2.3 - Alimentação por fonte de corrente não senoidal

2.3.1 - Inversor de fonte de corrente.

A Fig. 2.7 mostra o diagrama esquemático de um sistema de acionamento típico usando um inversor de fonte de corrente. Ele consiste basicamente de uma ponte retificadora completamente controlada, de um indutor, de uma ponte inversora trifásica e de uma máquina de indução.

A comutação dos tiristores da ponte inversora pode ser feita naturalmente ou através de comutação forçada. No primeiro caso o funcionamento é análogo ao de uma ponte retificadora comutada pela rede, sendo que no caso do inversor, a comutação é feita pelas tensões terminais da máquina. Para isto,

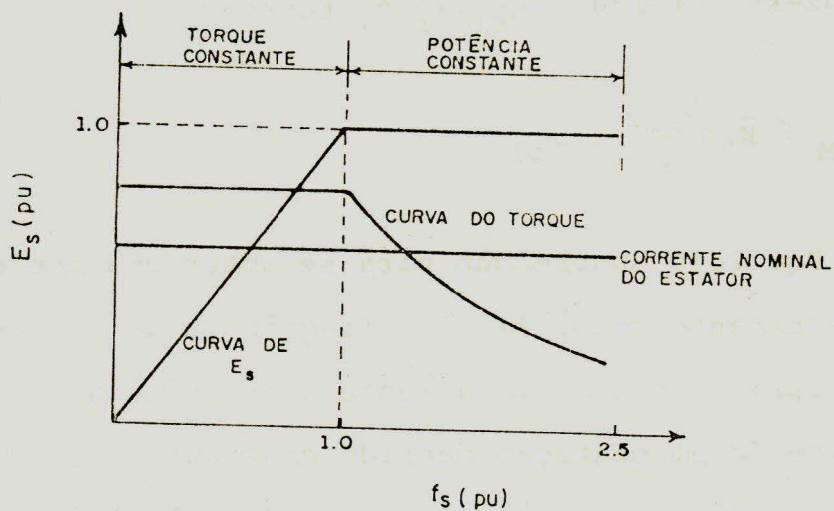


Fig. 2.5 - Características de operação a torque constante e potência constante da máquina de indução.

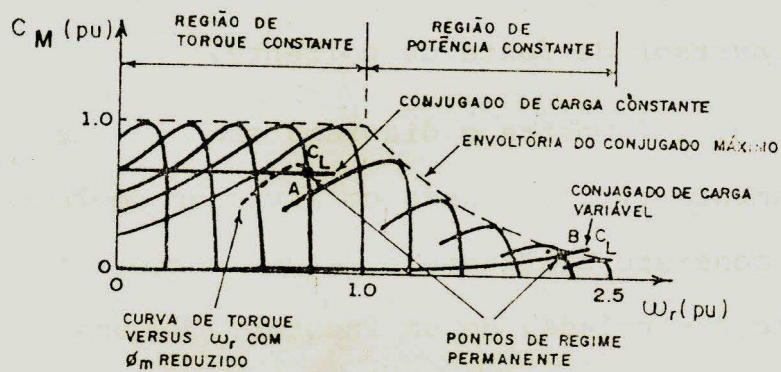


Fig. 2.6 - Curvas de conjugado médio de um motor de indução com alimentação em frequência variável.

é necessário que a corrente seja adiantada em relação a tensão, donde, esse circuito só é utilizado nos acionamentos de máquinas síncronas. No segundo caso um circuito de comutação precisa ser implementado juntamente com o circuito de potência. Este circuito dota o inversor de condições para operar com máquinas síncronas e com máquinas de indução, as quais, têm fator de potência atrasado.

Existem vários tipos de inversores a comutação forçada sendo que o mais difundido é o inversor de corrente auto-sequencial (ICAS), mostrado na Fig. 2.8 [9,57]. O nome auto-sequencial vem do fato de que a comutação de um determinado tiristor é feita pelo gatilhamento do próximo tiristor numa apropriada sequência de acionamento. Por exemplo, T_{h1} é comutado por T_{h3} , T_{h2} é comutado por T_{h4} e assim por diante. Neste circuito, cada tiristor, sob condição normal de operação, conduz durante 120° em cada período de acionamento e, em qualquer instante, apenas dois tiristores estão conduzindo, um na parte superior e outro na parte inferior da ponte. Os seis diodos juntamente com os seis capacitores constituem o circuito de comutação forçada do inversor.

2.3.2 - Vantagens e desvantagens da alimentação por inversor fonte de corrente

O acionamento da máquina de indução com inversor de fonte de corrente tem as seguintes características, bastante importantes, que o torna competitivo em relação a alimentação em tensão [44,45]:

- É robusto e confiável. Um curto-circuito em uma das

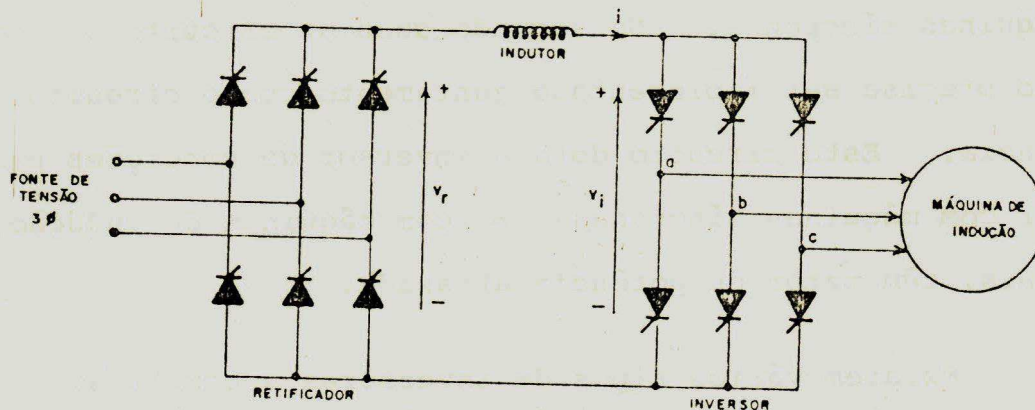


Fig. 2.7 - Circuito de alimentação em corrente de uma máquina de indução.

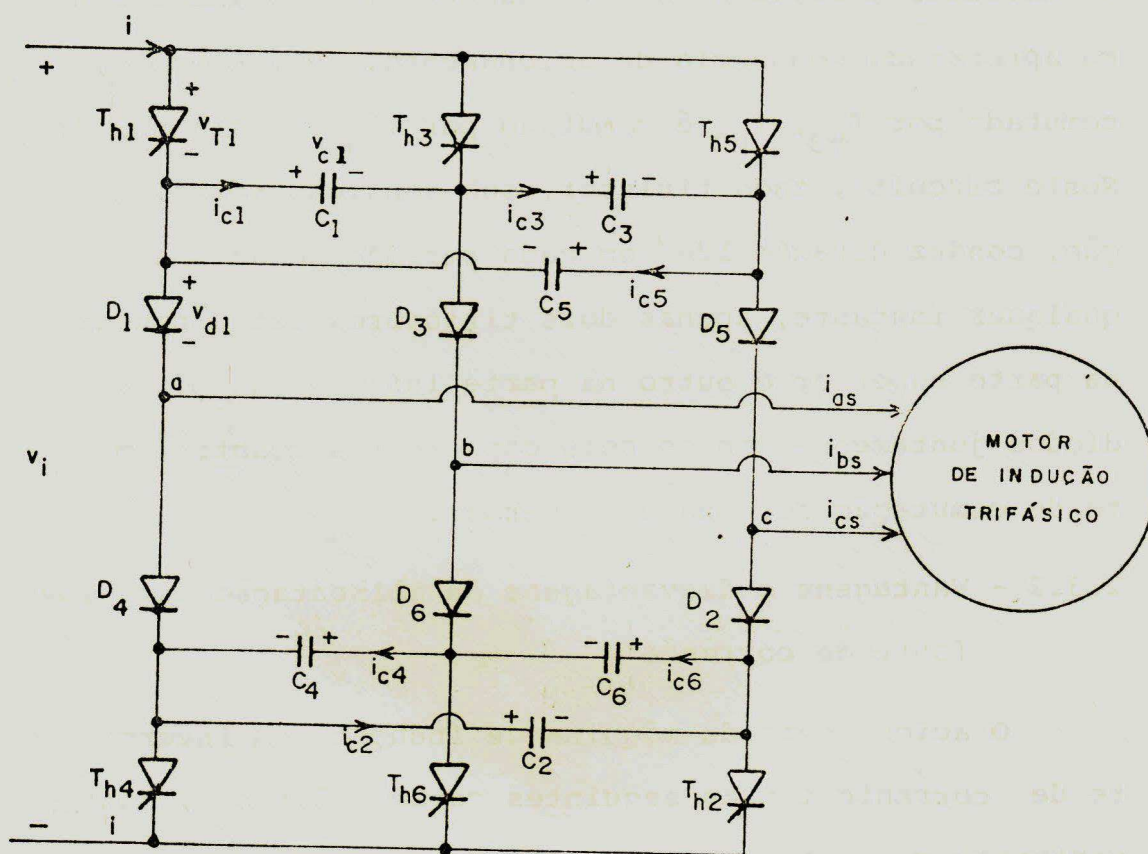


Fig. 2.8 - Inversor de corrente auto-sequencial (ICAS)

pernas do inversor não é uma penalidade tão severa como no caso da alimentação em tensão, pois a fonte de corrente funciona como uma proteção intrínseca contra curto-circuitos no inversor.

- O inversor de corrente pode recuperar o funcionamento após uma falha de gatilhamento ou de comutação ocasional.
- O processo de regeneração é simples e a operação em quatro quadrantes é realizada sem que nenhum componente adicional seja necessário no circuito de potência do inversor, o que não acontece com a alimentação com inversor de tensão.

A despeito das vantagens acima mencionadas o acionamento com inversor de fonte de corrente também apresenta as seguintes limitações [44,45]:

- O tempo de comutação do inversor é elevado e é intimamente relacionado com a indutância total de dispersão do motor, o que faz com que a faixa de frequência de funcionamento do inversor seja um tanto limitada.
- A operação em vazio não é possível, sendo necessário um mínimo de corrente para a satisfatória comutação do inversor.
- Embora o inversor possa ser realizado com tiristores e diodos lentos (100 Hz), a tensão nominal desses componentes é bastante elevada devido aos transitórios de tensão impostos aos terminais da máquina durante o

processo de comutação.

- O valor elevado da indutância do filtro e os capacitores de comutação tornam o inversor um tanto dispendioso e volumoso.
- Os harmônicos de correntes produzem aquecimento e oscilações de conjugado.

2.3.3 - Correntes e tensões na máquina

O chaveamento dos tiristores do inversor distribuem simetricamente a corrente i para as três fases da máquina, gerando correntes com forma de onda de seis pulsos. A frequência com que os tiristores são chaveados ditam a frequência da fundamental das correntes na máquina.

As formas de onda de corrente e tensão de fase, típicas de uma máquina de indução ligada em Y e alimentada em corrente, são mostradas na Fig. 2.9. Os "spikes" superpostos na forma de onda de tensão são provocados pela interação da indutância subtransitória da máquina com o circuito de comutação do inversor (ver capítulo 3).

A forma de onda da corrente da Fig. 2.9 é composta por uma componente fundamental e uma série de harmônicos ímpares não divisíveis por três. Esses harmônicos têm consequências sobre o desempenho da máquina alimentada em corrente, aumentando as perdas e produzindo pulsações de torque [45].

2.3.4 - Torques adicionais

Os harmônicos de corrente de ordem 5, 11, 17,... criam no entreferro campos girantes no sentido contrário ao campo criado pela fundamental, enquanto que os harmônicos 7, 13, 19,... criam campos que giram no mesmo sentido do campo fundamental.

A interação entre cada campo harmônico e o campo fundamental, ou entre si, dá origem a torques que podem ser de características constante no tempo ou oscilantes [20].

Os torques constantes são formados pela combinação do campo e da corrente relativas ao harmônico de mesma ordem. Assim, os harmônicos 5, 11, 17,... contribuem negativamente para o valor final do torque, enquanto que a contribuição dos harmônicos 7, 13, 19,... é positiva. Nesse caso, os torques adicionais são parcialmente cancelados de forma que a redução resultante sobre o torque básico é bastante pequena, podendo, inclusive, ser negligenciada.

Os torques oscilantes ocorrem, principalmente devido a interação entre o campo fundamental e os campos criados pelas correntes harmônicas, e não podem ser negligenciados. A frequência de oscilação varia dependendo da ordem do harmônico envolvido. Os harmônicos 6 e 7 criam torques de frequência $6.f_s$; 11 e 13, $12.f_s$ e assim por diante. Os torques de frequência $6.f_s$ são os mais significativos. Na Fig. 2.10, é apresentada a forma de onda do conjugado eletromagnético de uma máquina de indução alimentada por fonte de corrente de 6 pulsos.

2.3.5. Fluxo de potência no inversor fonte de corrente:
operação em motorização e regeneração.

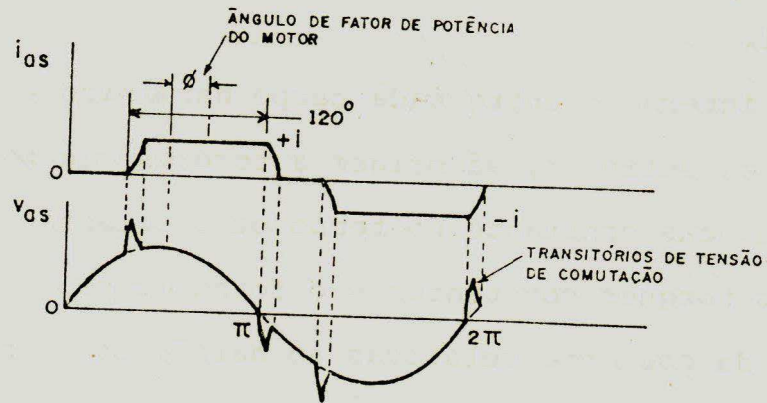


Fig. 2.9 - Formas de onda de corrente e tensão de fase de uma máquina de indução alimentada em corrente, ligada em y.

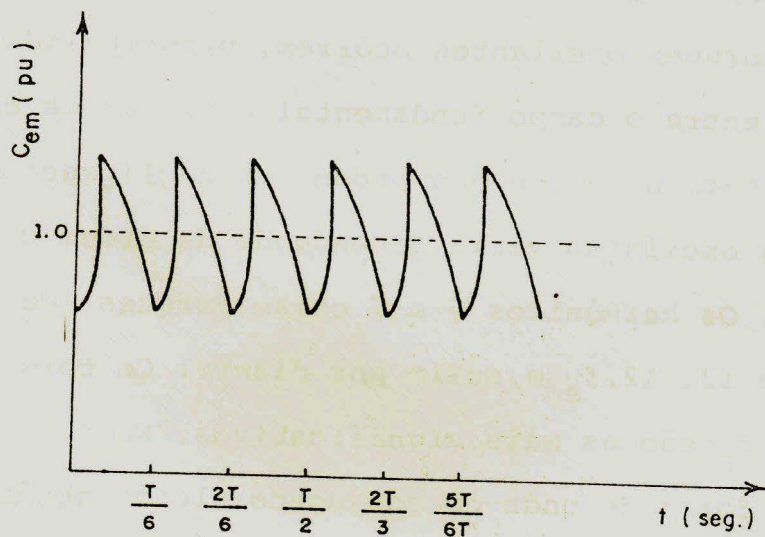


Fig. 2.10 - Forma de onda típica do conjugado eletromagnético de uma máquina de indução alimentada em corrente.

Uma característica extremamente importante do sistema de alimentação em corrente mostrado na Fig. 2.7 é a capacidade de fazer a máquina operar sob motorização e regeneração sem que nenhum componente adicional seja necessário no circuito de potência. Isto é conseguido graças a capacidade de operação em dois quadrantes dos dois conversores, o retificador e o inversor.

Quando a operação é em motorização, os instantes de gatilhamento dos tiristores do retificador e do inversor são ajustados de forma que as tensões v_r e v_i têm valores médios positivos, cuja magnitude depende da potência requerida pela carga. O fluxo de potência é portanto, da rede CA para a carga.

Em regeneração, a máquina funciona como gerador, com carregamento negativo. Os instantes de gatilhamento dos tiristores do inversor são ajustados em relação às formas de onda das tensões terminais da máquina, de forma que o valor médio de v_i é negativo [45]. Uma vez que a corrente i é unidirecional, o ângulo de gatilhamento dos tiristores do retificador é retardado de modo que o valor médio de v_r é também invertido. Com isto o fluxo de potência nos terminais do retificador e do inversor tem direção contrária daquele em operação como motor. Desta forma, o conversor do lado da rede (retificador) funciona como "inversor" enquanto que o conversor do lado da máquina (inversor) funciona como "retificador". Conseqüentemente, o fluxo de potência é da máquina (carga) para a rede CA, possibilitando, assim, recuperação de energia e frenagem da máquina.

A Fig. 2.11 ilustra o funcionamento do sistema de acionamento em motorização e regeneração respectivamente.

2.3.6 - Sistema de acionamento com controle do escorregamento

Na Fig. 2.12 é mostrado um sistema de controle de um motor de indução com alimentação em corrente. Ele consiste basicamente de uma malha de regulação de corrente, uma malha de regulação de velocidade e de um gerador de função que faz a interligação entre as duas malhas. A malha de regulação de corrente inclui uma realimentação de corrente, um regulador proporcional-integral (PI), um retificador controlado e um filtro indutivo. A malha de regulação de velocidade inclui uma realimentação de velocidade, um regulador PI, um limitador, um oscilador e uma máquina de indução. No gerador de função é implementada uma relação entre a corrente de alimentação e a frequência de escorregamento (Eq. 2.5) de forma a manter o fluxo constante no entreferro em regime permanente. A operação do sistema da Fig. 2.12 é descrita a seguir.

Inicialmente, é suposto que a máquina opera com carga nula e com a velocidade igual ao valor de referência. A aplicação de um degrau de torque positivo, por exemplo 100% do valor nominal, faz com que a velocidade do motor seja reduzida, dando origem a um sinal de erro que vai elevar o valor do sinal na saída do regulador PI, o qual corresponde a frequência de escorregamento. Isto faz crescer a corrente de referên-cia, o conjugado eletromagnético e a frequência estatórica. A velocidade continua decrescendo até que o conjugado eletroma-gnético seja superior ao torque requerido pela carga. A par

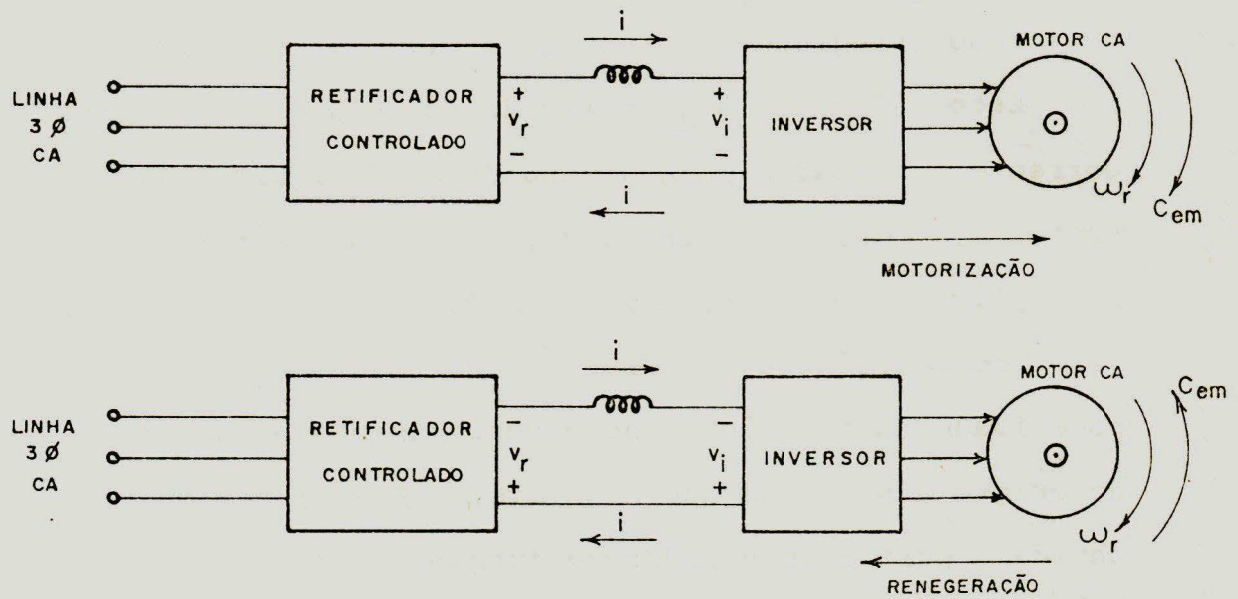


Fig. 2.11 - Fluxo de potência: motorização e frenagem.

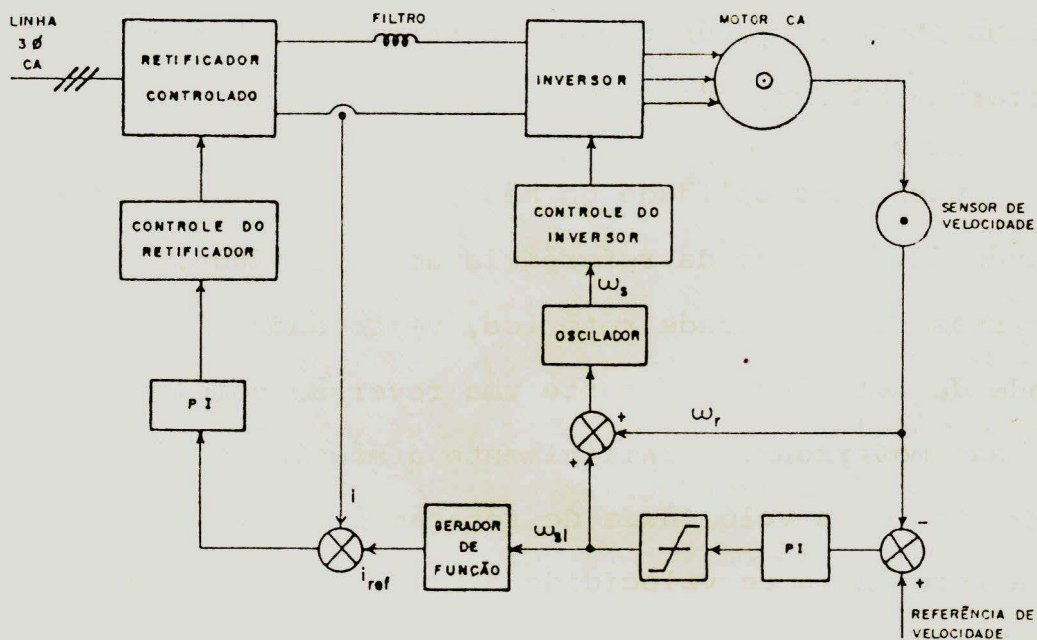


Fig. 2.12 - Sistema de regulação da velocidade com controle do escorregamento.

tir desse ponto a máquina é acelerada, estabelecendo-se o regime permanente quanto a velocidade torna-se igual ao valor de referência. Sob essa condição o sinal de erro é nulo, porém devido ao integrador do regulador PI, ω_{sl} é diferente de zero. Este valor de ω_{sl} , aplicado ao gerador de funções, dá a corrente necessária para a manutenção do fluxo nominal no entreferro. Se, por outro lado, um degrau de torque negativo for aplicado ao motor, a velocidade é acrescida em relação ao valor de referência e um sinal de erro negativo é obtido. A polaridade da frequência de escorregamento é invertida dando origem a um conjugado negativo. A corrente de referência obtida a partir do gerador de função continua positiva, o que também ocorre com a corrente no filtro. Uma vez que a potência mecânica é negativa, as tensões médias do retificador e do inversor têm suas polaridades invertidas. Desta forma a máquina opera em regeneração e a potência liberada pela carga é retornada a fonte CA.

Outra possibilidade da máquina operar como gerador é através da variação da referência de velocidade. Na Fig. 2.13 as curvas de velocidade rotórica, velocidade síncrona e velocidade de referência, durante uma reversão completa de rotação, são mostradas. Inicialmente a máquina está em regime permanente e a velocidade de rotação é ω_{ro} . No instante t_1 a referência de velocidade é bruscamente invertida. Na possibilidade de inversão também instantânea de ω_r , o erro de velocidade é negativo. Logo, a frequência de escorregamento tem também sua polaridade invertida, criando-se assim, um conjugado frenante. A energia armazenada na inércia do conjunto

máquina/carga é enviada à rede CA através do inversor e do retificador. A frequência estatórica e a velocidade decrescem e no instante t_2 , ω_s torna-se nula, o que ainda não ocorreu com ω_r . Para que ω_s torne-se negativa, o circuito de controle do inversor modifica a sequência de gatilhamento dos tiristores, criando um conjunto de correntes trifásicas de sequência negativa, cujo campo resultante gira no sentido negativo. Entre t_2 e t_3 , ω_s é negativa, porém a velocidade rotórica é ainda positiva, logo, neste intervalo, a máquina opera sob regime de frenagem "contra-campo". A partir de t_3 , a máquina é acelerada em regime de motorização até atingir a velocidade de referência.

Observa-se, portanto, que o sistema de acionamento da Fig. 2.12, é capaz de fazer a máquina operar com conjugados positivos e negativos e velocidades positivas e negativas, como mostra a Fig. 2.14.

2.4 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os princípios e cacterísticas básicas do funcionamento da máquina de indução com alimentação em corrente. Os pontos mais salientes desse tipo de acionamento são dados a seguir.

Na análise da alimentação em corrente e frequência estatórica constante é necessário incluir o efeito da saturação magnética sobre os parâmetros da máquina para reduzidos valores de escorregamento.

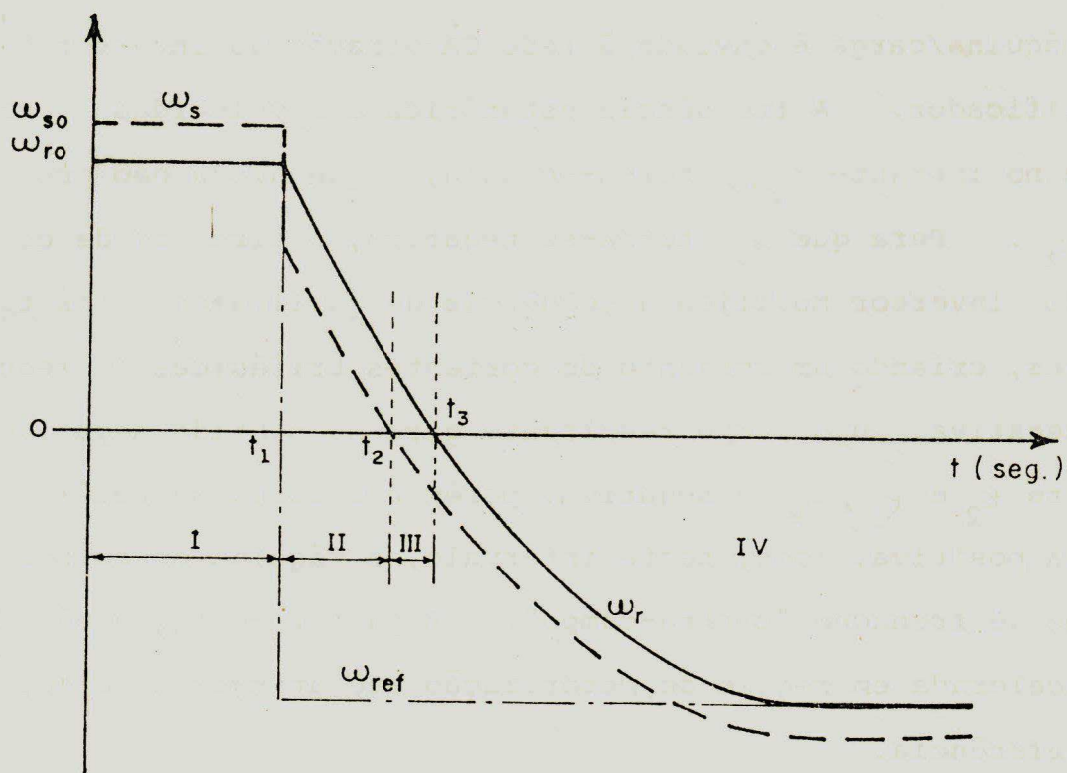


Fig. 2.13 - Reversão do sentido de rotação com o sistema da Fig. 2.12.

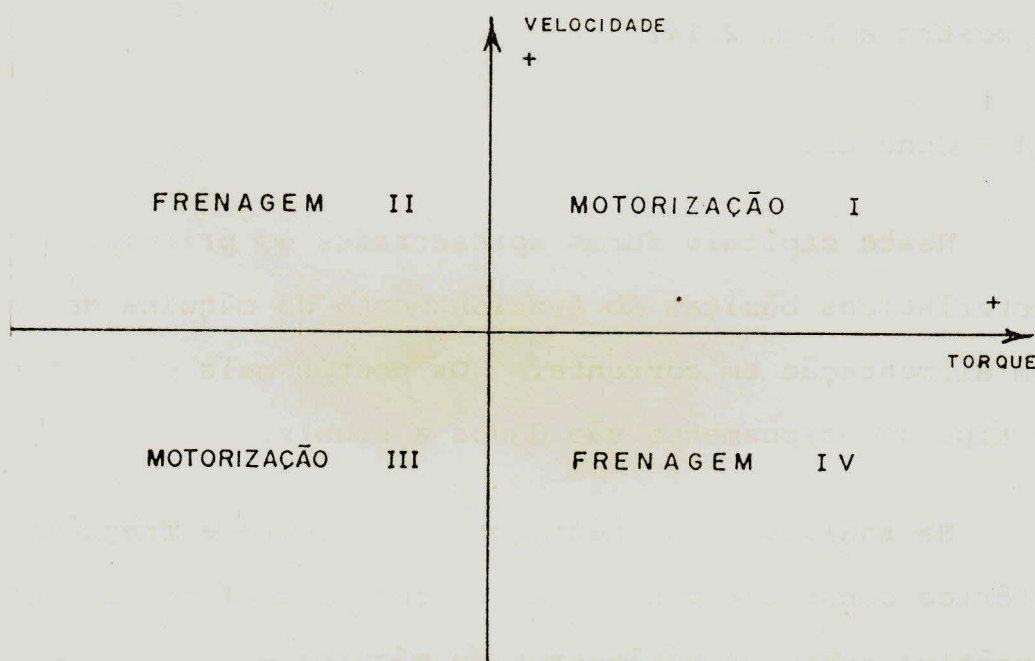


Fig. 2.14 - Operação nos quatro quadrantes do plano torque-velocidade.

A operação em malha aberta da máquina de indução (ω_s e i como variáveis de controle) só é possível para escorregamentos inferiores ao ponto de torque máximo da característica torque versus velocidade a corrente constante. Com escorregamentos superiores a esse, o sistema é estaticamente instável e uma auto-pilotagem com controle do escorregamento se faz necessária.

Existem vários modos de operação da máquina de indução alimentada em corrente, porém, são bastante conhecidos os funcionamentos com fluxo constante no entreferro e com potência constante na saída.

O inversor de corrente auto-sequencial é o mais difundido inversor de corrente com comutação forçada. Neste trabalho, sempre que houver referência ao inversor, subentende-se que trata-se do inversor de corrente auto-sequencial (ICAS).

O acionamento com inversor de corrente tem as seguintes vantagens em relação ao acionamento em tensão: é mais robusto e confiável; pode recuperar-se de falhas eventuais de gatilhamento e/ou comutação e o processo de regeneração é simples, podendo ser realizado sem custos adicionais no circuito de potência. Por outro lado, algumas desvantagens estão presentes, as principais são: a faixa de frequência é reduzida, não pode operar em vazio e os transitórios de tensão devido a comutação exigem que componentes que suportem tensões elevadas sejam usadas na montagem.

O sistema de controle do motor de indução com controle

do escorregamento e imposição do fluxo em regime permanente é bastante simples e tem a capacidade inerente de operar em quatro quadrantes.

...

...

...

...

...

...

3. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DO SISTEMA INVERSOR AUTO-SEQUENCIAL/MÁQUINA DE INDUÇÃO

3.1. Introdução

O objetivo deste capítulo é identificar um modelo simples e preciso para se analisar a operação em regime permanente do inversor de corrente auto-sequencial alimentando uma máquina de indução.

Um estudo comparativo, entre quatro modelos diferentes, é realizado a partir da comparação de resultados computacionais e experimentais [57].

No Modelo I, a máquina é representada por uma f.c.e.m em série com a indutância de curto-circuito (Ver Fig. 3.6). O deslocamento de fase da fundamental da corrente de linha, devido a comutação, em relação a forma de onda ideal (Ver Fig. 3.5) é negligenciado e a f.c.e.m é considerada constante durante a comutação. Com isto, obtêm-se equações fechadas para se determinar as variáveis que caracterizam o sistema em regime permanente. No Modelo II, a máquina tem a mesma representação do Modelo I, porém, a f.c.e.m é considerada variável du

rante a comutação e o deslocamento de fase da corrente de linha é considerado. Isto leva a obtenção de um sistema de equações transcendentais que necessita ser numericamente solucionado para se determinar as variáveis básicas do sistema. No Modelo III a máquina é representada pelas equações de Park na forma complexa. As equações do processo de comutação são complicadas e um esforço computacional relativamente elevado é necessário para solucionar o sistema de equações transcendentais resultante. O Modelo IV é intermediário entre o I e II. A máquina tem a mesma representação dos primeiros modelos, porém, a f.c.e.m não é considerada constante durante o primeiro intervalo da comutação e o deslocamento de fase da fundamental da corrente devido a comutação é calculado por uma equação aproximada. Com isto as equações das variáveis características do sistema são também em forma fechada.

Após o estudo comparativo, as características do conversor em regime permanente são levantadas com base no Modelo IV e as condições críticas de operação são identificadas para duas estratégias de controle: corrente constante e fluxo constante.

Finalmente, é apresentado o procedimento para o dimensionamento do inversor de corrente auto-sequencial.

3.2. Análise do Processo de Comutação do Inversor Auto-Sequencial

O processo de comutação do inversor, Fig. 2.8, é discutido supondo-se que a corrente no filtro é constante e que os diodos e os tiristores são chaves ideais. Admite-se inicialmente, que os tiristores T_{h1} e T_{h2} estão conduzindo e que o processo de comutação é iniciado com o acionamento do tiristor T_{h3} .

A Fig. 3.1(a) mostra a situação justamente antes do início do processo de comutação ser iniciado. As correntes de linha no motor são:

$$i_{as} = I, \quad i_{bs} = 0, \quad i_{cs} = -I \quad (3.1)$$

e as tensões nos capacitores de comutação são

$$\begin{aligned} v_{c1} &= V_{c0}, \quad v_{c3} = 0, \quad v_{c5} = -V_{c0} \\ v_{c2} &= V_{c0}, \quad v_{c4} = 0, \quad v_{c6} = -V_{c0} \end{aligned} \quad (3.2)$$

O processo de comutação total é dividido em dois intervalos, descritos em seguida.

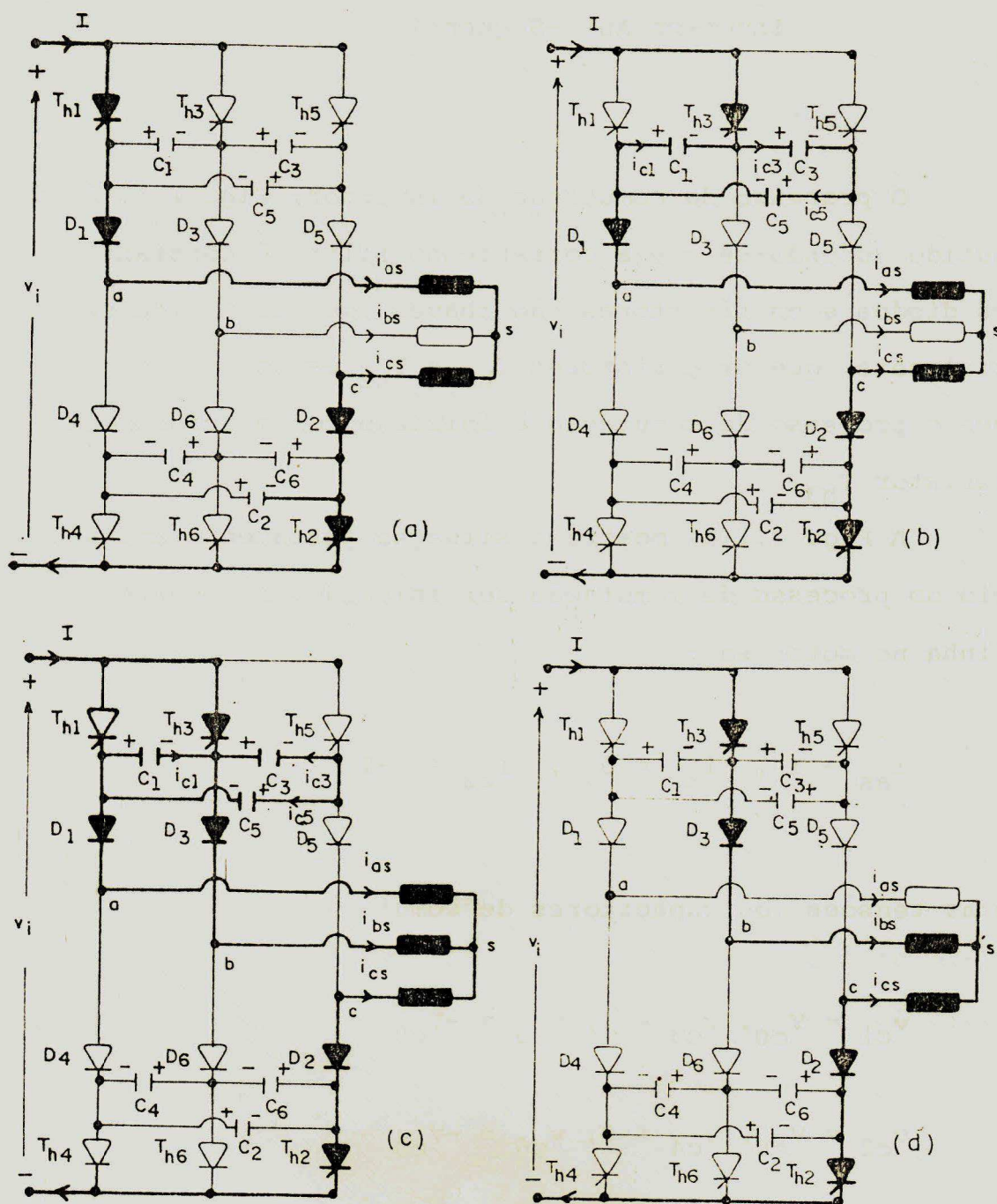


Fig. 3.1 - Comutação da corrente no ICAS.

Intervalo I: Este intervalo começa com o acionamento do tiristor T_{h3} . O diodo D_3 permanece bloqueado devido a diferença entre a tensão v_{ab} e a tensão no capacitor C_1 . A corrente I se divide em dois caminhos sendo que $(2I/3)$ circula pelo capacitor C_1 enquanto $(I/3)$ circula pela conexão série de C_3 e C_5 . A topologia do circuito neste intervalo é mostrada na Fig. 3.1(b). As formas de onda da tensão no capacitor C_1 , da tensão no tiristor T_{h1} e das correntes i_{as} e i_{bs} , durante a comutação, são mostradas na Fig. 3.2. A tensão v_{c1} é reduzida linearmente e no instante t_0 atinge o valor zero, o que também ocorre com a tensão no tiristor T_{h1} . O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores é, portanto, igual a t_0 . No instante t_1 , a tensão em C_1 torna-se suficientemente negativa para que o diodo D_3 seja positivamente polarizado e comece a conduzir.

A duração deste intervalo é igual a t_1 e, devido a variação linear das tensões nos capacitores, o mesmo é chamado de intervalo de carregamento linear.

O ângulo θ_1 , igual a $\omega_s t_1$, é usado para caracterizar este intervalo de comutação e é chamado de ângulo de carregamento linear.

Intervalo II: Este intervalo começa com a entrada em condução do diodo D_3 . A topologia do circuito é mostrada na Fig. 3.1(c). Um circuito oscilante é formado pelos capacitores de comutação e as fases a e b da máquina. A corrente da fase a é gradualmente decrescida enquanto que a da fase b é acrescida, como mostra a Fig. 3.2. No instante (t_1+t_2) , a corrente da fase a é completamente transferida para a fase b e o

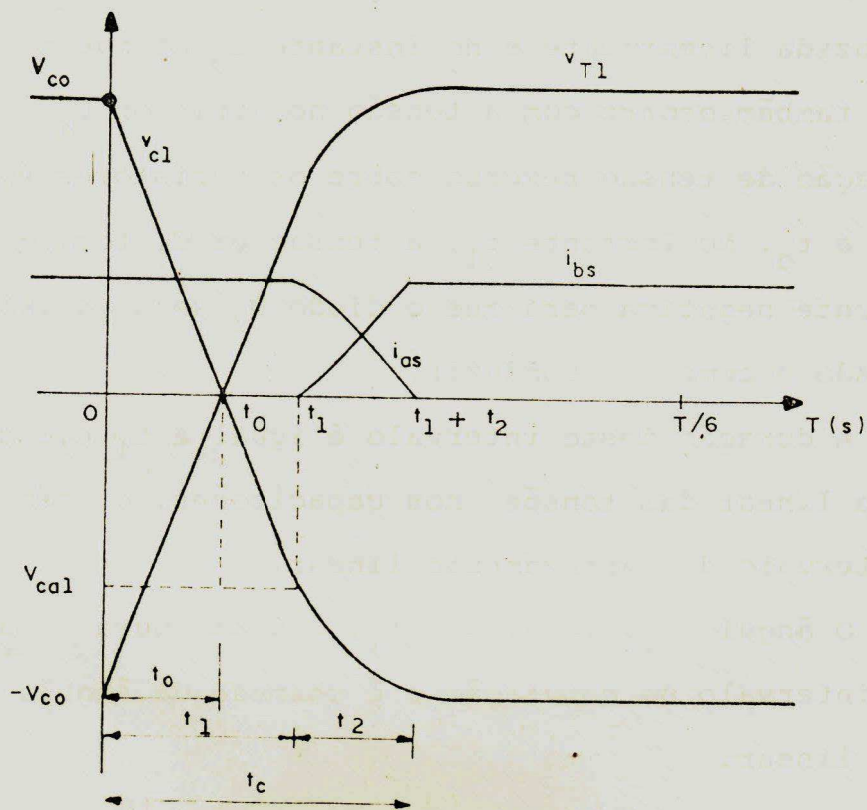


Fig. 3.2 - Formas de onda de v_{cl} , v_{T1} , i_{as} e i_{bs} durante o processo de comutação.

diado D_1 é bloqueado.

A duração deste intervalo é, portanto, t_2 .

O ângulo θ_2 , igual a $\omega_s t_2$, é usado para caracterizar o intervalo II, que neste texto passa a ser identificado como intervalo de transferência de corrente.

Após o instante (t_1+t_2) , a topologia do circuito é aquela mostrada na Fig. 3.1(d). No instante $T/6$ o tiristor T_{h4} é acionado e um novo processo de comutação é iniciado.

O ângulo total de comutação é definido como:

$$\theta_c = \theta_1 + \theta_2 .$$

Como será discutido na seção 3.4, este ângulo é dependente da frequência estatórica, da corrente de alimentação, da capacitância de comutação, dos parâmetros da máquina e da frequência de escorregamento do motor. Nem sempre o ângulo total de comutação é inferior a 60° [16,50]. Em síntese, as seguintes situações são identificadas para a ordem de grandeza de θ_c :

- a) $\theta_c < 60^\circ$
- b) $60^\circ \leq \theta_c < 120^\circ$, com $\theta_2 < 60^\circ$
- c) $\theta_2 > 60^\circ$ ou $\theta_c \geq 120^\circ$

No caso a), apenas uma comutação acontece de cada vez. A transferência de corrente ocorre de forma independente nas partes inferior e superior da ponte inversora. Esta é a condição normal de operação com simples comutação.

No caso b), uma nova comutação é iniciada antes que a comutação anterior haja se completado. Há uma superposição do intervalo final da comutação que termina com o intervalo de carregamento linear da comutação que começa. Porém, se θ_2 for menor do que 60° , as duas comutações se processam independentemente, pois o intervalo de transferência de corrente da última comutação só é iniciado após o término da comutação anterior. Esta condição de operação do inversor é denominada de operação com superposição parcial de comutação. A Fig. 3.3 mostra as formas de onda das correntes de linha no motor para este tipo de operação. Observa-se, por exemplo, que a comutação iniciada com o acionamento de T_{h3} começa antes que a comutação iniciada com T_{h2} haja se completado.

No caso c), θ_2 é superior a 60° ou θ_c é superior a 120° . Com θ_2 superior a 60° , mas com θ_c inferior a 120° , duas comutações simultâneas ocorrem, sendo uma na parte superior e outra na parte inferior da ponte. Neste caso, se diz que a operação do inversor é em dupla comutação. Neste tipo de operação, a malha CC (retificador e filtro) é temporariamente curto-circuitada, reduzindo, assim, a corrente na máquina, podendo criar problemas de comutação e instabilizar o sistema [50]. Se, no entanto, θ_c for superior a 120° , múltiplas comutações ocorrem ao mesmo tempo. Como consequência, tanto a malha CC como o motor são continuamente curto-circuitados.

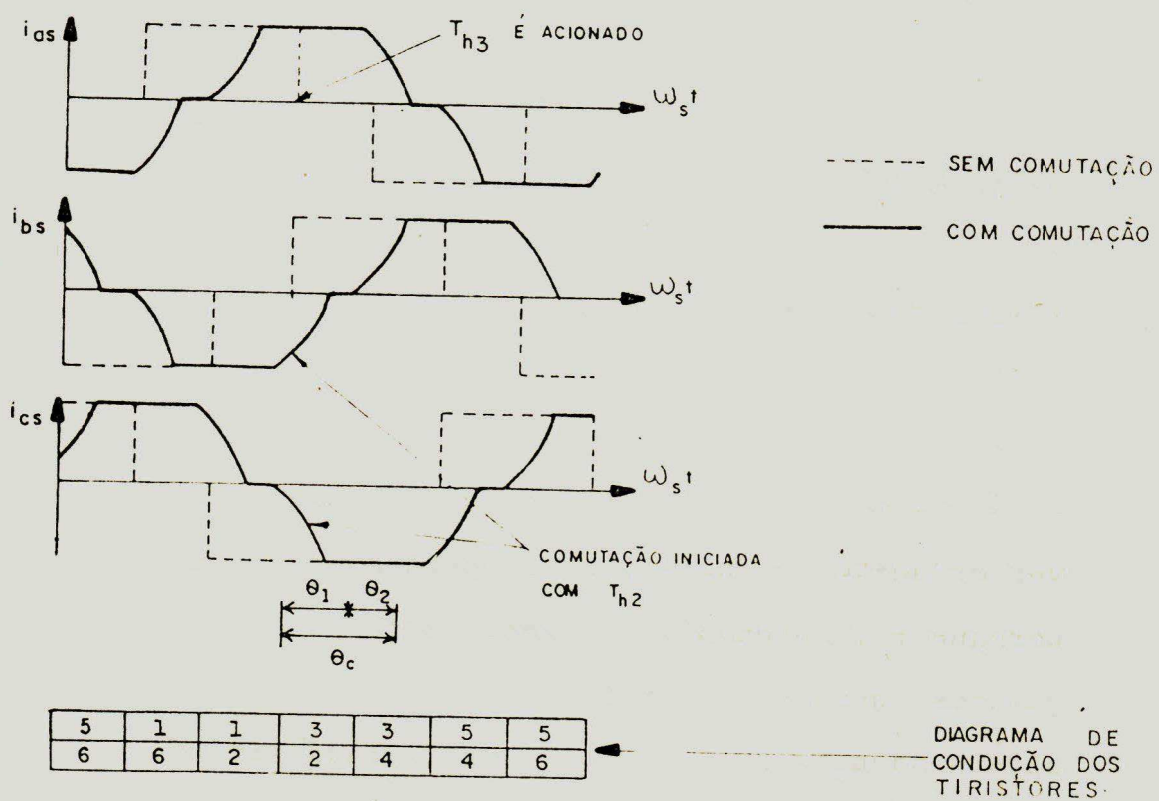


Fig. 3.3 - Formas de onda das correntes de linha do motor com o inversor operando em parcial superposição de comutação.

Portanto, θ_c igual a 120° corresponde ao limite prático de operação do inversor.

Em múltipla e em dupla comutação, a topologia do circuito equivalente do inversor em comutação é difícil de ser determinada, de modo que um estudo analítico dessas situações é bastante complicado, sendo, portanto, empregado programas de simulação completa do conversor [42].

3.3. Modelamento Matemático

3.3.1. Considerações Gerais

Os modelos matemáticos do processo de comutação do inversor auto-sequencial, e da operação da máquina em regime permanente, desenvolvidos nesta seção são baseados nas seguintes suposições gerais:

- a) - A máquina de indução é considerada simétrica.
- b) - Os tiristores e diodos são chaves ideais.
- c) - A indutância do filtro, Fig. 2.7, é assumida infinita, resultando uma corrente constante na entrada do inversor.
- d) - A velocidade rotórica é assumida constante, não sendo considerada a influência dos torques harmônicos.
- e) - É assumido que o gatilhamento do tiristor T_{h3} comuta o tiristor anteriormente conduzindo, T_{h1} , e que o instante de gatilhamento de T_{h3} é tomado como instante de re

ferência zero.

- f) - O ângulo total de comutação é assumido como sendo inferior a 60° (um sexto do período da fundamental de corrente na máquina), isto é, somente a condição de simples comutação é considerada.
- g) - As equações são desenvolvidas, supondo a máquina ligada em Y. Se a ligação for em delta, a máquina equivalente em Y precisa ser encontrada.
- h) - As indutâncias e resistências são assumidas como independentes da frequência.
- i) - Cada diodo conduz somente o período normal de operação, não havendo polarização transitória positiva de nenhum diodo devido a comutação.
- j) - Na operação com fluxo magnético constante no entre-ferro (valor nominal), apenas um valor de indutância de magnetização é usado na análise, o qual é obtido pelo teste de circuito aberto do motor de indução com a alimentação em tensão nominal.
- k) - Na operação com corrente constante, a saturação magnética é considerada tomando-se em conta a variação da indutância de magnetização com a intensidade da corrente. As indutâncias de dispersão, por outro lado, são assumidas constantes.

3.3.2. Representação da Saturação Magnética

A variação da indutância de magnetização com a corrente de magnetização é obtida experimentalmente através do ensaio de circuito aberto da máquina de indução. Esses dados podem ser armazenados na memória de um computador ou sintetizados em termo de uma função analítica.

A Fig. 3.4 mostra uma curva típica da variação de indutância com a corrente de magnetização para uma máquina de indução. Nesta curva, M_C é a indutância de magnetização não saturada; I_{MC} é a corrente de magnetização crítica, acima desse valor a saturação está presente; M_O e I_{MO} são a indutância e a corrente de magnetização respectivamente a fluxo nominal no entreferro.

Analiticamente, a curva da Fig. 2.4 é aproximada por

$$M = \begin{cases} M_C & \text{se } I_M < I_{MC} \\ aI_M^b + c & \text{se } I_M \geq I_{MC} \end{cases} \quad (3.3)$$

onde as constantes a , b e c são numericamente determinadas usando-se o método dos mínimos quadráticos a partir dos dados experimentais.

A corrente de magnetização é função de I_s e ω_{sl} e é dada por

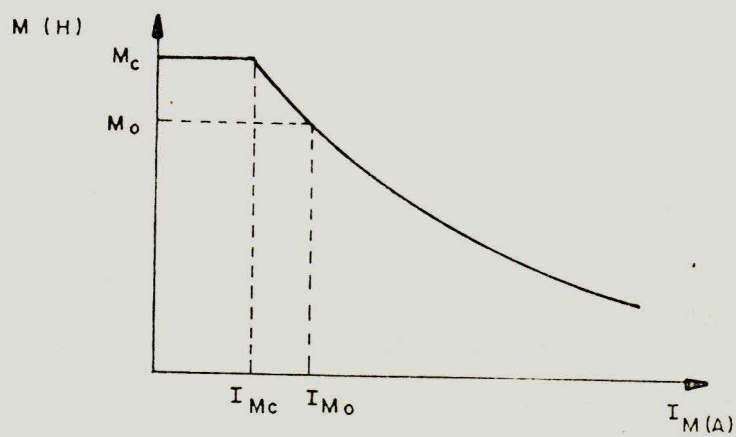


Fig. 3.4 - Característica da indutância de magnetização versus corrente de magnetização da máquina de indução.

$$I_M = I_S \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl} T'_R)^2}{1 + (\omega_{sl} T_R)^2}} \quad (3.4)$$

Como T_R e T'_R são dependentes de M , as equações 3.3 e 3.4 formam um sistema de equações algébricas não lineares que precisa ser numericamente solucionado para a obtenção de I_M e M a partir de ω_{sl} e da corrente RMS de fase, I_S .

3.3.3. Modelo I

3.3.3.1. Considerações

O modelo apresentado a seguir, denominado de Modelo I, foi inicialmente proposto em [10].

Além das suposições gerais da seção 3.3.1, esse modelo se baseia nas seguintes considerações específicas:

- a) A máquina de indução é representada por uma f.c.e.m. senoidal em série com uma indutância igual a soma da indutância de dispersão do estator com a indutância de dispersão do rotor referida ao estator ($L = l_s + l_r$).
- b) A f.c.e.m da máquina de indução é considerada constante durante o intervalo de comutação.

- c) O deslocamento de fase da fundamental da corrente de linha, θ_L mostrado na Fig. 3.5, em relação a forma de onda ideal (sem comutação), devido ao intervalo de comutação, é negligenciado.
- d) A resistência estatórica da máquina de indução é negligenciada.

3.3.3.2. Representação da Máquina de Indução

Na Fig. 3.6 é mostrado o circuito equivalente por fase da máquina de indução alimentada em corrente e operando em regime permanente.

As equações básicas desse modelo são [12]:

$$v_{as} = L \frac{di_{as}}{dt} + E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (3.5)$$

$$L = l_s + l_r \quad (\text{indutância total de dispersão}) \quad (3.6)$$

$$E = Z_{eq} \cdot I_1, \quad (3.7)$$

onde I_1 é o valor de pico da fundamental da corrente de linha,

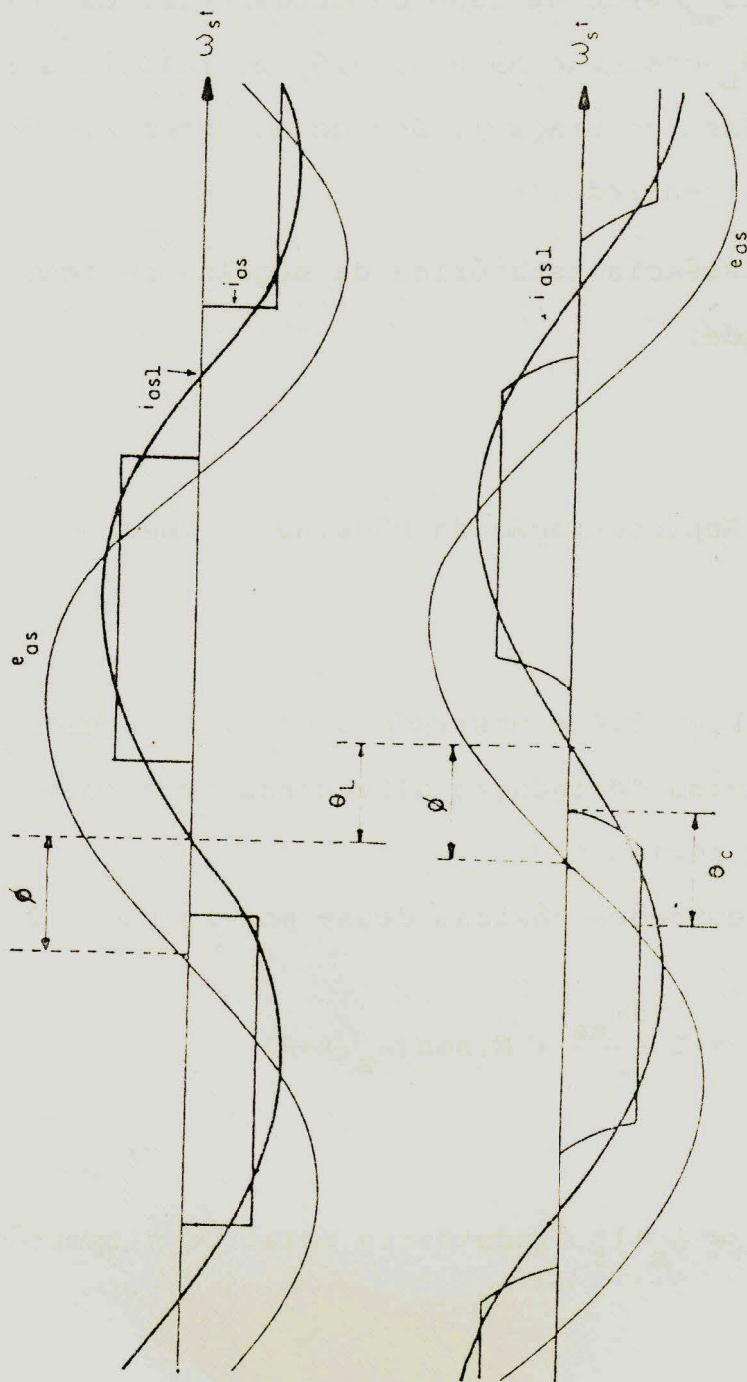


Fig. 3.5 - Ilustração do deslocamento de fase da corrente de linha devido a comutação.

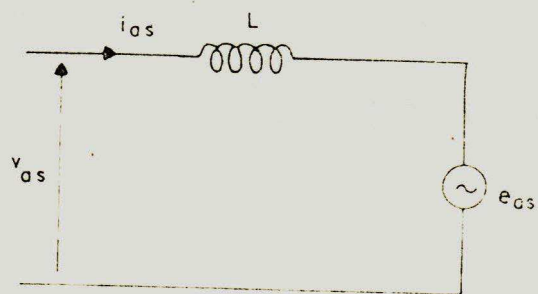


Fig. 3.6 - Circuito equivalente por fase da máquina de indução alimentada em corrente.

$$I_1 = (2\sqrt{3}/\pi) \cdot I_{\tilde{1},1} \cdot I \quad (3.8)$$

$$Z_{eq} = (X_{eq}^2 + R_{eq}^2)^{1/2} \quad (3.9)$$

$$X_{eq} = \frac{R_r^2 (M-1_r) - 1_r^2 (M+1_r) \omega_{sl}^2}{R_r^2 + (M+1_r)^2 \omega_{sl}^2} \cdot \omega_s \quad (3.10)$$

$$R_{eq} = \frac{R_r \cdot \omega_{sl} \cdot M^2}{R_r^2 + (M+1_r)^2 \omega_{sl}^2} \cdot \omega_s \quad (3.11)$$

$$\varnothing = \arctang(X_{eq}/R_{eq}) \quad (3.12)$$

O ângulo \varnothing corresponde ao atraso da fundamental da corrente i_{as} em relação a f.c.e.m e_{as} .

Tomando o instante de acionamento de T_{h3} como o instante de referência zero, as equações das f.c.e.ms de fase são dadas por:

$$e_{as} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + 5\pi/6 + \varnothing), \quad (3.13)$$

$$e_{bs} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \pi/6 + \varnothing), \quad (3.14)$$

$$e_{cs} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t - \pi/2 + \phi) . \quad (3.15)$$

As equações das tensões de linha são

$$e_{ab} = \sqrt{3} E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \phi) , \quad (3.16)$$

$$e_{bc} = \sqrt{3} E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \pi/3 + \phi) , \quad (3.17)$$

$$e_{ca} = \sqrt{3} E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t - \pi/3 + \phi) . \quad (3.18)$$

3.3.3.3. Processo de Comutação

Intervalo I - ($0 < t \leq t_1$)

Antes do acionamento de T_{h3} a topologia do circuito do inversor e da máquina é mostrada na Fig. 3.1(a). As condições iniciais são dadas pelas Equações 3.1 e 3.2. Com o gatilhamento de T_{h3} a topologia é modificada para aquela da Fig. 3.1(b).

A tensão no diodo D_3 é dada por

$$v_{d3} = e_{ab} - v_{c1} . \quad (3.19)$$

Inicialmente, v_{d3} é negativa, permanecendo o diodo D_3 bloqueado até v_{c1} ser igualado a e_{ab} . Com isto, as correntes na máquina permanecem inalteradas.

As tensões nos capacitores de comutação variam linearmente segundo as equações abaixo.

$$v_{c1} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{I}{C} \cdot t + V_{c0} \quad (3.20)$$

$$v_{c3} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I}{C} \cdot t \quad (3.21)$$

$$v_{c5} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I}{C} \cdot t - V_{c0} \quad (3.22)$$

Este intervalo termina no instante t_1 , Fig. 3.2, quando o diodo D_3 começa a conduzir. Das equações 3.16, 3.19 e 3.20 tem-se:

$$-\frac{2}{3} \cdot \frac{I}{\omega_s \cdot C} \cdot \theta_1 + V_{c0} = -\sqrt{3} E \cdot \text{sen}(\theta_1 + \theta) \quad (3.23)$$

Considerando que a f.c.e.m na máquina não varia durante a comutação, tem-se:

$$\text{sen}(\theta_1 + \theta) \approx \text{sen} \theta \quad (3.24)$$

A equação 3.23 é verdadeira para valores pequenos de θ_1 .

Das equações 3.23 e 3.24, tem-se:

$$\theta_1 = (\sqrt{3}E \cdot \text{sen} \cdot \theta + V_{c0}) \frac{3}{2\omega_s} \cdot C/I \quad (3.25)$$

A tensão nos capacitores de comutação no final do intervalo I são dadas por:

$$V_{CA1} = -\frac{2}{3} \frac{I}{\omega_s \cdot C} \cdot \theta_1 + V_{c0} = -\sqrt{3}E \cdot \text{sen} \theta \quad (3.26)$$

$$V_{CA3} = \frac{1}{3} \frac{I}{\omega_s \cdot C} \cdot \theta_1 \quad (3.27)$$

$$V_{CA5} = \frac{1}{3} \frac{I}{\omega_s \cdot C} \cdot \theta_1 - V_{c0} \quad (3.28)$$

Intervalo II - $t_1 < t \leq t_1 + t_2$

Este intervalo começa com a entrada em condução do diodo D_3 . A topologia do circuito inversor/máquina durante esta fase da comutação é mostrada na Fig. 3.1(c).

As condições iniciais para as correntes na máquina ainda são aquelas dadas pelas equações 3.1 e 3.2.

As tensões iniciais nos capacitores são as do final do intervalo I e dadas pelas equações 3.26 a 3.28.

A equação da malha definida por $C_1 D_1 a b D_3$ é

$$v_{c1} + L \frac{di_{bs}}{dt'} - e_{ab} - L \frac{di_{as}}{dt'} = 0 \quad (3.29)$$

A corrente no capacitor C é $(-2i_{as}/3)$ enquanto que $(i_{as}/3)$ circula pela conexão série de C_3 e C_5 . Assim as tensões nos capacitores são:

$$v_{c1} = v_{CA1} - \frac{2}{3C} \cdot \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' \quad (3.30)$$

$$v_{c3} = v_{CA3} + \frac{1}{3C} \cdot \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' \quad (3.31)$$

$$v_{c5} = v_{CA5} + \frac{1}{3C} \cdot \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' \quad (3.32)$$

onde t' é dado por

$$t' = t - t_1 \quad (3.33)$$

A relação entre as correntes i_{as} e i_{bs} é

$$i_{as} + i_{bs} = I \quad (3.34)$$

Substituindo-se a equação 3.26 na equação 3.30 e levando-se o resultado à equação 3.29, juntamente com as equações 3.16 e 3.34, tem-se:

$$\frac{2}{3C} \int_0^{t'} i_{as} \cdot dt' + 2L \cdot \frac{di_{as}}{dt'} + \sqrt{3}E \cdot \text{sen} \varnothing =$$

$$\sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t' + \theta_1 + \varnothing) \quad (3.35)$$

Aplicando-se a aproximação 3.24 à equação 3.35, os termos em seno são cancelados e uma equação diferencial linear de segunda ordem é obtida para a corrente i_{as} :

$$\frac{d^2}{dt^2} \cdot i_{as} + \frac{1}{3 \cdot L \cdot C} \cdot i_{as} = 0 \quad (3.36)$$

A solução da equação 3.36 é

$$i_{as} = I \cdot \cos \omega_c \cdot t' \quad (3.37)$$

onde ω_c é dada por

$$\omega_c = 1/(3 \cdot L \cdot C)^{1/2} \quad (3.38)$$

A corrente i_{bs} é dada por

$$i_{bs} = I - I \cos \omega_c \cdot t' \quad (3.39)$$

Quando a corrente i_{as} atinge o valor zero, D_1 para de conduzir e toda corrente da fase a é transferida para a fase b. Isto determina o encerramento do processo de comutação.

A duração do intervalo de transferência de corrente é dada por

$$\theta_2 = \omega_s \cdot t_2 = \frac{\omega_s}{\omega_c} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.40)$$

Substituindo-se a equação 3.39 nas equações 3.30 a 3.32, encontra-se as seguintes expressões para as tensões nos capacitores de comutação:

$$\left[\begin{array}{l} v_{c1} = V_{CA1} - \frac{2}{3 \cdot C \cdot \omega_c} \cdot I \cdot \text{sen} \omega_c t' \\ v_{c3} = V_{CA3} + \frac{1}{3 \cdot C \cdot \omega_c} \cdot I \cdot \text{sen} \omega_c t' \\ v_{c5} = V_{CA5} + \frac{1}{3 \cdot C \cdot \omega_c} \cdot I \cdot \text{sen} \omega_c t' \end{array} \right. \quad (3.41)$$

No final do intervalo de comutação a tensão do capacitor C_1 tem o mesmo valor do início da comutação, porém com polaridade invertida. Das equações 3.26 e 3.41, tem-se:

$$V_{c0} = \sqrt{3}E \cdot \text{sen} \theta + 2 \cdot L \cdot \omega_c \cdot I \quad (3.42)$$

A tensão do capacitor C_3 é variada de zero para V_{C0} , enquanto que a tensão em C_5 é modificada de $(-V_{C0})$ para zero durante o processo de comutação.

3.3.3.4. Determinação das Características em Regime Permanente

As variáveis básicas para a descrição das características de regime permanente do sistema inversor/máquina são V_{C0} , θ_1 , θ_2 e i_{as} . O conhecimento dessas grandezas permite a determinação das demais características do inversor, da máquina, inclusive a sintetização das formas de onda.

Substituindo-se E e ω_c pelas equações 3.37 e 3.38 na equação 3.42 e fazendo

$$\text{sen}\phi = X_{eq}/Z_{eq} \quad (3.43)$$

tem-se a seguinte expressão para V_{C0} :

$$V_{C0} = \left(\frac{6}{\pi} X_{eq} + 2\sqrt{L/3C} \right) \cdot I \quad (3.44)$$

A equação 3.44 sugere que a tensão de pico nos capacitores de comutação é dependente da indutância de dispersão da máquina e da capacitância C . Quanto maior a indutância, maior será o valor de V_{C0} , enquanto que o aumento na capacitância C

$$\theta_c = \left[\frac{18}{\pi} \cdot X_{eq} \cdot C + (1 + \pi/2) \sqrt{3 \cdot L \cdot C} \right] \omega_s \quad (3.47)$$

O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores, t_o , é determinado a partir da equação 3.20, calculando-se o tempo para v_{c1} tornar-se igual a zero. A expressão de t_o é

$$t_o = \frac{3}{2} \cdot C \cdot \frac{V_{c0}}{I} \quad (3.48)$$

Substituindo-se V_{c0} , equação 3.44, na equação 3.48, tem-se:

$$t_o = 1,65 \sqrt{3} X_{eq} \cdot C + \sqrt{3 \cdot L \cdot C} \quad (3.49)$$

O tempo t_o possui o mesmo comportamento qualitativo de t_1 (tempo de carregamento linear θ_1/ω_s).

Os transitórios de tensão, impostos a máquina durante o intervalo de transferência de corrente entre duas fases, dependem da indutância de dispersão, da capacitância de comutação e da corrente de alimentação. O pior caso ocorre no final da comutação e o valor da contribuição transitória à tensão de linha é dada por:

$$v_{tc} = 2 \sqrt{\frac{L}{3C}} \cdot I \quad (3.50)$$

Devido a simetria do circuito do inversor e da máquina, as formas de onda para as variáveis do sistema são sintetizadas para um período completo de acionamento a partir do conhecimento dessas grandezas em um 1/6 do período.

As expressões para as tensões e correntes nos componentes do inversor; as expressões para correntes de linha e fase, tensões de linha e de fase na máquina; além das equações para o conjugado eletromagnético e tensão na entrada do inversor, em um sexto de período, são dadas no Anexo 1.

No Anexo 2 são dados os algoritmos para a síntese das formas de onda em um período completo.

Na Fig. 3.7 é mostrada uma forma de onda típica da tensão sobre os diodos de comutação durante um período de acionamento. A máxima tensão reversa sobre os diodos, V_{dmax} , ocorre no ponto C. Isto, porém, nem sempre acontece. Dependendo da indutância de dispersão da máquina, da capacitância de comutação e do ponto de operação, V_{dmax} pode ocorrer no ponto D.

A determinação de V_{dmax} para uma determinada condição de operação é feita através da síntese da forma de onda da tensão no diodo, sendo igual ao mínimo valor negativo fornecido pelas equações seguintes (Ver Anexo 3):

$$V_{dmax} = \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(2\pi/3 + \theta_c + \theta) - L \cdot \omega_c \cdot I - V_{c0} \quad (3.51)$$

para o ponto C, ou

$$V_{dmax} = -\sqrt{3}E.\text{sen}(\theta) - V_{c0} \quad (3.52)$$

para o ponto D.

Sob condição normal de operação, cada diodo após a comutação, só volta a conduzir $(240-\theta_2)$ graus ou seja, cada diodo conduz $(120+\theta_2)$ graus [12]. No entanto, dependendo da condição de operação, da indutância de dispersão e da capacitância de comutação, o diodo pode voltar a conduzir fora de seu período normal. A tensão nos pontos B e/ou A da Fig. 3.7 pode tornar-se nula, indicando a polarização positiva do diodo. Essa tensão, será denominada de mínima tensão reversa sobre o diodo. Sua determinação também é feita pela síntese da forma de onda no diodo, sendo igual ao maior valor negativo calculado pelas equações seguintes:

$$V_{dmin} = \sqrt{3}E.\text{sen}(2\pi/3+\theta_1+\theta) + \frac{1}{3} \frac{I}{C} \frac{\theta_1}{\omega_s} - V_{c0} \quad (3.53)$$

para o ponto B, ou

$$V_{dmin} = \sqrt{3}E.\text{sen}(\pi/3+\theta_c+\theta) + L.\omega_c.I - V_{c0} \quad (3.54)$$

para o ponto A.

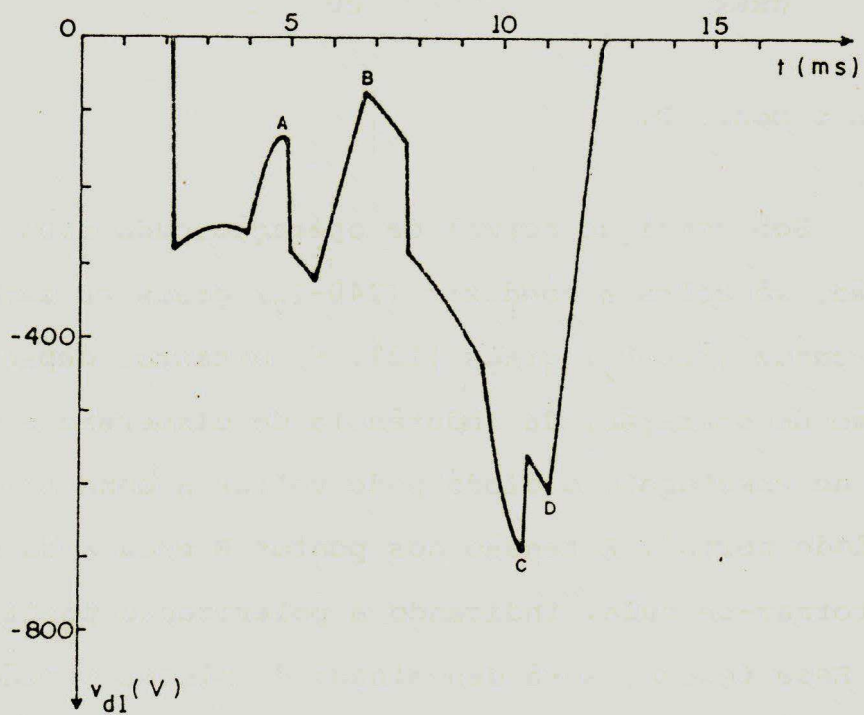


Fig. 3.7 - Forma de onda típica da tensão em um diodo de comutação durante um período de acionamento.

O valor médio da tensão na entrada do inversor é dada por (Anexo 4):

$$V_i = \frac{3\sqrt{3}E}{\pi} \left(\cos\theta - \frac{\omega_s}{\omega_c} \cdot \text{sen}\theta \right). \quad (3.55)$$

O primeiro termo do segundo membro da equação 3.53 é igual a tensão média na entrada inversor se a corrente for puramente senoidal. O segundo termo, corresponde a influência da comutação sobre o valor médio da tensão.

O valor médio do conjugado eletromagnético é dado por (Anexo 5):

$$C_M = C_{\max} \cdot \cos\theta + \frac{\omega_s^2}{\omega_s^2 + \omega_c^2} C_{\max} \cdot \cos\theta - \frac{\omega_s \cdot \omega_c}{\omega_s^2 + \omega_c^2} C_{\max} \cdot \text{sen}\theta \quad (3.56)$$

onde

$$C_{\max} = \frac{P}{\omega_s} \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \cdot I \quad (3.57)$$

Na Fig. 3.8 é mostrado o fluxograma para o cálculo computacional das características de regime permanente do sistema a partir do Modelo I.

Nos casos em que a operação é com corrente constante o sistema formado pelas equações 3.3 e 3.4 é solucionado iterativamente, utilizando-se o método de Gauss-Seidel, para a

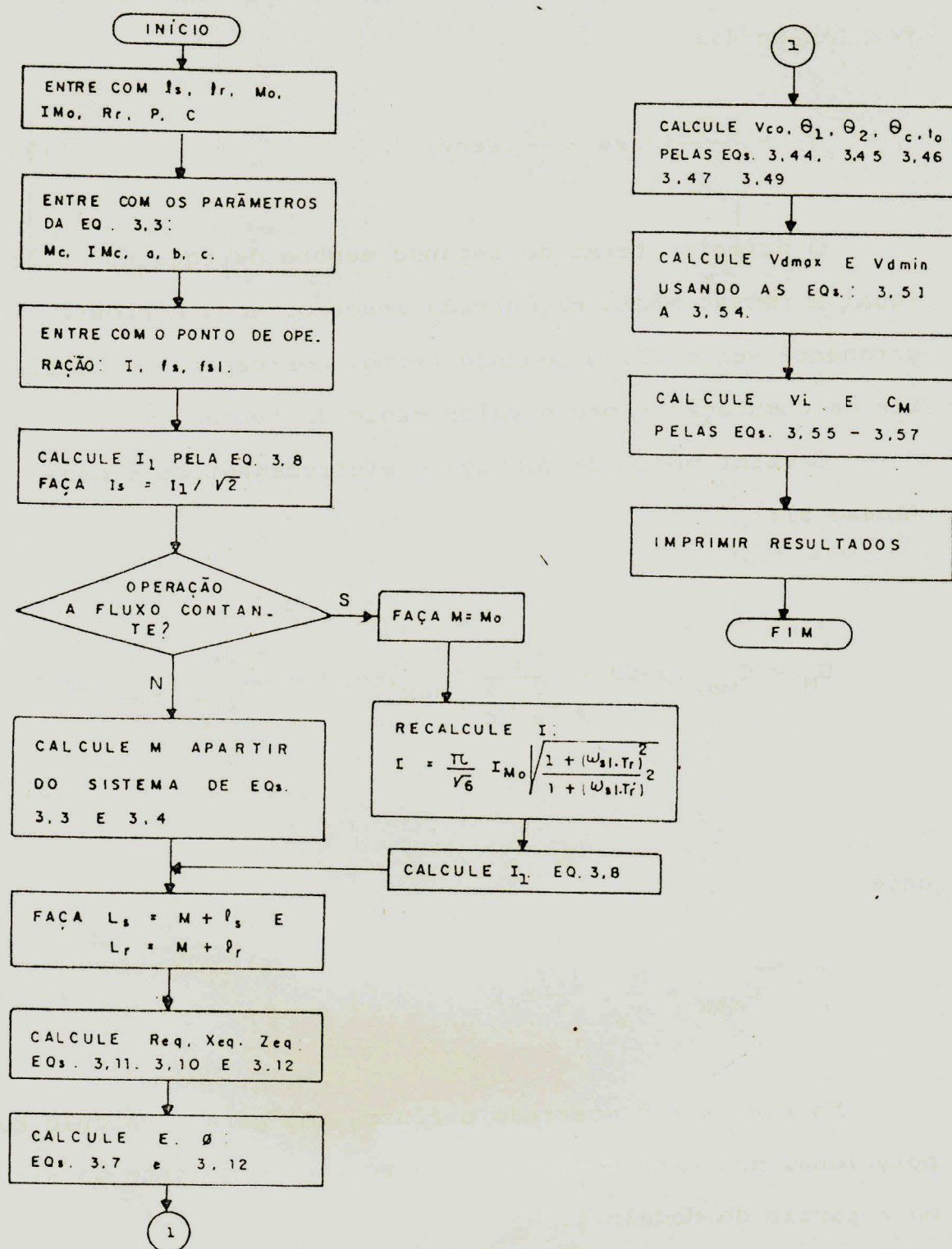


Fig. 3.8 - Fluxograma para implementação computacional do modelo I.

determinação do valor de M que leva em consideração o efeito da saturação.

3.3.4. Modelo II

3.3.4.1. Considerações

O modelo apresentado a seguir, denominado Modelo II, foi inicialmente apresentado em [12].

Além das suposições gerais da seção 3.3.1, este modelo se baseia nas seguintes considerações específicas:

- a) A máquina de indução, como no Modelo I, é representada por uma f.c.e.m senoidal em série com uma indutância igual a soma das indutâncias de dispersão do estator e rotor referidas ao estator.
- b) A variação da f.c.e.m, durante o intervalo de comutação, é considerada.
- c) O deslocamento de fase da fundamental da corrente de linha, θ_L , mostrado na Fig. 3.5, em relação a forma de onda ideal, devido ao intervalo de comutação, é levado em consideração.
- d) A resistência estatórica da máquina é negligenciada.

3.3.4.2. Representação da Máquina de Indução

O circuito equivalente por fase da máquina de indução é o mesmo do Modelo I, Fig. 3.6.

As equações básicas da máquina são as mesmas da seção 3.3.3.2, com exceção da equação 3.8 para I_1 e das equações 3.13-3.18 para as f.c.e.ms.

No modelo II, I_1 é calculada através da análise de Fourier para a forma de onda real da corrente de linha levando-se em consideração a comutação, e não pela análise da forma de onda retangular, como no Modelo I.

Levando-se em consideração θ_L , as equações para as f.c.e.ms são as seguintes:

Tensões de fase:

$$e_{as} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + 5\pi/6 + \theta - \theta_L) \quad (3.58)$$

$$e_{bs} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \pi/6 + \theta - \theta_L) \quad (3.59)$$

$$e_{cs} = E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t - \pi/2 + \theta - \theta_L) \quad (3.60)$$

Tensões de linha:

$$e_{ab} = \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \pi + \theta - \theta_L) \quad (3.61)$$

$$e_{bc} = \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \pi/3 + \vartheta - \theta_L) \quad (3.62)$$

$$e_{ca} = \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t - \pi/3 + \vartheta - \theta_L) \quad (3.63)$$

3.3.4.3. Processo de Comutação

Intervalo I - ($0 < t \leq t_1$)

As tensões v_{d3} e v_{c1} são dadas pelas equações 3.19 e 3.20 respectivamente.

No instante t_1 , o diodo D_3 é positivamente polarizado. Das equações 3.19 e 3.20, 3.61 e fazendo-se θ_1 igual a $\omega_s t_1$, tem-se:

$$-\frac{2}{3} \frac{I}{\omega_s C} \theta_1 + v_{c0} = -\sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\theta_1 + \vartheta - \theta_L) \quad (3.64)$$

$$\text{ou } \theta_1 = \left[\sqrt{3}E \text{sen} \vartheta + v_{c0} \right] \frac{3}{2\omega_s} \cdot C/I, \quad (3.65)$$

onde

$$\beta = \theta_1 + \vartheta - \theta_L \quad (3.66)$$

A tensão v_{C1} no final do intervalo de carregamento linear é

$$V_{CA1} = -\sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\beta) \quad (3.67)$$

Intervalo II - ($t_1 < t \leq t_1 + t_2$):

A equação 3.29 é a relação entre as tensões na malha $C_1 D_1 abD$, Fig. 3.1.

Operando algebricamente com as equações 3.29, 3.30, 3.33, 3.34 e 3.61, tem-se a seguinte equação diferencial linear para a corrente i_{as} :

$$\frac{d^2 i_{as}}{dt'^2} + \frac{1}{3 \cdot L \cdot C} i_{as} = \frac{\omega_s}{2L} \cdot \sqrt{3}E \cdot \cos(\omega_s \cdot t' + \beta). \quad (3.68)$$

A equação 3.68 é solucionada analiticamente se β é conhecido.

As condições iniciais para solução da equação 3.68 são:

$$i_{as}(t'=0) = I \quad (3.69)$$

e

$$\left. \frac{di_{as}}{dt'} \right|_{t'=0} = 0. \quad (3.70)$$

A solução analítica da equação 3.68 é dada por [12]:

$$i_{as}(t') = I \cos \omega_c \cdot t' +$$

$$I_0 \left[\frac{\omega_s}{\omega_c} \sin(\beta) \cdot \sin(\omega_c \cdot t') - \cos(\beta) \cdot \cos(\omega_c \cdot t') + \cos(\omega_s \cdot t' + \beta) \right]$$

(3.71)

onde I_0 é dada por

$$I_0 = \frac{\sqrt{3} E \cdot \omega_s}{2L(\omega_c^2 - \omega_s^2)} \quad (3.72)$$

As tensões nos capacitores de comutação são determinadas pelas equações 3.30 a 3.32, a partir da integração da expressão 3.71. Mostra-se que:

$$\int_0^{t'} i_{as}(t') dt' = \frac{I}{\omega_c} \cdot \sin(\omega_c \cdot t') + I_0 \left(\frac{\omega_s - \omega_c}{2} \right) \frac{2}{\omega_c \omega_s} \sin \beta$$

$$+ I_0 \frac{\omega_s}{\omega_c} \left(1 + \frac{\omega_c^2 - \omega_s^2}{2} \cos^2 \beta \right)^{1/2} \sin(\omega_c \cdot t' + \gamma)$$

$$+ \frac{I_0}{\omega_s} \text{sen}(\omega_s \cdot t' + \beta) \quad (3.73)$$

onde

$$\gamma = \arctan \left[\frac{\omega_s}{\omega_c} \left(\frac{-\text{sen}\beta}{-\text{cos}\beta} \right) \right] \quad (3.74)$$

A equação para os valores instantâneos de v_{c1} é obtida a partir das eqs. 3.30, 3.72 e 3.74:

$$\begin{aligned} v_{c1}(t') = & V_{CA1} - \frac{2}{3C\omega_c} I \text{sen}\omega_c \cdot t' + \sqrt{3}E \cdot \text{sen}\beta \\ & - \sqrt{3}E \frac{\omega_s^2}{2(\omega_c - \omega_s)^2} \left(1 + \frac{\omega_c^2 - \omega_s^2}{\omega_s^2} \cos^2\beta \right)^{1/2} \text{sen}(\omega_c \cdot t' + \gamma) \\ & - \sqrt{3}E \frac{\omega_c^2}{2(\omega_c - \omega_s)^2} \text{sen}(\omega_s \cdot t' + \beta) \quad (3.75) \end{aligned}$$

Quando t' for igual a t_2 , tem-se o encerramento do processo de comutação. A corrente i_{as} é anulada e a tensão no capacitor v_{c1} é igual a $(-V_{c0})$.

O ângulo θ_2 é obtido da equação 3.71, fazendo-se i_{as} igual a zero e t' igual a θ_2/ω_s , ou seja

$$\theta_2 = \frac{\omega_s}{\omega_c} \cos^{-1} \left\{ -\frac{I_0}{I} \left[\frac{\omega_s}{\omega_c} \sin(\beta) \cdot \sin\left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \cdot \theta_2\right) - \cos(\beta) \cos\left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \cdot \theta_2\right) + \cos(\theta_2 + \beta) \right] \right\} \quad (3.76)$$

A tensão V_{c0} é obtida fazendo-se $v_{c1}(t_2)$ igual a $(-V_{c0})$ na equação 3.75, donde obtêm-se:

$$\begin{aligned} V_{c0} = & \frac{1}{3} \frac{I}{\omega_s \cdot C} + \frac{I}{3 \cdot C \cdot \omega_c} \sin\left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \cdot \theta_2\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} E \cdot \sin(\beta) \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} E \frac{\omega_s^2}{\omega_c^2 - \omega_s^2} \left(1 + \frac{\omega_c^2 - \omega_s^2}{\omega_s^2} \cdot \cos^2 \beta\right)^{1/2} \sin\left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \cdot \theta_2 + \gamma\right) \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} E \frac{\omega_c^2}{\omega_c^2 - \omega_s^2} \sin(\theta_2 + \beta) \end{aligned} \quad (3.77)$$

3.3.4.4. Determinação das Características em Regime Permanente

As variáveis básicas para a descrição das características de regime permanente do sistema são θ_1 , θ_2 , V_{c0} , I_1 e θ_L . O conhecimento dessas grandezas define a expressão da corrente i_{as} , equação 3.71, além de permitir a determinação das outras características do inversor e máquina, em regime permanente.

A corrente I_1 é determinada pela análise de Fourier da forma de onda da corrente real e é dada por:

$$I_1 = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} \quad (3.78)$$

onde a_1 e b_1 são os coeficientes da série de Fourier relativos ao 1º harmônico.

O ângulo θ_L é obtido a partir da análise das expressões da fundamental de i_{as} , sem e com comutação. Tomando-se o instante de gatilhamento de T_{h3} como referência zero, a equação de i_{asl} , sem comutação, é a seguinte:

$$i_{asl} = I_1 \text{sen}(\omega_s \cdot t + 5\pi/6) \quad (3.79)$$

Levando-se em consideração o deslocamento de fase devido a comutação, tem-se:

$$i_{asl} = I_1 \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + 5\pi/6 - \theta_L) \quad (3.80)$$

O ângulo de fase de i_{asl} calculado pela análise de Fourier é dado por $\tan^{-1}(a_1/b_1)$. Portanto, das equações 3.79 e 3.80, tem-se:

$$\theta_L = 5\pi/6 - \tan^{-1}(a_1/b_1) \quad (3.81)$$

As equações 3.65, 3.76, 3.77, 3.78 e 3.81, formam um sistema de equações não lineares que necessita ser solucionado iterativamente para a obtenção dos valores de θ_1 , θ_2 , V_{c0} , I_1 e θ_L . As variáveis E e β são calculadas pelas equações 3.7 e 3.66 respectivamente.

O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores é dado pela equação 3.48.

A síntese das formas de onda das variáveis do inversor e da máquina, pelo Modelo II, é feita da mesma forma que é realizada pelo Modelo I. As expressões para os valores instantâneos dessas variáveis, em um sexto do período, são dadas no Anexo 1.

A tensão V_{dmax} é dada pelo mínimo valor obtido pelas equações seguintes (Ver Anexo 3):

$$V_{dmax} = -V_{c0} + L \left. \frac{di_{as}}{dt'} \right|_{t'=t_2} + \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(2\pi/3 + \theta_c + \theta - \theta_L) \quad (3.82)$$

$$V_{dmax} = -V_{c0} - \sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\theta - \theta_L), \quad (3.83)$$

onde

$$L \left. \frac{di_{as}}{dt'} \right|_{t'=t_2} = -L \cdot \omega_c \cdot I + L \cdot I_o \cdot [\omega_c \cdot \cos(\beta) - \omega_s \cdot \text{sen}(\theta_2 + \beta)] \quad (3.84)$$

A tensão V_{dmin} é dada pelo maior valor calculado pelas equações seguintes:

$$V_{dmin} = -V_{c0} - L \left. \frac{di_{as}}{dt'} \right|_{t'=t_2} + \sqrt{3} \cdot E \cdot \text{sen}(\pi/3 + \theta_c + \theta - \theta_L) \quad (3.85)$$

$$V_{dmin} = -V_{c0} + \frac{1}{3} \frac{I \cdot \theta_1}{\omega_s \cdot C} + \sqrt{3} E \cdot \text{sen}(2\pi/3 + \theta_1 + \varnothing - \theta_L)$$

(3.86)

A expressão do valor médio da tensão na entrada do inversor, é dada por (Ver Anexo 4):

$$V_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cos\beta + \frac{3}{\pi} L \cdot \omega_s \cdot I + \left[\left(\frac{2}{3C} \frac{\theta_1}{\omega_s} \cdot I - 2V_{c0} \right) \frac{\theta_1}{2} \right]$$

(3.87)

O conjugado eletromagnético médio é calculado pela seguinte equação (Ver Anexo 5):

$$C_M = C_{max} \cdot \cos\beta - \frac{P}{\omega_s} \frac{3\sqrt{3}E}{\pi} [A \cdot \cos(\varnothing - \theta_L) + B \cdot \text{sen}(\varnothing - \theta_L)]$$

(3.88)

onde

$$A = \int_{\theta_1}^{\theta} i_a(t') \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) d(\omega_s \cdot t)$$

(3.89)

e

$$B = \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_a(t') \cdot \cos(\omega_s \cdot t) d(\omega_s \cdot t) \quad (3.90)$$

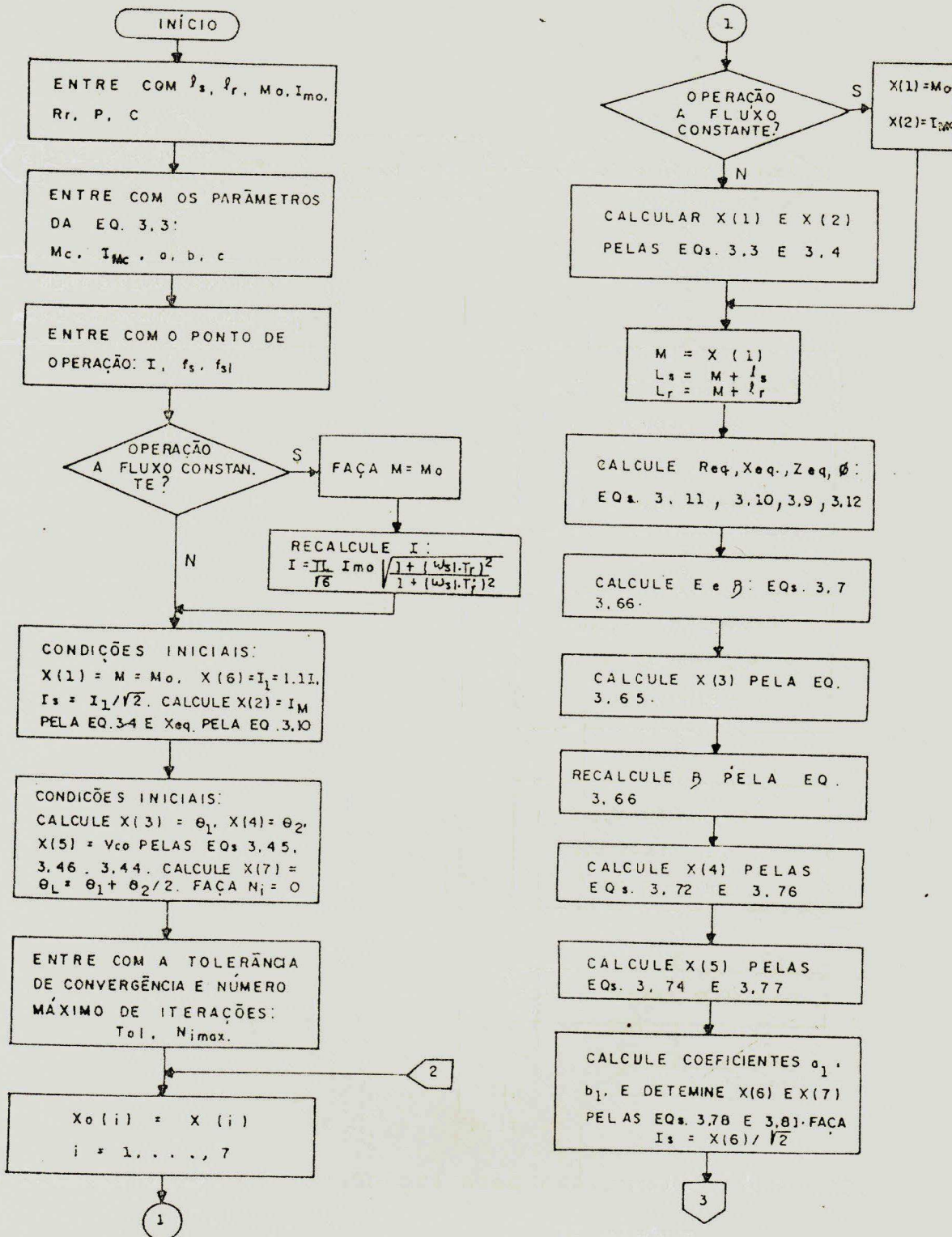
Na Fig. 3.9 é apresentado o fluxograma para o cálculo computacional das características de regime permanente a partir do Modelo II.

O método de Gauss-Seidel é usado para solucionar o sistema de equações 3.65, 3.76, 3.77, 3.78 e 3.81 para a determinação de θ_1 , θ_2 , V_{c0} , I_1 e θ_L .

Se a operação for com corrente constante, as equações 3.3 e 3.4 são solucionadas juntamente com o sistema acima para a determinação do valor de M .

Para facilitar a implementação computacional, as variáveis M , I_M , θ_1 , θ_2 , V_{c0} , I_1 e θ_L são designadas por $X(i)$, $i = 1, 2, \dots, 7$ respectivamente.

Visando reduzir o tempo de processamento para a convergência do processo iterativo, os valores iniciais das incógnitas do sistema são calculadas pelas equações do Modelo I. Os detalhes do algoritmo computacional são apresentados em |58|.



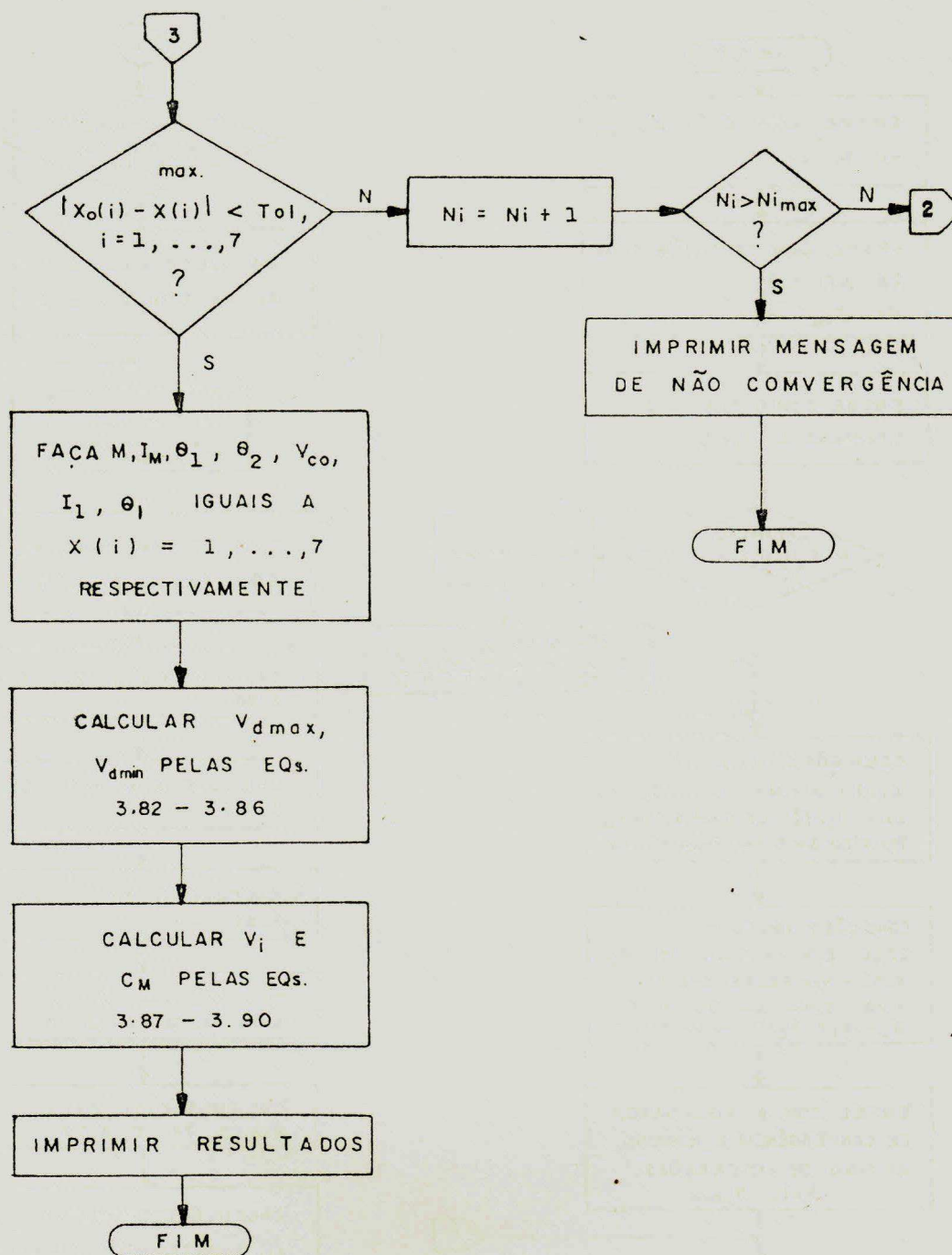


Fig. 3.9 - Fluxograma para implementação computacional do modelo II.

3.3.5. Modelo III

3.3.5.1. Considerações

O modelo apresentado a seguir, denominado de Modelo III, é inicialmente proposto em [13].

No Modelo III a máquina de indução é representada pela máquina equivalente bifásica obtida a partir da transformação dq com invariância de potência baseada em um sistema de referência ligado ao estator. Além disso, as grandezas do estator e rotor, tais como tensões, correntes e fluxos concatenados são colocadas em termos de variáveis complexas. A resistência estatórica é levada em consideração. As perdas no ferro são negligenciadas.

3.3.5.2. Representação da Máquina de Indução

As equações de transformação do sistema trifásico abc para o sistema bifásico dq são dadas no Anexo 6.

Em termos de variáveis complexas, os vetores tensões, correntes e fluxos concatenados são:

$$\bar{v}_s = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{sd} + jv_{sq}) \quad , \quad \bar{v}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{rd} + jv_{rq}) \quad (3.91)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd} + ji_{sq}) \quad , \quad \bar{i}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{rd} + ji_{rq}) \quad (3.92)$$

$$\bar{\psi}_s = \frac{1}{\sqrt{2}}(\psi_{sd} + j\psi_{sq}) \quad , \quad \bar{\psi}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}(\psi_{rd} + j\psi_{rq}) \quad (3.93)$$

As relações básicas entre tensões, correntes e fluxos na máquina em termos dos vetores complexos são:

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \cdot \bar{\psi}_s \quad (3.94)$$

$$\bar{v}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \cdot \bar{\psi}_r - \bar{\psi}_s \cdot \omega_r \quad (3.95)$$

onde ω_r é a velocidade rotórica em radianos elétricos por segundo.

As relações entre os fluxos e correntes são

$$\bar{\psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + M \cdot \bar{i}_r \quad (3.96)$$

$$\bar{\psi}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + M \cdot \bar{i}_s \quad (3.97)$$

Para o motor de indução com rotor em curto circuito, \bar{v}_r é zero. Assim, das equações 3.95 e 3.97, tem-se:

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\psi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \cdot \bar{i}_s \quad (3.98)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\psi}_r = M \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot \bar{i}_s + \left(-\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\psi}_r \quad (3.99)$$

Substituindo-se a equação 3.98 na equação 3.96 e levando o resultado à equação 3.94, tem-se:

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} \quad (3.100)$$

onde

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (3.101)$$

O conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_{em} = P.M. (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}), \text{ ou } \quad (3.102)$$

$$C_{em} = 2.P.M.Im [\bar{i}_s \cdot \text{conj.}(\bar{i}_r)] \quad (3.103)$$

O vetor \bar{v}_s pode ser obtido diretamente das tensões v_{as} , v_{bs} e v_{cs} sem que haja necessidade de se calcular v_{sd} e v_{sq} , usando-se a seguinte equação:

$$\bar{v}_s = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{as} + av_{bs} + a^2 v_{cs}) \quad (3.104)$$

onde a é um operador dado por

$$a = 1 \angle 120^\circ = -0,5 + j\sqrt{3}/2 \quad (3.105)$$

Equações análogas são obtidas para \bar{i}_s , $\bar{\psi}_s$, \bar{v}_r , \bar{i}_r e $\bar{\psi}_r$.

Mostra-se a partir da equação 3.104, que a transformação inversa (variáveis complexas para o sistema abc) é feita pelas seguintes equações:

$$v_{as} = (2/\sqrt{3}) \operatorname{Re}(\bar{v}_s) \quad (3.106)$$

$$v_{bs} = (2/\sqrt{3}) \operatorname{Re}(a^2 \cdot \bar{v}_s) \quad (3.107)$$

$$v_{cs} = (2/\sqrt{3}) \operatorname{Re}(a \cdot \bar{v}_s) \quad (3.108)$$

$$v_{ab} = 2 \operatorname{Im}(a \cdot \bar{v}_s) \quad (3.109)$$

$$v_{bc} = 2 \operatorname{Im}(\bar{v}_s) \quad (3.110)$$

$$v_{ca} = 2 \operatorname{Im}(a^2 \cdot \bar{v}_s) \quad (3.111)$$

A partir do conhecimento de \bar{i}_s e $\bar{\psi}_r$, as outras variáveis da máquina, tais como \bar{v}_s , \bar{i}_r , $\bar{\psi}_s$ e C_{em} são obtidas. As tensões de fase e linha na máquina são obtidas pelas equações 3.106-3.111.

3.3.5.3. Processo de Comutação

Intervalo I - ($0 < t \leq t_1$)

A tensão v_{c1} é dada pela equação 3.20 e a tensão no diodo D_3 é dada por

$$v_{d3} = v_{ab} - v_{c1} \quad (3.112)$$

Das equações 3.1 e 3.104, tem-se:

$$\bar{i}_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(1-a^2)I \quad (3.113)$$

Substituindo-se \bar{i}_s , equação 3.113, na equação 3.99 e solucionando-se a equação diferencial resultante para $\bar{\psi}_r$, tem-se:

$$\bar{\psi}_r(t) = \alpha_r \cdot M \frac{1-a^2}{\Omega} \cdot \frac{I}{\sqrt{3}} [1 - \exp(-\Omega \cdot t)] + \bar{\psi}_{ro} \cdot \exp(-\Omega \cdot t) \quad (3.114)$$

onde

$$\alpha_r = R_r / L_r \quad (3.115)$$

$$\Omega = \alpha_r - j\omega_r \quad (3.116)$$

e $\bar{\psi}_{ro}$ é o vetor do fluxo concatenado com o rotor em t igual a zero.

Derivando-se a equação 3.114 e substituindo-se o resultado, juntamente com a equação 3.113, na equação 3.100, tem-se a seguinte expressão para $\bar{v}_s(t)$:

$$\bar{v}_s(t) = R_s \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} (1-a^2) I + \frac{M}{L_r} \cdot \left\{ \alpha_r \cdot M \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} (1-a^2) - \Omega \cdot \bar{\psi}_{ro} \right\} \exp(-\Omega \cdot t) \quad (3.117)$$

Em $t = t_1$, D_3 começa a conduzir. Das equações 3.20 e 3.112 tem-se:

$$t_1 = (V_{c0} - V_{CA1}) \frac{3C}{2} \cdot \frac{1}{I} \quad (3.118)$$

onde V_{CA1} é dada por

$$V_{CA1} = 2 \cdot \text{Im}[a \cdot \bar{v}_s(t_1)] \quad (3.119)$$

Intervalo II - ($t_1 < t \leq t_1 + t_2$)

Com os diodos D_1 e D_3 conduzindo, a equação da malha definida por $C_1 D_1 a b D_3$ é a seguinte:

$$-v_{c1} + v_{ab} = 0 \quad (3.120)$$

A corrente no capacitor C_1 é $(-\frac{2}{3} \cdot i_{as}(t))$ e $v_{c1}(t)$ é dada pela equação 3.30.

Das equações 3.30, 3.109 e 3.120, tem-se:

$$b \int_0^{t'} i_{as}(t') dt - V_{CA1} + 2 \text{Im}(a \bar{v}_s) = 0 \quad (3.121)$$

onde

$$b = 2/(3C) \quad (3.122)$$

Aplicando-se a transformação de Laplace à equação 3.121, tem-se:

$$\frac{b}{s} \cdot I_{as}(s) - \frac{V_{CA1}}{s} + 2 \operatorname{Im}[a V_s(s)] = 0 \quad (3.123)$$

A transformada de Laplace de $\bar{v}_s(t)$ é obtida a partir da equação 3.100 e é dada por

$$\begin{aligned} V_s(s) = & R_s \cdot I_s(s) + \sigma L_s \cdot s \cdot I_s(s) - \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s(t'=0) \\ & + \frac{M}{L_r} \cdot s \cdot \psi_r(s) - \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\psi}'_{ro} \end{aligned} \quad (3.124)$$

onde $\bar{\psi}'_{ro}$ é o fluxo rotórico em $t = t_1$.

A relação entre as correntes estatóricas é dada pela equação 3.34. Essa equação juntamente com a equação 3.104 (para as correntes) fornece a seguinte expressão para $\bar{i}_s(t)$:

$$\bar{i}_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(1-a) \cdot i_{as} + j\sqrt{3} I] \quad (3.125)$$

A transformada de Laplace de $\bar{i}_s(t)$ é dada por

$$I_s(s) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(1-a) I_{as}(s) + j\frac{\sqrt{3} I}{s}] \quad (3.126)$$

A transformada de Laplace de $\bar{\psi}_r(t)$ é obtida da equação 3.99 e é dada por

$$\psi_r(s) = \frac{M \cdot \alpha_r}{s + \Omega} \cdot I_s(s) + \frac{\bar{\psi}'_{ro}}{s + \Omega} \quad (3.127)$$

Substituindo-se as equações 3.126 e 3.127 na equação 3.124 obtém-se, após algumas manipulações algébricas, a expressão para $\text{Im}[a \cdot V(s)]$. Esse resultado levado à equação 3.123 permite a obtenção da seguinte equação para a transformada de Laplace da corrente i_{as} :

$$I_{as}(s) = \frac{I \cdot F_1(s) + \psi'_{ror} \cdot F_2(s) - \psi'_{roi} \cdot F_3(s) + V_{CA1} \cdot F_4(s)}{Q(s)} \quad (3.128)$$

onde:

$$Q(s) = s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (3.129)$$

$$a_3 = 2\alpha_r + \alpha_s/\sigma + \alpha_r(1-\sigma)/\sigma$$

$$a_2 = b/(2\sigma L_s) + \omega_r^2 + \alpha_r(2\alpha_s + \alpha_r)/\sigma$$

$$a_1 = \alpha_s(\alpha_r^2 + \omega_r^2)/\sigma + b\alpha_r/(\sigma L_s)$$

$$a_0 = b(\alpha_r^2 + \omega_r^2)/(2\sigma L_s)$$

$$F_1(s) = s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (3.130)$$

$$b_2 = [\alpha_s + \alpha_r(3\sigma+1)]/2\sigma$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma} [\alpha_r \alpha_s + \frac{1-\sigma}{2} (\alpha_r + \sqrt{3}\omega_r) \alpha_r] + \alpha_r^2 + \omega_r^2$$

$$b_0 = \frac{\alpha_s}{2\sigma} (\alpha_r^2 + \omega_r^2)$$

$$F_2(s) = c_2 s^2 + c_1 s \quad (3.131)$$

$$c_2 = (1-\sigma) (\sqrt{3}\alpha_r + \omega_r) / (2\sigma M)$$

$$c_1 = (1-\sigma) (\alpha_r^2 + \omega_r^2) \sqrt{3} / (2\sigma M)$$

$$F_3(s) = d_2 s^2 + d_1 s \quad (3.132)$$

$$d_2 = (1-\sigma) (\alpha_r - \sqrt{3}\omega_r) / (2\sigma M)$$

$$d_1 = (1-\sigma) (\alpha_r^2 + \omega_r^2) / (2\sigma M)$$

$$F_4(s) = e_2 s^2 + e_1 s + e_0 \quad (3.133)$$

$$e_2 = 1/(2\sigma L_s)$$

$$e_1 = \alpha_r / (\sigma L_s)$$

$$e_0 = (\alpha_r^2 + \omega_r^2) / (a\sigma L_s)$$

Na equação 3.128, ψ'_{ror} e ψ'_{roi} são as partes real e imaginária de $\bar{\psi}'_{ro}$ respectivamente e, α_s é dada por

$$\alpha_s = R_s / L_s \quad (3.134)$$

Assumindo que o polinômio $Q(s)$ tem as quatro raízes distintas, a anti-transformada de Laplace da equação 3.128 fornece a seguinte expressão para a corrente i_{as} :

$$i_{as}(t') = \sum_{i=1}^4 A_i \exp(R_i t') \quad (3.135)$$

$$\text{onde } A_i = I \cdot B_{1i} + \psi'_{ror} \cdot B_{2i} - \psi'_{roi} \cdot B_{3i} + V_{CAL} \cdot B_{4i} \quad (3.136)$$

R_i é a i ésima raia do polinômio $Q(s)$ e

B_{ki} é o i ésimo coeficiente da expansão em frações parciais da relação $F_k(s)/Q(s)$ com $k = 1, 2, 3, 4$.

Substituindo-se a equação 3.126 na equação 3.127 e obtendo-se a anti-transformada de Laplace da equação resultante, encontra-se a seguinte expressão para o fluxo rotórico:

$$\bar{\psi}_r(t') = \bar{\psi}'_{r0} \exp(-\Omega t') + j \frac{M \cdot \alpha_r \cdot I}{\Omega} (1 - \exp(-\Omega \cdot t')) + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot M \cdot \alpha_r \cdot (1-a) \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{I_{as}(s)}{s + \Omega} \right] \quad (3.137)$$

Usando-se o teorema da convolução, juntamente com a equação 3.136, mostra-se que

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{I_{as}(s)}{s + \Omega} \right] = \sum_{i=1}^4 \frac{A_i}{R_i + \Omega} [\exp(R_i t') - \exp(-\Omega t')] \quad (3.138)$$

Substituindo-se a equação 3.138 na equação 3.137 tem-se a seguinte expressão para o fluxo rotórico:

$$\bar{\psi}_r(t') = \bar{\psi}'_{r0} \exp(-\Omega t') + j \frac{M \cdot \alpha_r \cdot I}{\Omega} [1 - \exp(-\Omega t')] +$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}} M \alpha_r (1-a) \sum_{i=1}^4 \frac{A_i}{R_i + \Omega} [\exp(R_i t') - \exp(-\Omega t')]$$

(3.139)

Das equações 3.100, 3.125, 3.135 e 3.139, tem-se a seguinte expressão para o vetor de tensão estatórica durante o intervalo de transferência de corrente:

$$\bar{v}_s(t') = R_s \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} [(1-a) \sum_{i=1}^4 A_i \cdot \exp(R_i \cdot t') + j\sqrt{3}I] +$$

$$\sigma \cdot L_s \cdot \frac{(1-a)}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^4 A_i \cdot R_i \cdot \exp(R_i t') +$$

$$\frac{M}{L_r} [-\Omega \bar{\psi}'_{ro} + j \cdot M \cdot \alpha_r \cdot I] \exp(-\Omega \cdot t') +$$

$$+ \frac{1}{\sqrt{3}} M \cdot \alpha_r (1-a) \cdot \sum_{i=1}^4 \frac{A_i}{R_i + \Omega} [R_i \cdot \exp(R_i \cdot t') +$$

$$\Omega \cdot \exp(-\Omega \cdot t')]]$$

(2.140)

Integrando-se a equação 3.135, e substituindo-se o resultado na equação 3.30 tem-se a seguinte expressão para a tensão no capacitor C_1 :

$$v_{c1}(t) = V_{CA1} - \frac{2}{3C} \sum_{i=1}^4 \left[\frac{A_i}{R_i} \exp(R_i \cdot t') - \frac{A_i}{R_i} \right] \quad (3.141)$$

O ângulo θ_2 é obtido da equação 3.135, fazendo-se i_{as} igual a zero em $t' = t_2$, ou seja

$$\sum_{i=1}^4 A_i \cdot R_i \cdot \exp(R_i \cdot t_2) = 0 \quad (3.142)$$

Fazendo-se $v_{c1}(t_2) = -V_{c0}$ na equação 3.141 e substituindo-se V_{CA1} pela equação 3.119, tem-se:

$$V_{c0} = \frac{1}{3C} \cdot I \cdot t_1 + \frac{1}{3C} \cdot \sum_{i=1}^4 \left[\frac{A_i}{R_i} \exp(R_i \cdot t_2 - 1) \right] \quad (3.143)$$

Intervalo III - $(t_1 + t_2 < t \leq T/6$

Após o encerramento da comutação, as correntes são:

$$i_{as} = 0, \quad i_{bs} = I \quad \text{e} \quad i_{cs} = -I \quad (3.144)$$

Das equações 3.104 e 3.144, mostra-se que:

$$I_s(s) = j \cdot \frac{I}{s} \quad (3.145)$$

Substituindo-se a equação 3.145 na equação 3.127 e substituindo-se $\bar{\psi}'_{ro}$ por $\bar{\psi}''_{ro}$, tem-se a seguinte expressão para o fluxo rotórico:

$$\bar{\psi}_r(t) = j\alpha_r \cdot \frac{M \cdot I}{\Omega} \cdot (1 - \exp[-\Omega(t-t_c)]) + \bar{\psi}''_{ro} \cdot \exp[-\Omega(t-t_c)] \quad (3.146)$$

onde $\bar{\psi}''_{ro}$ é o vetor $\bar{\psi}_r$ em $t' = t_2$.

Das equações 3.100, 3.105 e 3.146 tem-se a seguinte expressão para $\bar{v}_s(t)$

$$\bar{v}_s(t) = jR_s \cdot I + \frac{M}{L_r} \cdot (j\alpha_r \cdot M \cdot I - \Omega \cdot \bar{\psi}''_{ro}) \exp[-\Omega(t-t_c)] \quad (3.147)$$

O valor inicial do fluxo rotórico, $\bar{\psi}_{ro}$ é obtido a partir da seguinte equação de simetria:

$$\bar{\psi}_{ro} = \bar{\psi}_r(T/6) \cdot \exp(-j\pi/3) \quad (3.148)$$

onde $\bar{\psi}_r(T/6)$ é obtido da equação 3.146.

3.3.5.4. Determinação das Características em Regime Permanente

As variáveis básicas para a descrição das características do sistema são t_1 , t_2 , V_{c0} e $\bar{\psi}_{ro}$. São, portanto, quatro incógnitas a serem obtidas a partir da solução iterativa do sistema formado pelas equações não lineares 3.118, 3.142, 3.143 e 3.148.

O valor de pico da fundamental da corrente de linha é necessário quando o efeito da saturação é incluído e as equações 3.3 e 3.4 são solucionadas juntamente com o sistema não linear acima referido para a obtenção da corrente e da indutância de magnetização. A corrente I_1 é dada pela equação 3.78, onde a_1 e b_1 são numericamente calculados.

O tempo de aplicação de tensão reversa é determinado pela equação 3.48.

A síntese das formas de onda das variáveis do inversor e da máquina é feita, como nos modelos anteriores, a partir do conhecimento dos valores instantâneos dessas variáveis em um sexto de período, cujas expressões são dadas no Anexo 1.

V_{dmax} é dado pelo mínimo valor fornecido pelas duas equações seguintes (Anexo 3):

$$V_{dmax} = V_{c0} + 2\text{Im} [\bar{v}_s(t_2)] \quad (3.149)$$

$$V_{dmax} = (1/3C) \cdot I \cdot t_1 - V_{c0} - 2\text{Im}[a^2 \cdot \bar{v}_s(t_1)] \quad (3.150)$$

onde $\bar{v}_s(t_1)$ é calculado pela equação 3.117 e $\bar{v}_s(t_2)$ é determinado pela equação 3.140. V_{dmin} é obtido pelo máximo valor fornecido pelas equações seguintes (Anexo 3):

$$V_{dmin} = -V_{c0} - 2\text{Im}[a^2 \bar{v}_s(t_2)] \quad (3.151)$$

$$V_{dmin} = -V_{c0} - 2\text{Im}[a \bar{v}_s(0)] \quad (3.152)$$

onde $\bar{v}_s(0)$ é calculado pela equação 3.117 e $\bar{v}_s(t_2)$ é obtido da equação 3.140.

A tensão média na entrada do inversor é dada por (Anexo 4):

$$V_i = \frac{6}{T} \left[\left(\frac{1}{3C} \cdot I \cdot t_1 - V_{c0} \right) t_1 + 2 \left[-\text{Im}(a^2 \cdot Z_1) + \text{Im}(Z_2) + \text{Im}(Z_3) \right] \right] \quad (3.153)$$

onde:

$$Z_1 = R_s \cdot \frac{I}{\sqrt{3}} (1-a^2) t_1 + \frac{M}{L_r} (\bar{\psi}'_{ro} - \bar{\psi}_{ro}) \quad (3.154)$$

$$Z_2 = R_s \cdot \frac{(1-a)}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^4 \frac{A_i}{R_i} \left[\exp(R_i \cdot t_2) - 1 \right] + jR_s \cdot I \cdot t_2 + \sigma L_s \left[jI - \frac{I}{3} (1-a^2) \right] + \frac{M}{L_r} (\bar{\psi}''_{ro} - \bar{\psi}'_{ro}) \quad (3.155)$$

$$Z_3 = jR_s \cdot I (T/6 - t_c) + \frac{M}{L_r} [\bar{\psi}_r (T/6) - \bar{\psi}'_r] \quad (3.156)$$

O conjugado eletromagnético médio é calculado a partir das expressões do torque instantâneo (Anexo 1), através da integração numérica usando-se o método trapezoidal.

Na implementação computacional para a solução do sistema de equações que determina t_1 , t_2 , V_{c0} e $\bar{\psi}_{ro}$ é usado o método de Gauss-Seidel com aceleração.

A convergência do processo iterativo só é obtida com a inclusão de um fator de aceleração menor do que a unidade,

ou seja, uma "desaceleração". Isto é justificável, haja vista a complexidade das equações que compõem o sistema, o que o torna mal condicionado. O fator de aceleração que mais reduz o número de iterações é aproximadamente igual a 0,9.

No método de Gauss-Seidel cada incógnita é explicitada em função dela própria e/ou das outras incógnitas. Assim, é necessário explicitar t_2 na equação 3.142. Existem várias formas de fazer isto, porém, nem todas garantem a convergência do processo iterativo. Uma possibilidade é tomar a raiz R_1 de $Q(s)$, equação 3.129, e proceder da seguinte forma:

$$\exp(R_1 t_2) = -\frac{1}{A_1} \sum_{i=2}^4 A_i \exp(R_i t_2) \quad (3.157)$$

A partir de algumas manipulações algébricas sobre a equação 3.157, mostra-se que t_2 é dado pela seguinte expressão:

$$t_2 = \cos^{-1} \left\{ -\exp[-\operatorname{Re}(R_1) t_2] \cdot \frac{1}{A_1} \sum_{i=2}^4 A_i \cdot \exp(R_i \cdot t_2) - \operatorname{jsen}[\operatorname{Im}(R_1 \cdot t_2)] \right\} / \operatorname{Im}(R_1) \quad (3.158)$$

Para facilitar a implementação computacional, as variáveis M , I_M , t_1 , t_2 , V_{c0} , $\operatorname{Re}(\tilde{\Psi}_{ro})$ e $\operatorname{Im}(\tilde{\Psi}_{ro})$ são designadas por $X(i)$, $i=1, \dots, 7$.

As condições iniciais de t_1 , t_2 e V_{c0} , são calculadas pelas equações fechadas do Modelo I, enquanto que $\bar{\psi}_{ro}$ é inicialmente assumido igual $(0,0 + j0,0)$.

As raízes R_i , $i=1, \dots, 4$ são obtidas a partir da determinação dos auto-valores da matriz companheira A, cuja equação característica é o polinômio $Q(s)$ [51].

Os coeficientes A_i , $i=1, \dots, 4$ são determinados pela equação 3.136 a partir do conhecimento de ψ'_{ror} , ψ'_{roi} , V_{CA1} e B_{ki} , $K=1, \dots, 4$ e $i=1, \dots, 4$.

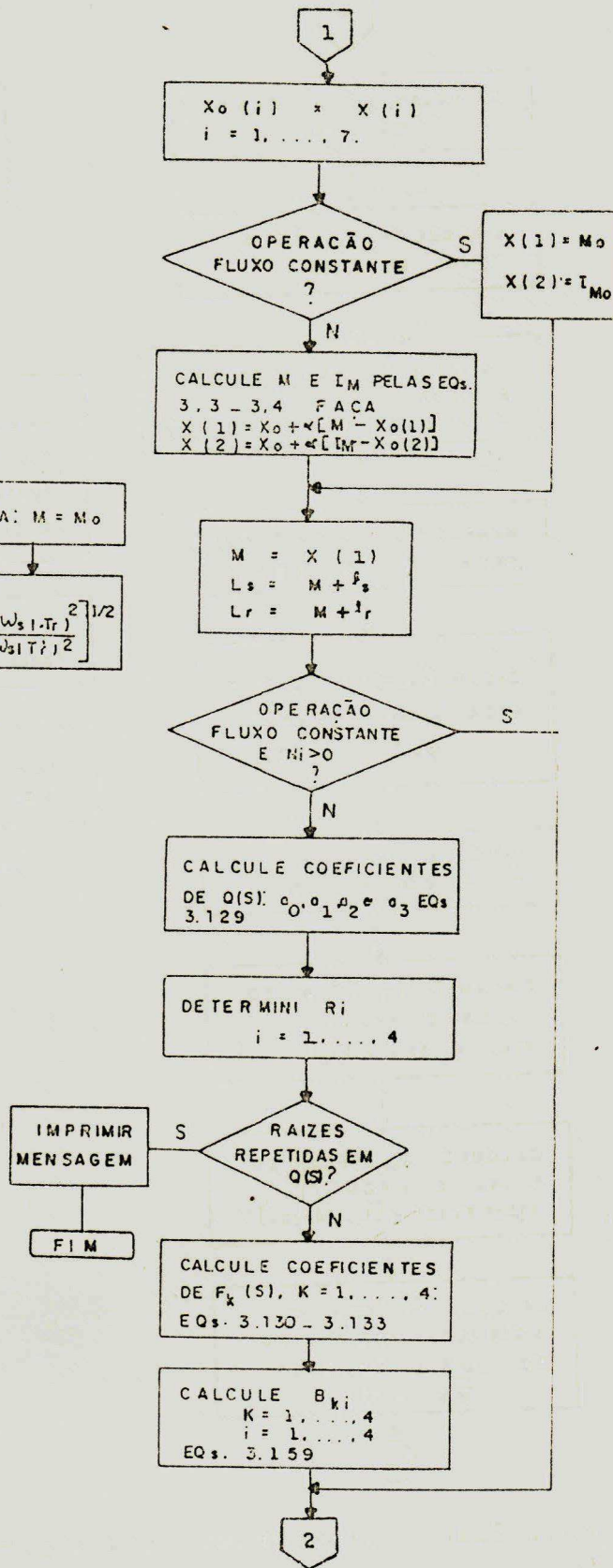
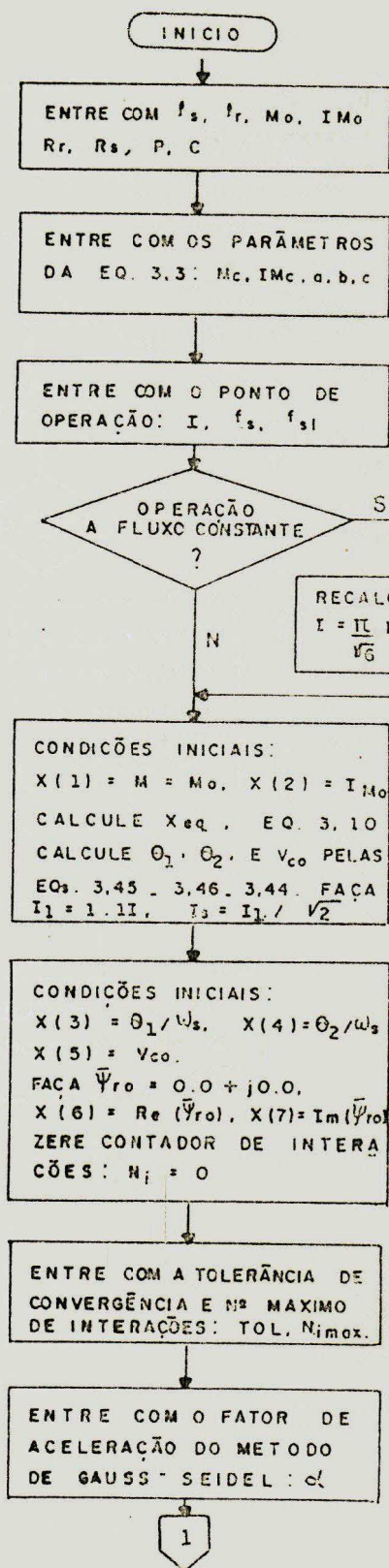
Os coeficientes B_{ki} são determinados pela seguinte equação:

$$B_{ki} = \frac{F_k(R_i)}{4 \prod (R_i - R_j)} \quad (3.159)$$

$$j = 1$$

$$j \neq i$$

O fluxograma para o cálculo computacional das características de regime permanente a partir do modelo III é apresentado na Fig. 3.10.



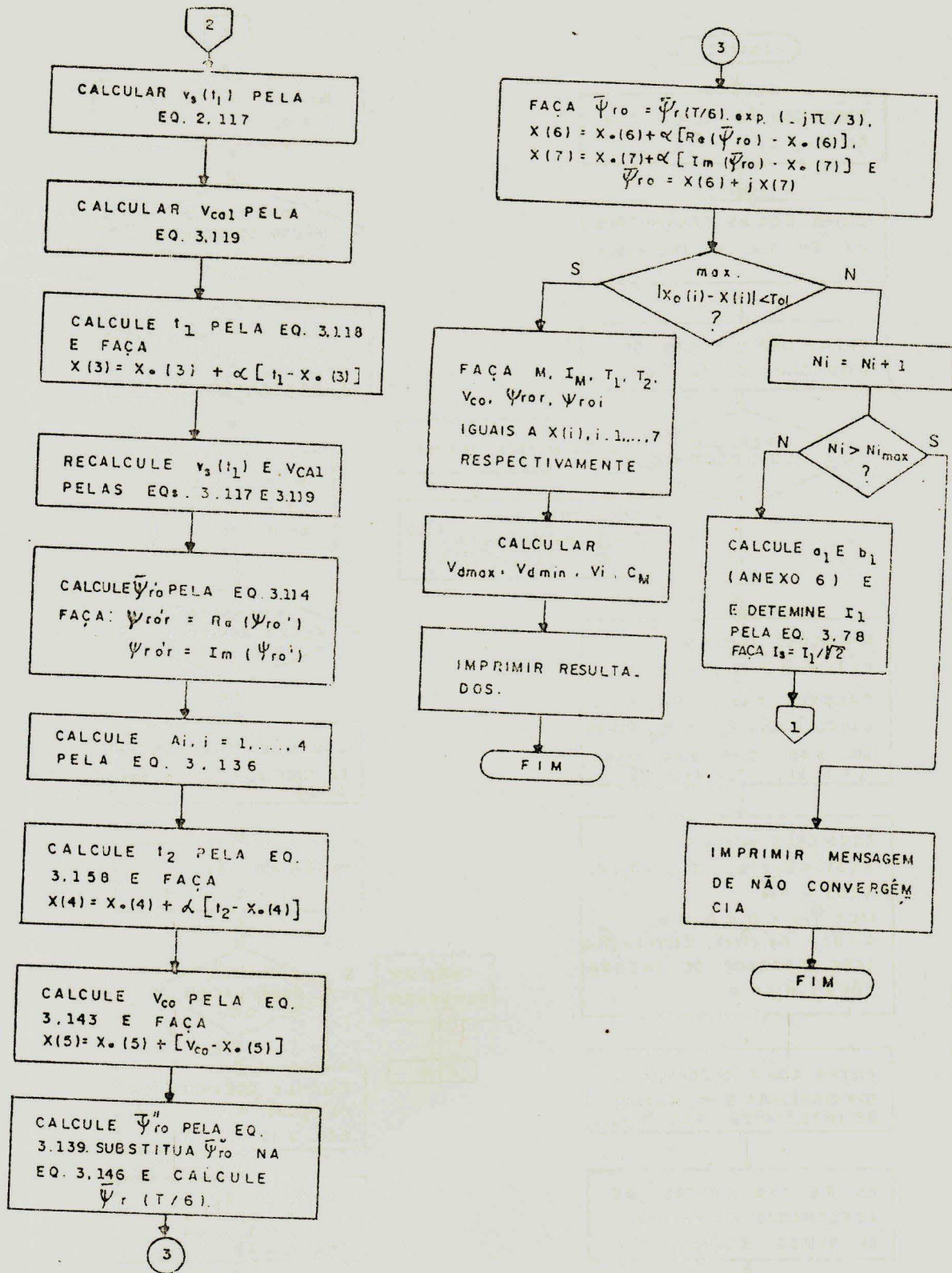


Fig. 3.10 - Fluxograma para implementação computacional do modelo III.

3.3.6. Modelo IV

3.3.6.1. Considerações

O modelo apresentado a seguir, denominado de Modelo IV, é uma modificação do Modelo I, com a inclusão de forma simplificada do ângulo θ_L .

Além das considerações gerais da seção 3.3.1, o Modelo IV ainda se baseia no seguinte:

- a) Como nos Modelos I e II, a máquina é representada por uma f.c.e.m em série com a soma das indutâncias de dispersão do estator e do rotor.
- b) A variação da f.c.e.m é levada em consideração durante o intervalo de carregamento linear, porém durante o intervalo de transferência de corrente a mesma é aproximadamente constante.
- c) O deslocamento de fase da fundamental da corrente de linha θ_1 , mostrado na Fig. 3.5 em relação a forma de onda ideal é levado em consideração e calculado a partir de θ_1 e θ_2 pela seguinte aproximação:

$$\theta_L \cong \theta_1 + 0,5\theta_2 \quad (3.160)$$

d) A resistência estatórica, como nos modelos I e II é negligenciada.

3.3.6.2. Representação da Máquina de Indução

A representação da máquina de indução, é mesma do Modelo I, sendo válidas as equações da seção 3.3.3.2 com exceção das equações para as f.c.e.m que são dadas pelas equações 3.58 e 3.63.

3.3.6.3. Processo de Comutação

Intervalo I ($0 < t \leq t_1$)

A relação entre θ_1 , V_{C0} e θ_L no final do carregamento linear do capacitor é dado pela equação 3.64.

Substituindo-se a equação 3.160 na equação 3.64 tem-se a seguinte equação para θ_1 :

$$\theta_1 = \left[\sqrt{3}E \cdot \text{sen}(\phi - 0,5\theta_2) + V_{C0} \right] \cdot \frac{3\omega_s \cdot C}{2I} \quad (3.161)$$

A tensão v_{C1} no final do carregamento linear é dada por:

A tensão V_{c0} é obtida das equações 3.162 e 3.41 e é dada por:

$$V_{c0} = \sqrt{3}E \text{sen}(\varnothing - 0,5\theta_2) + 2L \cdot \omega_c \cdot I \quad (3.165)$$

3.3.6.4. Determinação das Características em Regime Permanente

As variáveis θ_1 , θ_2 , V_{c0} e i_{as} são calculadas a partir das equações 3.161, 3.40, 3.165 e 3.37 respectivamente. Observa-se que apesar da inclusão de θ_L essas grandezas são calculadas por equações fechadas.

O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores é obtido da equação 3.48.

A síntese das formas de onda das variáveis do inversor e da máquina é feita a partir das expressões para os valores instantâneos dessas variáveis em um sexto de período, as quais são iguais aquelas do Modelo I, com exceção das f.c.e.ms que no Modelo IV têm o ângulo \varnothing substituído por $\varnothing - \theta_L$.

As equações para V_{dmax} e V_{dmin} são obtidas das equações 3.51 - 3.54 trocando-se \varnothing por $\varnothing - \theta_L$.

O valor médio da tensão na entrada do inversor é calculado pela equação seguinte (Ver Anexo 4):

A tensão V_{c0} é obtida das equações 3.162 e 3.41 e é dada por:

$$V_{c0} = \sqrt{3}E \sin(\varnothing - 0,5\theta_2) + 2L \cdot \omega_c \cdot I \quad (3.165)$$

3.3.6.4. Determinação das Características em Regime Permanente

As variáveis θ_1 , θ_2 , V_{c0} e i_{as} são calculadas a partir das equações 3.161, 3.40, 3.165 e 3.37 respectivamente. Observa-se que apesar da inclusão de θ_L essas grandezas são calculadas por equações fechadas.

O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiris tores é obtido da equação 3.48.

A síntese das formas de onda das variáveis do inver sor e da máquina é feita a partir das expressões para os va lores instantâneos dessas variáveis em um sexto de período, as quais são iguais aquelas do Modelo I, com exceção das f.c.e.ms que no Modelo IV têm o ângulo \varnothing substituído por $\varnothing - \theta_L$.

As equações para V_{dmax} e V_{dmin} são obtidas das equações 3.51 - 3.54 trocando-se \varnothing por $\varnothing - \theta_L$.

O valor médio da tensão na entrada do inver sor é calculado pela equação seguinte (Ver Anexo 4):

$$V_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \left[\cos(\vartheta - 0,5\theta_2) + \frac{\omega_s}{\omega_c} \sin(\vartheta - 0,5\theta_2) \right] \quad (3.166)$$

O valor médio do conjugado eletromagnético é dado por
(Ver Anexo 5):

$$C_M = C_{\max} \cdot \left[\cos(\vartheta - 0,5\theta_2) + \frac{\omega_s^2}{\omega_s + \omega_c} \cos(\vartheta - 0,5\theta_2) - \frac{\omega_s \omega_c}{\omega_s + \omega_c} \sin(\vartheta + 0,5\theta_2) \right] \quad (3.167)$$

onde C_{\max} é dado pela equação 3.57.

O fluxograma para o cálculo computacional das características do sistema em regime permanente a partir do Modelo IV é apresentado na Fig. 3.11.

3.4. Resultados

A seguir são apresentados os resultados computacionais determinados a partir dos modelos I, II, III e IV para o sistema máquina de indução alimentador por inversor de corrente

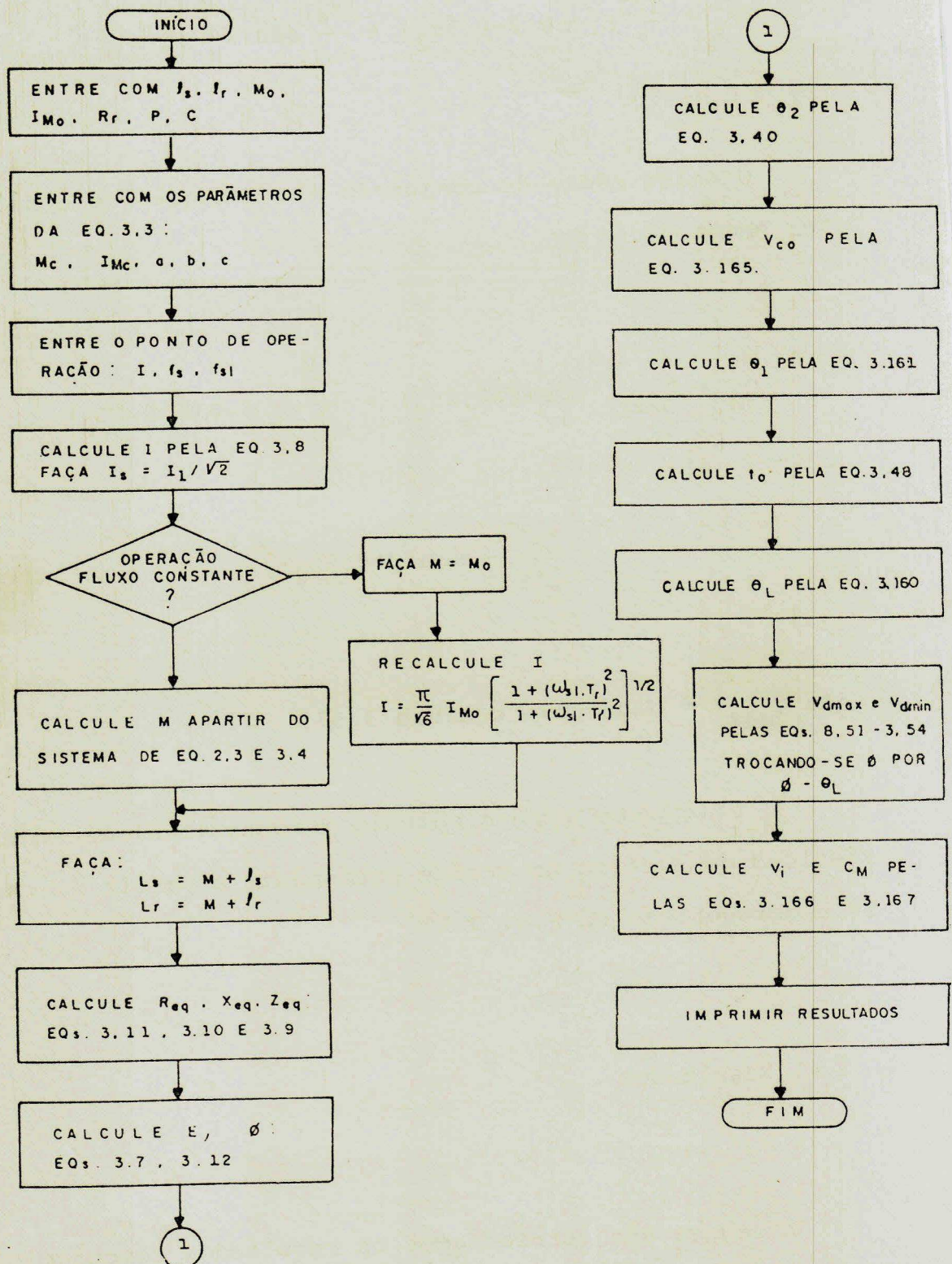


Fig. 3.11 - Fluxograma para implementação computacional do modelo IV.

auto-sequencial. Os enrolamentos estatóricos da máquina são conectados em delta.

Os parâmetros elétricos da máquina são obtidos a partir dos testes convencionais de circuito aberto e curto-circuito (Ver Anexos 9 e 10). Para se levar em consideração o efeito da saturação sobre a indutância de magnetização, o teste de circuito aberto é realizado com a máquina de indução tracionada por um motor síncrono e com a tensão estatórica variada desde zero até o valor suficiente para que a corrente de alimentação seja aproximadamente igual a 150% do valor nominal. Com este procedimento obtém-se a curva da indutância versus a corrente de magnetização, Fig. 3.4.

3.4.1. Estudo Comparativo dos Modelos

Os resultados apresentados nas Tabelas 3.1 - 3.11 são com a máquina operando com corrente e frequência estatórica constantes.

Os resultados comparativos para θ_1 , θ_2 e θ_c são apresentados nas Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 respectivamente. Verifica-se que os valores computados pelos Modelos I, II, III e IV têm boa concordância com os resultados experimentais.

Os resultados para t_o são apresentados na Tabela 3.4. Os valores computados pelo Modelo I são um pouco mais elevados do que os calculados pelos outros Modelos. A concordância com os resultados experimentais é mais acentuada para o

TABELA 3.1 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
 LOS I, II, III, IV e OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE
 PARA θ_1 (GRAUS).

PONTOS DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	4.47	4.46	4.29	4.46	4.32
20	9.1	575	4.15	4.12	3.95	4.12	3.96
20	13.15	580	3.89	3.88	3.71	3.88	3.60
20	13.15	570	3.76	3.74	3.56	3.73	3.46
40	9.1	1175	12.06	11.85	11.49	11.80	12.24
40	9.1	1170	11.46	11.23	10.85	11.16	10.08
40	13.15	1183	11.18	11.07	10.75	11.05	10.80
40	13.15	1150	8.94	8.70	8.36	8.36	8.64
60	9.1	1792	26.72	26.37	25.91	26.35	28.08
60	9.1	1775	23.73	23.16	22.36	22.81	21.60
60	11.2	1770	21.25	20.75	19.96	20.41	19.44
60	13.15	1780	21.47	21.12	20.68	20.96	19.44

TABELA 3.2 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
LOS I, II, III, IV e OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA
 θ_2 (GRAUS)

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	3,56	3.57	3.63	3.56	3.60
20	9.1	575	3.56	3.58	3.65	3.56	3.24
20	13.15	580	3.56	3.57	3.63	3.56	2.88
20	13.15	570	3.56	3.57	3.64	3.56	3.02
40	9.1	1175	7.11	7.29	7.44	7.11	7.92
40	9.1	1170	7.11	7.32	7.47	7.11	7.20
40	13.15	1183	7.11	7.20	7.31	7.11	5.76
40	13.15	1150	7.11	7.30	7.44	7.11	6.48
60	9.1	1792	10.67	10.91	11.12	10.67	9.72
60	9.1	1775	10.67	11.30	11.75	10.67	10.80
60	11.2	1770	10.67	11.24	11.48	10.64	10.80
60	13.15	1780	10.67	11.00	11.17	10.67	10.80

TABELA 3.3 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODELOS I, II, III, IV E OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA θ_c (GRAUS)

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N(RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	8.03	8.02	7.92	8.01	7.92
20	9.1	575	7.70	7.70	7.60	7.67	7.20
20	13.15	580	7.45	7.45	7.34	7.44	6.48
20	13.15	570	7.31	7.31	7.20	7.29	6.48
40	9.1	1175	19.17	19.15	18.93	18.91	20.16
40	9.1	1170	18.58	18.55	18.32	18.28	17.28
40	13.15	1183	18.29	18.27	18.06	18.17	16.56
40	13.15	1150	16.05	16.00	15.80	15.78	15.12
60	9.9	1792	37.39	37.28	37.04	37.02	37.8
60	9.1	1775	34.41	34.46	33.93	33.48	32.4
60	11.2	1770	31.92	31.99	31.44	31.09	30.24
60	13.15	1780	30.14	32.12	31.85	31.63	30.24

TABELA 3.4 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
LOS I, II, III, IV E OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA
 t_o (μ s)

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
t_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	468	467	467	467	450
20	9.1	575	495	444	434	443	400
20	13.15	580	428	427	416	427	300
20	13.15	570	418	417	407	417	350
40	9.1	1175	576	572	561	567	600
40	9.1	1170	555	551	540	545	500
40	13.15	1183	545	543	533	541	500
40	13.15	1150	467	463	453	458	400
60	9.1	1792	776	771	762	767	800
60	9.1	1775	707	702	685	685	650
60	11.2	1770	649	645	628	630	600
60	13.15	1780	654	650	641	642	600

III, seguida de IV, II e I.

Na Tabela 3.5 são mostrados os resultados para V_{C0} . Mesmo comportamento verificado para t_0 é também observado para essa variável.

Os resultados para V_{dmax} são apresentados na Tabela 3.6. Para essa variável, os valores calculados pelo Modelo I são bastante superiores aos determinados pelos outros modelos. Os modelos II e IV apresentam resultados muito aproximados, embora um pouco superiores aos do Modelo III. A concordância com os resultados experimentais é satisfatória, principalmente para os Modelos III, IV e II.

Os dados para o estudo comparativo de V_{dmin} são mostrados na Tabela 3.7. O oscilograma para a tensão do diodo relativa ao ponto de operação 60 Hz, 13,15 A e 1725 RPM é mostrado na Fig. 3.12. Essa figura mostra a condução do diodo fora do período normal, com V_{dmin} sendo, conseqüentemente, zero. Os resultados obtidos pelo Modelo I diferem consideravelmente dos calculados pelos outros modelos, como também dos resultados experimentais. A concordância dos resultados dos Modelos II, III, IV com os resultados experimentais é razoável, sendo suficiente para fornecer uma idéia qualitativa da ocorrência ou não da condução anormal do diodo.

Na Tabela 3.8, os valores da tensão média na entrada do inversor são apresentados. Verifica-se que os resultados calculados com base no Modelo I são inferiores aos determinados pelos Modelos II e IV e estes também são inferiores aos obtidos pelo Modelo III. A melhor concordância com os resultados experimentais é conseguida pelo Modelo III. O que é

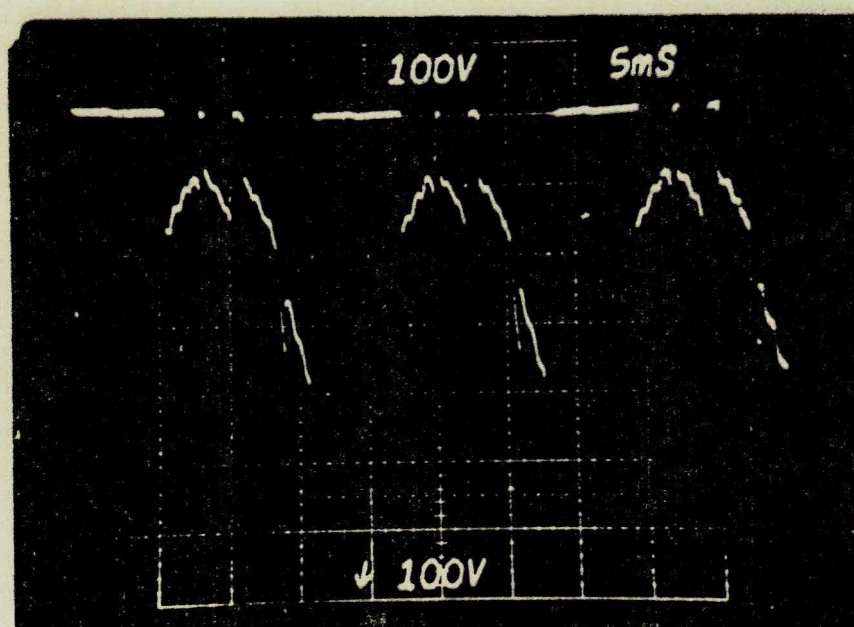


Fig. 3.12 - Oscilograma da tensão em um diodo de comutação sob condição anormal de condução.

TABELA 3.5 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
LOS I, II, III, IV E OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PA-
RA V_{c0} (V)

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	284	283	277	283	250
20	9.1	275	270	269	263	269	240
20	13.15	580	375	374	365	374	320
20	13.15	570	367	366	356	365	315
40	9.1	1175	349	347	341	344	340
40	9.1	1170	337	334	327	331	295
40	13.15	1183	478	476	467	474	440
40	13.15	1150	410	406	397	401	395
60	9.1	1792	471	468	462	465	430
60	9.1	1775	428	426	416	416	390
60	11.2	1770	485	482	469	470	440
60	13.15	1780	574	570	562	563	520

TABELA 3.6 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
LOS I, II, III, IV E OBTIDOS ESPERIMENTALMENTE PARA
 V_{dmax} (V).

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	422	412	396	413	380
20	9.1	575	379	368	352	369	340
20	13.15	580	547	435	511	536	460
20	13.15	570	521	509	485	510	450
40	9.1	1175	508	475	462	474	510
40	9.1	1170	483	449	435	446	385
40	13.15	1183	729	674	632	677	630
40	13.15	1160	550	506	488	504	460
60	9.1	1792	806	683	669	685	630
60	9.1	1775	681	572	553	564	500
60	11.2	1770	735	642	618	631	580
60	13.15	1780	928	795	780	792	700

TABELA 3.7 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODELOS I, II, III, IV E OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA V_{dmin} (V).

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f_s (Hz)	I (A)	N(RMP)	I	II	III	IV	
50	17.6	1430	-115	-75	-55	-70	-55
60	9.1	1792	-305	-170	-157	-170.4	-120
60	9.1	1750	-62	-10.6	+5.6*	-3.5	-6
60	11.2	1760	-146	-51	-29.2	-42.0	-48
60	13.15	1725	-34	-4.3	-12.8*	+2.3*	0.0*

* Condução anormal dos diodos de comutação.

TABELA 3.8 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PELOS MODE-
LOS I, II, III, IV E OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE PARA
 V_i (V).

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS EXPERIMENTAIS
f (Hz)	I (A)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	13	16	26	16	27
20	9.1	575	39	42	51	41	60
20	13.15	580	28	31	45	31	56
20	13.15	570	42	45	59	45	72
40	9.1	1175	72	82	93	82	96
40	9.1	1170	85	95	106	94	116
40	13.15	1183	39	53	66	51	53
60	9.1	1792	12	38	52	38	70
60	9.1	1775	99	117	135	121	161
60	11.2	1770	113	133	153	136	182
60	13.15	1780	61	87	100	89	165

justificável, uma vez que a resistência estatórica é considerada neste Modelamento.

Os valores do conjugado eletromagnético médio, calculados com base nos Modelos I, II, III e IV, são comparados com aqueles obtidos a partir da equação do conjugado médio quando a máquina é alimentada por fonte de corrente puramente senoidal e de valor RMS igual ao da fundamental da forma de onda de seis pulsos, ou seja $I_s = 1.1 I/\sqrt{2}$. Esses dados são apresentados na Tabela 3.9. Verifica-se que os resultados obtidos pelos Modelos II, III e IV são praticamente os mesmos obtidos a partir da alimentação senoidal. Os valores obtidos pelo Modelo I são inferiores aos determinados pelos outros modelos, sendo que as discrepâncias mais acentuadas ocorrem para os pontos de operação próximos a velocidade síncrona.

A aproximação ($\theta_L = \theta_1 + \theta_2/2$) é verificada pela comparação dos valores calculados para θ_L pelos Modelos II e IV. Os resultados são apresentados na Tabela 3.10. Verifica-se que a concordância entre os dois resultados é bastante satisfatória, com variações nunca superiores a 9%.

O valor da fundamental da corrente i_{as} é determinado, nos Modelos I e IV, a partir da forma de onda ideal, sem comutação, através da equação 3.8. Nos modelos II e III, essa corrente é obtida a partir da análise de Fourier da forma de onda real, incluindo a comutação. Os resultados apresentados na Tabela 3.11 mostram que o cálculo de I_1 pela equação 3.8 é tão preciso quanto a sua determinação, a partir de exaustivos cálculos, pela análise de Fourier da forma de onda completa.

TABELA 3.9 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PARA O CON-
JUGADO MÉDIO PELOS MODELOS I, II, III, IV E PELA
EQ. 2.1. (EQUAÇÃO PARA ALIMENTAÇÃO SENOIDAL).

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				RESULTADOS COM ALIMENTAÇÃO SE NOIDAL
f_s (Hz)	I (CA)	N (RPM)	I	II	III	IV	
20	9.1	591	1.88	2.38	2.38	2.28	2.38
20	9.1	575	5.66	6.07	6.06	5.98	6.07
20	13.15	580	5.87	6.64	6.63	6.47	6.64
20	13.15	570	8.84	9.53	9.52	9.38	9.53
40	9.1	1175	5.26	6.09	6.08	5.9	6.07
40	9.1	1170	6.22	6.98	6.97	6.8	6.95
40	13.15	1183	4.15	5.72	5.52	5.37	5.70
40	13.15	1150	12.61	13.59	13.54	13.35	13.58
60	9.1	1792	0.648	2.37	2.05	1.84	2.12
60	9.1	1775	4.88	6.20	6.07	5.83	6.07
60	11.2	1770	6.85	8.44	8.37	8.06	8.39
60	12.15	1780	4.42	6.73	6.08	6.19	6.64

TABELA 3.10 - COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS COMPUTADOS PARA θ_L
(GRAUS) PELOS MODELOS II E IV.

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS	
f_s (Hz)	I (A)	N (RPM)	II	IV
20	9.1	591	6.68	6.23
20	9.1	975	6.34	5.89
20	13.15	580	6.12	5.66
20	13.15	570	6.00	5.51
40	9.1	1175	15.91	15.35
40	9.1	1170	15.33	14.72
40	13.15	1183	15.35	14.61
40	13.15	1150	13.07	12.22
60	9.1	1792	32.15	31.68
60	9.1	1775	28.17	28.15
60	11.2	1770	25.85	25.75
60	13.15	1780	26.58	26.30

TABELA 3.11 - COMPARAÇÃO DOS VALORES DE I_1 COMPUTADOS PELOS
 MODELOS I E IV E PELOS MODELOS II E III.

PONTO DE OPERAÇÃO			MODELOS				
I (A)	f_s (Hz)	N (RPM)	I	E	IV	II	II
9.1	20	591		10.03		10.03	10.03
9.1	40	1175		10.03		10.02	10.03
9.1	60	1792		10.03		9.91	10.02
13.15	20	580		14.50		14.50	14.50
13.15	40	1150		14.50		14.48	14.49
13.15	60	1780		14.50		14.44	14.48
19.28	20	594		21.26		21.26	21.26
19.28	40	1164		21.26		21.24	21.25
19.28	60	1764		21.26		21.28	21.24

Da análise acima, verifica-se que os resultados obtidos com base no Modelo III apresentam melhor concordância com os resultados experimentais para todas as grandezas verificadas. Essa melhor concordância, no entanto, não é consideravelmente acentuada em relação aos outros modelos, principalmente no que diz respeito aos Modelos II e IV. De modo que a complexidade das equações e o esforço computacional, consideravelmente superior, no Modelo III, pode não justificar a sua aplicação no estudo do sistema. Por outro lado, os resultados determinados pelos Modelos II e IV apresentam praticamente os mesmos valores para todas as grandezas analisadas. No caso do Modelo II existe a necessidade de solucionar-se um sistema de equações transcendentais para se determinar as grandezas básicas do sistema, o que não ocorre com o Modelo IV. O Modelo I fornece resultados bastante satisfatórios para os ângulos θ_1 , θ_2 e θ_c , resultados razoáveis para V_{c0} e t_0 e, resultados com discrepâncias consideráveis para as demais grandezas. Assim, o Modelo IV apresenta-se como um modelo simples e razoavelmente preciso para se determinar as características de regime permanente do sistema máquina de indução/ICAS.

3.4.2. Análise das Formas de Onda

Na Fig. 3.13 e 3.14 são apresentados as formas de onda para a tensão de linha e nos componentes do inversor (capaci-

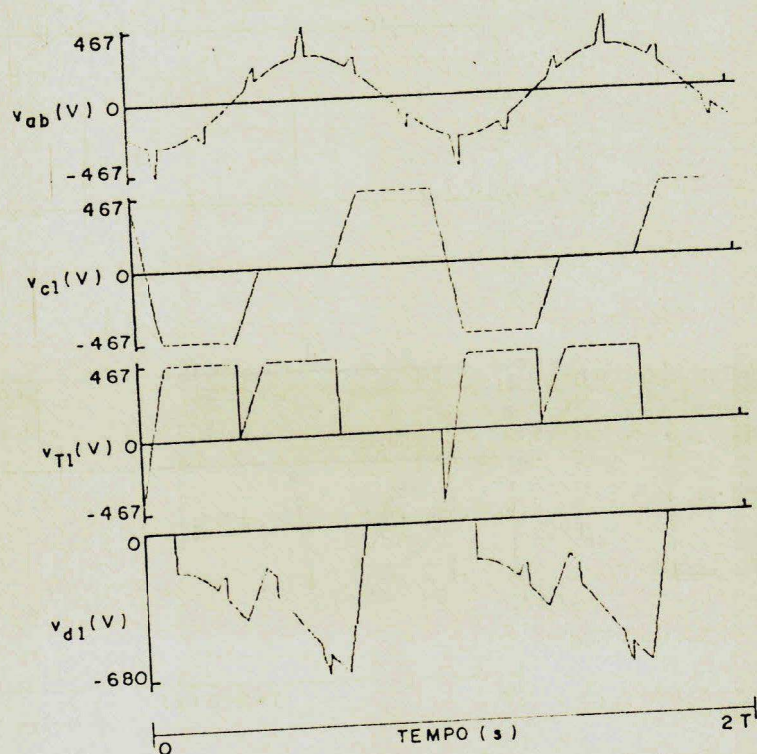


Fig. 3.13 - Formas de onda obtidas pelo modelo II para
 operação no modo motor com corrente imposta.
 Ponto de operação: 60Hz, 1792RPM, $I=9,1A$
 $C=10\mu F$

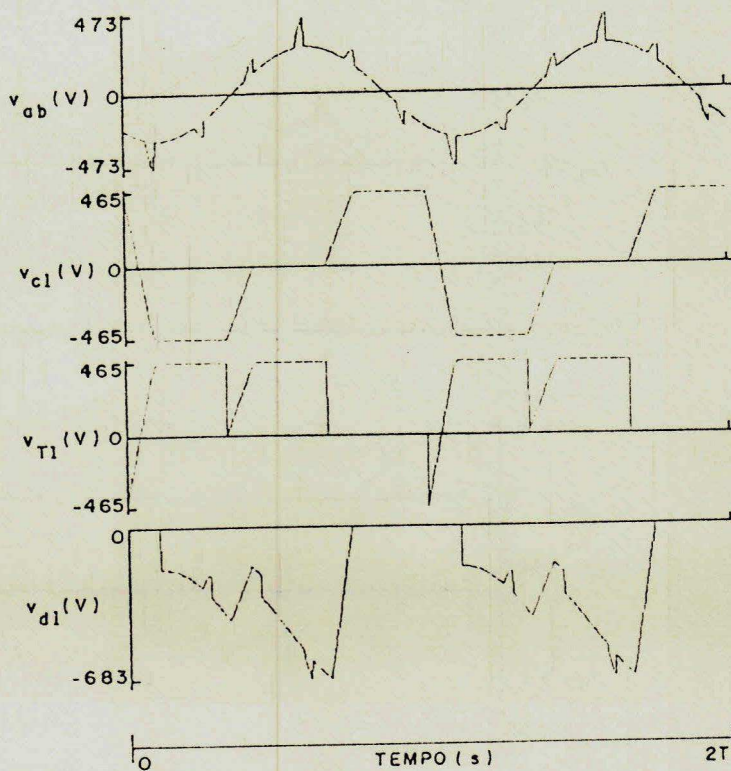


Fig. 3.14 - Formas de onda obtidas pelo modelo IV para operação no modo motor com corrente imposta.

Ponto de operação: 60Hz, 1792RPM, $I=9,1A$

$C=10\mu F$

tor, diodo e tiristor) computadas pelos Modelos II e IV respectivamente. Os mesmos resultados, com exceção da tensão do tiristor, são apresentados nos oscilogramas da Fig. 3.15. A máxima tensão de linha é também a máxima tensão sobre o capacitor de comutação, como mostram as formas de onda experimentais e calculadas pelo Modelo II. No caso do Modelo IV, existe uma pequena discrepância entre estes dois valores como mostra a Fig. 3.14. Isto é justificável, uma vez que θ_I , no Modelo IV, é calculado por uma equação de aproximação e, conseqüentemente o deslocamento da f.c.e.m não é determinado com exatidão, fazendo com que os "spikes" de tensão sejam superpostos de forma "deslocada" sobre a forma de onda senoidal. Fora isto, é satisfatória a concordância entre as formas de onda teóricas e experimentais.

Nas Figs. 3.16 e 3.17 são apresentadas formas de onda para ilustrar o funcionamento do sistema máquina/inversor no modo motor e gerador respectivamente. Verifica-se que os valores de pico das tensões nos capacitores e diodos de comutação são maiores com o sistema funcionando no modo gerador.

3.4.3. Análise das Características do Conversor

em Regime Permanente

Os resultados apresentados a seguir são calculados com base no Modelo IV.

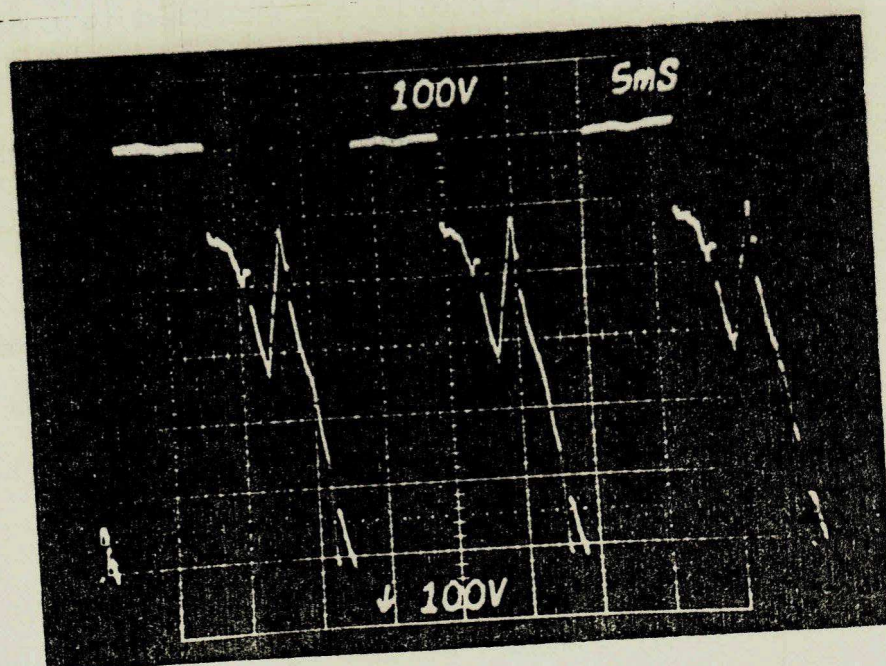
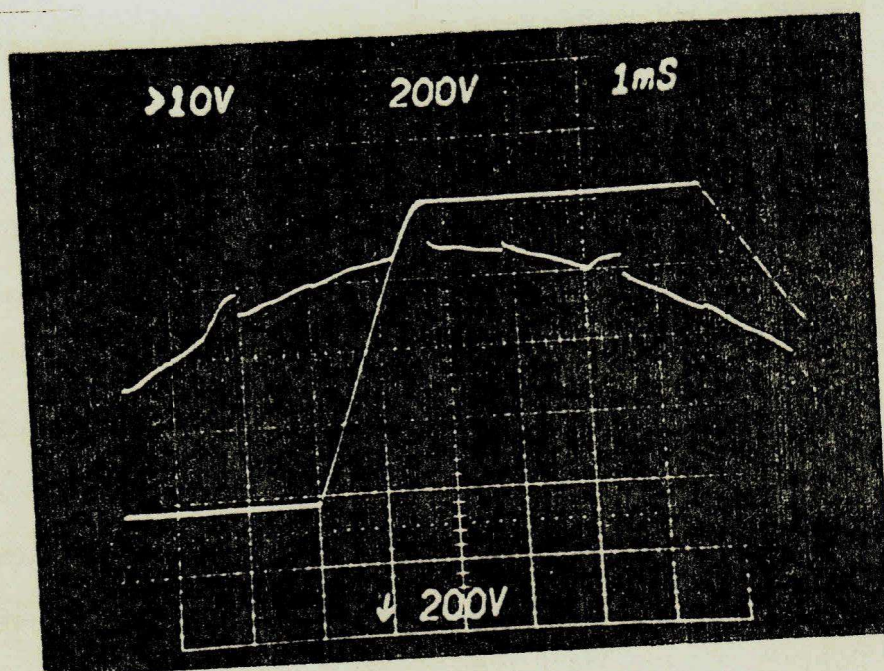


Fig. 3.15 - Formas de onda experimentais da tensão v_{ab} , v_{cl}
 e v_{d1} .
 ponto de operação: 60Hz, 1792RPM, $I=9,1A$
 $C=10\mu F$

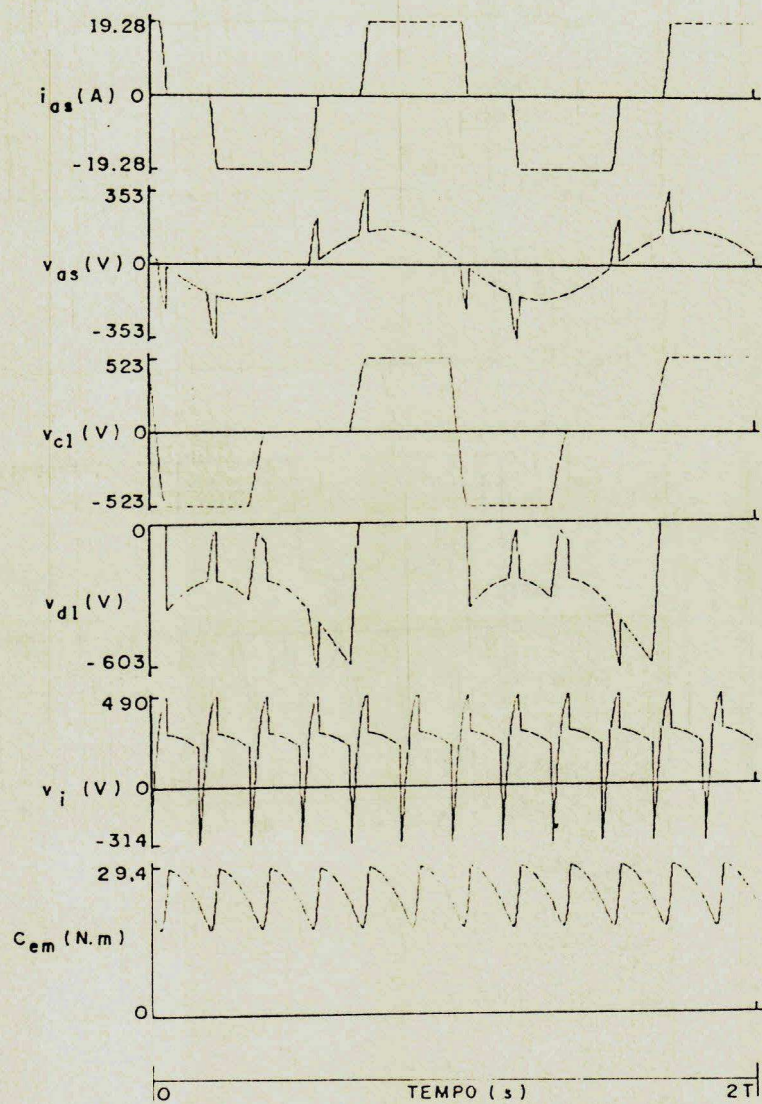


Fig. 3.16 - Formas de onda de i_{as} , v_{as} , v_{cl} , v_{dl} , v_i e C_{em} para o regime motor, obtidas pelo modelo IV.

Ponto de operação: $f_s = 60\text{Hz}$, $I = 19,28\text{A}$,

$$f_{sl} = 2,9434\text{Hz}$$

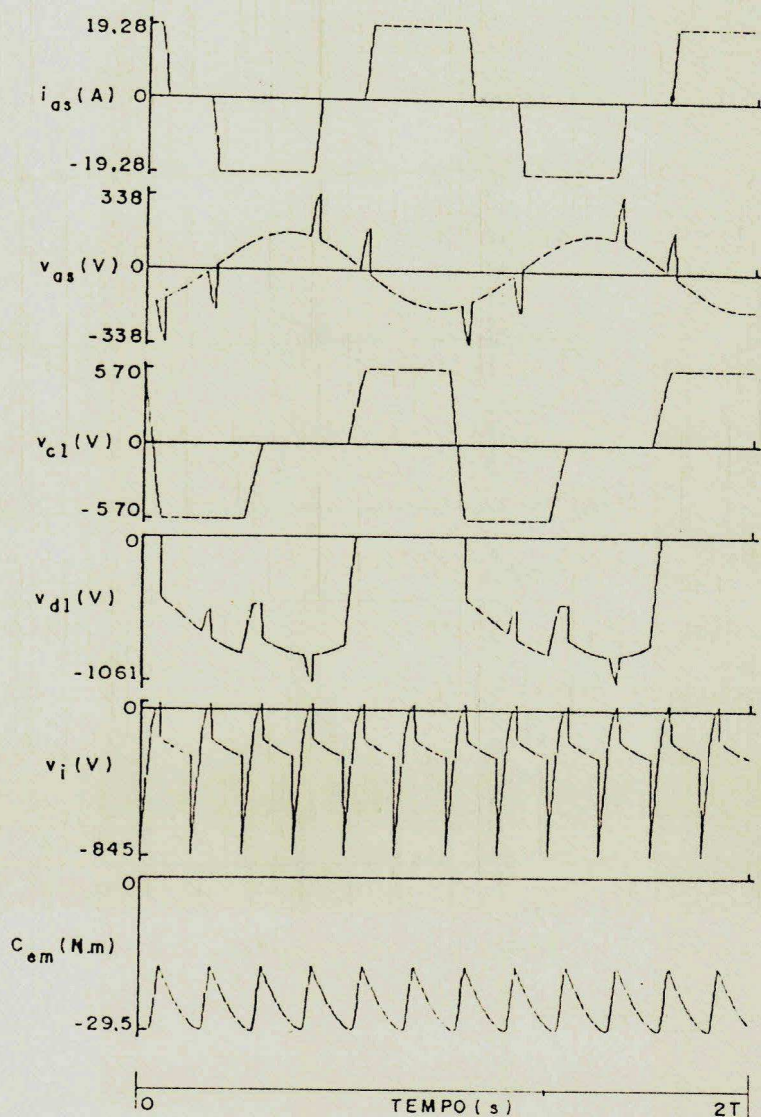


Fig. 3.17 - Formas de onda de i_{as} , v_{as} , v_{cl} , v_{dl} , v_i e C_{em} para o regime gerador, obtidas pelo modelo IV.

Ponto de operação: $f_s = 60\text{Hz}$, $I = 19,28\text{A}$,

$$f_{s1} = 2,9434\text{Hz}$$

São discutidas as características para operação do sistema máquina/inversor sob as seguintes estratégias de controle: na primeira, é considerado que a máquina opera com corrente de alimentação imposta podendo o escorregamento ser controlado ou não; na segunda, a operação é com fluxo constante no entreferro e controle do escorregamento.

3.4.3.1. Operação com Corrente Constante

Na Fig. 3.18 são mostradas as características de variação de θ_1 com o ponto de operação. O máximo valor de θ_1 ocorre sob condição de frequência estatórica máxima, escorregamento nulo e baixo valor de corrente de alimentação. Existe praticamente uma simetria com relação as operações nos modos motor e gerador. Mantendo-se constantes os outros parâmetros, a variação de θ_1 com a corrente de alimentação é mais acentuada para valores de escorregamentos reduzidos, onde o efeito da saturação magnética é mais atuante. Se a indutância de magnetização for admitida constante, θ_1 independe da corrente de alimentação (Ver equação 3.45).

O ângulo de transferência de corrente θ_2 , Fig. 3.19 varia linearmente com a frequência estatórica e é independente da corrente de alimentação e do escorregamento, sendo intimamente relacionado com a indutância de dispersão e a capacitância de comutação, equação 3.46.

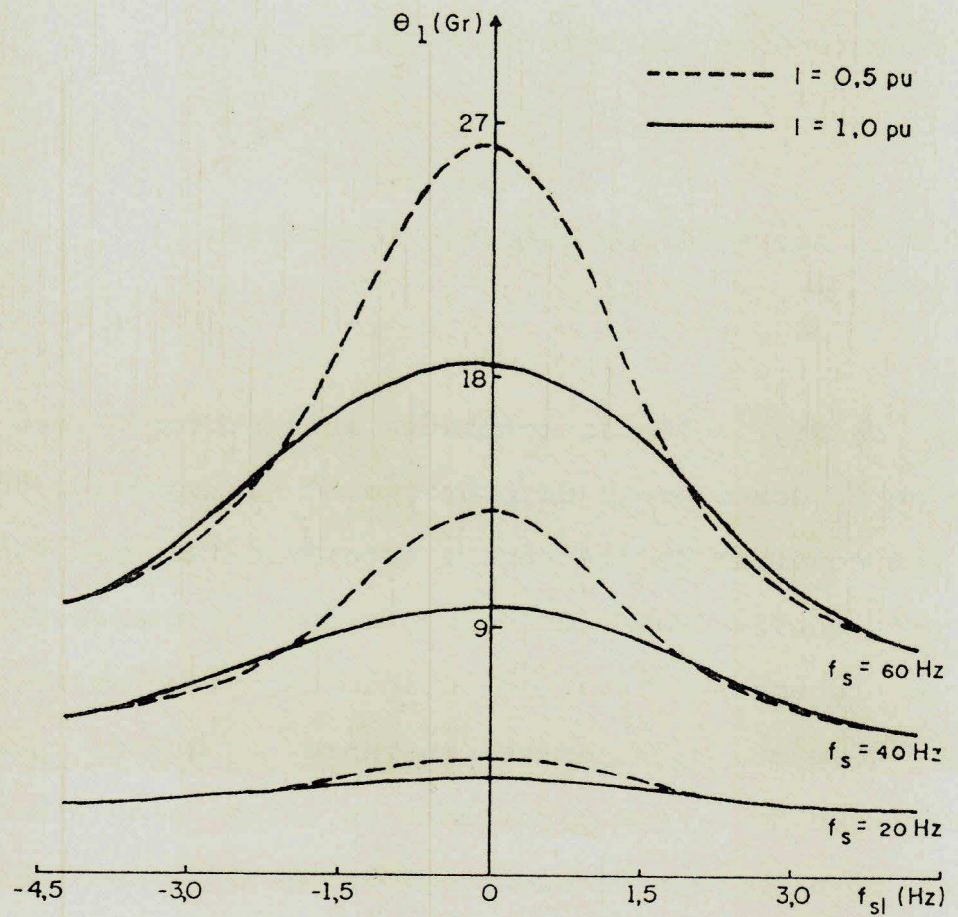


Fig. 3.18 - Variação de θ_1 com o ponto de operação com corrente constante.

O ângulo total de comutação, θ_c , Fig. 3.20 é praticamente determinado pelo ângulo θ_1 . A condição de máxima frequência, baixa corrente e escorregamento nulo representa claramente a situação mais crítica de funcionamento, onde θ_c pode tornar-se superior a 120° .

O tempo de aplicação de tensão reversa, Fig. 3.21 tem um comportamento basicamente igual a θ_1 e θ_c . O máximo valor de t_o ocorre com frequência estatórica máxima, escorregamento nulo e corrente reduzida. Essa informação, no entanto, não tem muito valor prático, haja vista que a condição de mínimo t_o é que tem importância decisiva no dimensionamento da capacitância de comutação. Verifica-se que t_o é mínimo para operação em baixa frequência e alto escorregamento, ou seja, com a máquina em carga. Essa condição de operação, representa, portanto, uma situação crítica de funcionamento.

O valor de pico da tensão nos capacitores de comutação, Fig. 3.22, é máximo para operação em vazio (escorregamento nulo), máxima frequência e máxima corrente. É verificada uma pequena assimetria entre as operações nos modos motor e gerador, com maiores valores de V_{C0} no funcionamento em geração.

O valor de pico da tensão reversa sobre os diodos de comutação tem suas características de variação com f_s , I e f_{s1} ilustradas nas Figs. 3.23. Maiores valores de V_{dmax} são obtidos com o crescimento da corrente de alimentação. Existe uma assimetria bastante acentuada quanto as operações nos modos motor e gerador, com V_{dmax} superior no modo gerador. Os

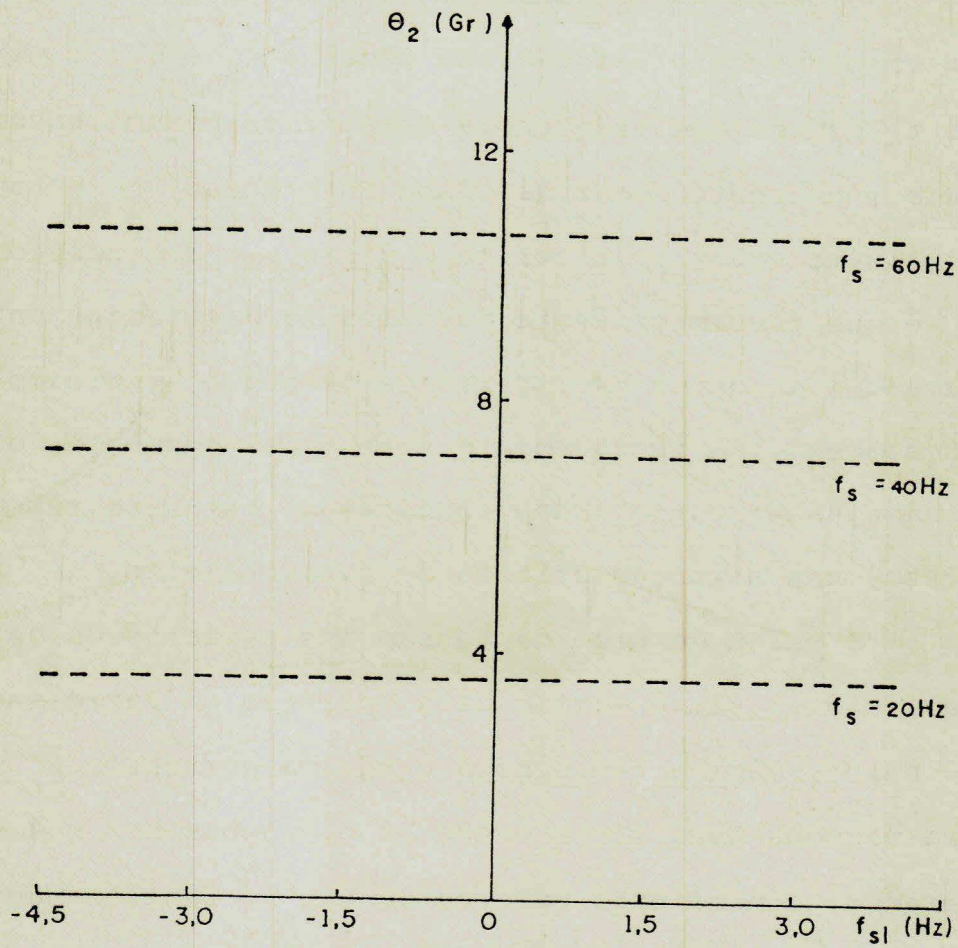


Fig. 3.19 - Variação de θ_2 com o ponto de operação com corrente constante.

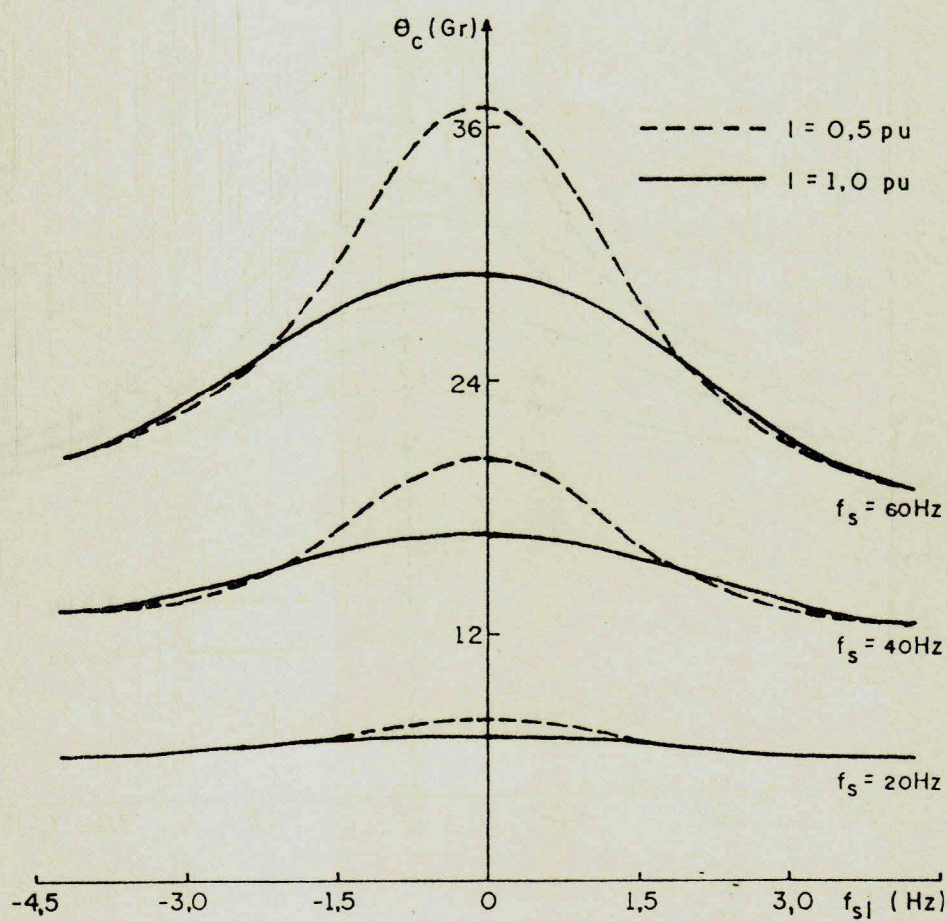


Fig. 3.20 - Variação de θ_c com o ponto de operação com corrente constante.

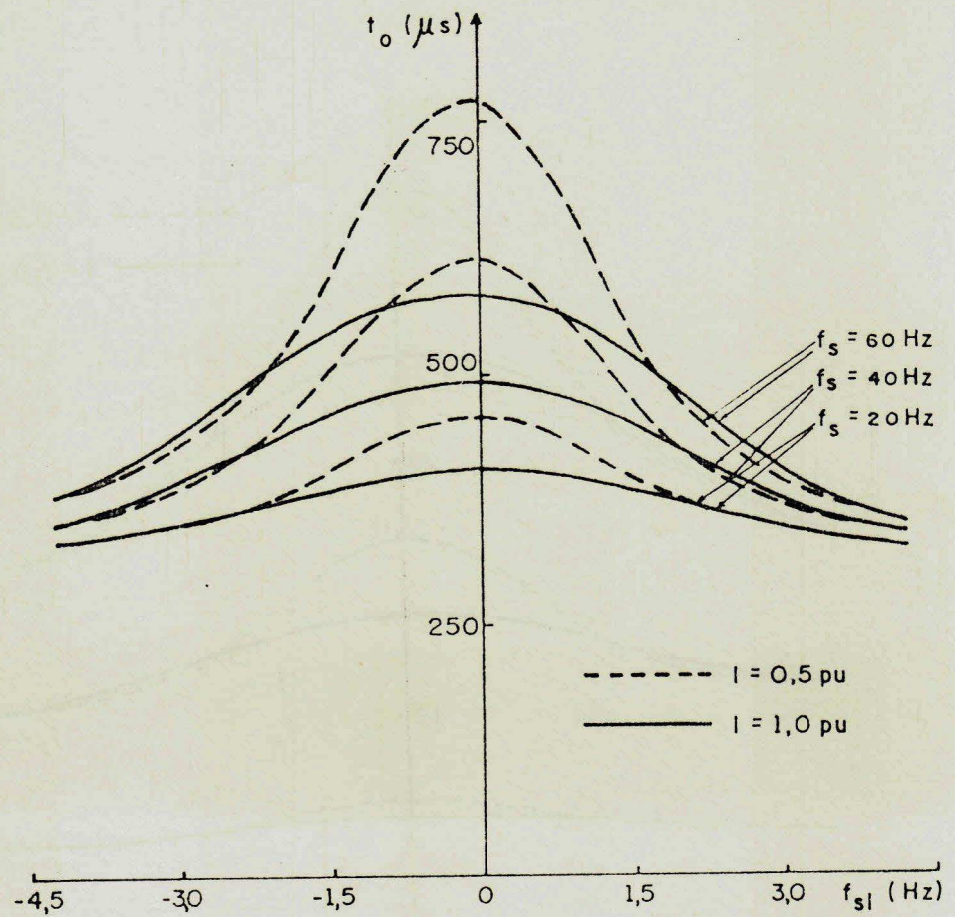


Fig. 3.21 - Variação de t_0 com o ponto de operação com corrente constante.

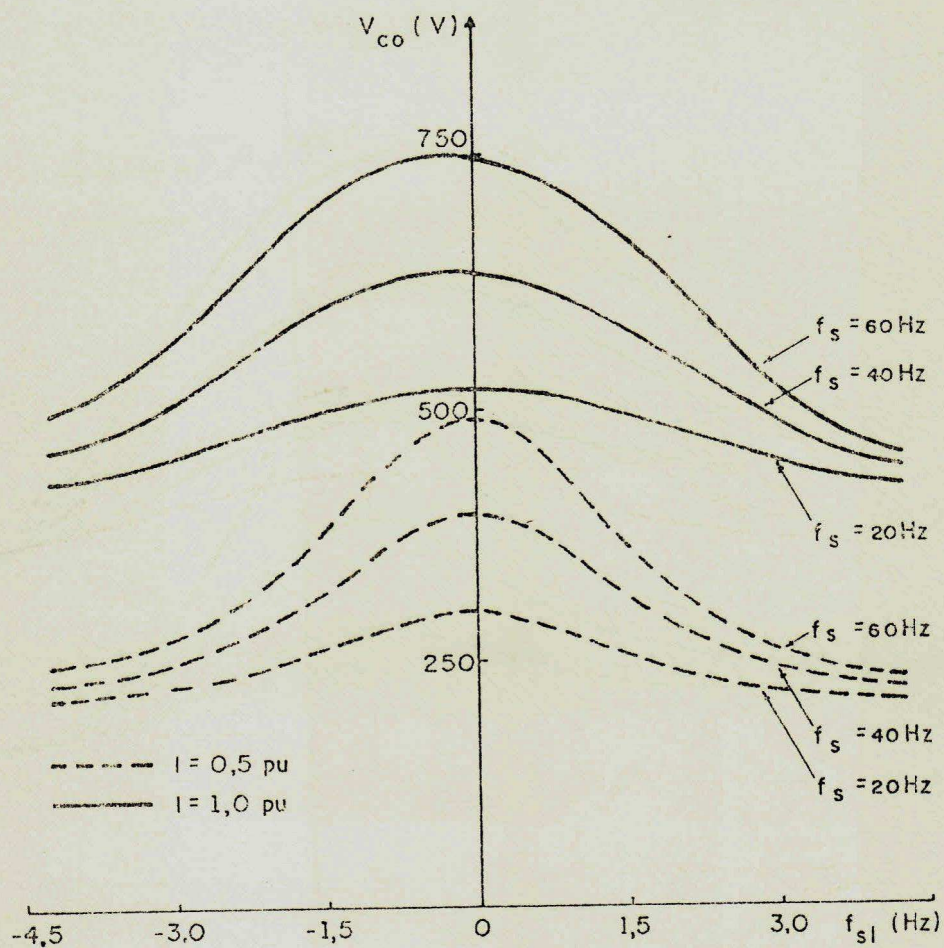


Fig. 3.22 - Variação de V_{co} com o ponto de operação com corrente constante.

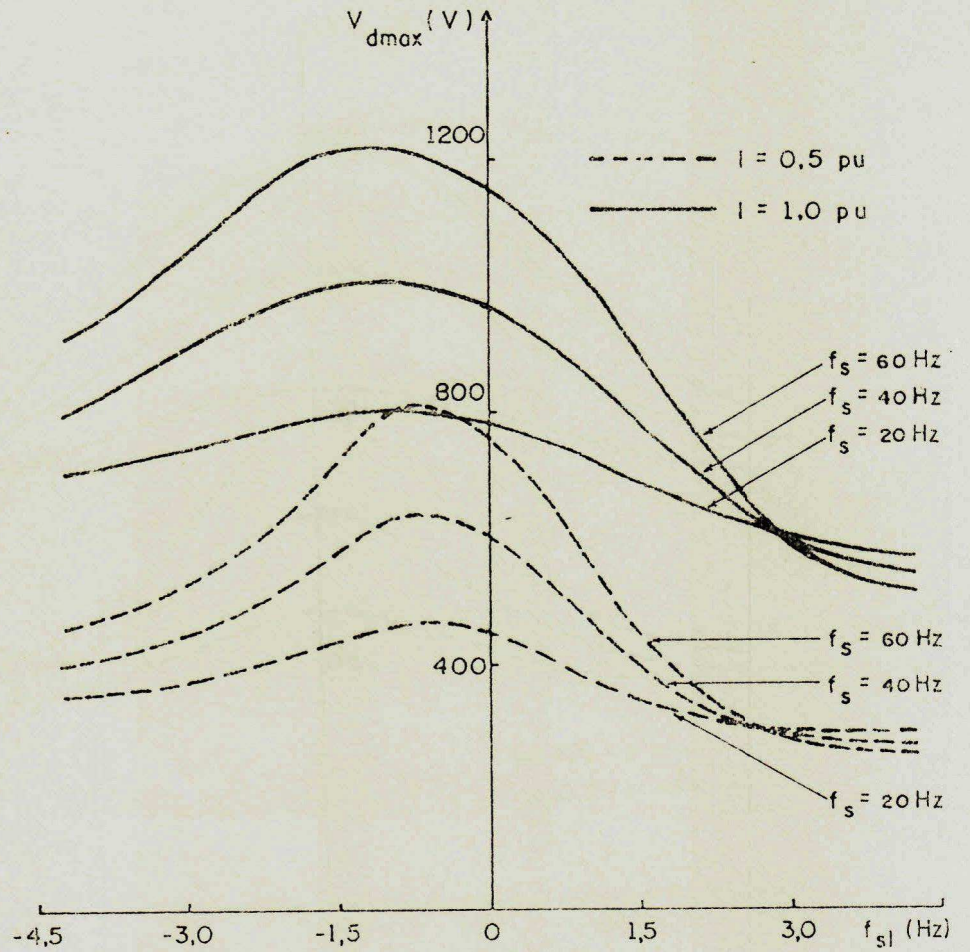


Fig. 3.23 - Variação de V_{dmax} com o ponto de operação com corrente constante.

maiores valores são obtidos com o crescimento da frequência estatórica. No funcionamento no modo motor, V_{dmax} cresce com o aumento de f_s para escorregamentos compreendidos entre zero e um determinado valor, acima do qual, o crescimento de f_s conduz a uma redução de V_{dmax} (Ver Fig. 3.23).

A mínima tensão reversa sobre os diodos de comutação tem suas características de variação com f_s , I e f_{sl} ilustradas na Fig. 3.24. Maiores valores de V_{dmin} são obtidos com o crescimento da corrente. Na operação como gerador, V_{dmin} cresce com o aumento da frequência estatórica e não existe a possibilidade de transitória polarização dos diodos fora do período normal de condução. Na operação como motor, V_{dmin} pode tornar-se positivo, dependendo de f_s , f_{sl} e I . Verifica-se que a situação crítica ocorre com o aumento da frequência estatórica e redução da corrente de alimentação. O escorregamento onde ocorre o mínimo valor de V_{dmin} é dependente de I , sendo tanto maior quanto maior for o valor desta.

3.4.3.2. Operação com Fluxo Constante

O ângulo de carregamento linear, Fig. 3.25, tem valor máximo com a máquina operando em vazio e sob a condição de máxima frequência de acionamento.

O comportamento de θ_2 , sob condição de fluxo constante, é o mesmo da Fig. 3.19 para alimentação a corrente constante,

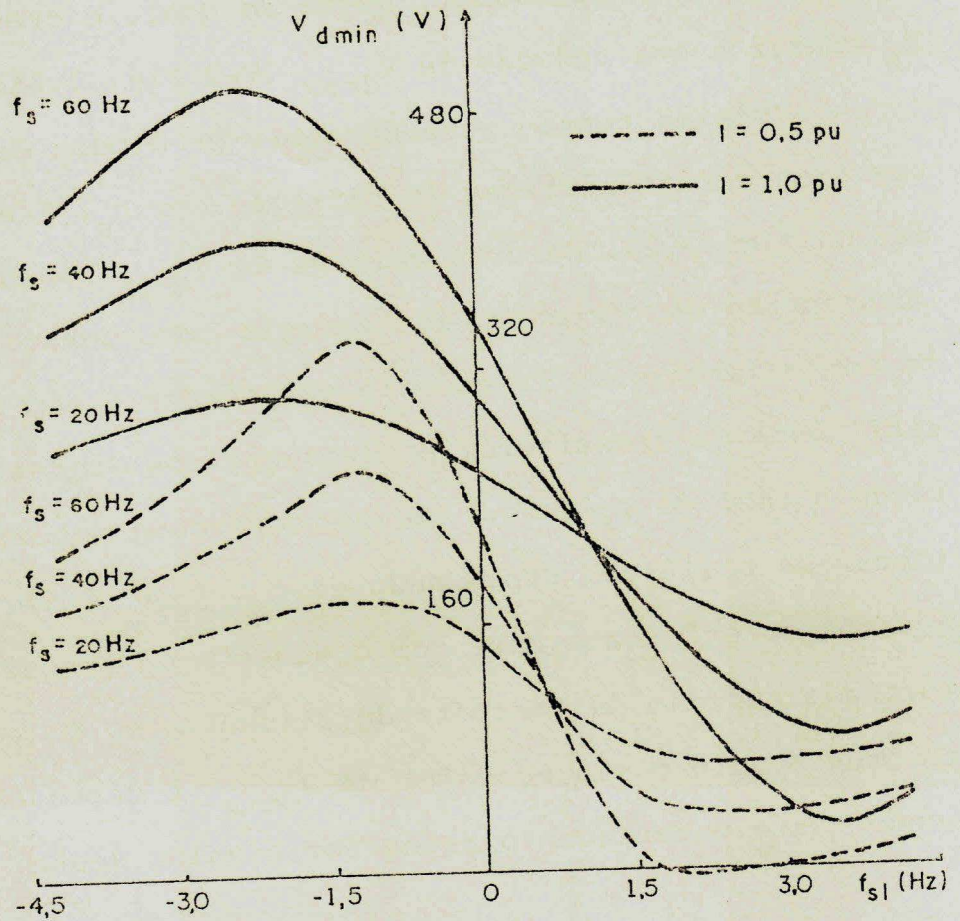


Fig. 3.24 - Variação de V_{dmin} com o ponto de operação com corrente constante.

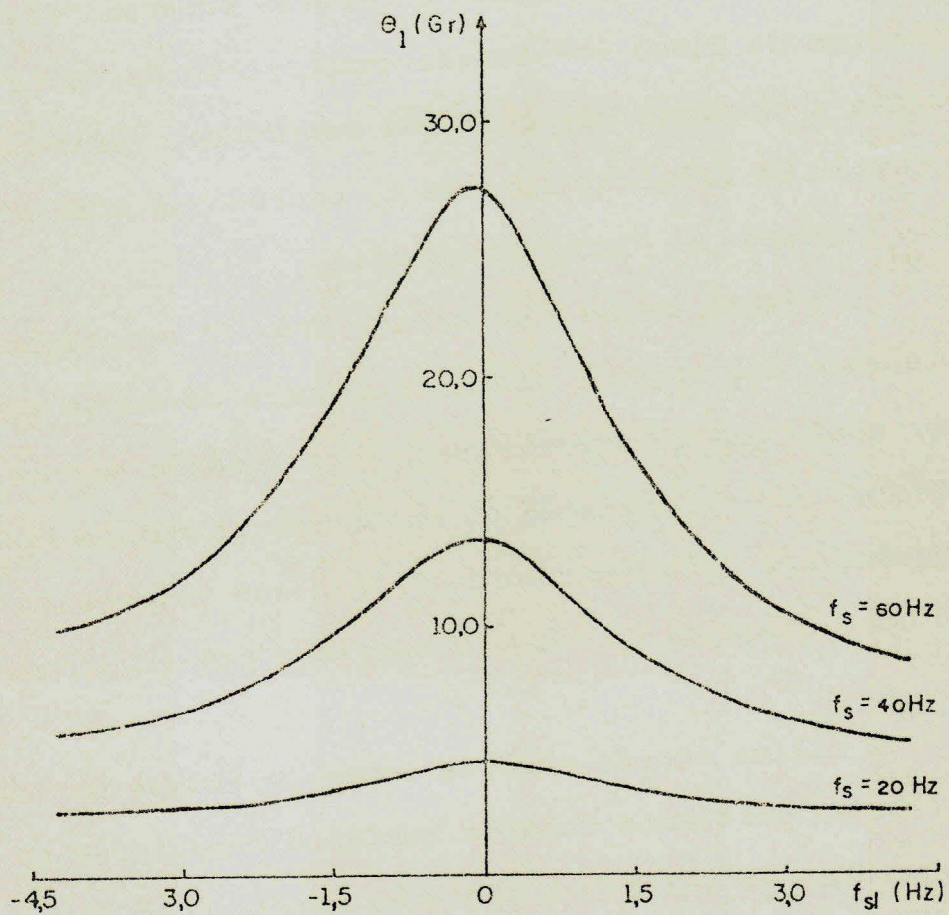


Fig. 3.25 - Variação de θ_1 com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

pois esta variável independe do ponto de operação da máquina, sendo dependente apenas de L , de C e da frequência estatórica.

O ângulo de comutação θ_c , Fig. 3.26, tem o mesmo comportamento de θ_1 .

O tempo de aplicação de tensão reversa, Fig. 3.27 sob condição de fluxo constante, comporta-se de forma semelhante quanto a operação com corrente constante. Verifica-se que a situação de crítico valor de t_0 ocorre com a máquina em carga e operando em baixa frequência.

A máxima tensão nos capacitores de comutação, Fig. 3.28, apresenta uma ligeira assimetria entre os modos motor e gerador, sendo que os valores de V_{c0} em geração são um pouco superiores aos da operação em motor sob as mesmas condições de frequência e escorregamento. Os máximos valores de V_{c0} ocorrem com a máquina em carga e operando com frequência elevada.

A máxima tensão reversa sobre os diodos de comutação, Fig. 3.29, apresenta valores bastante superiores na operação gerador em relação a operação motor. Como motor, a situação de maior V_{dmax} corresponde a operação em vazio e máxima frequência. Se, no entanto, a frequência de escorregamento for aumentada além de um determinado valor, por exemplo, 3,0 Hz na Fig. 3.29, V_{dmax} torna-se cada vez maior com o aumento de f_{sl} e redução de f_s .

A tensão V_{dmin} , Fig. 3.30, apresenta valores bastante elevados na operação gerador em relação aos obtidos para a

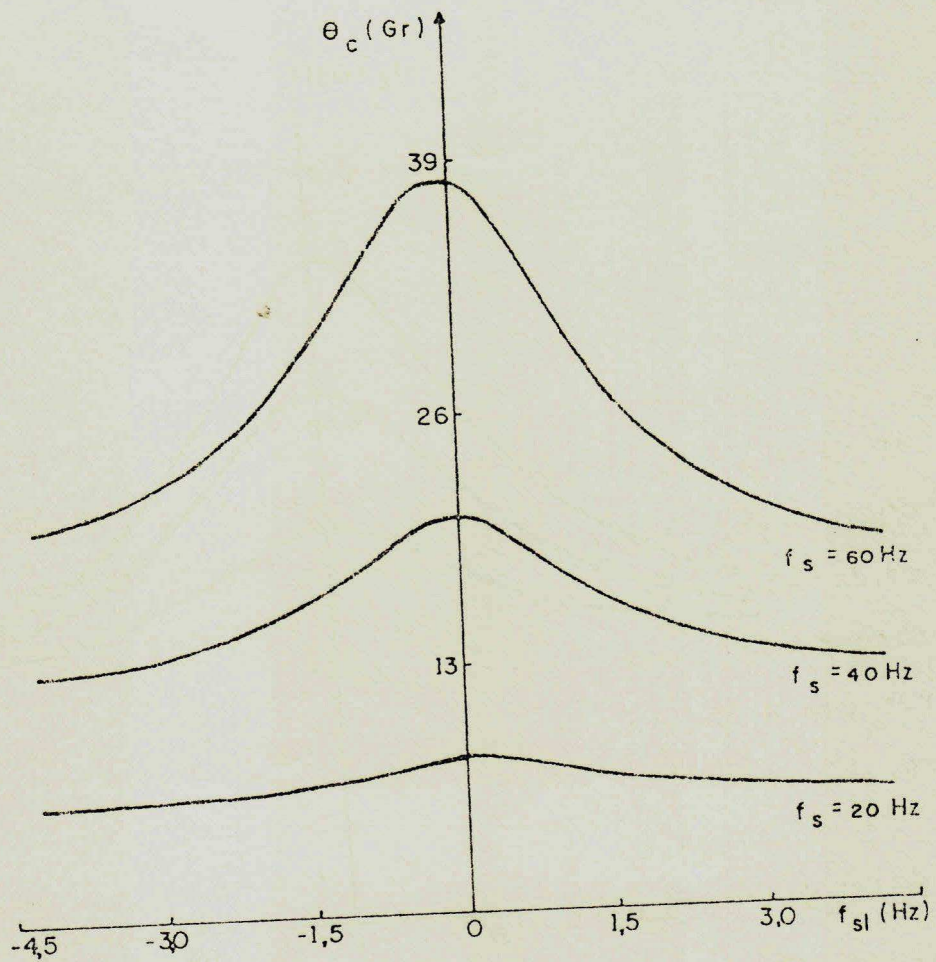


Fig. 3.26 - Variação de θ_c com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

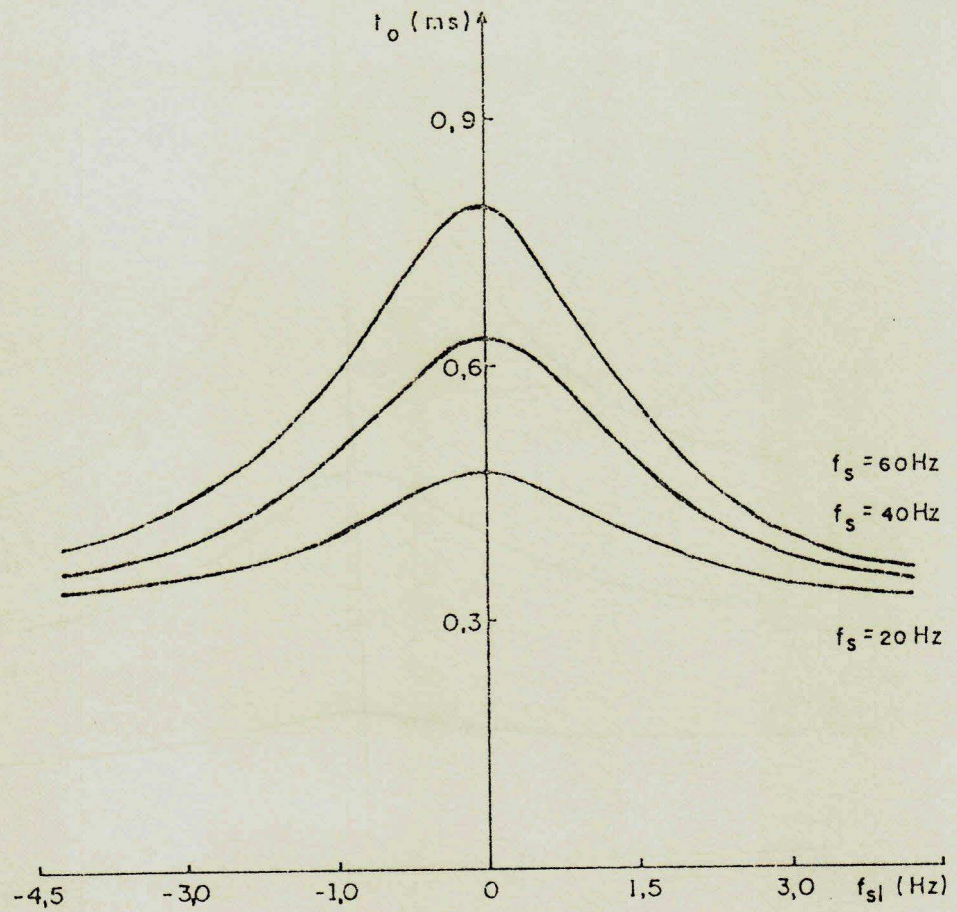


Fig. 3.27 - Variação de t_o com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

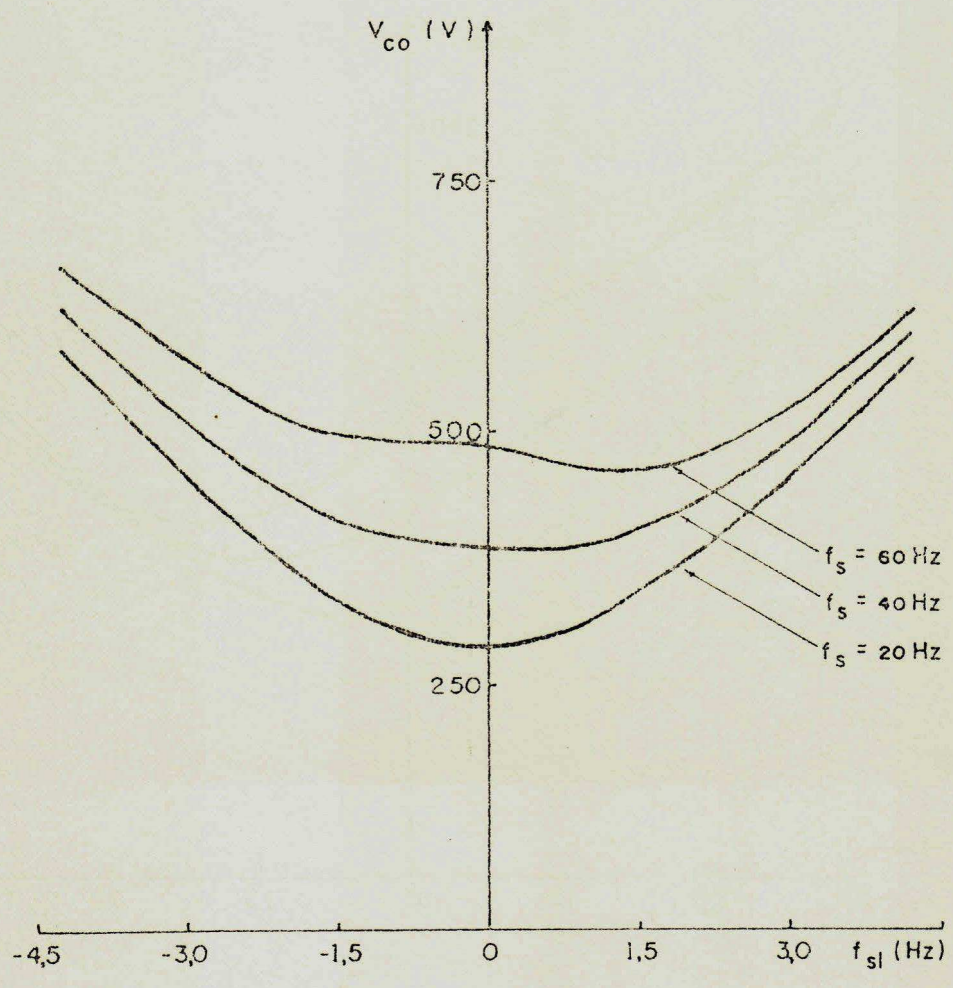


Fig. 3.28 - Variação de V_{co} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

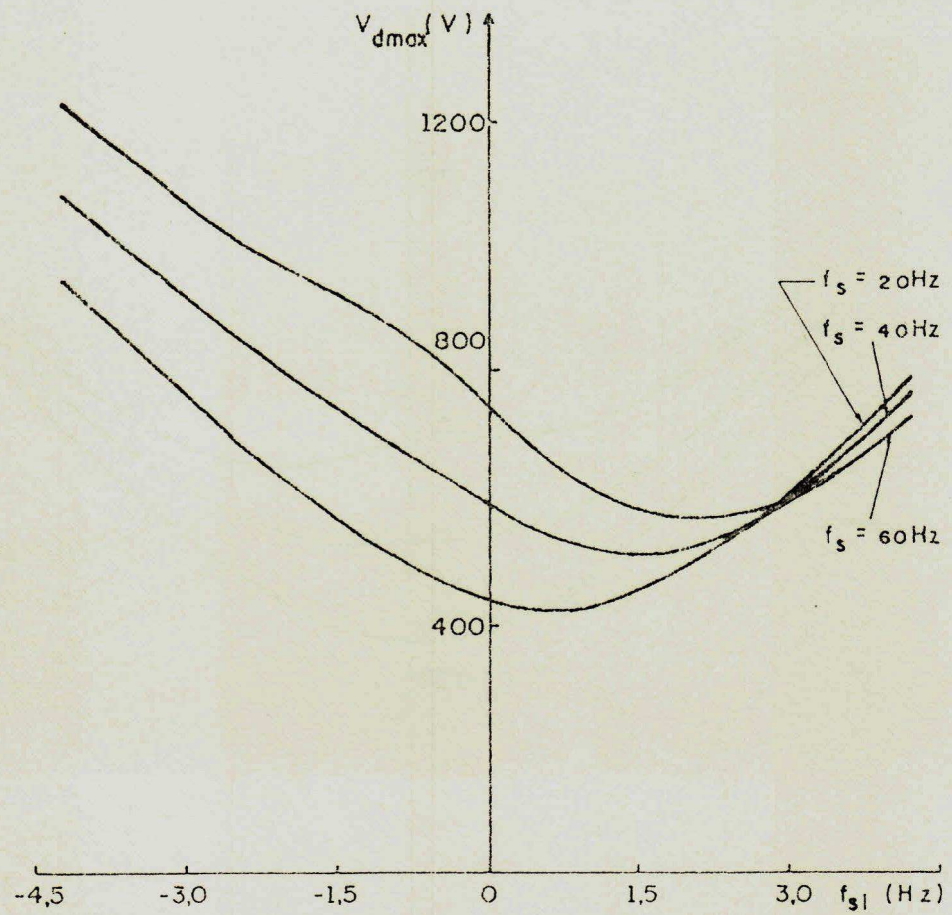


Fig. 3.29 - Variação de V_{dmax} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

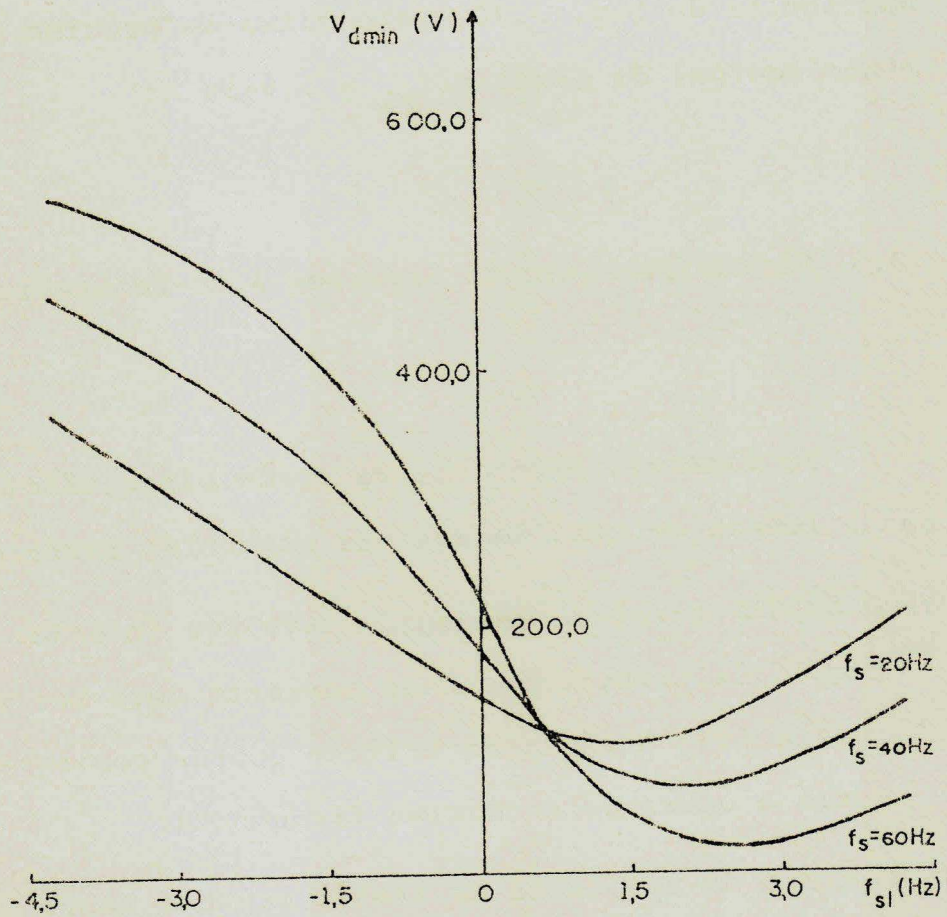


Fig. 3.30 - Variação de V_{dmin} com o ponto de operação para funcionamento a fluxo constante.

operação motor. A situação crítica, onde V_{dmin} pode tornar-se positivo, ocorre com frequência máxima de acionamento. O escorregamento relativo a essa situação não é muito reduzido, porém sua determinação não é bem definida. Para o caso particular da Fig. 3.30, este situa-se próximo ao escorregamento nominal da máquina ($f_{s1} = 2.9434$ Hz)

3.5. Dimensionamento do Inversor Auto-Sequencial

No dimensionamento do valor da capacitância de comutação é levado em consideração as seguintes restrições:

- a) O ângulo total de comutação deve ser inferior a 120° e o ângulo de transferência de corrente deve ser sempre inferior a 60° . A situação crítica ocorre com a máquina em vazio e operando em máxima frequência.
- b) O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores, t_o , deve ser no mínimo superior ao tempo de recuperação dos tiristores (turn-off time, t_q). A situação crítica ocorre com máxima carga (máximo escorregamento) e mínima frequência de acionamento.
- c) Deve ser evitada a polarização positiva dos diodos de comutação fora do período normal de condução ($120 + \theta_2$ graus). A situação crítica não é bem definida, porém, verifica-se da Fig. 3.24, que no funcionamento a corrente constante, a ocorrência do fenômeno é esperada quando a máquina

opera com máxima frequência e corrente reduzida. No funcionamento o fluxo constante e escorregamento controlado, Fig. 3.30, verifica-se que V_{dmin} pode tornar-se positivo com o crescimento da frequência. Em ambas estratégias de controle, a determinação do escorregamento crítico pode ser feita pelo levantamento da curva de V_{dmin} versus f_{s1} para a frequência máxima de acionamento.

Atendidas as restrições acima, o projetista deve escolher o valor de C respeitando o compromisso existente entre os valores dos "spikes" de tensão impostos aos terminais da máquina e o valor do ângulo de comutação. A redução do valor de C implica em uma redução do ângulo de comutação, mas num acréscimo no valor dos "spikes" e vice-versa.

O Modelo I fornece para θ_1 , θ_2 e θ_c resultados praticamente iguais aos determinados pelos outros modelos (Ver Tabelas 3.1 - 3.3); de forma que a equação 3.47 é usada na dedução da equação da capacitância de comutação.

Para operação em vazio (escorregamento nulo) e frequência estatórica máxima, obtém-se, a partir da equação 3.10, com l_r considerado muito menor do que M , a seguinte equação para X_{eq} :

$$X_{eq} = M \cdot \omega_{smax} \quad (3.168)$$

Substituindo-se a equação 3.168 na equação 3.47 e trocando-se ω_s por ω_{smax} , obtém-se a seguinte expressão:

$$\frac{18}{\pi} M \omega_{smax} C + (1 + \pi/2) \sqrt{3L} \cdot \sqrt{C} - \frac{\theta_c}{\omega_{smax}} = 0 \quad (3.169)$$

Substituindo-se \sqrt{C} por X e C por X^2 na equação 3.169 e solucionando-se a equação resultante, considerando-se apenas a raiz positiva, tem-se a seguinte expressão para a capacitância de comutação em função de M , L , θ_c e f_{smax} :

$$C = \left\{ \frac{\sqrt{(1+\pi/2)^2 3L + 72\theta_c \cdot M/\pi} - (1+\pi/2) \sqrt{3L}}{72Mf_{smax}} \right\}^2 \quad (3.170)$$

Substituindo-se θ_c por $2\pi/3$ na equação acima, obtém-se a expressão do máximo valor permitido para C :

$$C \leq \left\{ \frac{\sqrt{(1+\pi/2)^2 3L + 48M} - (1+\pi/2) \sqrt{3L}}{72 \cdot M \cdot f_{smax}} \right\}^2 \quad (3.171)$$

A partir da equação 3.46, mostra-se que para θ_2 ser inferior a $\pi/3$, a capacitância de comutação também deve obedecer a seguinte restrição:

$$C \leq (27\pi^2 \cdot f_{smax}^2 \cdot L)^{-1} \tag{3.172}$$

O Modelo IV é utilizado para calcular as tensões e correntes nos componentes do inversor para efeito do dimensionamento.

O valor de V_{dmin} , obtido com base do Modelo IV, é determinado a partir do maior valor calculado por uma das seguintes equações:

$$V_{dmin} = \sqrt{3}Esen(2\pi/3 + \theta - 0,5\theta_2) - \sqrt{\frac{L}{3C}} \cdot I \tag{3.173}$$

$$V_{dmin} = \sqrt{3}Esen((\pi/3 + \theta + 0,5\theta_2) - \sqrt{3}Esen(\theta - 0,5\theta_2)$$

$$- \sqrt{\frac{L}{3C}} \cdot I \tag{3.174}$$

Observa-se, das equações acima, que um aumento no valor de C favorece a tensão V_{dmin} tornar-se positiva.

O valor RMS da corrente $i_T(t)$ é dado por:

$$I_{\text{TRMS}} = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad (3.175)$$

Cada diodo conduz durante $(120+\theta_2)$ graus. A corrente $i_{d1}(t)$ é dada pelas seguintes equações:

$$i_{d1}(t) = I [1 - \cos \omega_c (t - t_1)], \text{ para } t_1 < t \leq t_c \quad (3.176)$$

$$i_{d1}(t) = I, \text{ para } t_c < t \leq t_c + T/3 \quad (3.177)$$

$$i_{d1}(t) = I \cos(\omega_c (t - T/3 - t_1)), \text{ para } T/3 + t_1 < t \leq T/3 + t_c \quad (3.178)$$

Mostra-se a partir das equações 3.46, 3.176 - 3.178, que o valor RMS da corrente $i_d(t)$ é dado pela seguinte equação:

$$I_{d\text{RMS}} = I \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{1}{2\pi} \frac{\omega_s}{\omega_c} (2 - \frac{\pi}{2})} \quad (3.179)$$

Mostra-se a partir das equações para os valores instantâneos de $i_c(t)$ que a corrente RMS em cada capacitor de comutação é dada por

$$I_{CRMS} = I \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2}{3} \theta_1 + \frac{1}{3} \theta_2 \right)} \quad (3.180)$$

Observa-se da equação acima que I_{CRMS} tem valor máximo sob condição de operação com frequência máxima e escorregamento nulo.

Os passos a serem seguidos para o dimensionamento dos componentes do inversor são dados a seguir:

- 1) Selecionar o motor de indução e identificar seus parâmetros elétricos.
- 2) Especificar a máxima frequência de operação e o máximo escorregamento. Para funcionamento com corrente constante, especificar também a corrente mínima.
- 3) Calcular C pela equação 3.171.
- 4) Verificar se a equação 3.172 é satisfeita. Se não, selecionar um menor valor para C.
- 5) Se a máquina opera a fluxo constante, verificar se V_{dmin} é negativo para toda faixa de escorregamento positivo e frequência estatórica máxima. Com a máquina operando a corrente constante, verificar se V_{dmin} é negativa para a máquina operando com mínima corrente e máxima frequência em toda faixa de escorregamento positiva. Caso a restrição

acima não seja atendida, o valor de C deve ser reduzido até que a mesma seja satisfeita. Os valores de V_{dmin} são determinados a partir do maior valor fornecido pelas equações 3.173 e 3.174 com θ_2 calculado pela equação 3.46.

- 6) Calcular o tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores para a situação de máxima carga e mínima frequência ($f_s \approx 0$):

$$t_o \approx \sqrt{3.L.C} \quad (3.181)$$

- 7) Calcular I_{TRMS} pela equação 3.175.
- 8) Para operação a fluxo constante calcular a máxima tensão no capacitor de comutação sob condição de máxima frequência e máximo escorregamento. Com a operação a corrente constante, V_{c0} deve ser calculado para máxima corrente, máxima frequência e escorregamento nulo. V_{c0} é também o valor de pico da tensão sobre os tiristores. Os valores de V_{c0} são calculados da equação 3.165.
- 9) A partir de t_o , I_{TRMS} e V_{c0} especificar os dados comerciais dos tiristores.
- 10) Calcular θ_1 e θ_2 para escorregamento nulo e máxima frequência pelas equações 3.45 e 3.46.
- 11) Calcular I_{CPMS} pela equação 3.181.
- 12) De posse de I_{CPMS} e V_{c0} especificar os dados comerciais dos capacitores de comutação.
- 13) Para operação a fluxo constante, determinar V_{dmax} para a máxima frequência e máximo escorregamento no modo gera

dor. Com a máquina operando a corrente constante, obter o máximo valor de V_{dmax} da curva de V_{dmax} versus f_{s1} com corrente e frequência estatórica máxima. Os valores de V_{dmax} são calculados a partir do menor valor fornecido por uma das seguintes equações:

$$V_{dmax} = \sqrt{3}E \sin(2\pi/3 + 0.5\theta_2 + \theta) - L \cdot \omega_c I - V_{c0} \quad (3.183)$$

$$V_{dmax} = -\sqrt{3}E \sin(\theta - \theta_1 - 0.5\theta_2) - V_{c0} \quad (3.184)$$

onde V_{c0} é dado pela equação 3.165 e θ_2 obtido da equação 3.47.

14) Calcular I_{dRMS} pela equação 3.179 para α_s nulo.

15) De posse de V_{dmax} e I_{dRMS} especificar os valores comerciais dos diodos.

O dimensionamento da capacitância de comutação feito conforme descrito acima, visa garantir que as restrições básicas para operação normal do inversor não são violadas. Isto não quer dizer que o valor de C, assim calculado, seja otimizado. O valor ótimo de C é um compromisso entre a redução do ângulo da comutação e a elevação dos níveis de tensão nos terminais da máquina e nos componentes do inversor. A otimização do capacitor de comutação C requer um estudo mais aprofundado e não é apresentado neste trabalho.

Se o máximo valor desejado para θ_c for diferente de $2\pi/3$, o valor de C, no passo 3) do dimensionamento, é determinado pela equação 3.170 com θ_c substituído pelo valor máximo requerido. Os outros passos são executados normalmente.

3.6. Conclusões

Neste capítulo foi realizado um estudo comparativo entre quatro modelos matemáticos para analisar a operação em regime permanente do sistema de acionamento da máquina de indução através de um inversor de corrente auto-sequencial.

Os resultados obtidos para o ângulo de comutação são praticamente os mesmos quando calculados por qualquer dos quatro modelos, de forma que o Modelo I, pela simplicidade de suas equações pode ser usado no cálculo dessa variável.

Com relação as outras variáveis do sistema, tais como tensão de pico nos componentes do inversor, tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores, tensão média na entrada do inversor e conjugado eletromagnético médio, o Modelo III fornece os valores que melhor concordam com os resultados experimentais. Essa melhoria, no entanto, não é significativa com relação aos resultados obtidos com base nos Modelos II e IV. Além disso, o Modelo III exige um esforço computacional relativamente superior ao exigido pelos Modelos I e IV devido a complexidade de suas equações. Isto faz com

que o Modelo III não seja atrativo para se estudar o comportamento do sistema em regime permanente.

Os resultados calculados com base nos Modelos II e IV são praticamente iguais, de forma que a aproximação de θ_L por $\theta_1 + \theta_2/2$ é coerente. O Modelo IV tem a vantagem sobre o Modelo II de não exigir a solução de equações transcendentais. Isto torna o Modelo IV uma ferramenta simples e, relativamente precisa para se determinar as características de regime permanente do conversor e da máquina.

Os modelos apresentados também se aplicam na síntese das formas de onda das variáveis do inversor e da máquina. Formas de onda da tensão de linha, tensão nos capacitores de comutação e, tensão nos diodos são comparadas com oscilogramas experimentais, apresentando satisfatória concordância.

Quanto as características do conversor em regime permanente, os pontos mais salientes são os seguintes:

- O máximo ângulo de comutação ocorre sob condição de carga nula e máxima frequência de operação.

- O tempo de aplicação de tensão reversa sobre os tiristores tem valor mínimo com a máquina em máxima carga e operando em frequência mínima.

- Os diodos de comutação podem conduzir transitoriamente fora do seu período normal de condução, quando a máquina opera no modo motor em frequência máxima e fluxo constante no entreferro. Se a operação é com corrente constante, a situação crítica ocorre sob condição de mínima corrente e máxima frequência. Em ambas estratégias de controle, o fenômeno aci

ma ocorre com o crescimento da carga, porém, o escorregamento crítico não é bem definido.

- A máxima tensão nos capacitores e nos tiristores ocorre em máxima carga e máxima frequência se a máquina opera a fluxo constante. Se a operação é a corrente constante, essa variável é máxima sob condição de carga nula e frequência máxima.

- Os diodos são submetidos ao maior pico de tensão sob condição de máxima frequência e máximo escorregamento com a máquina operando com fluxo constante no modo gerador. Na operação a corrente constante, a situação de máxima tensão nos diodos torna-se mais crítica com o crescimento da corrente.

- A corrente RMS dos tiristores independe da frequência e do escorregamento, enquanto que nos capacitores essa variável é máxima com a máquina operando em vazio e com máxima frequência. No caso dos diodos, a corrente RMS é máxima com frequência nula.

Quanto ao dimensionamento do conversor, os pontos mais salientes são:

- A equação que define o valor da capacitância de comutação é deduzida a partir da equação de θ_c , com base no Modelo I, para condição de máxima frequência e escorregamento nulo. O valor de C deve ser tal que as restrições para o funcionamento normal do conversor não sejam violadas.

- O cálculo dos valores de \hat{V}_{dmax} , V_{dmin} , t_o e V_{c0} para a especificação dos tiristores, diodos e capacitores é feita com base no Modelo IV, devido a simplicidade de suas equações. Verifica-se que a diferença entre os valores calculados pelos Modelos IV e III, considerado mais preciso, é da ordem de 5%, o que também justifica a utilização do Modelo IV no dimensionamento do conversor.

4. ESTUDO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO ALIMENTADA EM CORRENTE

4.1. Introdução

O objetivo deste capítulo é estudar o comportamento dinâmico da máquina de indução alimentada em corrente.

A estabilidade do acionamento com malha aberta de velocidade e com imposição do escorregamento (auto-pilotagem), para alimentação com fonte de corrente ideal e regulada por controlador PI, é analisada.

São apresentados os resultados de estudos teóricos sobre a dinâmica de um sistema de acionamento do motor de indução com controle do escorregamento, controle indireto do fluxo magnético no entreferro e compensação da frequência estatórica. É focado o projeto dos controladores PI de corrente e velocidade, cujos parâmetros são selecionados com base no critério ITAE e técnicas de cancelamento de pólos e zeros. A resposta dinâmica do sistema completo é investigada a partir da determinação das funções de transferência de interesse. São

apresentados resultados de simulação digital do sistema não linear, confirmando os resultados analíticos do modelo linearizado.

4.2. Modelamento do inversor fonte de corrente e da máquina de indução

Na Fig. 4.1 é apresentado o diagrama do sistema de acionamento de uma máquina de indução a partir de uma fonte de corrente contínua ideal e de um inversor fonte de corrente, com controle independente da corrente e da frequência de acionamento. O inversor é do tipo auto-sequencial, cuja operação já foi descrita nos capítulos 2 e 3.

Negligenciando-se o efeito da transferência de corrente entre duas fases em comutação, as formas de onda das correntes de fase da máquina equivalente ligada em Y são retangulares e cada fase só conduz 120° em cada meio ciclo. A análise de Fourier das formas de onda das correntes de fase é dada em |27|.

Para se estudar a estabilidade do sistema de acionamento é conveniente representá-lo em um sistema de eixos de referência ortogonais, que giram sincronamente com o campo girante criado pelas correntes fundamentais do estator. Esta escolha faz com que as variáveis tensões, fluxos e correntes sejam constantes sob condição de regime permanente e quando apenas o 1º harmônico dessas variáveis é considerado.

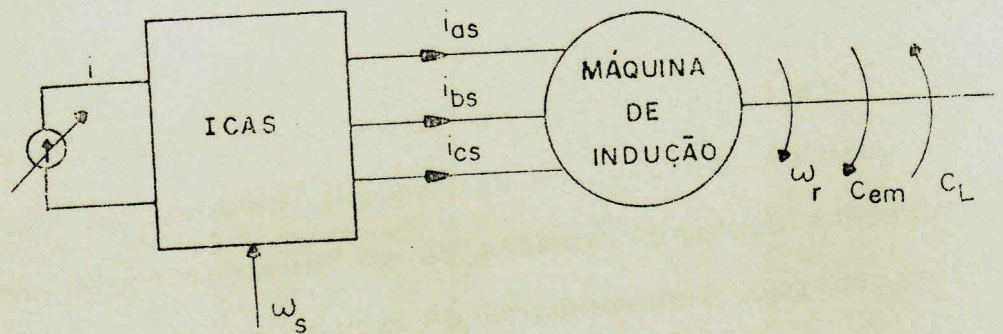


Fig. 4.1 - Sistema de acionamento da M.I por fonte de corrente ideal com controle de ω_s .

Escolhendo-se o eixo q coincidindo com o vetor da corrente estatórica, \bar{i}_s , mostra-se a partir da análise de Fourier das correntes de fase que i_{sd} e i_{sq} têm as seguintes expressões:

$$i_{sd} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot I \left[-\frac{12}{35} \cdot \text{sen}(6\omega_s \cdot t) - \frac{24}{143} \text{sen}(12\omega_s \cdot t) - \dots \right] \quad (4.1)$$

$$i_{sq} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot I \left[1 - \frac{2}{35} \cos(6\omega_s \cdot t) - \frac{2}{143} \cos(12\omega_s \cdot t) \dots \right] \quad (4.2)$$

Embora o sistema real opere com formas de onda de corrente aproximadamente retangulares, é bem conhecido que a estabilidade da máquina é basicamente determinada pelas fundamentais de suas variáveis [27]. Assim, negligenciando-se os harmônicos de corrente nas Eqs. 4.1 e 4.2, obtém-se:

$$i_{sd} = 0 \quad (4.3)$$

$$i_{sq} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot I \quad (4.4)$$

As equações da máquina de indução em um sistema dq girando sincronamente com o campo girante das correntes fundamentais do estator, são as seguintes:

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + p \cdot \psi_{sd} - \omega_s \cdot \psi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + p \cdot \psi_{sq} + \omega_s \cdot \psi_{sd} \quad (4.5)$$

$$0 = R_r i_{rd} + p \cdot \psi_{rd} - \omega_{sl} \cdot \psi_{rq}$$

$$0 = R_r i_{rq} + p \cdot \psi_{rq} + \omega_{sl} \cdot \psi_{rd}$$

onde p é o operador d/dt .

A Eq. 4.5, escrita em termo das correntes (ver anexo 6), tem a seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p \cdot L_s & -\omega_s \cdot L_s & p \cdot M & -\omega_s \cdot M \\ \omega_s \cdot L_s & R_s + p \cdot L_s & \omega_s \cdot M & p \cdot M \\ p \cdot M & -\omega_{sl} \cdot M & R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ \omega_{sl} \cdot M & p \cdot M & \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p \cdot L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

(4.6)

O conjugado eletromagnético é dado por

$$C_{em} = P.M(i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}). \quad (4.7)$$

Como i_{sd} é nula, as Eqs. 4.6 e 4.7 são simplificadas para as seguintes formas:

$$\begin{bmatrix} v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p \cdot L_s & \omega_s \cdot M & p \cdot M \\ -\omega_{sl} \cdot M & R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ p \cdot M & \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p \cdot L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$C_{em} = P.M \cdot i_{sq} \cdot i_{rd}. \quad (4.9)$$

A equação de equilíbrio mecânico entre a máquina e a carga é dada por:

$$p \cdot \omega_r = \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{sq} \cdot i_{rd} - \frac{B}{J} \cdot \omega_r - \frac{P}{J} \cdot C_L, \quad (4.10)$$

onde C_L é o conjugado de carga.

As equações 4.8 e 4.10 formam um sistema de equações diferenciais não lineares que descreve o comportamento dinâmico do sistema de acionamento.

4.3. Análise da Estabilidade do Sistema com Alimentação por Fonte de Corrente Ideal

Considerando a corrente i como variável de controle, o sistema de acionamento fica determinado pelas equações rotórica e pela equação de equilíbrio mecânico. Assim, das Equações 4.4 e 4.8, tem-se

$$\begin{bmatrix} \omega_{sl} \cdot M \cdot i_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

(4.11)

Para a análise da estabilidade, as equações não lineares que descrevem o sistema são linearizados em torno de um ponto de operação, obtendo-se, assim, um sistema de equações diferenciais lineares, para em seguida ser determinada a equa

ção característica do mesmo.

O posicionamento das raízes dessa equação no plano complexo fornece as informações sobre a estabilidade do sistema.

Linearizando-se as Eqs. 4.10 e 4.11 em torno de um ponto de equilíbrio caracterizado por i_{rd0} , i_{rq0} , ω_{s10} , i_{sq0} , e C_{L0} , obtém-se as seguintes expressões:

$$p \begin{bmatrix} \Delta i_{rd} \\ \Delta i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_r & \omega_{s10} \\ -\omega_{s10} & -\alpha_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{rd} \\ \Delta i_{rq} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \omega_{s10} \cdot M/L_r & i_{rq0} + \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq0} \\ 0 & -i_{rd0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{sq} \\ \Delta \omega_{s1} \end{bmatrix}$$

(4.12)

$$p \cdot \Delta \omega_r = \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{sq0} \cdot \Delta i_{rd} + \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{rd0} \cdot \Delta i_{sq} - \frac{B}{J} \cdot \Delta \omega_r -$$

$$\frac{P}{J} \cdot \Delta C_L', \quad (4.13)$$

onde α_r é igual R_r/L_r

As expressões das correntes i_{rd0} e i_{rq0} são obtidas da Eq. 4.11, anulando-se os termos em p e solucionando-se o sistema de equações algébricas resultante:

$$i_{rd0} = \frac{\omega_{s10} \cdot M \cdot R_r}{R_r^2 + (\omega_{s10} \cdot L_r)^2} \cdot i_{sq0} \quad (4.14)$$

$$i_{rq0} = \frac{-\omega_{s10} \cdot M \cdot L_r}{R_r^2 + (\omega_{s10} \cdot L_r)^2} \cdot i_{sq0}, \quad (4.15)$$

onde i_{sq0} é obtida da Eq. 4.4.

Duas estratégias de controle são analisadas: na primeira a corrente e a frequência são independentemente controladas como mostra a Fig. 4.1; na segunda, a frequência de escorregamento é imposta em vez da frequência estatórica, Fig. 4.2.

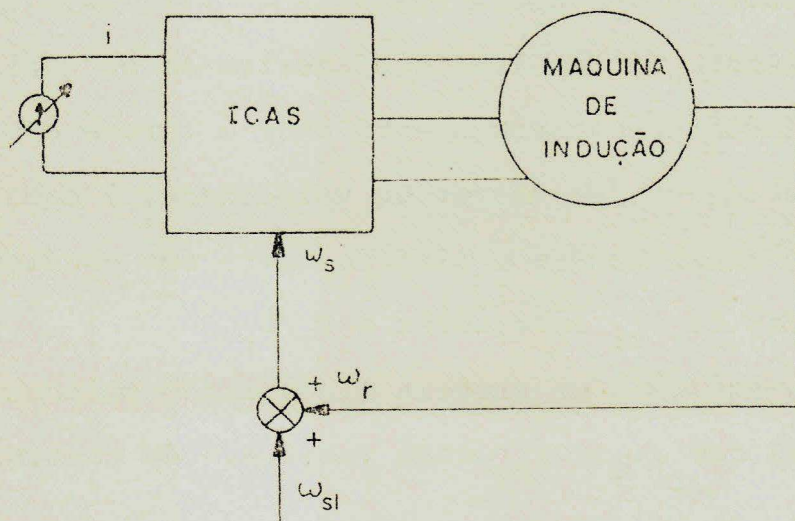


Fig. 4.2 - Sistema de acionamento da M.I por fonte de corrente ideal com autopilotagem.

4.3.1. Operação em Malha Aberta com Controle Independente da Frequência e Corrente Estatórica Imposta

A característica de conjugado versus velocidade para operação da máquina de indução alimentada em corrente e frequência constante é discutida no capítulo 2. Afirma-se nessa seção, que o sistema é estável para pontos de operação situação sobre a parte com inclinação negativa da curva de conjugado versus velocidade. A região com inclinação positiva é, conseqüentemente instável. Ainda, mostra-se no capítulo 2, que a frequência de escorregamento onde o torque é máximo na característica conjugado versus velocidade, é dada por R_r/L_r . Assim, é esperado que o sistema opere sob condição estável para valores de ω_{sl} inferiores a R_r/L_r .

As equações do sistema linearizado colocadas na forma matricial com $\Delta\omega_s$ e Δi_{sq} como variáveis de controle são as seguintes:

$$p\Delta X = A_1 \cdot \Delta X + B_1 \cdot \Delta U \quad (4.16)$$

$$\Delta Y = C_1 \cdot \Delta X + D_1 \cdot \Delta U \quad (4.17)$$

onde

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\alpha_r & \omega_{s10} & -(i_{rq0} + \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq0}) \\ -\omega_{s10} & -\alpha_r & i_{rd0} \\ \frac{P^2}{J} \cdot M \cdot i_{sq0} & 0 & -B/J \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \omega_{s10} \cdot \frac{M}{L_r} & i_{rq0} + \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq0} & 0 \\ 0 & -i_{rd0} & 0 \\ \frac{P^2}{J} \cdot M \cdot i_{rd0} & 0 & -P/J \end{bmatrix}$$

(4.19)

$$\Delta X = [\Delta i_{rd} \quad \Delta i_{rq} \quad \Delta \omega_r]^t \quad (4.20)$$

$$\Delta U = [\Delta i_{sq} \quad \Delta \omega_s \quad \Delta C_L]^t \quad (4.21)$$

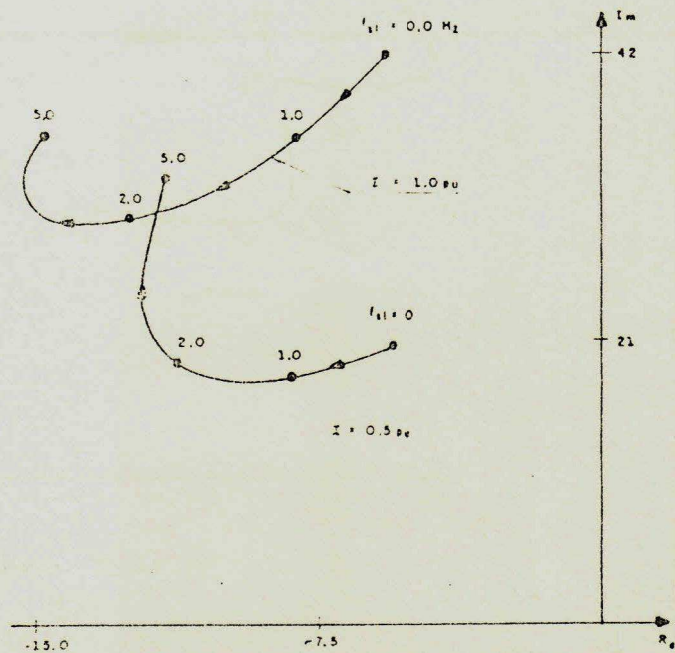
As matrizes C_1 e D_1 dependem da variável de saída. Escolhendo-se $\Delta\omega_r$ como variável de saída, tem-se:

$$C = [0 \ 0 \ 1] \quad e \quad D = [0] \quad (4.22)$$

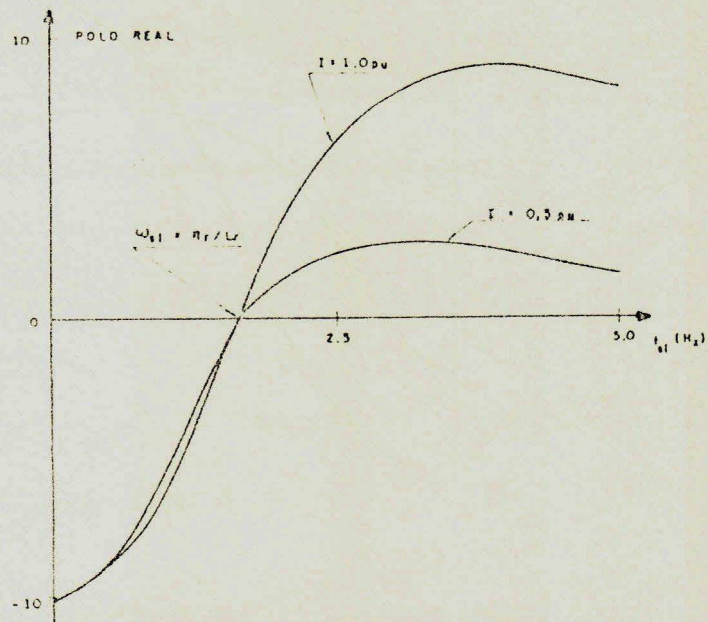
As funções de transferência entre a saída e qualquer das variáveis de controle são obtidas a partir das Eqs. 4.16 a 4.22, utilizando-se o método apresentado por Lipo e Plunkett [25] e implementado em forma computacional por Selênio e Aguiar [52].

Os auto-valores da matriz A_1 são determinados usando-se a subrotina GFNRV, existente na biblioteca do NPD-UFPb, a qual determina os auto-valores de uma matriz real por balanceamento, redução a forma de Hessenberg, transformações de similaridade e método QR.

Os auto-valores da matriz A_1 , assumindo os parâmetros da máquina constantes, são mostrados na Fig. 4.3. Se o efeito da saturação magnética é considerado na indutância de magnetização, os auto-valores de A_1 são aqueles da Fig. 4.4. O sinal positivo do pólo real revela a instabilidade do sistema para valores crescentes do escorregamento. O valor de ω_{s10} acima do qual o sistema é instável é R_r/L_r , o que também corresponde ao escorregamento onde o conjugado é máximo na característica torque versus velocidade a corrente constante. Quando a saturação magnética é considerada, verifica-se que a faixa de escorregamento com operação estável é li-

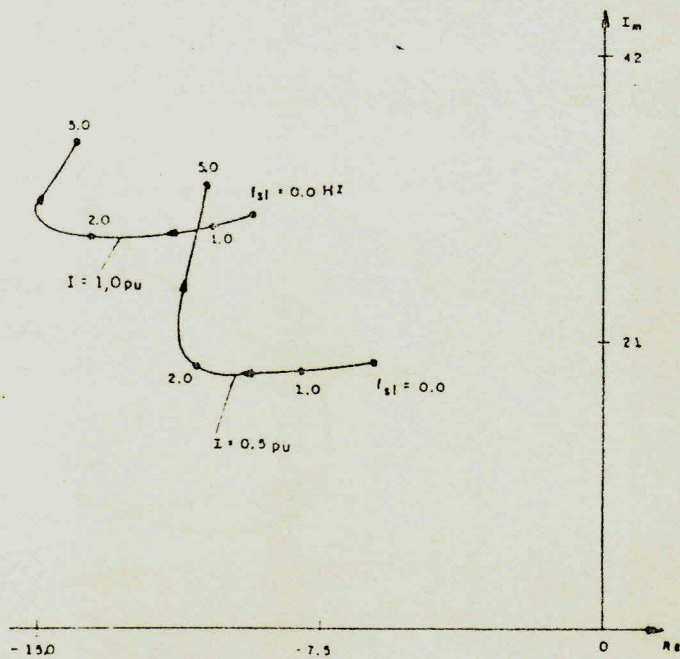


a) POLOS COMPLEXOS

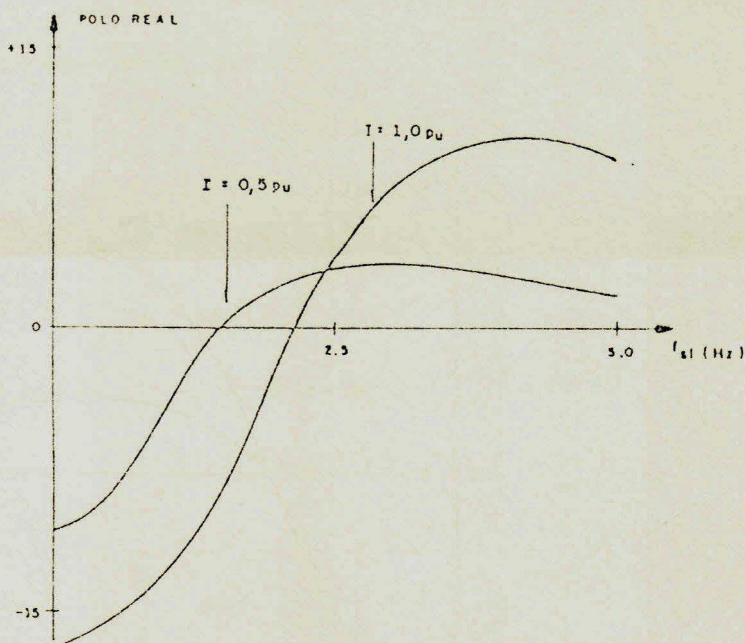


b) POLO REAL

Fig. 4.3 - Trajetória dos auto-valores da matriz A_1 negligenciando-se a saturação magnética.



a) POLOS COMPLEXOS



b) POLO REAL

Fig. 4.4 - Trajetória dos auto-valores da matriz A_1 incluindo o efeito da saturação magnética.

geiramente reduzida sob operação em baixa corrente (0,5 pu) e alargada quando o funcionamento é em corrente mais elevada (1,0 pu).

4.3.2. Operação em Malha Fechada: Auto-Pilotagem

Na Fig. 4.2 é apresentado o sistema de acionamento da máquina de indução com imposição da frequência de escorregamento.

A equação de estado do sistema linearizado é obtida das Eqs. 4.12 e 4.13. A matriz A_2 , característica do sistema linearizado, é dada por

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\alpha_r & \omega_{s10} & 0 \\ -\omega_{s10} & -\alpha_r & 0 \\ \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{sq0} & 0 & -B/J \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

As variáveis de controle são Δi_{sq} , $\Delta \omega_{sl}$ e ΔC_L .

Os auto-valores de A_2 são obtidos, sem grandes dificuldades, e são dados pelas seguintes equações:

$$s_1 = -\alpha_r + j\omega_{s10},$$

$$s_2 = -\alpha_r - j\omega_{s10}, \quad (4.24)$$

$$s_3 = -c_m = -B/J.$$

Todos os auto-valores de A_2 situam-se do lado esquerdo do plano complexo, revelando que o sistema de acionamento com auto-pilotagem é estável em todos os pontos de operação.

4.4. Sistema de Regulação da Corrente

Na seção 4.3 o comportamento dinâmico do sistema de alimentação em corrente da máquina de indução foi analisado supondo-se a corrente suprida por uma fonte ideal.

Nesta seção, é introduzido o sistema de regulação da corrente através de um regulador tipo PI.

O sistema da Fig. 4.1, agora com alimentação por fonte de corrente não ideal, é mostrado na Fig. 4.5.

A função de transferência do regulador PI é dada por

$$C_i = \frac{K_i (1 + \zeta_i \cdot s)}{s} \quad (4.25)$$

Considerando-se o inversor sem perdas, tem-se

$$v_i \cdot i = v_{sq} \cdot i_{sq} \quad (4.26)$$

Das Eqs. 4.4 e 4.26 mostra-se que

$$v_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot v_{sq} \quad (4.27)$$

O valor médio da tensão na saída do retificador é dada por

$$v_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} X_c \cdot i, \quad (4.28)$$

onde V é a tensão de pico por fase da fonte de alimentação CA, X_c é a reatância de comutação do retificador e α é o ângulo de gatilhamento.

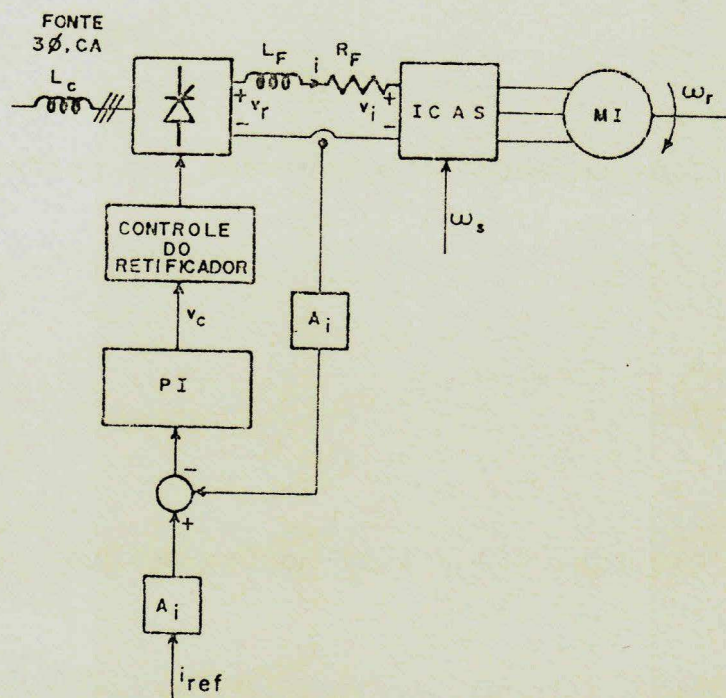


Fig. 4.5 - Diagrama de blocos do motor de indução com corrente controlada.

Da Fig. 4.5, obtêm-se

$$v_r = R_F \cdot i + p \cdot L_F \cdot i + v_i \quad (4.29)$$

$$\text{Definindo-se } v_{ro} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V \cdot \cos \alpha, \quad (4.30)$$

na Eq. 4.28 e substituindo-se v_r na Eq. 4.29, obtêm-se

$$v_{ro} = \left(R_F + \frac{3}{\pi} \cdot X_C + p \cdot L_F \right) i + v_i \quad (4.31)$$

Substituindo-se i e v_i pelas Eqs. 4.4 e 4.27 na 4.31, obtêm-se as seguintes expressões:

$$v'_{ro} = (R'_F + X'_C + p \cdot L'_F) i_{sq} + v_{sq} \quad (4.32)$$

$$v'_{ro} = \pi / (3\sqrt{2}) v_{ro} \quad (4.33)$$

$$R'_F = (\pi^2/18) R_F \quad (4.34)$$

$$L'_F = (\pi^2/18) L_F \quad (4.35)$$

$$X'_C = (\pi/6) X_C \quad (4.36)$$

As Eqs. 4.32 - 4.36 representam as grandezas do filtro e do retificador transferidas ao sistema de referência dq.

onde i'_{ref} é dado por $(3\sqrt{2}/\pi) \cdot i_{ref}$, e K_a representa o ganho equivalente da malha de regulação da corrente:

$$K_a = \frac{\pi^2}{18} K_v \cdot K_i \cdot A_i \quad (4.41)$$

As equações da máquina, Eqs. 4.5, juntamente com as equações do sistema de regulação da corrente são representadas em forma matricial a partir da definição de uma nova variável Z , a qual corresponde a saída do integrador, ou seja

$$pZ = K_a (i'_{ref} - i_{sq}) \quad (4.42)$$

Assim das Eqs. 4.40 e 4.42, obtêm-se

$$v'_{ro} = (1+c_i p)Z \quad (4.43)$$

$$i'_{ref} = (p/K_a)Z + i_{sq} \quad (4.44)$$

Das Eqs. 4.8, 4.32, 4.43 e 4.44 obtêm-se

$$\begin{bmatrix} i'_{ref} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p/K_a & 1 & 0 & 0 \\ -(1+c_i p) & R'_s + L'_s p & -\omega_s \cdot M & p \cdot M \\ 0 & -\omega_{sl} \cdot M & R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ 0 & p \cdot M & \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p \cdot L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rg} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

onde i'_{ref} é dado por $(3\sqrt{2}/\pi) \cdot i_{ref}$ e K_a representa o ganho equivalente da malha de regulação da corrente:

$$K_a = \frac{\pi^2}{18} K_v \cdot K_i \cdot A_i \quad (4.41)$$

As equações da máquina, Eqs. 4.5, juntamente com as equações do sistema de regulação da corrente são representadas em forma matricial a partir da definição de uma nova variável Z , a qual corresponde a saída do integrador, ou seja

$$pZ = K_a (i'_{ref} - i_{sq}) \quad (4.42)$$

Assim das Eqs. 4.40 e 4.42, obtêm-se

$$v'_{ro} = (1 + \zeta_i p) Z \quad (4.43)$$

$$i'_{ref} = (p/K_a) Z + i_{sq} \quad (4.44)$$

Das Eqs. 4.8, 4.32, 4.43 e 4.44 obtêm-se

$$\begin{bmatrix} i'_{ref} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p/K_a & 1 & 0 & 0 \\ -(1 + \zeta_i p) & R'_s + L'_s p & \omega_{sl} \cdot M & p \cdot M \\ 0 & -\omega_{sl} \cdot M & R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ 0 & p \cdot M & \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p \cdot L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

linear.

O diagrama de blocos da malha de regulação da corrente é mostrado na Fig. 4.6. A síntese do controlador de corrente C_i , requer o conhecimento da função de transferência G_e , entre a tensão interna do retificador v_{ro} e a corrente no filtro i . Essa função define o comportamento do sistema com malha aberta de corrente.

Eliminando-se a linha e a coluna da Eq. 4.45, relativas as variáveis i'_{ref} e Z , tem-se

$$\begin{bmatrix} v'_{ro} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_s + p \cdot L'_s & \omega_s \cdot M & p \cdot M \\ -\omega_{sl} \cdot M & R_r + p \cdot L_r & -\omega_{sl} \cdot L_r \\ p \cdot M & \omega_{sl} \cdot L_r & R_r + p \cdot L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

Das Eqs. 4.4, 4.38 e 4.48, é obtida a seguinte equação para G_e :

$$G_e = \frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{1}{\sigma L_s + L'_f} \cdot \frac{N_e(s)}{D_e(s)} = \frac{\Delta I(s)}{\Delta V_{ro}(s)}, \quad (4.49)$$

onde

$$N_e(s) = s^2 + a_1 s + a_0 \quad (4.50)$$

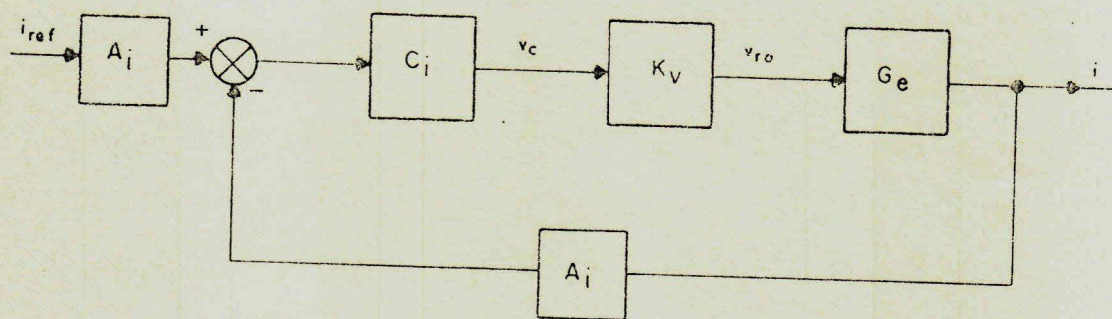


Fig. 4.6 - Diagrama de blocos da malha de regulação da corrente.

e

$$D_e(s) = s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (4.51)$$

Os coeficientes a_1 , a_0 , b_2 , b_1 e b_0 são dependentes dos parâmetros do filtro, da máquina e do ponto de funcionamento caracterizado por ω_{s0} e ω_{s10} (Ver Anexo 7). Desta forma, um conjunto de parâmetros do PI, que otimiza a resposta do sistema em uma determinada condição de funcionamento, pode não ser o conjunto mais adequado para outra situação. Assim é necessário que se conheça o comportamento dinâmico do sistema em malha aberta a partir da determinação dos pólos e zeros de G_e . Os zeros são dados por

$$s_{1,2} = -\zeta_r \pm j\omega_{s10} \quad (4.52)$$

enquanto que os pólos são determinados computacionalmente e são apresentados nas Figs. 4.7 e 4.8. É observado que na faixa de operação normal, a função G_e apresenta dois pólos complexos e um pólo real, que dependem do ponto de funcionamento.

As características da função G_e dificultam um pouco a escolha dos parâmetros do controlador PI da malha de corrente. Para selecionar estes parâmetros, é investigada a resposta transitória da malha de corrente a um degrau unitário,

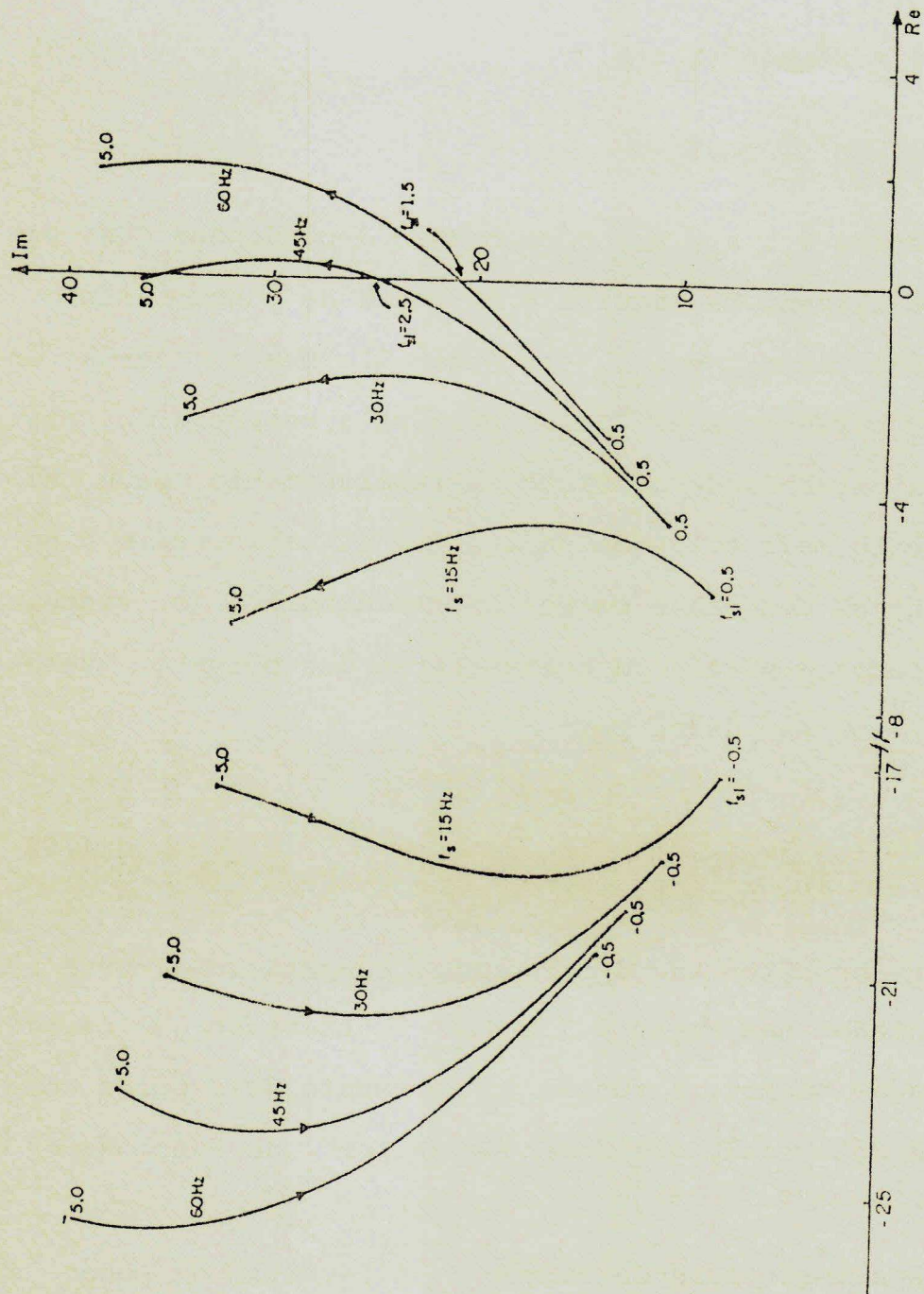


Fig. 4.7 - Trajetória dos pólos complexos de G_e .

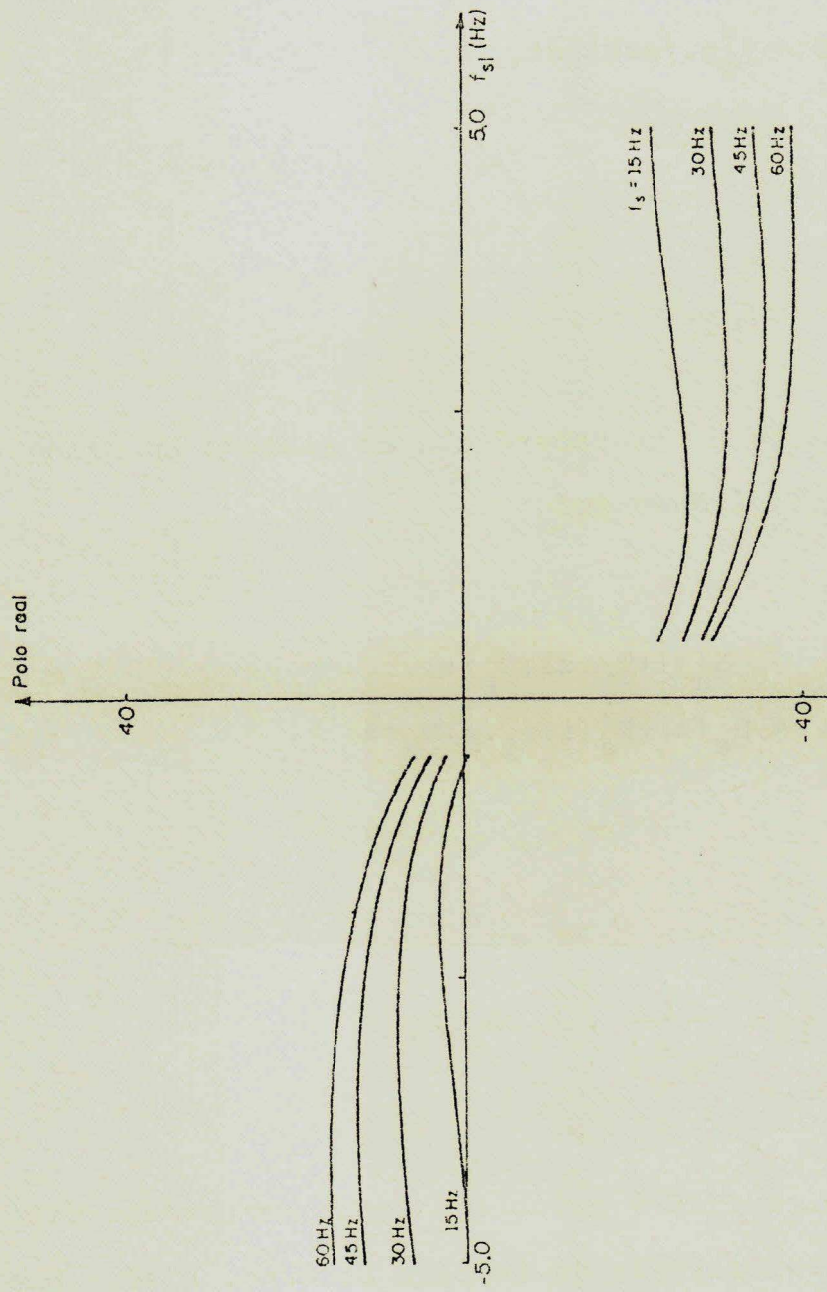


Fig. 4.8 - Variação do pólo real de G_e com a frequência de escorregamento.

baseado no critério da minimização da integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro, ITAE (Integral of Time - Multiplied Absolut - Value of Error). Esse índice de desempenho é definido por

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt, \quad (4.53)$$

onde

$$e(t) = i_{ref}(t) - i(t). \quad (4.54)$$

A função de transferência do sistema em malha fechada, Fig. 4.6, é dada por

$$G_{ec} = \frac{K'_a (1 + \zeta_i \cdot s) \cdot N_e(s)}{s \cdot D_e(s) + K'_a (1 + \zeta_i \cdot s) N_e(s)}, \quad (4.55)$$

onde

$$K'_a = \frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{1}{\sigma L_s + L'_F} \cdot A_i \cdot K_i \cdot K_v. \quad (4.56)$$

O índice ITAE é calculado em um computador digital a partir da transformada de Laplace do erro, $E(s)$. Das Eqs. 4.54 e 4.55, mostra-se que para um degrau unitário da corrente de referência, $E(s)$ é dada por

$$E(s) = \frac{D_e(s)}{SD_e(s) + K'_a(1 + \zeta_i S)N_e(s)} \quad (4.57)$$

A expressão de $e(t)$ é obtida a partir da anti-transformada da Eq. 4.57 e é dada por

$$e(t) = \sum_{i=1}^4 a_i \cdot \exp(x_i \cdot t), \quad (4.58)$$

onde a_i são os resíduos da expansão em frações parciais quando as raízes x_i do denominador de $E(s)$, são distintas.

A integral da Eq. 4.53 é calculada computacionalmente para um tempo suficientemente longo, de modo que as contribuições do erro ao valor de ITAE sejam praticamente desprezíveis.

A obtenção dos parâmetros é feita fixando-se K'_a e determinando-se ζ_i que minimiza o índice de desempenho ITAE. Essa operação é repetida para vários valores de K'_a até que um conjunto (K'_a, ζ_i) possa ser escolhido como apropriado. O método de minimização usado para determinar ζ_i utiliza um processo de pesquisa uni-dimensional com interpolação quadrática [53].

Na Fig. 4.9 são mostrados os valores ótimos de ζ_i e os correspondentes índices ITAE em função do ganho K'_a computados com base na transformada de Laplace do erro para o

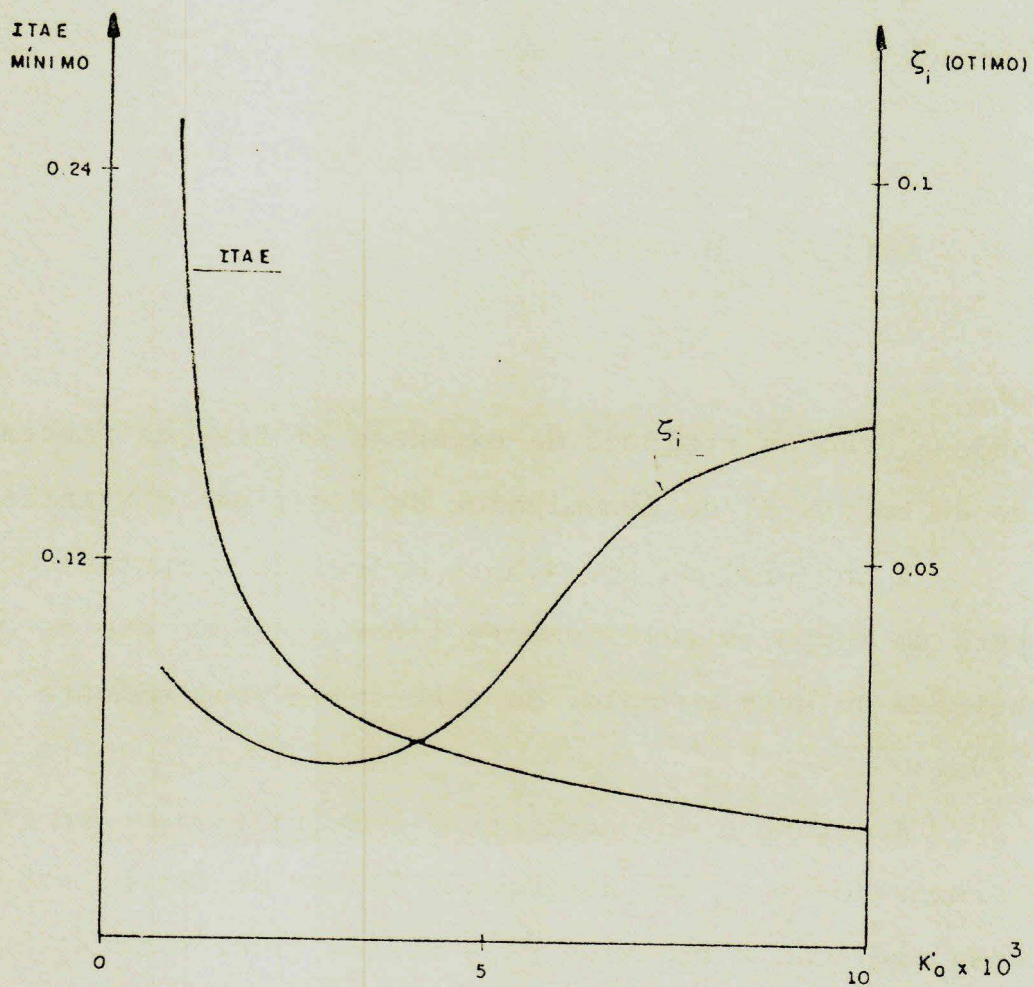


Fig. 4.9 - Variação do índice ITAE e respectivo ζ_i (Ótimo) versus K'_a .

ponto de operação nominal. É verificado que para um dado valor de K'_a existe um valor ótimo de ζ_i que minimiza o índice ITAE. O critério de otimização, por outro lado, não é seletivo quanto a escolha do ganho K'_a , uma vez que ITAE é tanto menor quando maior for o valor deste. Na região correspondente a ganhos maiores a declividade das duas curvas é pequena e a melhoria obtida com ganhos muito elevados não é significativa. Além do mais, é verificado que os valores ótimos de ζ_i tendem a um valor próximo e ligeiramente superior a constante de tempo elétrica do circuito filtro-máquina, ζ_f . Essa constante de tempo ζ_f é determinada a partir da aproximação da função de transferência G_e por uma função de primeira ordem dada por [35]:

$$G_e \approx \frac{1}{R_T + L_T \cdot s}, \quad (4.59)$$

onde

$$\zeta_f = \frac{L_T}{R_T} = \frac{L_F + (18/\pi^2) \cdot L_S}{R_F + (18/\pi^2) [R_S + (M^2/L_F^2) \cdot 2]}. \quad (4.60)$$

Assim, selecionando-se $\zeta_i = \zeta_f = 68,3$ ms, o cancelamento do pólo dominante do sistema com o zero do controlador PI é efetuado. Então, da Fig. 4.9, para $\zeta_i = 68,3$ ms, o ganho K'_a é igual a 10^4 , o que corresponde a um valor de $K_i = 27,18$.

O comportamento dinâmico da malha de corrente, para a faixa inteira de operação, é analisada a partir dos pólos e zeros da Eq. 4.55 para os valores de K'_a e ζ_i acima especificados. Os pólos de $G_{ec}(s)$ são mostrados na TABELA 4.1. Os zeros dessa função são $(-1/\zeta_i)$, $(-\alpha_r \pm j\omega_{s10})$, cujos valores são $-14,64$ e $-10,09 \pm j\omega_{s10}$, respectivamente. Verifica-se que existe um cancelamento quase efetivo dos dois pólos complexos e do polo real de menor amplitude pelos zeros de $G_{ec}(s)$, restando apenas um pólo real de amplitude aproximadamente igual a (-683) o que equivale ao produto $K'_a \zeta_i$. Além disso, o ganho de $G_{ec}(s)$ é dado por $K'_a \zeta_i$. Donde, a função de transferência $G_{ec}(s)$ para operação em malha fechada de corrente pode ser aproximada, em toda faixa de operação, pela seguinte equação:

$$G_{ec}(s) \cong \frac{\omega_{ei}}{s + \omega_{ei}} = \frac{1}{1 + \zeta_{ei} \cdot s} \quad (4.61)$$

onde ω_{ei} é igual a $K'_a \zeta_i$ e ζ_{ei} é uma pequena constante de tempo equivalente a malha de regulação de corrente, que para os valores especificados de K'_a e ζ_i é igual a $1,46$ ms. Esse valor é um tanto otimista do ponto de vista prático, uma vez que ele não leva em consideração o atraso provocado pelo comportamento discreto do retificador [59].

A resposta transitória da malha de corrente é mostrada na Fig. 4.10, sem e com a inclusão do atraso do retificador, para uma variação de $1,0$ A na corrente de referência. Esse

f_{s1} (Hz)	$f_s = 15$ Hz	$f_s = 60$ Hz	ω_{s10} (rad/s)
0,0	-683,4; -14,4; -10,2; -10,0	-683,4; -14,4; -10,2; -10,0	0,0
1,0	-683,4; -13,7; -10,5+j,33	-683,5; -10,9; -11,9+j6,9	6,3
2,0	-683,4; -14,1; -10,3+j12,7	-683,5; -12,5; -11,1+j13,4	12,6
3,0	-683,4; -14,3; -10,2+j19,1	-683,5; -13,2; -10,8+j19,8	18,8
4,0	-683,4; -14,4; -10,2+j25,3	-683,5; -13,5; -10,6+j26,1	25,1
5,0	-683,4; -14,5; -10,1+j31,6	-683,5; -13,7; -10,5+j32,4	31,4
-1,0	-683,4; -15,4; -9,7+j6,4	-683,4; -17,3; -8,7+j6,6	-6,3
-2,0	-683,4; -15,3; -9,8+j12,4	-683,4; -17,0; -8,9+j12,0	-12,6
-3,0	-683,4; -15,1; -9,8+j18,6	-683,4; -16,4; -9,2+j17,9	-18,8
-4,0	-683,4; -15,0; -9,9+j24,8	-683,4; -16,0; -9,4+j24,1	-25,1
-5,0	-683,4; -14,9; -9,9+j21,1	-683,4; -15,8; -9,5+j30,3	-31,4

TABELA 4.1 - Pólos e zeros da função de transferência $\Delta I(s)/\Delta I_{ref}(s)$

para o sistema linearizado da Fig. 4.6.

$K_i = 27,18$ e $\zeta_i = 68,3$ ms, zeros: $-10,9+j\omega_{s10}$; $-14,64$

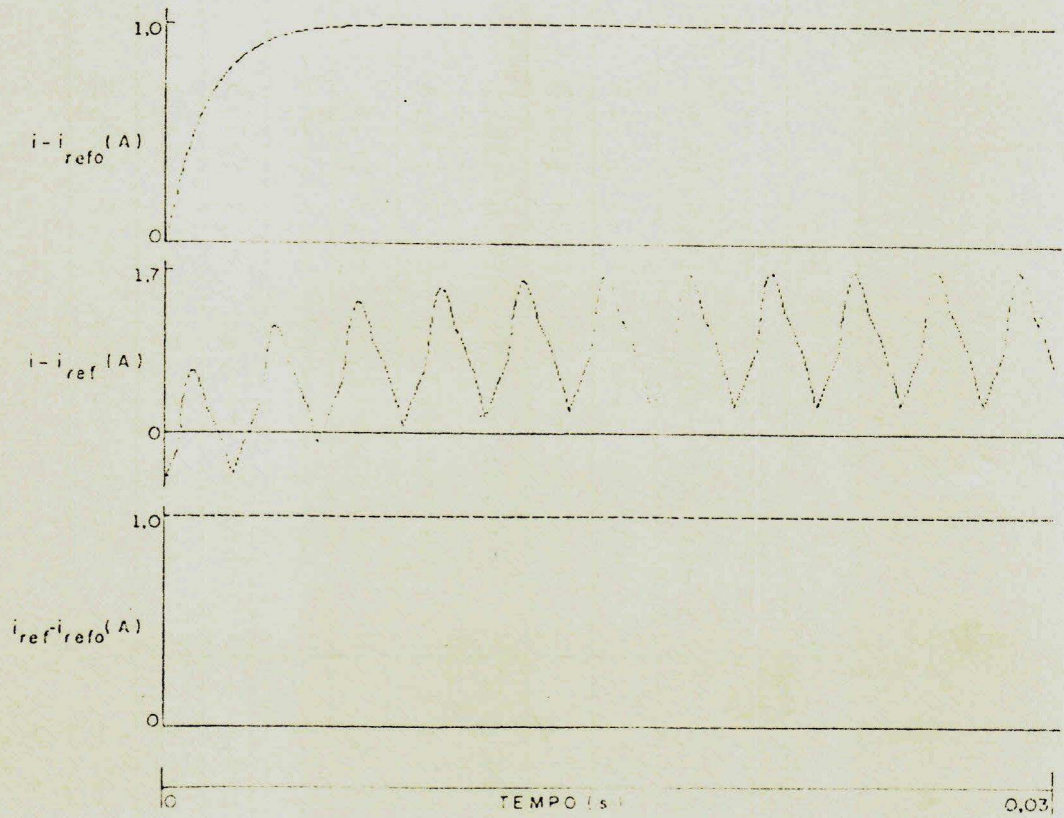


Fig. 4.10 - Resposta transitória da malha de corrente a uma entrada degrau.

degrau de corrente é suficientemente pequeno para se evitar a saturação dos limitadores do regulador PI e do retificador. É verificado, para o caso ideal, que o comportamento dinâmico da malha de corrente é o de um sistema de primeira ordem com constante de tempo igual a 1,46 ms, como descrito pela Eq. 4.61. Quando o efeito do retificador é incluído, é observado que a resposta transitória é mais lenta do que no caso anterior.

4.6. Estudo da Estabilidade do Sistema com Alimentação por Fonte de Corrente Regulada por Controlador

Na seção 4.3.1 foi analisado o comportamento dinâmico do sistema de acionamento em malha aberta de velocidade com a corrente imposta a partir de uma fonte de corrente ideal, Fig. 4.1. Nesta seção, o mesmo tipo de acionamento é analisado, porém, com a corrente obtida a partir de um sistema de regulação como mostrado na Fig. 4.5. Os resultados desta seção são comparados com os da seção 4.3.1 apresentando excelente concordância, confirmando, de certa forma, o dimensionamento dos parâmetros do controlador PI da regulação da corrente.

A equação dinâmica do sistema linearizado é obtida das Eqs. 4.13 e 4.45 e é dada por

$$p\Delta X = L_3^{-1} \cdot A_3 \cdot \Delta X + L_3^{-1} \cdot B_3 \cdot \Delta U, \quad (4.62)$$

onde

$$\Delta X = [\Delta Z \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta i_{rd} \quad \Delta i_{rq} \quad \Delta \omega_r]^t \quad (4.63)$$

$$\Delta U = [\Delta i'_{ref} \quad \Delta \omega_s \quad \Delta C_L]^t \quad (4.64)$$

As matrizes A_3 , B_3 e L_3 são dadas por

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -R'_s & -\omega_{s10} \cdot M & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{s10} \cdot M & -R_r & \omega_{s10} \cdot L_r & -(M \cdot i_{sq0} + L_r \cdot i_{rq0}) \\ 0 & 0 & -\omega_{s10} \cdot L_r & -R_r & L_r \cdot i_{rd0} \\ 0 & \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{rd0} & \frac{p^2}{J} \cdot M \cdot i_{sq0} & 0 & -B/J \end{bmatrix}$$

(4.65)

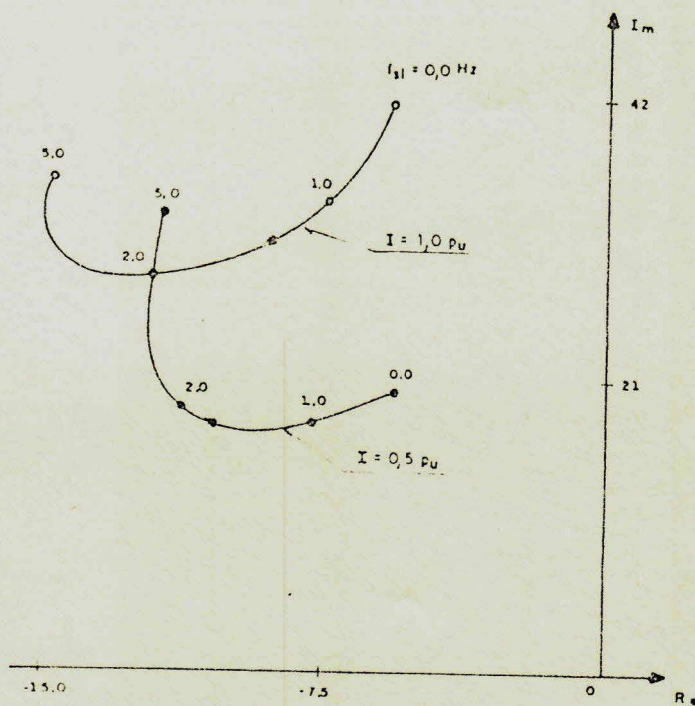
$$B_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M \cdot i_{rd0} & M \cdot i_{sq0} + L_r \cdot i_{rq0} & L_r \cdot i_{rd0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -P/J \end{bmatrix}^t$$

(4.66)

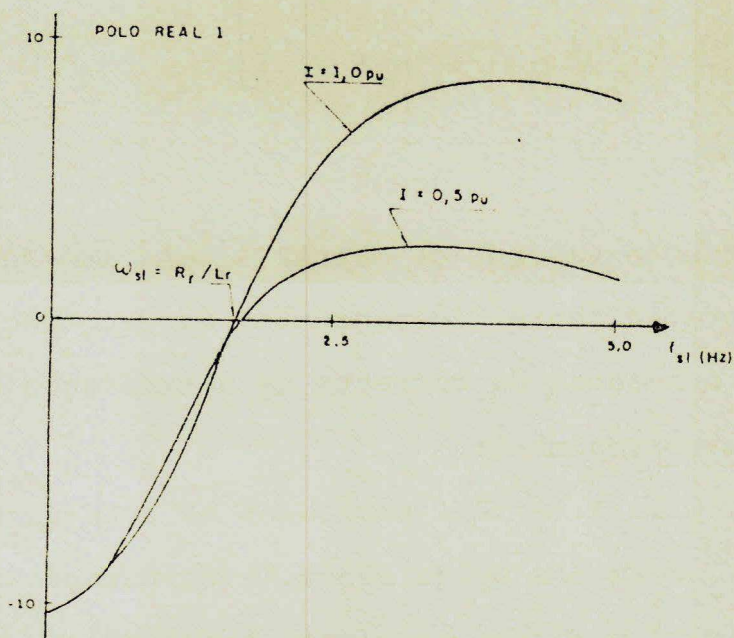
$$L_3 = \begin{bmatrix} 1/K_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\zeta_i & L'_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

Os auto-valores da matriz $L_3^{-1} \cdot A_3$ são determinados e mostram-se praticamente independentes da frequência estatórica, sendo dependentes da corrente de alimentação e da frequência de escorregamento.

Na Fig. 4.11 são mostrados os auto-valores complexos de $L_3^{-1} \cdot A_3$ e um dos pólos reais. A comparação dessa figura com a Fig. 4.3 mostra excelente concordância dos resultados obtidos com e sem regulador PI. Os outros dois auto-valores reais são aproximadamente iguais a $(-K'_a \cdot \zeta_i)$ e $(-1/\tau_i)$. A instabilidade do sistema é verificada para ω_{s10} superior a



a) POLOS COMPLEXOS



b) POLO REAL 1

Fig. 4.11 - Trajetória dos auto-valores da matriz A_3 .

f_{sl} (Hz)	I = 0,5 pu		I = 1,0 pu	
	PÓLOS	ZEROS	PÓLOS	ZEROS
0,0	-683,4; -14,4; -10,2 -5,8 - j 20,4	-14,6; -10,1 -5,8 + j 20,4	-683,4; -14,4; -10,2 -5,8 + j 41,5	-14,6; -10,1 -5,8 + j 41,5
1,0	-613,4; -14,9; -5,6 -7,9 - j 17,7	-14,6; -5,4 -8,1 + j 18,2	-683,1; -15,7; -6,1 -7,4 + j 34,1	-14,6; -6,0 -7,9 + j 35,6
2,0	-683,4; -14,7; + 1,1 -11,4 - j 19,1	-14,6; + 1,1 -11,4 + j 18,9	-683,1; -15,7; + 3,2 -12,0 + j 29,2	-14,6; + 3,2 -12,5 + j 29,9
3,0	-683,4; -14,4; + 2,6 -12,2 + j 23,0	-14,6; + 2,6 -12,2 + j 22,3	-683,4; -15,3; + 7,8 -14,5 + j 29,8	-14,6; + 8,1 -14,9 + j 29,9
4,0	-683,4; -14,2; + 2,2 -12,1 - j 28,0	-14,6; + 2,3 -12,0 - j 27,1	-683,4; -15,0; + 8,7 -15,0 + j 32,7	-14,6; + 8,9 -15,4 + j 32,3
5,0	-683,4; -14,2; + 1,5 -11,8 - j 33,5	-14,6; + 1,6 -11,7 + j 32,6	-683,4; -14,8; + 7,9 -14,7 + j 36,7	-14,6; + 8,2 -14,9 + j 36,1

TABELA 4.2 - Pólos e zeros de $\Delta I(s)/\Delta I_{ref}(s)$ para o sistemada Fig. 4.5 incluindo o efeito de $\Delta \omega_r$, com $\Delta \omega_s$ e ΔC_L iguais a zero.

$$f_s = 60 \text{ Hz}, K_i = 27,18 \text{ e } \tau_i = 68,3 \text{ ms}$$

$$R_r/L_r.$$

Os pólos de $\Delta I(s)/\Delta I_{ref}(s)$, com $\Delta\omega_s$ e ΔC_L iguais a zero, são mostrados, juntamente com os zeros, na TABELA 4.2. Observa-se que, com exceção do pólo aproximadamente igual a -683, existe um cancelamento quase efetivo de pólos e zeros. Além disso, o ganho de $\Delta I(s)/\Delta I_{ref}(s)$ é $K'_a \zeta_i = 683$, para todas as condições de operação. Consequentemente a função de transferência $G_{ec}(s)$ para operação em malha fechada de corrente, incluindo a variação de $\Delta\omega_r$, também pode ser aproximada pela Eq. 4.61. Isto justifica a validade de se desprezar o efeito da variação da velocidade durante a regulação da corrente (Ver seção 4.5).

4.7. Sistema de Controle do Acionamento

O sistema de acionamento do motor de indução descrito na seção 2.3.6, Fig. 2.12, é representado mais detalhadamente na Fig. 4.12. Esse sistema basicamente executa a regulação da velocidade do motor de indução através do controle da frequência de escorregamento. F_a é uma função estática, obtida a partir do circuito equivalente. A corrente de referência é calculada a partir dessa função para manter o fluxo magnético no entreferro constante em regime permanente. F_b é uma função dinâmica, através da qual se faz a compensação da frequência sob condições transitórias. Os princípios básicos da compensação da frequência são bem discutidos por Krishnan

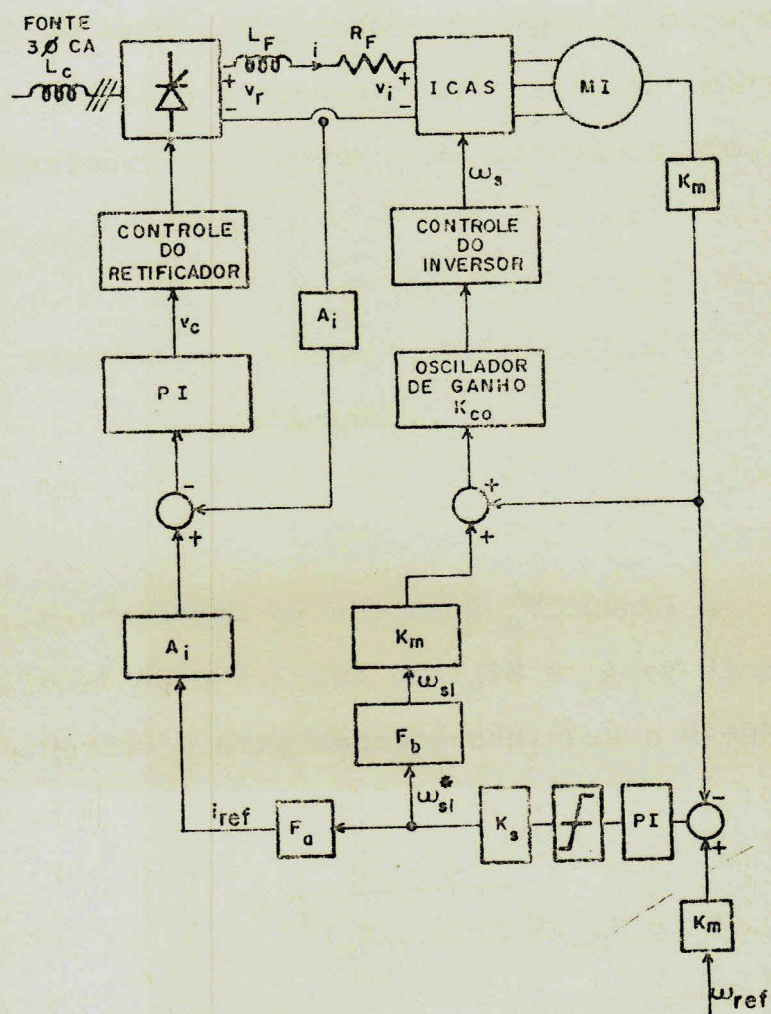


Fig. 4.12 - Diagrama de blocos do sistema completo de acionamento com re_gulação de corrente e da velocidade.

[32]. Em resumo, a frequência estatórica deve variar de forma a manter constante a amplitude do vetor corrente de magnetização, \bar{i}_m . Isto é obtido por um controle indireto do ângulo de carga entre o vetor da corrente estatórica \bar{i}_s e \bar{i}_m através da variação da amplitude de \bar{i}_s . A função F_b é deduzida através de considerações físicas por [32] e analiticamente por Bolognani e Buja [35]. Para F_b igual a unidade, o sistema da Fig. 4.12 torna-se o clássico sistema de regulação de velocidade com controle de escorregamento.

4.7.1. Modelamento do Sistema de Controle do Acionamento

A função F_a é obtida do circuito equivalente, Fig.2.1. Fazendo-se $\phi_m = MI_{M0}$ na Eq. 2.5 e considerando-se $(\omega_{s10} \cdot T_r')^2 \ll 1$, obtém-se a seguinte equação para a corrente RMS na máquina:

$$I_s \cong I_{M0} \cdot \sqrt{1 + (\omega_{s10} T_r')^2} \quad (4.68)$$

Considerando-se I_s igual ao valor RMS da fundamental da corrente de linha obtida a partir do inversor de corrente com forma de onda retangular, a relação entre i_{ref} e ω_{s1}^* é dada a partir das Eqs. 3.8 e 4.68 pela seguinte expressão:

$$i_{\text{ref}} = F_a(\omega_{sl}^*) = (\pi/\sqrt{6}) I_{M0} \cdot \sqrt{1 + (\omega_{sl}^* \cdot T_r)^2}. \quad (4.69)$$

A relação entre o conjugado médio e a frequência de escorregamento para operação com fluxo constante em regime permanente, é dada pela Eq. 2.7. Considerando-se $(\omega_{sl0} \cdot T_r')^2 \ll 1$, tem-se

$$C_M \cong K \cdot \omega_{sl} \quad (4.70)$$

$$K = \frac{3 \cdot P \cdot \phi_m}{R_r}. \quad (4.71)$$

A função de transferência do controlador PI da regulaçãõ de velocidade é dada por:

$$C_\omega = \frac{K_\omega (1 + \zeta_\omega \cdot s)}{s}. \quad (4.72)$$

A deduçãõ de F_b é feita a partir da análise da função de transferência entre o conjugado eletromagnético e o conjugado de referência, $\Delta C_{em} / \Delta C_{em}^*$.

O conjugado de referência é considerado proporcional ao escorregamento de referência, ω_{sl}^* :

$$\Delta C_{em} = K \cdot \Delta \omega_{sl}^* \quad (4.73)$$

Linearizando-se a Eq. 4.9 em torno de um ponto de operação, obtêm-se

$$\Delta C_{em} = P.M(i_{sq0} \cdot \Delta i_{rd} + i_{rd0} \cdot \Delta i_{sq}) \quad (4.74)$$

Obtendo-se Δi_{rd} como função de $\Delta \omega_{sl}$ a partir da Eq. 4.12 e substituindo-se o resultado na Eq. 4.74, com Δi_{sq} relacionado com Δi pela Eq. 4.4, tem-se

$$\Delta C_{em} = G_i \cdot \Delta i + G_\omega \cdot \Delta \omega_{sl} \quad (4.75)$$

A relação $\Delta i_{ref} / \Delta \omega_{sl}^*$ é obtida a partir da linearização da Eq. 4.69, ou seja:

$$G_a = \frac{i_{ref}}{\Delta \omega_{sl}^*} = \frac{(\pi/\sqrt{6}) \cdot I_{MC} \cdot \omega_{s10} \cdot T_r^2}{[1 + (\omega_{s10} \cdot T_r)^2]^{1/2}} \quad (4.76)$$

Das Eqs. 4.61, 4.75 e 4.76, mostra-se que

$$C_{em} = [(G_a \cdot G_i \cdot G_{ec}) + G_b \cdot G_w] \cdot \omega_{sl}^* = G_T \cdot \Delta \omega_{sl} \quad (4.77)$$

onde G_b é a relação entre $\Delta \omega_{sl}$ e $\Delta^* \omega_{sl}$.

A relação $\Delta C_{em} / \Delta C_{em}^*$ é obtida a partir das Eqs. 4.73 e 4.77, ou seja

$$\frac{\Delta C_{em}}{\Delta C_{em}^*} = \frac{1}{K} (G_a \cdot G_{ec} \cdot G_i + G_b \cdot G_w) \quad (4.78)$$

Admitindo-se o funcionamento do motor a fluxo constante, o conjugado eletromagnético tem o mesmo comportamento dinâmico da corrente [35]. Assim, igualando-se as Eqs. 4.61 e 4.78 e solucionando-se a equação resultante para G_b , tem-se

$$G_b = \omega_{ei} \cdot \frac{1 + r \cdot s}{s + \omega_{ei}} \quad (4.79)$$

onde

$$\zeta_r = T_r / (1 + \omega_{s1}^2 \cdot T_r^2) \quad (4.80)$$

A Eq. 4.79 sugere a seguinte representação para a função F_b :

$$\frac{d}{dt} \omega_{s1} + \omega_{ei} \cdot \omega_{s1} = \frac{d}{dt} F_1(\omega_{s1}^*) + F_2(\omega_{s1}^*) \quad (4.81)$$

Linearizando-se a Eq. 4.81 em torno de um ponto de operação, tem-se

$$\frac{d\Delta\omega_{s1}}{dt} + \omega_{ei} \cdot \Delta\omega_{s1} = \frac{d}{d\omega_{s1}^*} F_1(\omega_{s10}^*) \cdot \frac{d}{dt} \Delta\omega_{s1}^* + \frac{d}{d\omega_{s1}^*} F_2(\omega_{s10}^*) \cdot \Delta\omega_{s1}^* \quad (4.82)$$

Comparando-se as Eqs. 4.79 e 4.82 e substituindo-se ω_{s10} por ω_{s10}^* , obtêm-se as seguintes equações:

$$\frac{dF_1}{d\omega_{s1}^*} \omega_{s1}^* = \omega_{s10}^* = \frac{\omega_{ei} \cdot T_r}{1 + \omega_{s10}^* \cdot T_r} \quad (4.83)$$

$$\frac{dF_2}{d\omega_{sl}^*} \omega_{sl}^* = \omega_{sl0}^* = \omega_{ei} \quad (4.84)$$

Generalizando-se ω_{sl0}^* para ω_{sl}^* e integrando-se as Eqs. 4.83 e 4.84, tem-se

$$F_1(\omega_{sl}^*) = \omega_{ei} \cdot \text{tg}^{-1}(\omega_{sl}^* \cdot T_r) \quad (4.85)$$

$$F_2(\omega_{sl}^*) = \omega_{ei} \omega_{sl}^* \quad (4.86)$$

A função $F_1(\omega_{sl}^*)$ é aproximadamente proporcional ao ângulo entre os fasores da corrente estatórica e da corrente de magnetização, o qual é o ângulo de carga do motor em regime permanente.

O bloco F_b pode ser implementado a partir da seguinte equação:

$$\omega_{sl} + \omega_{ei} \int \omega_{sl} \cdot dt = F_1(\omega_{sl}^*) + \omega_{ei} \int \omega_{sl}^* \cdot dt. \quad (4.87)$$

O diagrama de blocos de F_b é mostrada na Fig. 4.13.

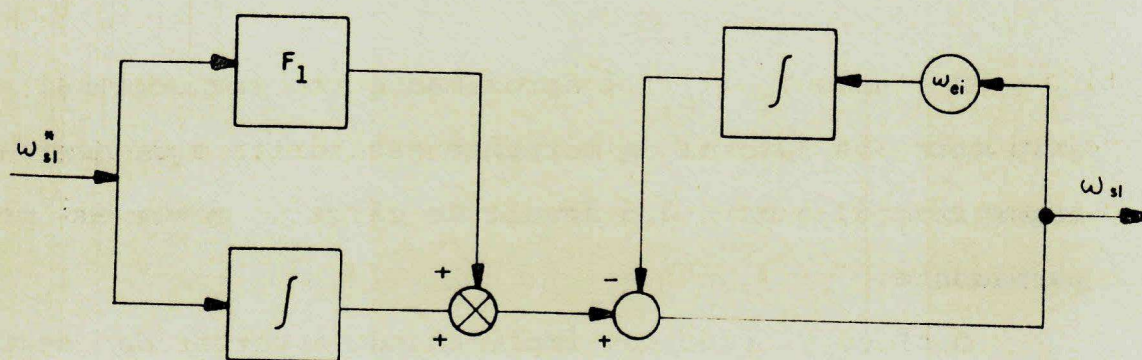


Fig. 4.13 - Diagrama de blocos da função F_b .

4.7.2. Determinação dos Parâmetros do Controlador PI da Regulação de Velocidade

O diagrama de blocos do sistema completo linearizado é mostrado na Fig. 4.14. Os blocos G_1 e G_2 são mostrados em pontilhado para indicar que os efeitos de variações da velocidade e do escorregamento na regulação da corrente foram desprezados no projeto do controlador da malha de corrente. As funções G_e , G_i e G_ω são dadas no Anexo 7.

O diagrama de blocos da regulação de velocidade é dado na Fig. 4.15. A função de transferência $G_T(s)$ precisa ser obtida para a determinação dos parâmetros do regulador PI de velocidade. Admitindo-se que o conjugado eletromagnético tem o mesmo comportamento dinâmico da corrente, mostra-se das Eqs. 4.61, 4.77 e 4.78 que G_T é dado por

$$G_T = K \cdot \frac{\omega_{ei}}{s + \omega_{ei}} \quad (4.88)$$

A função de transferência de malha fechada do sistema da Fig. 4.15 é dado por

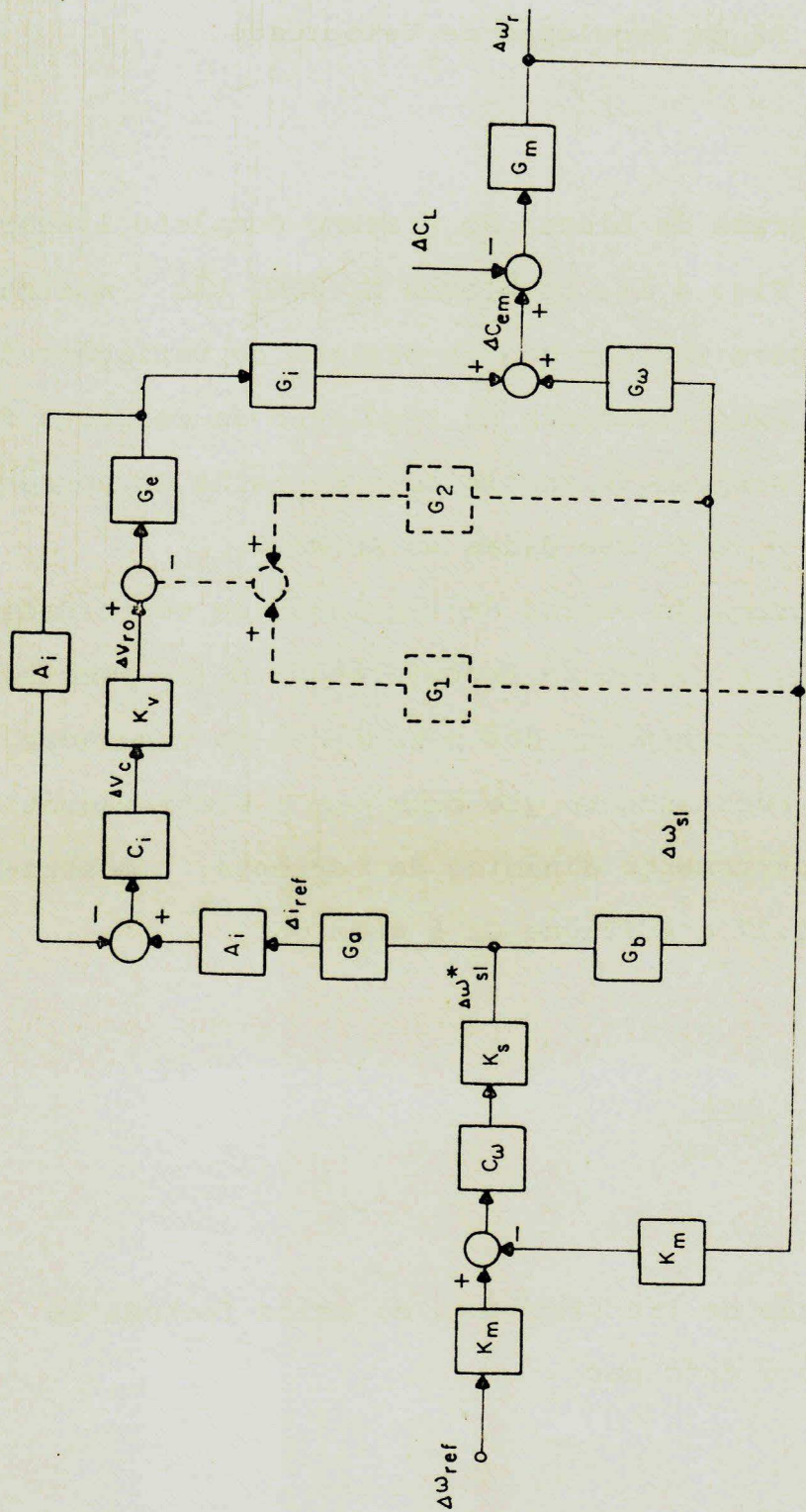


Fig. 4.14 - Diagrama de blocos do sistema linearizado da Fig. 4.12.

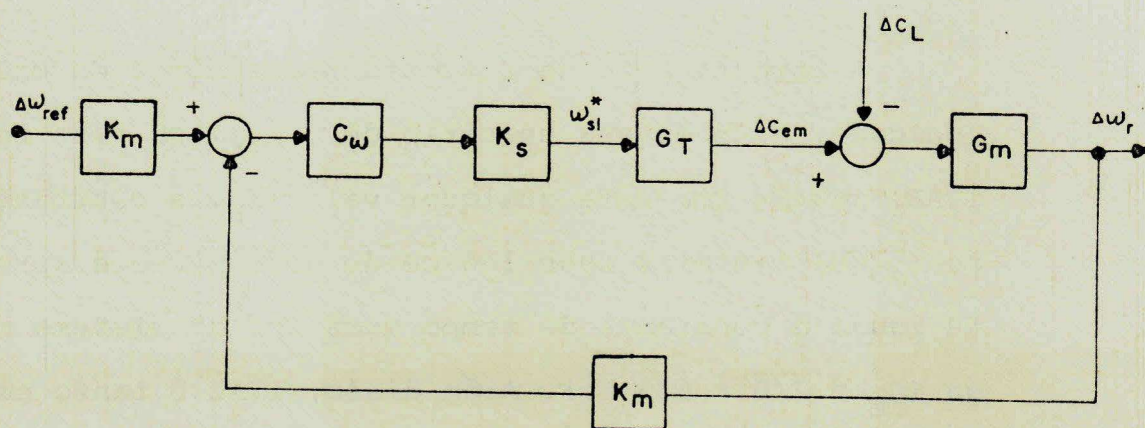


Fig. 4.15 - Diagrama de blocos da malha de regulação da velocidade.

$$\frac{\Delta\omega_r}{\Delta\omega_{ref}} = \frac{K_b (1 + \zeta_\omega \cdot s)}{s(s + \omega_{ei}) (1 + \zeta_m \cdot s) + K_b (1 + \zeta_\omega \cdot s)}, \quad (4.89)$$

onde

$$K_b = (K_m \cdot K_s \cdot K \cdot \omega_{ei} \cdot P/B) \cdot K_\omega. \quad (4.90)$$

A investigação da resposta transitória da malha de velocidade, a um degrau unitário de $\Delta\omega_{ref}$, com base no critério ITAE, revela que para qualquer valor K_b , a constante de tempo ζ_ω que minimiza esse índice de desempenho é aproximadamente igual a constante de tempo mecânica do sistema máquina carga ($\zeta_m = J/B = 639$ ms). Além disso, ITAE é tanto menor quanto maior for o valor de ganho K_b .

Assim, escolhendo-se $\zeta_\omega = \zeta_m$, há o cancelamento do polo dominante ($-1/\zeta_m$) com o zero do controlador PI. A função de transferência de malha fechada é simplificada para

$$\frac{\Delta\omega_r}{\Delta\omega_{ref}} = \frac{K_b}{s^2 + \omega_{ei} \cdot s + K_b} \quad (4.91)$$

Escolhendo-se um ganho tal que o fator de amortecimento do sistema de segunda ordem resultante seja 0,7, encontra-se $K_{\omega} = 166$ para $\omega_{ei} = 683$ rad/s.

Os pólos da função de transferência $\Delta\omega_r/\Delta\omega_{ref}$, para os valores especificados de ω_{ei} e K_{ω} são $(-342 \pm j351)$.

4.7.3. Modelamento do Sistema Completo para o Estudo da Estabilidade

O modelamento matemático para o estudo da estabilidade do sistema é dado a seguir.

Da Fig. 4.12 e da Eq. 4.72 obtém-se

$$\Delta\omega_{sl}^* = K_{\omega e} \frac{(1 + \zeta_{\omega} p)}{p} \cdot (\Delta\omega_{ref} - \Delta\omega_r), \quad (4.92)$$

onde

$$K_{\omega e} = K_s \cdot K_{\omega} \cdot K_m. \quad (4.93)$$

Uma nova variável de estado, correspondente a saída do integrador é definida da seguinte forma:

$$p\Delta Y = K_{\omega e} (\Delta\omega_{ref} - \Delta\omega_r). \quad (4.94)$$

Substituindo-se a Eq. 4.94 na Eq. 4.92, tem-se

$$\Delta\omega_{sl}^* = (1 + \zeta_\omega \cdot p) \Delta Y. \quad (4.95)$$

A relação entre $\Delta i'_{ref}$ e ΔY é dada, por

$$\Delta i'_{ref} = G'_a \cdot \Delta Y + G'_a \cdot \zeta_\omega \cdot p \Delta Y, \quad (4.96)$$

onde

$$G'_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} G_a. \quad (4.97)$$

$\Delta\omega_{sl}$ é relacionado com $\Delta\omega_{sl}^*$ por

$$\Delta\omega_{sl} = \omega_{ei} \cdot \frac{1 + \zeta_r \cdot s}{s + \omega_{ei}}. \quad (4.98)$$

É necessário definir mais uma variável de estado pela seguinte equação:

$$(p + \omega_{ei}) \Delta W = \omega_{ci} \cdot \Delta\omega_{sl}^*. \quad (4.99)$$

Fazendo-se $\Delta\omega_s = \Delta\omega_{sl} + \Delta\omega_r$, das Eqs. 4.98 e 4.99, obtêm-se

$$\Delta\omega_s = \Delta W + \zeta_r \cdot p \cdot \Delta W + \Delta\omega_r. \quad (4.100)$$

Das Eqs. 4.95 e 4.99, tem-se

$$p.\Delta W = \omega_{ei}.\Delta Y + \omega_{ei}.\zeta_{\omega} \cdot p.\Delta Y - \omega_{ei}.\Delta W \quad (4.101)$$

As equações 4.94, 4.96, 4.100 e 4.101, juntamente com as equações linearizadas do sistema da Fig. 4.5, (Eqs. 4.62 a 4.67) são colocadas na seguinte forma de equação de estado:

$$p\Delta X = (L_4^{-1} \cdot A_4) \cdot \Delta X + L_4^{-1} \cdot B_4 \cdot \Delta U \quad (4.102)$$

onde

$$X = |\Delta Z \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta i_{rd} \quad \Delta i_{rq} \quad \Delta \omega_r \quad \Delta Y \quad \Delta W|^t \quad (4.103)$$

$$\Delta U = |\Delta \omega_{ref} \quad \Delta C_L|^t \quad (4.104)$$

As matrizes A_4 , B_4 e L_4 são dadas por

$$B_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{\omega e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -P/J & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (4.105)$$

$$L_d = \begin{bmatrix} 1/K_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\zeta_\omega G'_a & 0 \\ -\zeta_i & L'_s & 0 & M & 0 & 0 & 0 & M \cdot i_{rd0} \cdot \zeta_r \\ 0 & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 & 0 & -(M \cdot i_{sq0} + L_r \cdot i_{rq0}) \cdot \zeta_r \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 & 0 & 0 & L_r \cdot i_{rd0} \cdot \zeta_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\zeta_\omega \cdot \omega \cdot e_i & 1 \end{bmatrix}$$

Eq. (4.107)

4.8. Resposta transitória do sistema completo de acionamento

Os pólos, zeros e resíduos das funções de transferência de interesse foram, computados a partir das Eqs. 4.102-4.107, utilizando-se um programa desenvolvido por Selênio e Aguiar [52].

Na TABELA 4.3 são apresentados os pólos, zeros e resíduos do sistema para as entradas velocidade de referência e conjugado de carga, para um ponto de operação próximo ao nominal. Dessa tabela é observado o cancelamento de pólos e zeros para a função de transferência $\Delta\omega_r/\Delta\omega_{ref}$, restando dois pólos complexos dominantes $(-348+j332)$, que são bastante aproximados dos pólos computados para a função de transferência simplificada da malha de velocidade, Eq. 4.91 $(-342+j351)$.

Para a função de transferência $\Delta\omega_r/\Delta C_L$, o cancelamento pólo/zero não é tão evidente. A análise dos resíduos mostra que a resposta da velocidade a uma variação do conjugado é mais lenta, sendo determinada, principalmente, pela constante de tempo mecânica do sistema, além dos pólos dominantes de $\Delta\omega_r/\Delta\omega_{ref}$.

Também é observado que são pequenas as amplitudes das variações do fluxo magnético do estator para ambas as entradas, e que as perturbações do fluxo são menores para variações do conjugado de carga. O ganho de regime permanente não é exatamente nulo devido o controle indireto de fluxo ter si-

SAÍDAS	ENTRADAS		
	$\Delta\omega_{ref}$	Ganho DC	ΔC_L
$\Delta\omega_r$	ZEROS: -669; -10,6 ± j19,8; -13,8; -1,563 RESÍDUOS: 0,65; -0,32 ± j349; -1,92x10 ⁻⁴ ; -0,01; 0,0025; j0,0038 -630; -9,1 ± j22,5; -17,7; -2,3; -1,1563 +0,4; +1,4 ± j1,7; 0,0; -8,2x10 ⁻⁴ ; +9,8x10 ⁻⁴ ± j3,1x10 ⁻⁴	Ganho DC 1,0	ZEROS: -683; -683; -10,8 ± j19,8; -13,2; 0,0 RESÍDUOS: -0,028; -14,6 ± j15,2 +0,13; +0,065; -0,014 ± j2,5x10 ⁻³ -629; -8,2 ± j25,7; -21,2; -1,563
$\Delta\phi_s$	4,6 x 10 ⁻⁵	8,6 x 10 ⁻⁴	-0,018; +8,5x10 ⁻³ ± j0,13; 0,0 +5,2x10 ⁻³ ; -2,2 ± j10 ⁻³ ± j2,5x10 ⁻³ -669; -10,6 ± j19,8; -13,8 -1,563
ΔC_{em}	0,054 -1,563 -14,8; +4006 ± j4178,0,0; +0,0043; +0,0018 ± j0,0029	1,0	+0,654; -0,32 ± j349; 0,0; -0,027; +0,0062 ± j0,0091
ΔI	-665; -10,7 ± j19,8; -13,7; -1,563 -1,54 67,6; 3258 ± j3440; 0,0; 0,039 -0,024; ± j0,039	0,81	-665; -10,8 ± j19,8; -1,563; -13,5 -2,9; 1,46 ± j286; 0,0; -2,25; +0,15 ± j0,021

TABELA 4.3

pólos e zeros de funções de transferência do sistema em malha fechada

Pólos: -669; -348 ± j332; -1,563; -13,8; -10,6 ± j19,8

$f_s = 60$ Hz, $f_{s1} = 3$ Hz, $\phi_s = \phi_s(\text{nom})$

f_{sl} (Hz)	POLOS DOMINANTES	
	$f_s = 60$ Hz	$f_s = 15$ Hz
0	- 342 ± j 351	342 ± j 351
0,5	- 363 ± j 328	- 346 ± j 344
1,0	- 369 ± j 318	- 348 ± j 339
1,5	- 364 ± j 325	- 347 ± j 337
2,0	- 357 ± j 325	- 345 ± j 337
2,5	- 352 ± j 329	- 344 ± j 337
3,0	- 348 ± j 332	- 343 ± j 338
3,5	- 346 ± j 334	- 343 ± j 338
4,0	- 345 ± j 335	- 342 ± j 338
4,5	- 344 ± j 336	- 342 ± j 338
5,0	- 344 ± j 337	- 342 ± j 338

TABELA 4.4 - Polos dominantes da função de transferência $\frac{A(s)}{r(s)}$ para o sistema completo linearizado.

do implementado para o fluxo magnético no entreferro, não sendo incluído o fluxo de dispersão.

Ainda da TABELA 4.3 verifica-se que a corrente e o conjugado eletromagnético apresentam o mesmo tipo de resposta às variações de velocidade e conjugado de carga.

Na TABELA 4.4 são mostrados os pólos dominantes de $\Delta\omega_r/\Delta\omega_{ref}$ para vários pontos de operação. É verificado que os pólos dominantes variam muito pouco com os pontos de operação na faixa de frequência estatórica compreendida entre 15 e 60 Hz e escorregamento entre 0 e 5 Hz.

4.9. Resultados da simulação digital

A simulação digital do sistema completo de acionamento foi realizada utilizando-se modelos simplificados para o retificador e o inversor, e também modelos detalhados. A implementação dos programas para as duas simulações é detalhadamente discutida nos Capítulos 5 e 6.

O limite de tensão na saída dos controladores (proporcional, integrador e PI) é considerado igual a 12 V. A máxima frequência de escorregamento permitida é 5,0 Hz, que corresponde a aproximadamente 170% do valor nominal. Esse valor de escorregamento limita a corrente da máquina a no máximo 155% do valor nominal para operação com fluxo nominal no entreferro. O retificador é alimentado com 380 V (RMS) linha-linha, de forma que a máxima tensão média de saída é

514 V. Os dados completos da máquina, da carga e do sistema de acionamento são apresentados no Anexo 10.

Na Fig. 4.16 são mostradas as variações em diversas grandezas do sistema após um pequeno degrau de perturbação na velocidade de referência. Nota-se a rapidez da resposta da velocidade, as pequenas variações no fluxo estatórico e o mesmo comportamento dinâmico da corrente e do conjugado eletromagnético.

Na Fig. 4.17 são mostradas as variações nas mesmas grandezas anteriores após um degrau de perturbação de 5N.m (25% do nominal) no conjugado de carga. Nota-se o mesmo comportamento dinâmico para a corrente e conjugado eletromagnético. A resposta da velocidade é muito mais lenta. Nesse tipo de perturbação, as variações no fluxo estatórico são bastante reduzidas e inferiores aquelas provocadas por uma perturbação na velocidade. A variação verificada no fluxo em regime permanente é consequência da modificação do fluxo de dispersão provocado pela variação na corrente estatórica.

Na Fig. 4.18 são mostrados os resultados da simulação de um transitório de partida. A velocidade de referência é modificada de zero para 360 rad./seg. no instante $t = 0,4s$, após a instalação do fluxo magnético na máquina. Isto assegura uma resposta rápida e precisa do sistema.

Os resultados da simulação do transitório de uma reversão de rotação são mostrados na Fig. 4.19. A referência de velocidade é modificada para (-360) rad/seg. após o regime permanente da Fig. 4.18.

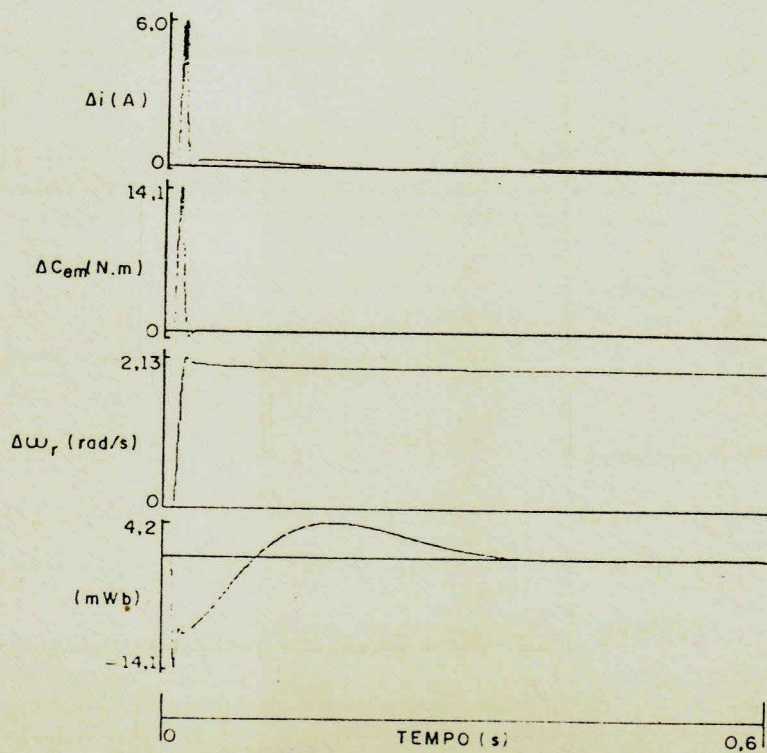


Fig. 4.16 - Transitório com degrau de velocidade de 360 para 362 rad/seg. usando a simulação simplificada.

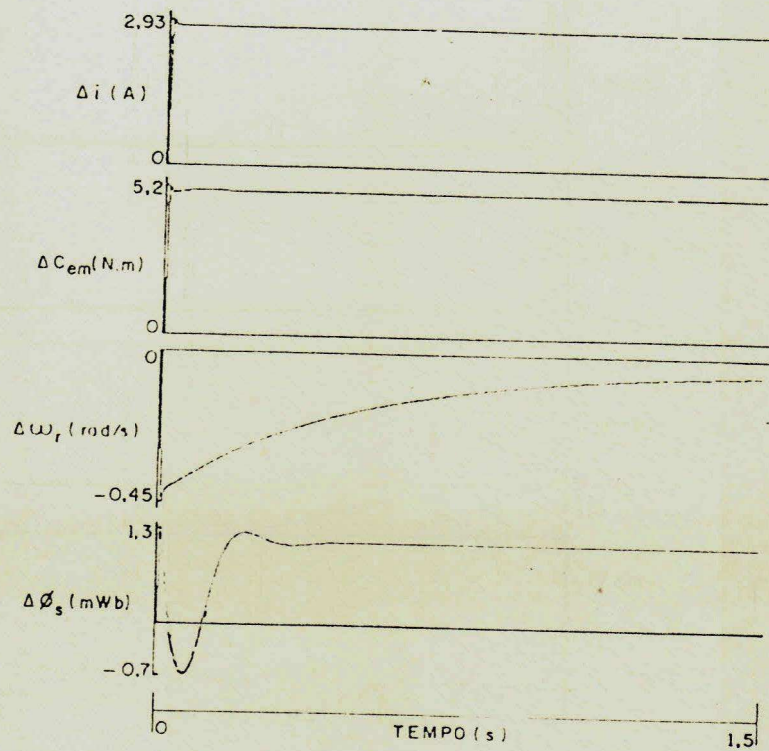


Fig. 4.17 - Transitório com degrau de 5 N.m no torque de carga usando simulação simplificada.

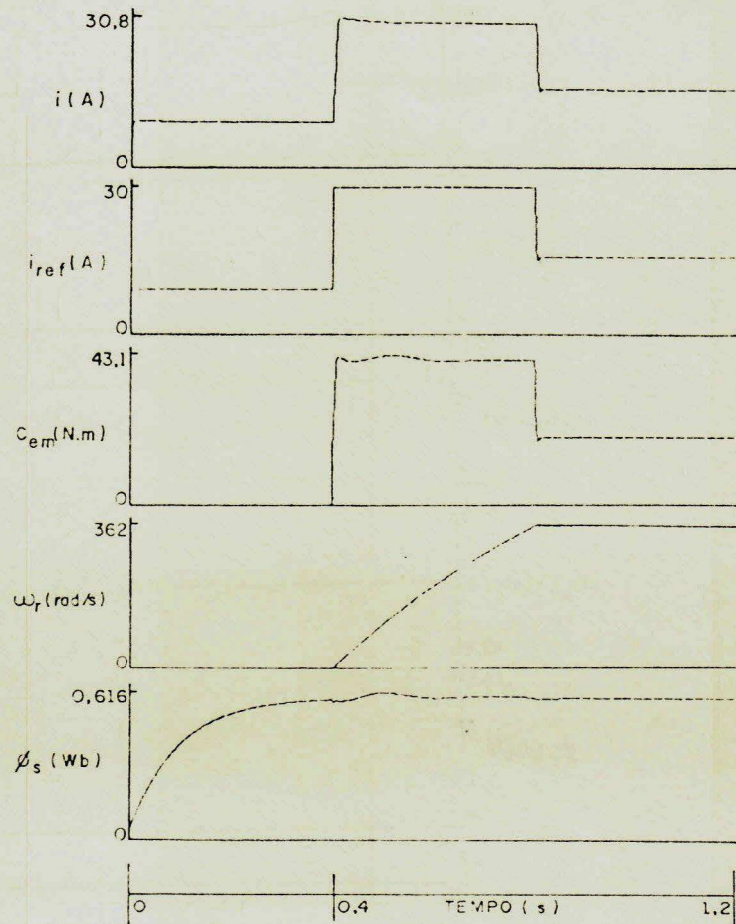


Fig. 4.18 - Transitório de partida com instalação prévia do fluxo (simulação simplificada).

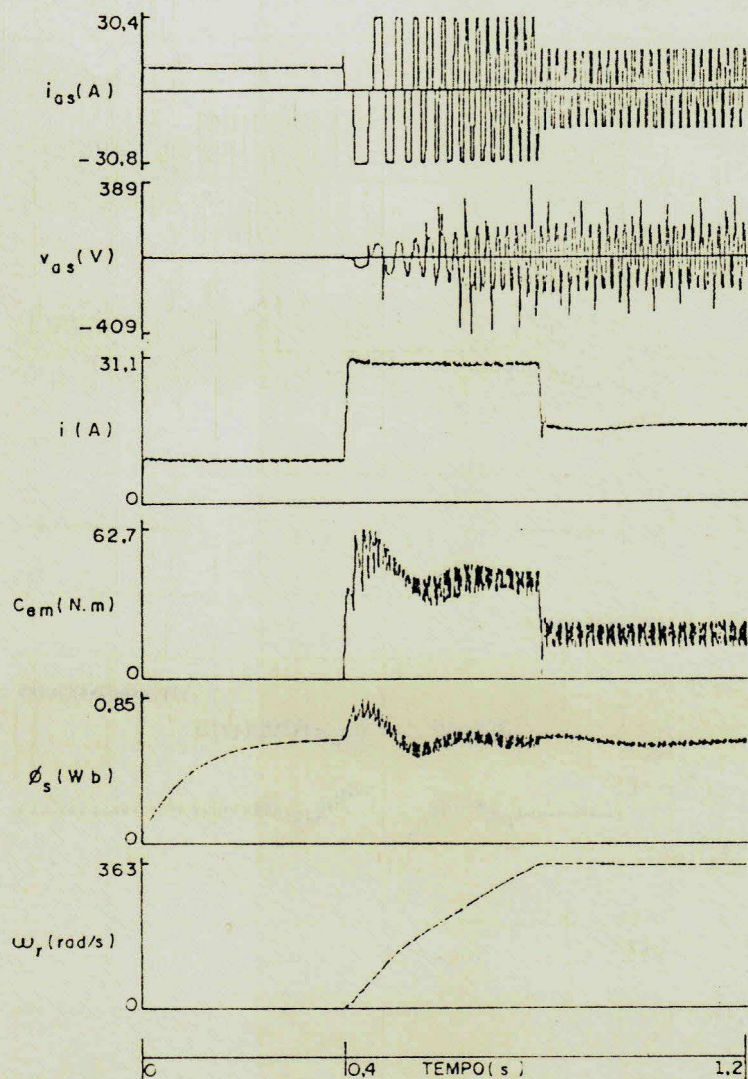


Fig. 4.20 - Transitório de partida com instalação prévia do fluxo (simulação detalhada).

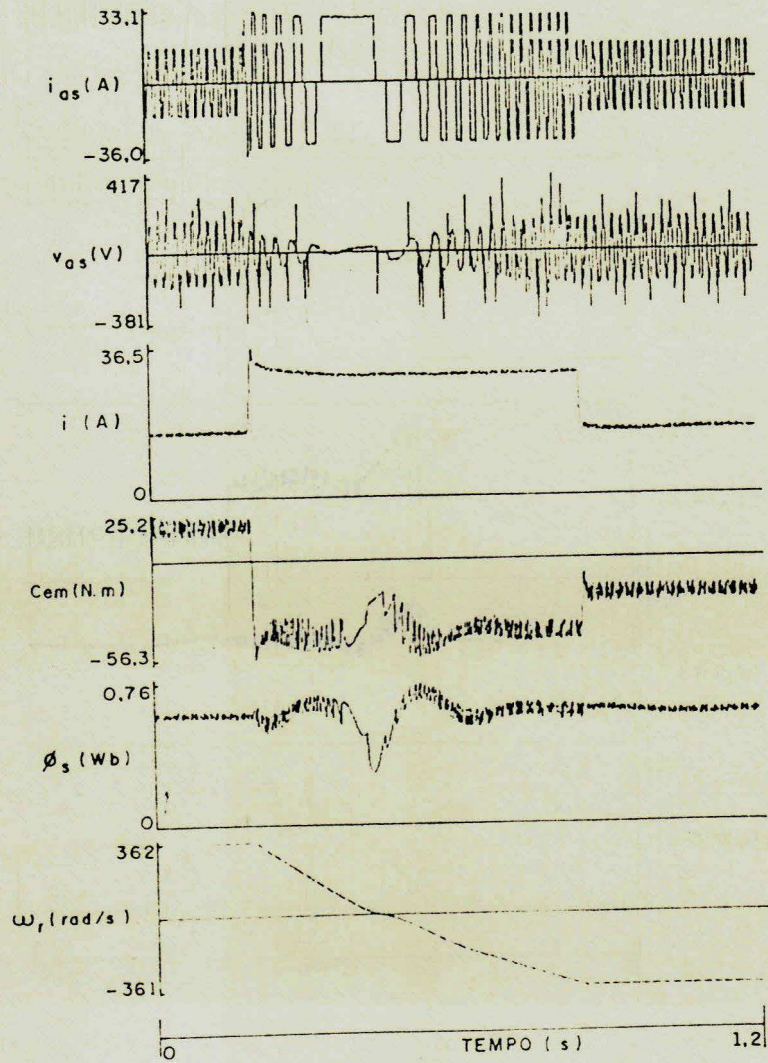


Fig. 4.21 - Transitório de reversão de rotação (simulação detalhada).

Nas Figs. 4.20 e 4.21, são mostrados os resultados dos transitórios de partida e reversão de rotação obtidos a partir da simulação com modelos detalhados para o retificador e inversor. Observa-se uma maior perturbação no fluxo e no conjugado eletromagnético, provocados pelo atraso introduzido pelo inversor, porém, a resposta global do sistema conserva as mesmas características do sistema idealizado.

4.10. Conclusões

Neste capítulo, foi apresentado um modelamento para se estudar o comportamento dinâmico da máquina de indução alimentada em corrente.

A análise da estabilidade do sistema é realizada a partir da determinação dos auto-valores da matriz característica do sistema após a sua linearização e equacionamento na forma de matriz de estado.

É verificado que o sistema de acionamento da máquina de indução com malha aberta de velocidade é instável para valores da frequência de escorregamento superiores a R_r/L_r . Os mesmos resultados são obtidos considerando-se a fonte de corrente ideal ou regulada através de um controlador tipo PI. A análise do sistema com auto-pilotagem revela que o mesmo é estável em todos os pontos de funcionamento.

O sistema de acionamento com controle de escorregamento, imposição do fluxo no entreferro e compensação da fre-

quência estatística foi analisado. Apesar da complexidade do sistema, o projeto dos controladores de corrente e de velocidade pode ser realizado de forma simples a partir de simplificações válidas.

É verificado que o efeito das variações da velocidade e do escorregamento na regulação da corrente pode ser desprezado. Isto simplifica a determinação dos parâmetros do regulador PI da malha de corrente.

A investigação da resposta transitória da malha de corrente através do critério ITAE revela que a escolha de ζ_i igual a ζ_f conduz a um valor quase otimizado para K_i . O cancelamento do pólo dominante pelo zero do regulador PI faz com que o comportamento dinâmico da malha de corrente seja de 1.^a ordem.

A investigação da resposta transitória da malha da velocidade pelo critério ITAE conduz a um valor ótimo de ζ_w igual a ζ_m . Essa escolha provoca o cancelamento do pólo mecânico do sistema pelo zero do controlador PI, fazendo com que a função de transferência da malha de velocidade seja de segunda ordem. Pode existir restrições de ordem prática à implementação do PI, devido, normalmente, aos valores elevados de ζ_m .

Os resultados dos projetos dos controladores são corroborados pela análise de pólos e zeros de funções de transferência do sistema completo e pelos resultados das simulações do sistema não linear.

Para variações na velocidade de referência, a resposta do sistema é rápida e precisa, no caso do sistema ideal.

Com o sistema real, os resultados da simulação mostram que a resposta do fluxo e do conjugado é perturbada devido ao atraso do inversor de corrente.

A resposta da malha de velocidade à perturbações no conjugado de carga é mais lenta do que para perturbações na velocidade de referência, sendo dominada por uma constante de tempo próxima a constante de tempo mecânica do sistema.

O conjugado eletromagnético e a corrente têm comportamento dinâmico praticamente iguais.

As ferramentas de análise e os resultados obtidos neste capítulo fornecem subsídios à implementação prática de um sistema de controle de um motor de indução, atualmente em desenvolvimento no DEE-UFPb

5. O MÉTODO DE SIMULAÇÃO S.O.S.I.E

5.1 - Introdução

A tendência atual na simulação de sistemas elétricos é a segmentação destes em blocos interconectados [37,43]. Grandpierre e Faucher [43] desenvolveram um método de simulação, denominado de S.O.S.I.E. (Simulation Organisée des Systèmes Interconnectés Electriques), com essa orientação. Por esse método, o sistema completo é dividido em subsistemas interconectados, onde cada subsistema constitui um bloco determinado, com suas variáveis de entrada e saída [46].

A disponibilidade de material bibliográfico a respeito do método S.O.S.I.E. é limitada principalmente em língua portuguesa. O objetivo deste capítulo é, portanto, reduzir essa deficiência, através da apresentação e discussão das características principais do método.

A aplicação do método S.O.S.I.E. é exemplificada pela simulação do sistema da Fig. 4.12, simplificada com o inversor e retificador considerados ideais.

5.2 - Descrição do método S.O.S.I.E.

No método de simulação S.O.S.I.E., o sistema físico é

inicialmente devidido em subsistemas, genericamente denominados de blocos. Por exemplo, para o sistema de Fig. 4.12, o inversor é um bloco, o retificador outro bloco e assim por diante. Ao sistema é associado um diagrama funcional que define as ligações entre os diversos blocos. A cada bloco é associado um módulo de simulação do modelo específico ao elemento físico correspondente ao mesmo.

O programa de simulação é específico a aplicação considerada, porém são aceitos modelos de simulação bastante diversificados para os elementos de um mesmo sistema.

Do ponto de vista computacional, cada módulo possui um passo de cálculo próprio, que pode ser variável. Essa característica favorece a escolha de passos de cálculos maiores para módulos representativos de partes do sistema com resposta dinâmica mais lenta, contribuindo, desta forma, para a redução do tempo de processamento do programa.

A estrutura do programa de simulação usando o método S.O.S.I.E. é sistematizada, facilitando o manuzeio e compreensão do mesmo. A divisão do programa em módulos permite que modificações sejam facilmente efetuadas, podendo-se, inclusive, transportar a implementação de determinados módulos para outros programas de simulação. Uma outra característica é que, cada módulo pode ser separadamente testado durante a implementação do programa, facilitando a detecção de erros. Além disso, a ordem de implementação dos módulos dentro do programa é independente.

O conjunto de módulos que compõe o programa é gerenciado por um escalanador de tarefas que comanda o processamento dos cálculos através da ativação de cada módulo nos instantes adequados. O sincronismo entre os módulos é assegurado por um relógio controlado pelo módulo geral de gestão do tempo.

Na Fig. 5.1 é mostrado a representação genérica de um módulo da simulação em forma de diagrama de blocos. As variáveis de entradas do módulo referem-se ao início do passo de cálculo, enquanto que as variáveis de saída, indicadas pelo índice F , referem-se ao final do intervalo de cálculo específico ao módulo. O índice i indica as variáveis do módulo M_i , enquanto que os índices k e l referem-se às variáveis dos módulos genéricos M_k e M_l .

A estrutura do programa de simulação, usando o método S.O.S.I.E., é ilustrada na Fig. 5.2. Basicamente três partes compõem o programa. A primeira é o núcleo pré-processador, onde são feitas a declaração, a especificação e a inicialização das variáveis; além da documentação do programa. As variáveis, relativas a um determinado módulo, incluem em sua nomenclaturização o número desse módulo. Por exemplo, as variáveis do módulo nº 8 são declaradas da seguinte forma: MOME8. Acrescenta-se ao nome da variável a letra F quando o valor da mesma corresponde ao final do intervalo do cálculo do respectivo módulo. A segunda parte do programa é o núcleo processador da simulação propriamente dito, o qual é subdividido em dois sub-núcleos. O primeiro corresponde ao módulo de gestão de tempo ou escalonador de tarefas. Nesse sub-núcleo é feito o

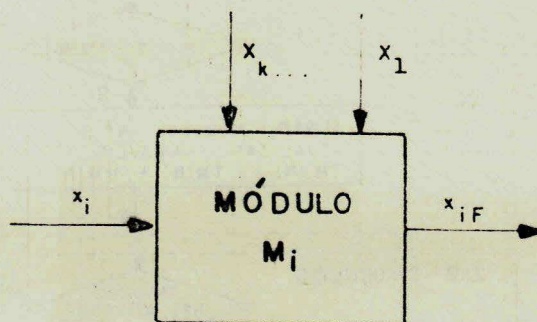


Fig. 5.1 - Representação do Módulo M_i em forma de diagrama de blocos.

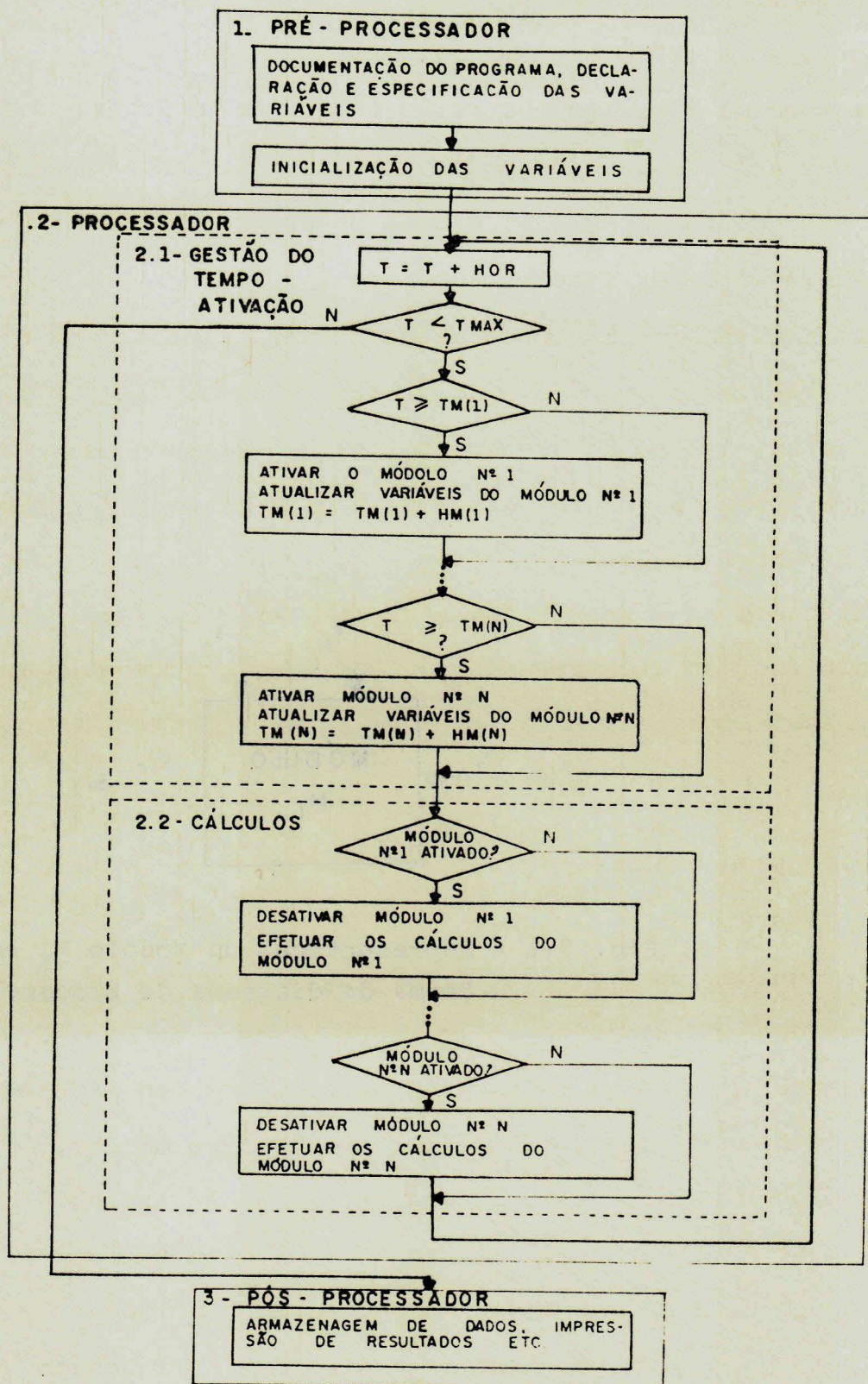


Fig. 5.2- Estrutura do programa de simulação de um sistema usando o método S.O.S.I.E.

gerenciamento do tempo e a detecção dos módulos a serem ativados, atualizando-se as respectivas variáveis. O passo de contagem do tempo para o relógio geral de gestão é definido pela variável HOR. Cada módulo tem um passo de cálculo definido pela variável HM (i), o qual é sempre maior ou igual a HOR. A ativação de um determinado módulo é feita quando o tempo de terminação pelo relógio geral de gestão coincide com o instante de ativação do módulo fornecido pela variável TM(i). No segundo sub-núcleo do processador são realizados os cálculos apenas para os módulos ativados anteriormente. A terceira parte do programa é o núcleo pós-processador. Nesse núcleo são realizadas as tarefas após o encerramento da simulação, as quais incluem a armazenagem de dados em arquivos, impressão de resultados, etc.

O processo de atualização das variáveis, realizado no núcleo processador, é ilustrado na Fig. 5.3 (b) para a simulação do sistema da Fig. 5.3 (a). As variáveis x_i , y_i e z_j são relacionadas por $y_i = 2x_i$ e $z_j = 2y_i$. A variável x_i representa um degrau unitário aplicado ao sistema da Fig. 5.3 (b) no instante (0^+) . Os intervalos de cálculos dos módulos M_i e M_j são h_i e h_j respectivamente. Observa-se da Fig. 5.3 (b), que embora a variável y_{iF} seja calculada no instante h_i , esse valor só é utilizado no módulo M_j após o instante $2h_i$, quando o módulo M_i é mais uma vez ativado e o valor de y_i é atualizado para y_{iF} . Existe, assim, um atraso de pelo menos um intervalo do cálculo do módulo M_i entre o valor de y_i usado por outros módulos e aquele ultimamente calculado.

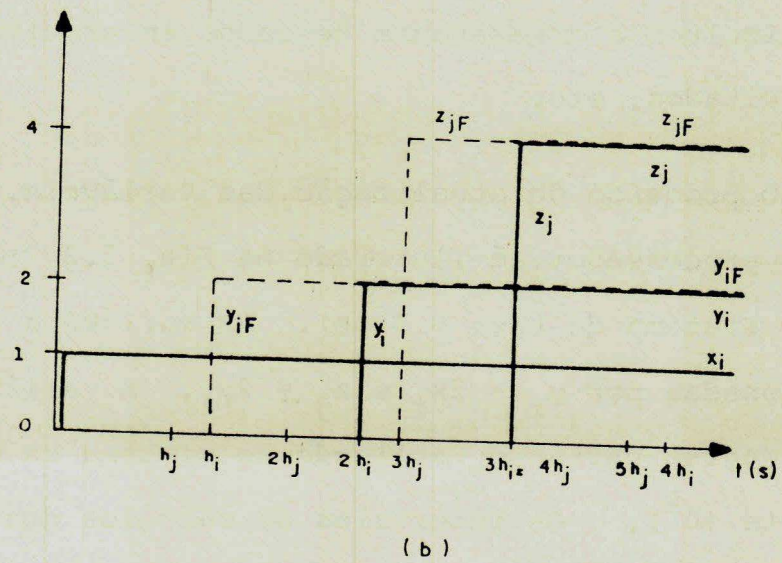
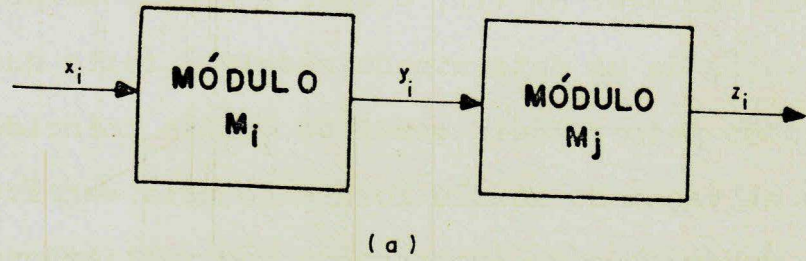


Fig. 5.3 - Ilustração da atualização de variáveis no núcleo processador.

5.3 - Aplicação do método S.O.S.I.E.

Como exemplo de aplicação do método S.O.S.I.E. na simulação de sistemas, é apresentada, nesta seção, a simulação do sistema de acionamento da máquina de indução por inversor de corrente incluindo a estratégia do controle do escorregamento e imposição de fluxo magnético no entreferro, Fig. 4.12.

O diagrama funcional do sistema da Fig. 4.12, definindo as ligações entre os diversos blocos é mostrado na Fig. 5.4. A cada bloco desse diagrama, corresponde um módulo de simulação do modelo do elemento físico específico a esse bloco.

Essa simulação é simplificada considerando-se o inversor de corrente ideal e negligenciando-se os harmônicos de corrente na máquina. O retificador é também idealizado, sendo representado por uma fonte de tensão em série com uma resistência.

A máquina de indução é representada pelas equações da referenciadas a um sistema que gira sincronamente com o campo criado pelos fundamentais das correntes e com i_{sq} coincidindo com \bar{i}_s .

Expressando-se as equações da máquina em termos de i_{sq} e dos fluxos rotóricos, ψ_{rd} e ψ_{rq} , tem-se:

$$v_{sd} = e_{sd} \quad (5.1)$$

$$v_{sq} = p\sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + R_s \cdot i_{sq} + e_{sq} \quad (5.2)$$

$$e_{sd} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rq} \cdot \omega_r - \sigma_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rd} \quad (5.3)$$

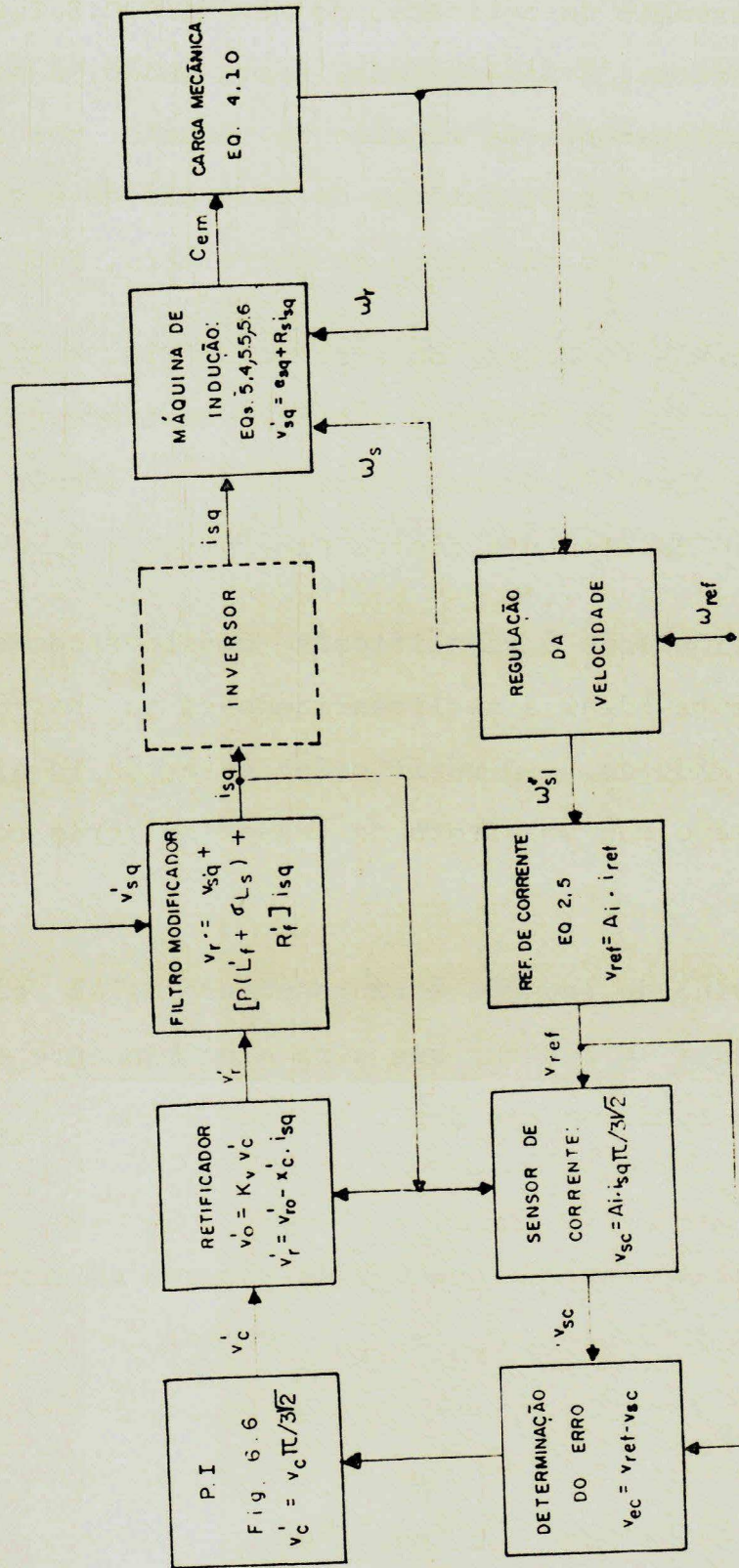


Fig. 5.4 - Diagrama funcional do sistema da Fig. 4.12 com o inversor e o retificador idealizados.

$$e_{sq} = R_r \cdot \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rd} \cdot \omega_r - \alpha_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rq} \quad (5.4)$$

$$p \cdot \psi_{rd} = -\alpha_r \cdot \psi_{rd} + \omega_{s1} \cdot \psi_{rq} \quad (5.5)$$

$$p \cdot \psi_{rq} = -\alpha_r \cdot \psi_{rq} - \omega_{s1} \cdot \psi_{rd} + \alpha_r \cdot M \cdot i_{sq} \quad (5.6)$$

As Eq. 5.1 e 5.2 sugerem a representação da máquina pelos circuitos equivalentes da Fig. 5.5. A Eq. 5.1, juntamente com a equação do filtro de corrente, também sugerem a representação conjunta da máquina e do filtro pelo circuito equivalente da Fig. 5.6. Esse circuito mostra que existe uma dificuldade para se fazer a separação do filtro e da máquina em dois blocos distintos, pois a variável v_{sq} de ligação entre eles, é indefinida. A solução desse problema é obtida incorporando-se σL_s ao bloco do filtro, obtendo-se assim um filtro modificado de indutância $(L'_p + \sigma L_s)$. A corrente i_{sq} passa a ser a variável de entrada do bloco máquina. Com isso, os fluxos rotóricos são determinados no módulo máquina pelas Eqs. 5.5 e 5.6 para em seguida ser calculado o valor de v'_{sq} que serve de entrada ao bloco filtro, como mostra o diagrama funcional da Fig. 5.4. Um outro artifício que pode ser utilizado é a introdução de um resistor fictício R , entre os terminais A e B do circuito da Fig. 5.6. Com isto a tensão v_{sq} passa a ser definida pelo produto de R pela diferença entre as correntes no filtro e na máquina [47]. Esse artifício é utilizado para definir as tensões terminais da máquina no modelo do inversor de corrente auto-sequencial apresentado no capítulo 6.

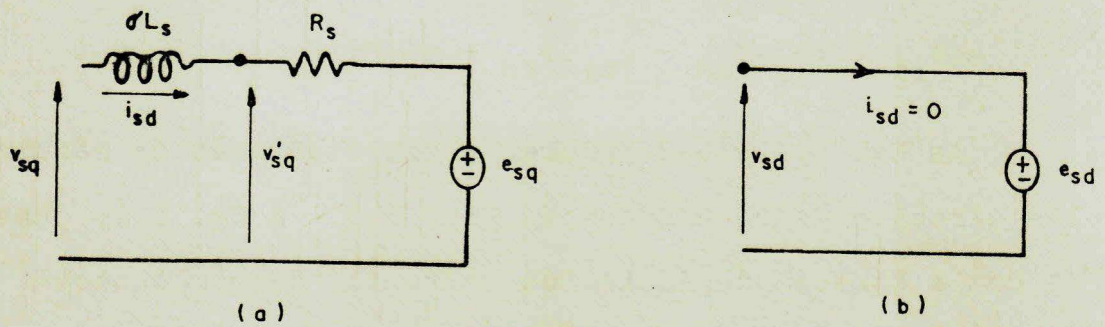


Fig. 5.5 - Circuitos equivalentes da máquina de indução no sistema dq.

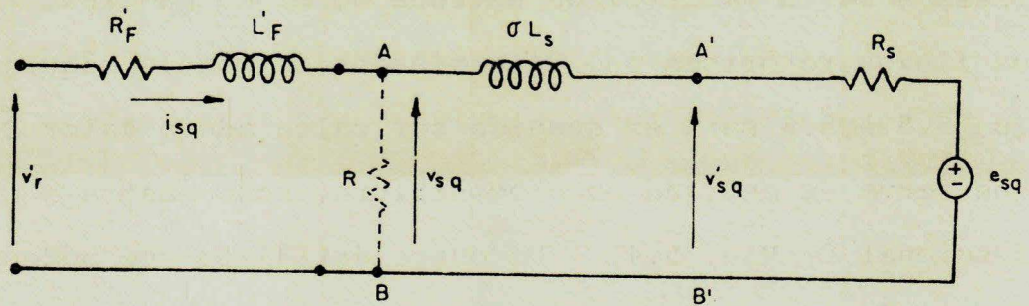


Fig. 5.6 - Circuito equivalente da máquina mais filtro de corrente.

O bloco de regulação de velocidade inclui o sensor de velocidade, a referência de velocidade, o comparador ($\omega_{ref} - \omega_r$), o regulador PI, o compensador de frequência e o oscilador. As variáveis de entrada desse bloco são ω_{ref} e ω_r , enquanto que as variáveis de saída são ω_{sl}^* e ω_s .

A implementação computacional para a solução numérica da Eq. 4.81, relativa ao compensador de frequência, é dada no Anexo 8. Com o procedimento adotado nesse Anexo, evita-se a determinação numérica da derivada de ω_{sl}^* . As demais equações diferenciais são, neste trabalho, solucionadas usando-se o método de Runge-Kutta de segunda ordem.

A implementação computacional do programa de simulação do sistema de acionamento, usando o método S.O.S.I.E. é feita em linguagem FORTRAN estruturada. A título de ilustração, a implementação do módulo sensor de corrente é mostrada na Fig. 5.7.

Os resultados dessa simulação são apresentados no capítulo 4.

5.4 - Conclusões

O método S.O.S.I.E., foi aplicado na simulação simplificada do sistema da Fig. 4.12. Os resultados obtidos foram plenamente satisfatórios. A implementação do programa foi bastante agilizada devido a estrutura modular do mesmo, o que facilita os testes dos modelos matemáticos e a detecção de erros.

Em alguns sistemas, no entanto, a aplicação do método

```

.....
=====
= MODULO PRE-PROCESSADOR =
=====
.....
= DECLARACAO DAS VARIAVEIS =
=====
LISTA DOS PARAMETROS UTILIZADOS
=====
MODULO SENSOR DE CORRENTE MU 1
=====
A11 - GANHO DO SENSOR DE CORRENTE
VSC1 - TENSÃO NA SAÍDA DO SENSOR DE CORRENTE
.....
=====
= INICIALIZACAO DAS VARIAVEIS =
=====
VARIÁVEIS COMUNS
=====
DATA ACTIU/15*.FALSE./
PI=3.14159265400
FTC=3.D0*USGR1(2.D0)/PI
=====
MODULO DE GESTAO DO TEMPO
=====
TMIN=0.0
TMAX=1.0000
HOR=5.E-5
=====
MODULO SENSOR DE CORRENTE MU 1
=====
A11=1.2500
VSCIF=0.000
VSC1=0.000
IM(1)=TMIN
HM(1)=HOR
.....
=====
= MODULO PROCESSADOR =
=====
=====
= MODULO GESTAO DO TEMPO - ATIVACAO =
=====
T=TMIN-HOR*DHOR
T=T+HOR
99 IF (T.GT.TMAX) GO TO 1000
=====
MODULO SENSOR DE CORRENTE MU 1
=====
IF (T.GE.IM(1)) THEN
ACTIV(1)=.TRUE.
VSC1=VSCIF
IM(1)=IM(1)+HM(1)
ENDIF
.....
=====
= MODULO DE CALCULO =
=====
MODULO SENSOR DE CORRENTE MU 1
=====
IF (ACTIV(1)) THEN
ACTIV(1)=.FALSE.
VSCIF=A11*IS06/FTC
ENDIF
.....
GO TO 99
1000 CONTINUE
.....
=====
= MODULO POS-PROCESSADOR =
=====
.....

```

Fig. 5.7 - Ilustração da implementação de um módulo de simulação.

S.O.S.I.E. requer a utilização de certos artifícios para se efetuar a segmentação dos mesmos em blocos. Isto implica na dedução de modelos apropriados para alguns elementos do sistema, como ocorreu com os blocos máquina e filtro na simulação simplificada do sistema da Fig. 4.12.

O atraso existente entre o cálculo do valor de uma variável e sua respectiva atualização requer um certo cuidado na especificação dos passos de cálculos para cada módulo. Valores elevados para os passos de cálculos podem aumentar a imprecisão dos resultados e, inclusive, levá-los a instabilidade numérica.

No próximo capítulo, o método S.O.S.I.E., é aplicado na simulação do sistema da Fig. 4.12, porém sem as simplificações feitas nesta seção para os modelos do inversor e do retificador. Um modelo RC é deduzido para o inversor autosequencial de modo a permitir a segmentação do conjunto máquina, inversor e filtro em três blocos interconectados.

6. SIMULAÇÃO DIGITAL DE MÁQUINAS CA ALI- MENTADAS POR INVERSOR DE CORRENTE

6.1. Introdução

Atualmente, o projeto e desenvolvimento de sistemas de acionamento de motores elétricos passa, quase sempre, por uma simulação desses sistemas, antes de se proceder a implementação experimental [47].

No caso de acionamentos estáticos, as não linearidades introduzidas pelo comportamento discreto dos conversores (chaveadores, retificadores, inversores, etc.), geralmente influenciam o comportamento dos sistemas. Daí, a necessidade de se utilizar, na simulação desses sistemas, modelos detalhados, que levam em consideração as características principais desses conversores.

No capítulo 5 foi discutido o método de simulação S.O. S.I.E. Verificou-se que esse método é bastante apropriado à simulação de sistemas de acionamento de máquinas CA devido a forma modular do programa de simulação, que o torna bastante versátil e de fácil implementação.

No caso do acionamento de máquinas CA por inversor de corrente, existe um problema para a aplicação do método S.O.

S.I.E., relacionado com a separação dos blocos máquina, inversor e filtro de corrente, devido a interação do inversor com o resto do sistema. Uma solução é considerar o filtro, o inversor e a máquina como um único bloco. Isto não é interessante, porque o modelo desse bloco não é generalizado, devendo ser modificado para cada tipo de carga diferente. Um outro tipo de modelamento, o qual permite a consideração do inversor como um bloco distinto, consiste na sua representação através de circuitos com topologia variável, com a adição de elementos fictícios que servem para simular o comportamento do inversor e fornecer a necessária interface com o restante do sistema. Um exemplo é o modelo proposto por Lipo [48], para simulação analógica, mas que também serve para simulação digital.

O objetivo deste capítulo é apresentar um modelo RC a topologia variável para o ICAS, adequado à simulação de sistemas de acionamento em corrente de máquinas CA, através do método S.O.S.I.E. Esse modelo é desenvolvido considerando-se as equações do inversor para suas diferentes configurações, sob condição normal de operação. Por esse modelo, o filtro, o inversor e a máquina podem ser separados em três blocos distintos. Resultados computacionais são apresentados para a simulação do sistema de acionamento da máquina de indução com controle do escorregamento, Fig. 4.12, comprovando a validade e a versatilidade do modelo proposto para o inversor.

6.2. Modelo RC do inversor a topologia variável

O inversor de corrente auto-sequencial é mostrado na Fig. 2.8. A representação generalizada do inversor, pelo seu modelo a topologia variável é ilustrada na Fig. 6.1.

Nesse modelo é assumido que o ângulo total de comutação do inversor é inferior a 60 graus elétricos e que não existe condução transitória dos diodos de comutação fora do período normal. Neste caso, durante um período de acionamento a configuração do inversor é modificada 18 vezes. Entre dois disparos consecutivos de tiristores existe uma sequência de três intervalos de funcionamento: intervalo de carregamento linear dos capacitores de comutação, intervalo de transferência de corrente entre as duas fases em comutação e o intervalo restante até que o próximo tiristor seja disparado. Cada configuração do inversor é representada por um circuito equivalente, como segue:

- Os diodos e tiristores são representados por circuitos abertos ou curto-circuitos dependendo dos seus estados de condução.
- Uma única capacitância equivalente, igual a $3C/2$, é utilizada para ambas as comutações nos grupos superior e inferior da ponte inversora. A tensão nesse capacitor é convencionalizada com o terminal positivo voltado para o tiristor que entra em condução.
- Uma interface entre o inversor e sua carga é realizada por três resistores fictícios, conectados em Y na

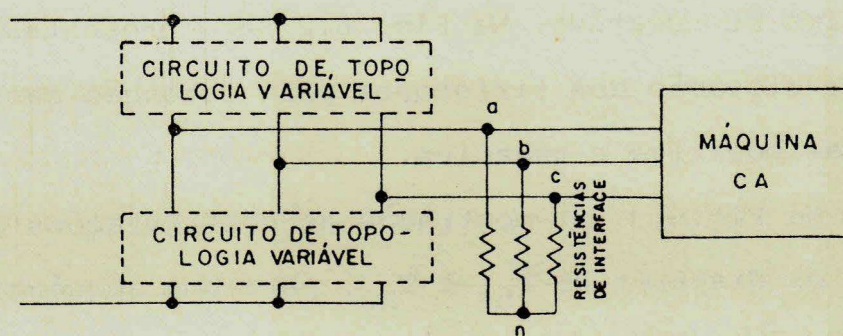
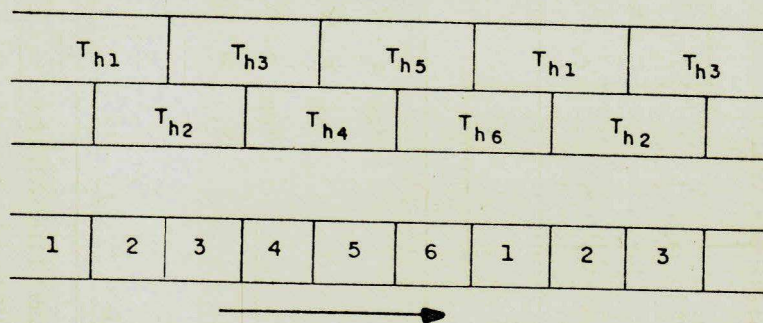
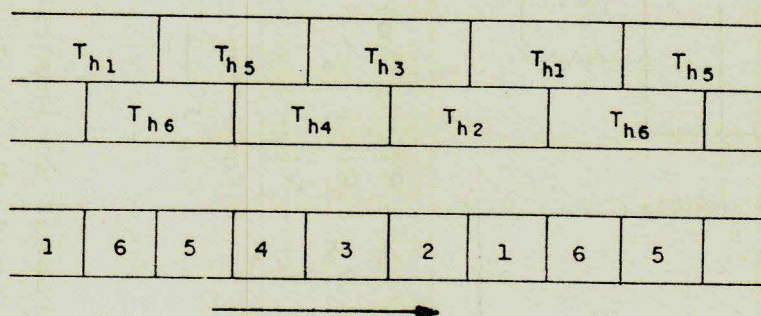


Fig. 6.1 - Modelo RC a topologia variável do inversor.

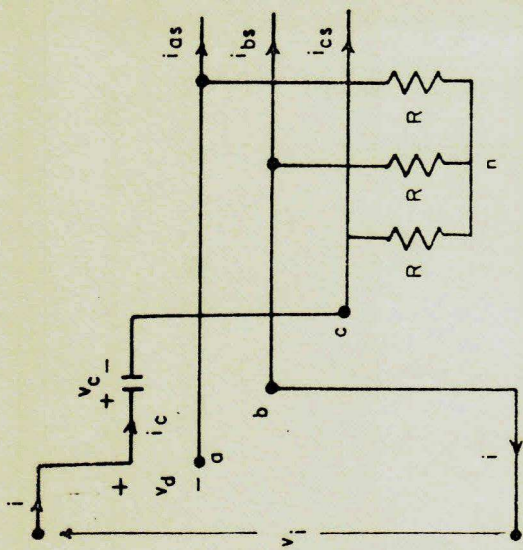


a) SEQUÊNCIA DE FASE POSITIVA

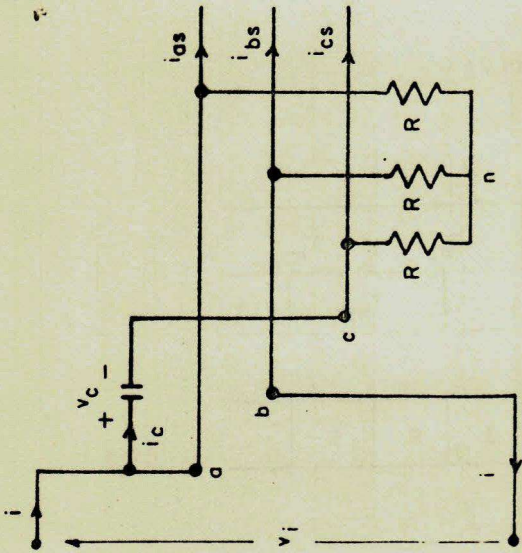


b) SEQUÊNCIA DE FASE NEGATIVA

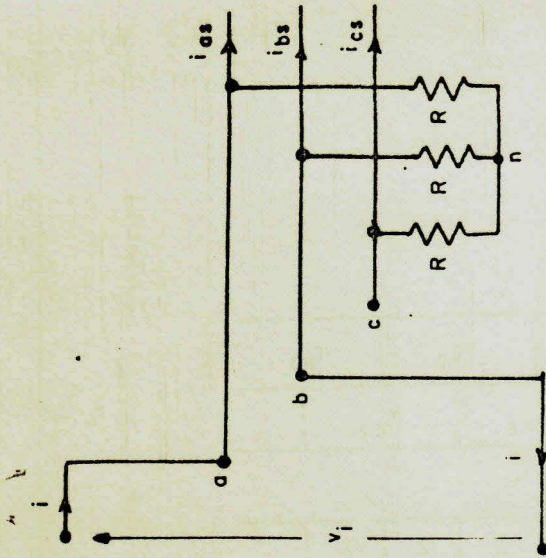
Fig. 6.2 - Diagramas de ativação dos tiristores do inversor.



$$\begin{aligned}
 v_{an} &= -R i_{as} \\
 v_{bn} &= -R(i + i_{bs}) \\
 v_{cn} &= R(i - i_{cs}) \\
 \frac{dv_c}{dt} &= (1/C_{eq}) i \\
 v_i &= v_c + v_{cn} - v_{bn} \\
 v_d &= v_c + v_{cn} - v_{an}
 \end{aligned}$$

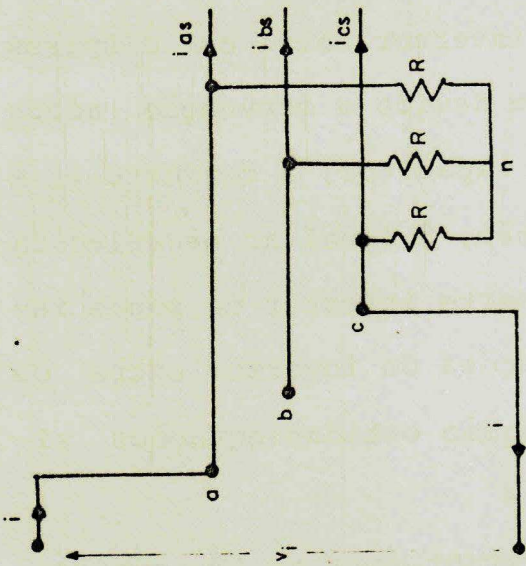


$$\begin{aligned}
 v_{an} &= R(i - i_{cs} - i_{as}) \\
 v_{bn} &= -R(i + i_{bs}) \\
 v_{cn} &= R(i_{cs} - i_{cs}) \\
 v_i &= v_{an} - v_{bn} \\
 i_c &= C_{eq} \cdot d(v_c) / dt \\
 d(v_c) / dt &= R \frac{(i - i_{as} + i_{cs}) - v_c}{2RC_{eq}}
 \end{aligned}$$

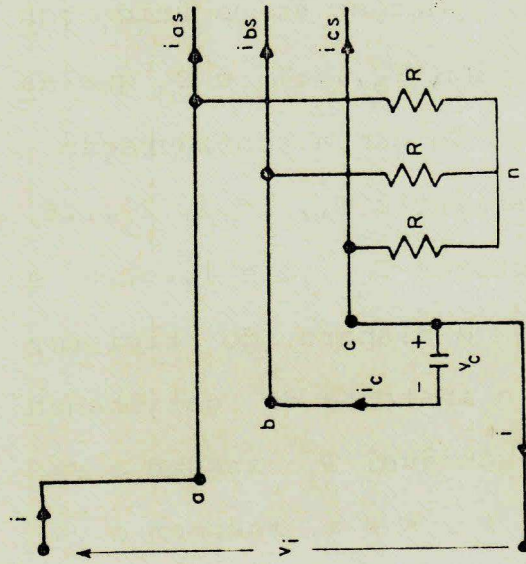


$$\begin{aligned}
 v_{as} &= R(i - i_{as}) \\
 v_{bn} &= -R(i + i_{bs}) \\
 v_{cn} &= -R i_{cs} \\
 v_i &= v_{an} - v_{bn}
 \end{aligned}$$

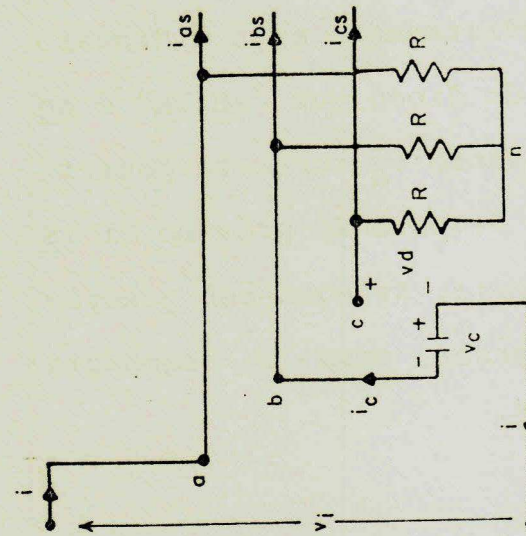
Fig. 6.3 - Configurações do inversor entre os instantes de disparo de T_{h1} e T_{h2} para sequência de fase positiva.



$$\begin{aligned} v_{as} &= R(i - i_{as}) \\ v_{bn} &= -Ri_{bs} \\ v_{cn} &= -R(i + i_{cs}) \\ v_j &= v_{an} - v_{cn} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} v_{an} &= R(i - i_{as}) \\ v_{bn} &= R(i_c - i_{bs}) \\ v_{cn} &= R(-i - i_c - i_{cs}) \\ v_j &= v_{an} - v_{cn} \\ i_c &= C_{eq} \cdot d(v_c) / dt \\ d(v_c) / dt &= R \frac{-i + i_{bs} - i_{cs} - v_c}{2R \cdot C_{eq}} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} v_{an} &= R(i - i_{as}) \\ v_{bn} &= -R(i + i_{bs}) \\ v_{cn} &= -Ri_{cs} \\ v_j &= v_{an} - v_{bn} - v_c \\ v_b &= v_{cn} - v_{bn} - v_c \\ dv_c / dt &= - (1 / C_{cq}) i \end{aligned}$$

Fig. 6.4 - Configurações do inversor entre os instantes de disparo de T_{h2} e T_{h3} para sequência de fase positiva.

apresentadas as configurações do inversor entre os disparos de T_{h2} e T_{h3} . Deve-se observar que devido a convenção adotada para a polaridade da tensão no capacitor, a corrente i_c é a mesma do diodo D_5 , Fig. 6.3, porém, é igual ao negativo da corrente no diodo D_6 , Fig. 6.4, (parte inferior da ponte inversora). Para as demais configurações do inversor, entre os disparos sucessivos dos tiristores, são obtidas equações similares àquelas das Figs. 6.3 e 6.4

As equações do modelo do inversor, para as 18 configurações existentes em um período, são reunidas em um único conjunto, introduzindo-se as variáveis T_1, T_2, \dots, T_6 e T_d que assumem valor 1 (um) ou 0 (zero), de acordo com a configuração do circuito em cada instante. As variáveis T_i , $i = 1, 2, \dots, 6$, identificam o acionamento dos tiristores T_{hi} , $i = 1, \dots, 6$. A variável T_i assume o valor 1 (um) com o disparo do tiristor T_{hi} e permanece com esse valor até o instante do gatilhamento do próximo tiristor. Quando uma variável T_i assume o valor 1 (um) todas as outras variáveis T_k , $k \neq i$, assumem o valor 0 (zero). A variável T_d indica o estado de condução do diodo que "entra". T_d é 0 (zero) imediatamente após o disparo de um tiristor, quando a tensão v_d do diodo que "entra" é negativa. T_d torna-se igual a 1 (um) quando v_d torna-se positiva e só voltará a ser 0 (zero) com o disparo do próximo tiristor se a condição $v_d < 0$ for satisfeita. As equações generalizadas das 18 configurações do inversor, para a sequência de fase positiva, são dadas a seguir:

$$\begin{aligned}
d(v_c)/dt = & ((1-T_d)/C_{eq}) \cdot (T_1+T_3+T_5) \cdot i \\
& + K_1 \cdot [(T_1+T_3+T_5) \cdot i + (T_3-T_1)i_{as} + (T_5-T_3) \cdot i_{bs} \\
& + (T_1-T_5) \cdot i_{cs} - (T_1+T_3+T_5) \cdot v_c/R] \\
& - ((1-T_d)/C_{eq}) \cdot (T_2+T_4+T_6) \cdot i \\
& + K_1 \cdot [-(T_2+T_4+T_6) \cdot i + (T_6-T_4)i_{as} + (T_2-T_6) \cdot i_{bs} \\
& + (T_4-T_2) \cdot i_{cs} - (T_2+T_4+T_6) \cdot v_c/R] \quad (6.1)
\end{aligned}$$

$$\text{com } K_1 = T_d/(2C_{eq}).$$

$$i_c = (T_1+T_3+T_5-T_2-T_4-T_6) \cdot C_{eq} \cdot d(v_c)/dt > 0 \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned}
v_{an} = & [(T_3-T_6) \cdot (1-T_d) + (T_1-T_4) \cdot T_d + T_2-T_5] \cdot i \\
& + (T_3-T_6-T_1+T_4) \cdot i_c - i_{as} \cdot R \quad (6.3)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{bn} = & [(T_5-T_2) \cdot (1-T_d) + (T_3-T_6) \cdot T_d + T_4-T_1] \cdot i \\
& + (T_5-T_2-T_3+T_6) \cdot i_c - i_{bs} \cdot R \quad (6.4)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{cn} = & [(T_1-T_4) \cdot (1-T_d) + (T_5-T_2) \cdot T_d + T_6-T_3] \cdot i \\
& + (T_1-T_4+T_2-T_5) \cdot i_c - i_{cs} \cdot R \quad (6.5)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_i = & (T_1+T_3+T_5-T_2-T_4-T_6) \cdot v_c \cdot (1-T_d) \\
& + [(T_2+T_3-T_5-T_6) \cdot v_{an} \\
& + (T_4+T_5-T_1-T_2) \cdot v_{bn} \\
& + (T_6+T_1-T_3-T_4) \cdot v_{cn}] \cdot (1-T_d)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + [(T_1 + T_2 - T_4 - T_5) \cdot v_{an} \\
& + (T_3 + T_4 - T_6 - T_1) \cdot v_{bn} \\
& + (T_5 + T_6 - T_2 - T_3) \cdot v_{cn}] \cdot T_d
\end{aligned} \tag{6.6}$$

$$\begin{aligned}
v_d = & (T_1 + T_3 + T_5 - T_2 - T_4 - T_6) \cdot v_c \\
& + (T_3 + T_4 - T_6 - T_1) \cdot v_{an} \\
& + (T_5 + T_6 - T_2 - T_3) \cdot v_{bn} \\
& + (T_1 + T_2 - T_4 - T_5) \cdot v_{cn}
\end{aligned} \tag{6.7}$$

As tensões terminais da máquina, para uma conexão dos enrolamentos em Y, são dadas por

$$v_{as} = v_{an} - v_{sn} \tag{6.8}$$

$$v_{bs} = v_{bn} - v_{sn} \tag{6.9}$$

$$v_{cs} = v_{cn} - v_{sn} \tag{6.10}$$

onde

$$v_{sn} = (1/3) \cdot (v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \tag{6.11}$$

O modelo acima descrito, denominado de modelo RC a topologia variável, é adequado a simulação do acionamento de máquinas trifásicas CA através do ICAS, utilizando o método de simulação S.O.S.I.E., descrito no Capítulo 5. Por esse modelo, o inversor pode ser desacoplado da máquina e do filtro e simulado como um bloco "isolado", com variáveis de entrada e saída. As variáveis de entrada são as correntes na carga (i_{as} , i_{bs} e i_{cs}), a corrente no filtro e as variáveis T_i , $i = 1, \dots, 6$, determinadas em outro módulo, onde é simulado o controle dos disparos dos tiristores da ponte inversora. As variáveis de saída são as tensões de fase da máquina: (v_{as} , v_{bs} e v_{cs}) e a tensão na entrada do inversor, v_i .

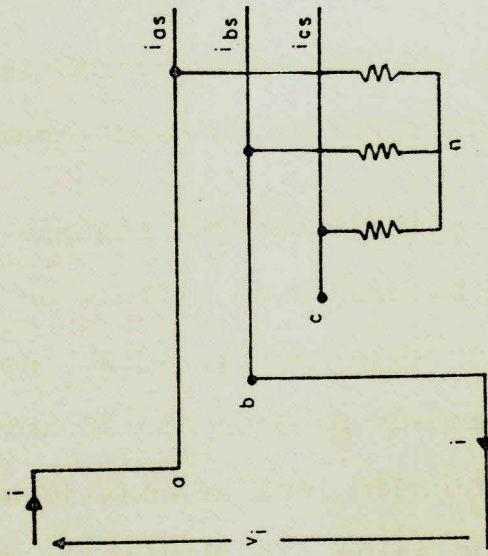
As Equações 6.1 e 6.11 também podem ser usadas para uma sequência de fase negativa através da permutação adequada de algumas variáveis. Observa-se da Fig. 6.2, que o diagrama de acionamento para sequência de fase negativa é equivalente ao mesmo diagrama da sequência positiva com os tiristores T_{h3} e T_{h5} , T_{h2} e T_{h6} permutados. Essas permutações, quando realizadas no circuito do inversor, correspondem a uma troca de posição da "perna" central com a "perna" direita da ponte e uma consequente permutação das fases b e c. Assim, uma sequência de fase negativa pode ser obtida a partir das Eq. 6.1 e 6.11, através da permutação das variáveis T_3 e T_5 , T_2 e T_6 , i_{bs} e i_{cs} , v_{bn} e v_{cn} . As variáveis de entrada do inversor i_{bs} e i_{cs} , também usadas no módulo carga, devem ser permutadas no início e no final do passo de cálculo do módulo inversor. As variáveis v_{bn} e v_{cn} , por outro lado, são permutadas apenas no final

do passo de cálculo e antes de serem usadas nas Eqs. 6.8 a 6.11, para a determinação de v_{as} , v_{bs} e v_{cs} . Além disso, o sinal da tensão no capacitor deve ser invertido toda vez que uma inversão da sequência de fase é efetuada.

6.3 - Extensão do modelo RC à simulação do ICAS com comutação natural.

O modelo RC a topologia variável do ICAS com comutação forçada pode ser estendido à simulação de inversor a comutação natural e de retificadores.

No caso de comutação natural do inversor, ou retificador, entre dois disparos consecutivos de tiristores existe uma sequência de dois intervalos de operação: o intervalo de transferência de corrente entre os tiristores ou fases em comutação e o intervalo restante até que o próximo tiristor seja gatilhado. Na Fig. 6.5 são apresentadas as configurações do inversor entre os disparos de T_{h1} e T_{h2} . É observado que as equações referentes as Fig. 6.3 (b) e 6.3 (c) (comutação forçada) e as Fig. 6.5 (a) e 6.5 (b) (comutação natural) são as mesmas, com exceção da equação para a corrente i_c , onde não aparece o termo v_c , que é nulo na comutação natural. Essa observação é estendida às demais configurações do inversor entre os disparos sucessivos dos tiristores. Isto sugere que o modelo RC, derivado para o inversor com comutação forçada, pode ser usado na simulação do inversor com comutação natural, desde que o capacitor equivalente de comutação tenha sua tensão mantida em zero em qualquer instante. O tiristor da

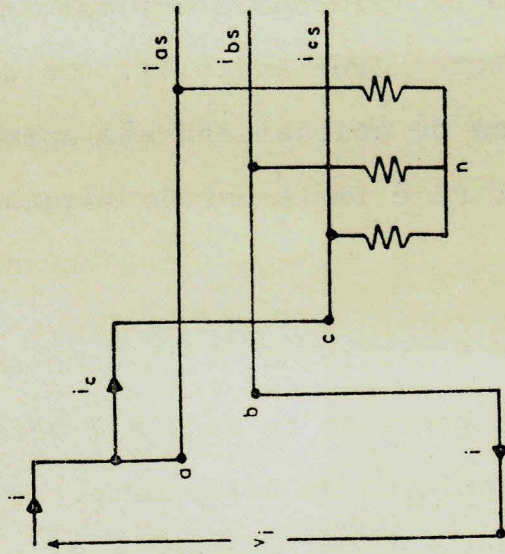


$$v_{an} = R(i - i_{as})$$

$$v_{bn} = -R(i + i_{bs})$$

$$v_{cn} = -Ri_{cs}$$

$$v_j = v_{an} - v_{bn}$$



$$v_{an} = R(i - i_c - i_{as})$$

$$v_{bn} = -R(i + i_{bs})$$

$$v_{cn} = R(i_c - i_{cs})$$

$$v_j = v_{an} - v_{bn}$$

$$i_c = \frac{R(i - i_{as} + i_{cs}) - (v_c = 0)}{2R}$$

Fig. 6.5 - Configurações do inversor com comutação natural entre os instantes de disparo T_{h1} e T_{h2} para sequência de fase positiva.

fase que "sai" é desativado quando a corrente i_c tende a se tornar negativa e se a comutação é na parte superior da ponte. Caso a comutação seja na parte inferior, o tiristor da fase que "sai" é desativado quando i_c tende a se tornar positiva.

6.4 - Simulação detalhada do sistema de acionamento da máquina de indução com controle do escorregamento.

A seguir é discutida a implementação, segundo o método S.O.S.I.E., do programa de simulação do sistema de acionamento da máquina de indução mostrado na Fig. 4.12. Nessa simulação, o inversor é representado pelo modelo RC acima desenvolvido. O modelo do retificador leva em consideração o "ripple" sobre sua tensão de saída. A máquina de indução é representada em um sistema de referência dq, com invariância de potência, ligado ao estator (ver anexo 6). Os dados do motor de indução e do sistema de acionamento são apresentados no Anexo 10. O regulador PI é implementado segundo o esquema da Fig. 6.6 [49].

A integração do erro é realizada utilizando-se o método trapezoidal. O Fluxograma mostrado na Fig. 6.7 define o processamento do módulo de regulação da velocidade. O gráfico funcional do sistema completo de acionamento é apresentado na Fig. 6.8.

6.4.1 - Implementação computacional do modelo do inversor.

Uma representação esquemática do módulo inversor, usado na simulação é mostrado na Fig. 6.9. As variáveis de entrada do bloco referem-se ao início do passo de cálculo enquanto que

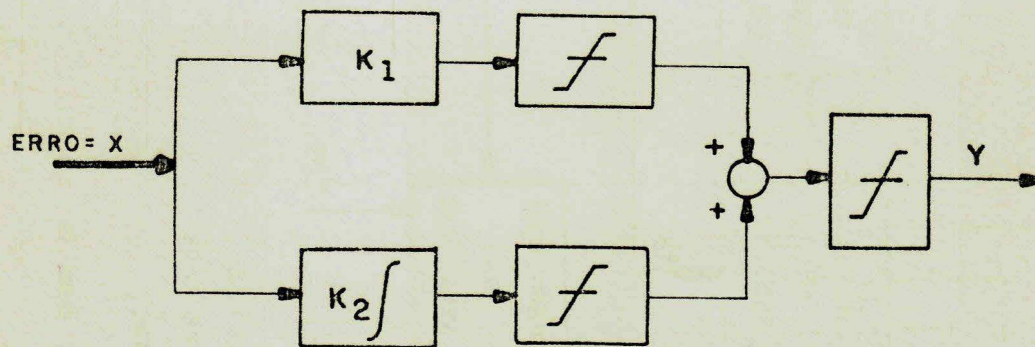


Fig. 6.6 - Diagrama de blocos do regulador PI.

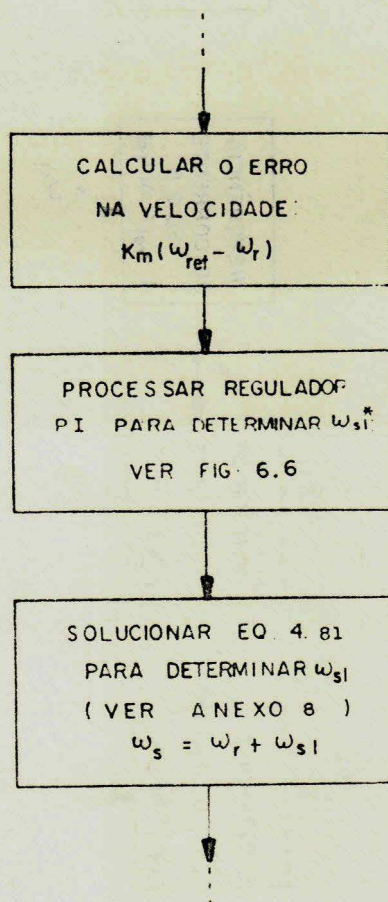
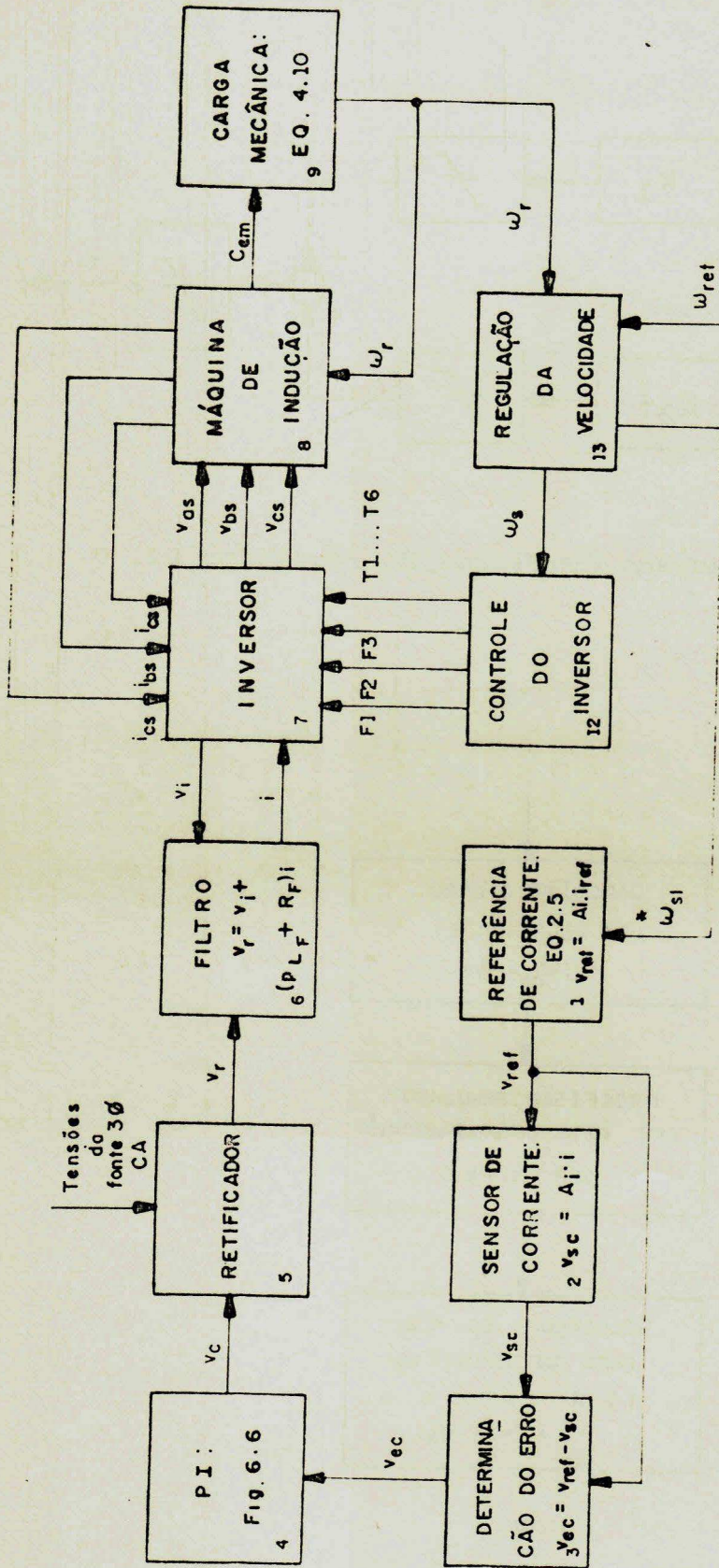


Fig. 6.7 - Fluxograma do processamento do módulo de regulação de velocidade.



- F1 - "FLAG" DE DISPARO DE TIRISTOR
- F2 - "FLAG" DE MUDANÇA DE SEQ. DE FASE
- F3 - INDICADOR DA SEQUÊNCIA DE FASE

Fig. 6.8 - Gráfico funcional do sistema da Fig. 4.12 com o inversor e o retificador não idealizados.

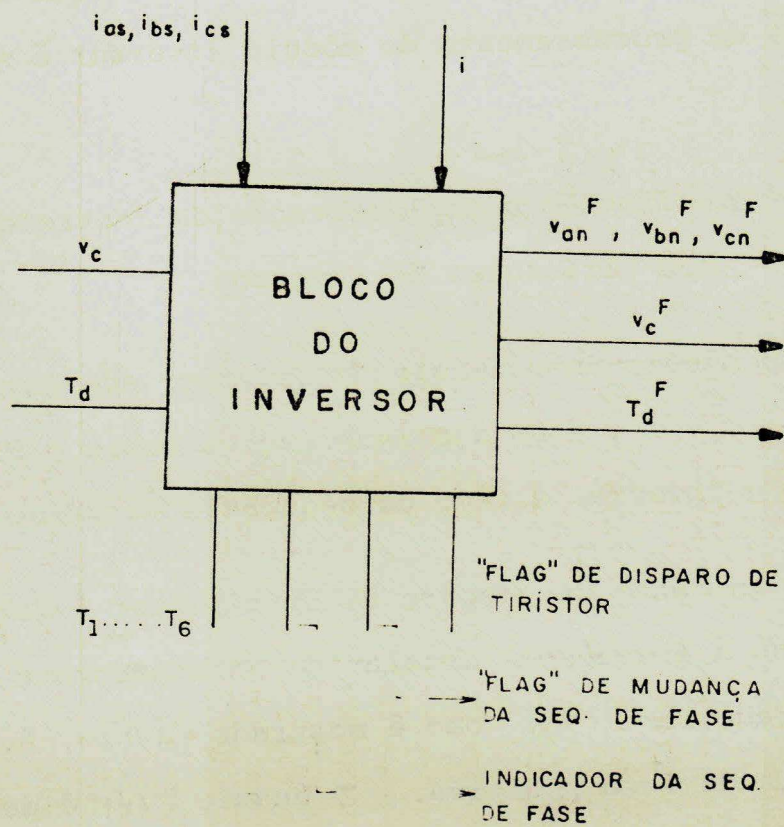


Fig. 6.9 - Representação do inversor em diagrama de blocos.

as variáveis de saída, indicadas com o sobre-índice F , referem-se ao final do intervalo de cálculo. As variáveis T_i , $i = 1, \dots, 6$, são geradas no módulo de controle do acionamento dos tiristores do inversor, descrito na sub-seção seguinte. O fluxograma do processamento do módulo inversor é mostrado na Fig. 6.10.

6.4.2 - Modelamento e implementação do controle do acionamento dos tiristores do inversor.

No módulo de controle do inversor são geradas as variáveis T_1, \dots, T_6 , além das informações sobre o disparo de tiristores e a inversão e tipo da sequência de fase.

O instante de disparo de um tiristor é detectado integrando-se a frequência angular de acionamento e comparando-se o resultado com $\pi/3$, como é mostrado na Fig. 6.11, para uma sequência de fase positiva. O ângulo $\delta(t)$ é determinado pela seguinte equação

$$\delta(t) = \left| \int_{t_k}^{t-t_k} \omega_s(\zeta) d\zeta \right|, \quad k = 1, 2, \dots \quad (6.12)$$

Para se obter um funcionamento com MLP (Modulação da Largura dos Pulsos), pode-se, por exemplo, entre os disparos de T_{h3} e T_{h4} , intercalar disparos de T_{h1} e T_{h3} , como é ilustrado na Fig. 6.12. É observado deste exemplo, que ao disparar T_{h3} e voltar a disparar T_{h1} , em vez de T_{h4} , é como se a sequência de fase tivesse sido invertida. Essa informação precisa ser detectada para que a adequada permutação de variáveis seja executada no módulo inversor.

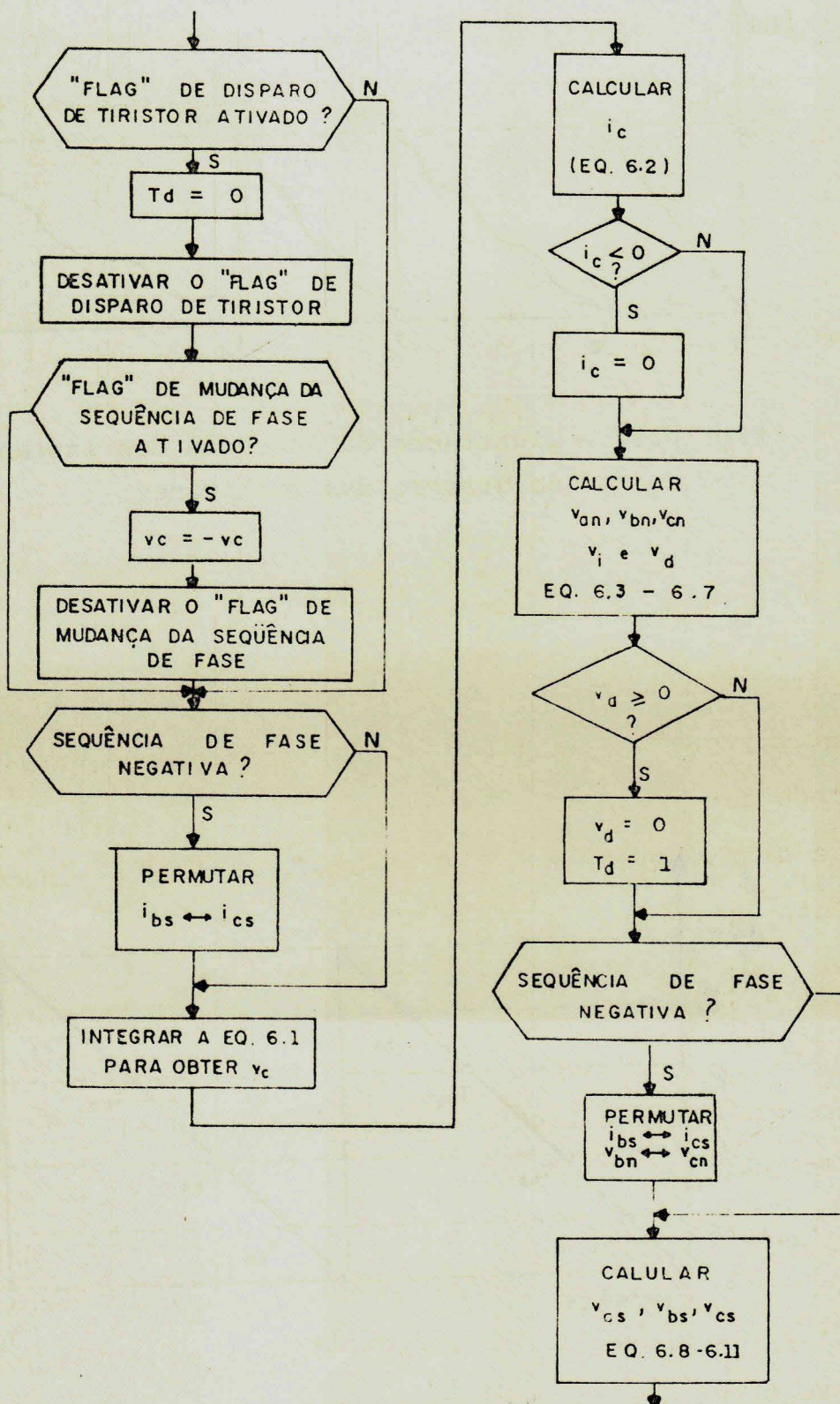


Fig. 6.10 - Fluxograma do processamento do módulo do inversor.

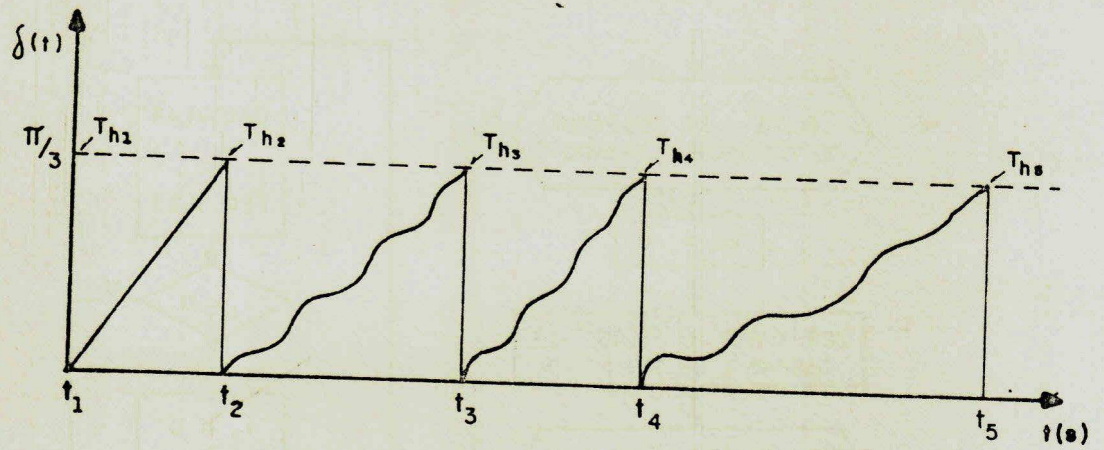


Fig. 6.11 - Ilustração da detecção dos instantes de disparo dos tiristores.

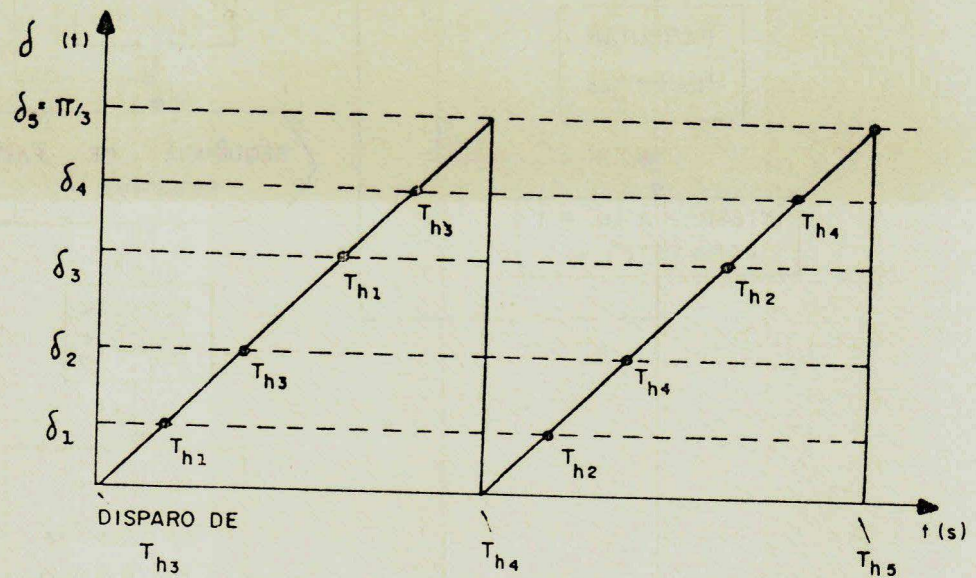


Fig. 6.12 - Ilustração da detecção dos instantes de disparo dos tiristores para obtenção de uma MLP.

Esse módulo pode ser implementado de várias maneiras. A seguir é apresentada a forma empregada no programa de simulação desenvolvido neste trabalho.

As variáveis T_1, \dots, T_6 são geradas a partir da Leitura da TABELA 6.1, onde 1(um) significa tiristor acionado e 0 (zero) corresponde a tiristor desativado. Cada vez que o índice i é modificado, a linha de ordem i da TABELA 6.1 é lida. As variáveis T_1, \dots, T_6 são dadas por

$$\begin{aligned} T_1 &= T_{h6} \cdot T_{h1} \\ T_2 &= T_{h1} \cdot T_{h2} \\ &\vdots \\ T_6 &= T_{h5} \cdot T_{h6}, \end{aligned} \tag{6.13}$$

quando a sequência de fase é positiva. No caso da sequência de fase negativa, T_1, \dots, T_6 são dados por

$$\begin{aligned} T_6 &= T_{h1} \cdot T_{h6} \\ T_5 &= T_{h6} \cdot T_{h5} \\ &\vdots \\ T_1 &= T_{h2} \cdot T_{h1}. \end{aligned} \tag{6.14}$$

A sequência de fase positiva corresponde a leitura da TABELA 6.1 no sentido descendente. Neste caso, o índice i indica o último tiristor acionado. Por exemplo, se i é igual a 3, a terceira linha é lida e a variável T_3 assume o valor 1(um) enquanto T_1, T_2, T_4, T_5 e T_6 são zeradas. A leitura da TABELA 6.1 no sentido ascendente corresponde à sequência de fase negativa. Neste caso, o índice $(i-1)$ indica o último tiristor acionado. Se, por exemplo, i é igual a 3, a variável T_2 assume o valor 1(um) enquanto as demais são anuladas. É observado que uma inversão da sequência de disparo dos tiristores é

detectada pela simples inversão do sentido de leitura da TABELA 6.1, independente do sinal da frequência angular ω_s . Também é verificado que o índice das chaves T_i deve ser adiantado ou atrasado de 2 quando houver uma inversão de sequência de fase num sentido ou no outro.

O módulo de controle, implementado segundo a descrição acima, é apropriado a simulação do inversor com MLP. O fluxograma do processamento do módulo de controle do inversor é mostrado na Fig. 6.13.

TABELA 6.1

MATRIZ DE GERAÇÃO DAS CHAVES T_1, \dots, T_6

i	T_{h1}	T_{h2}	T_{h3}	T_{h4}	T_{h5}	T_{h6}
1	1	0	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	0
3	0	1	1	0	0	0
4	0	0	1	1	0	0
5	0	0	0	1	1	0
6	0	0	0	0	1	1

6.4.3 - Modelamento e implementação do retificador

Na seção 6.3 é verificado que o modelo RC a topologia variável do ICAS também pode ser usado na simulação de ponte retificadora trifásica. A aplicação desse modelo na simulação de retificadores só é justificável quando o efeito da indutância de comutação não é negligenciado. Neste trabalho,

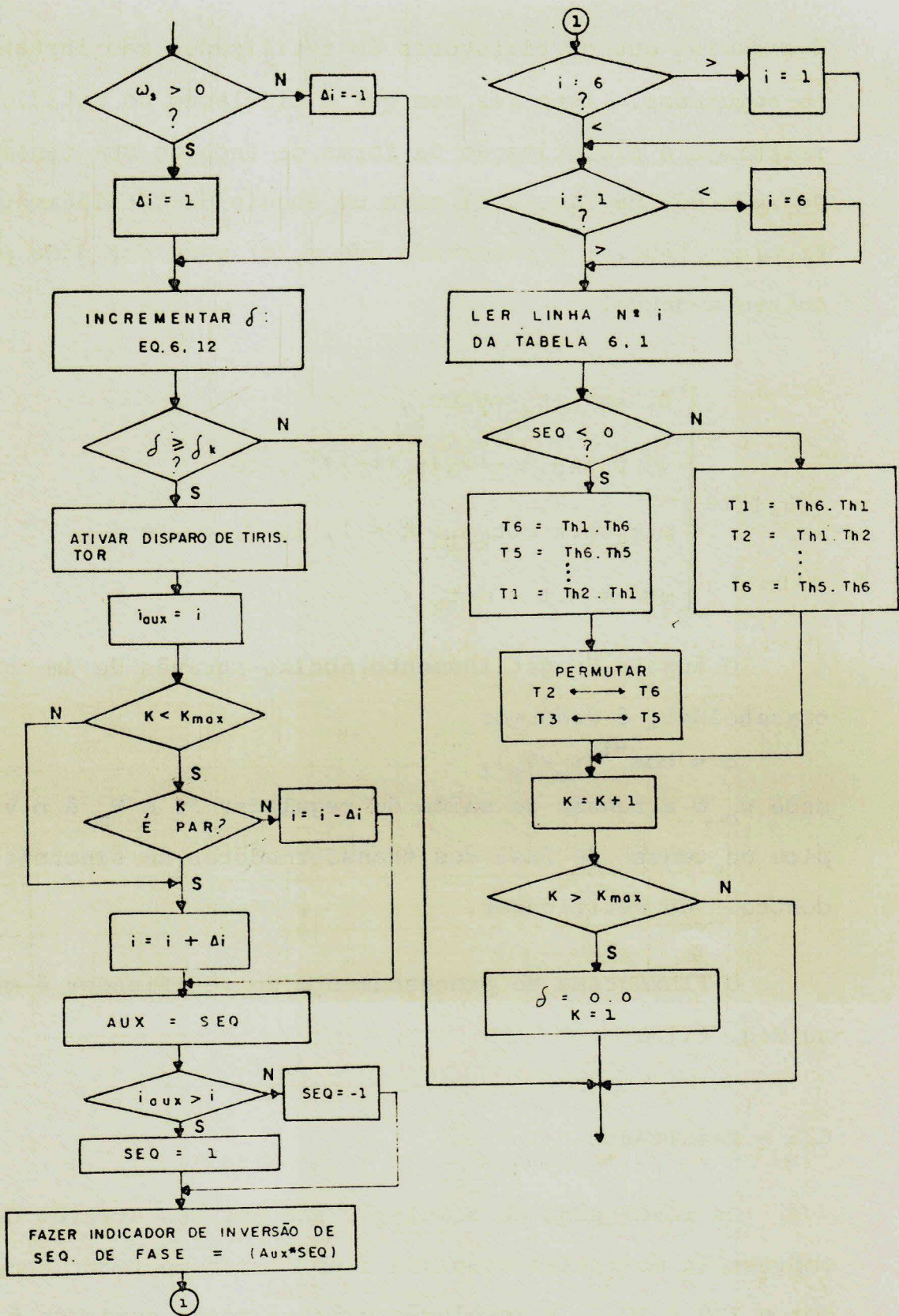


Fig. 6.13 - Fluxograma do processamento do módulo de controle do inversor.

é assumido que os tiristores do retificador são instantaneamente comutados. Isto faz com que a simulação do retificador se restrinja a sintetização da forma de onda de sua tensão de saída, mostrada na Fig. 6.14, para um ângulo de gatilhamento particular $|40|$. É observado que $v_r(t)$ pode ser dado pela seguinte equação.

$$v_r(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } \omega \cdot t_0 < \omega t < \omega t_1, \\ \sqrt{3} V \cdot \text{sen}[\omega \cdot t' + \alpha(t_k) + \pi/3], & \text{se} \\ \omega \cdot t_k < \omega \cdot t < \omega \cdot t_{k+1}, & k = 1, 2, 3, \dots \text{ e} \\ \omega t' = \omega \cdot t - \omega \cdot t_k. & \end{cases} \quad (4.15)$$

O ângulo de gatilhamento, obtido através de um controle cossenoidal, é dado por

$$\alpha = \cos^{-1}(v_c/V_m), \quad (4.16)$$

onde v_c é a tensão de saída do regulador PI e V_m é o valor de pico da tensão de fase dos transformadores de sincronização do controle do retificador.

O fluxograma do processamento do retificador é mostrado na Fig. 6.15.

6.5 - Resultados

Os resultados da simulação são obtidos através de uma impressora matricial acoplada a um microcomputador compatível com o IBM - PC. A resolução gráfica desse conjunto é limitada, porém, isto não chega a comprometer os resultados mostrados.

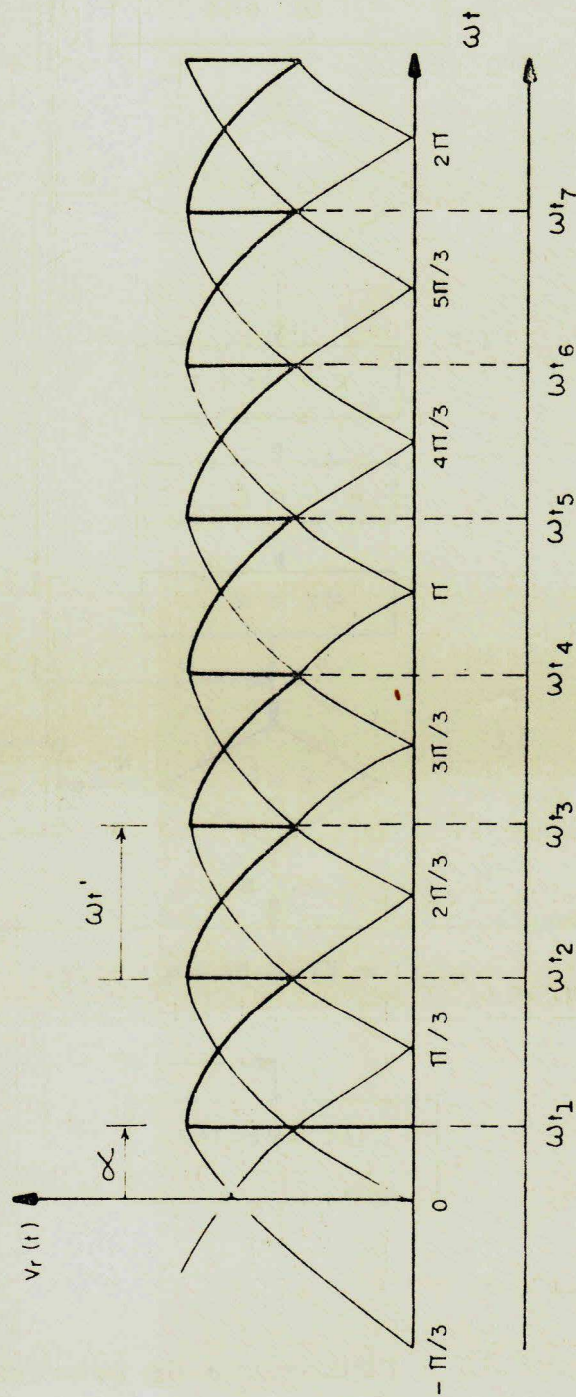


Fig. 6.14 - Forma de onda teórica da tensão de saída do retificador com $\alpha = 0^\circ$.

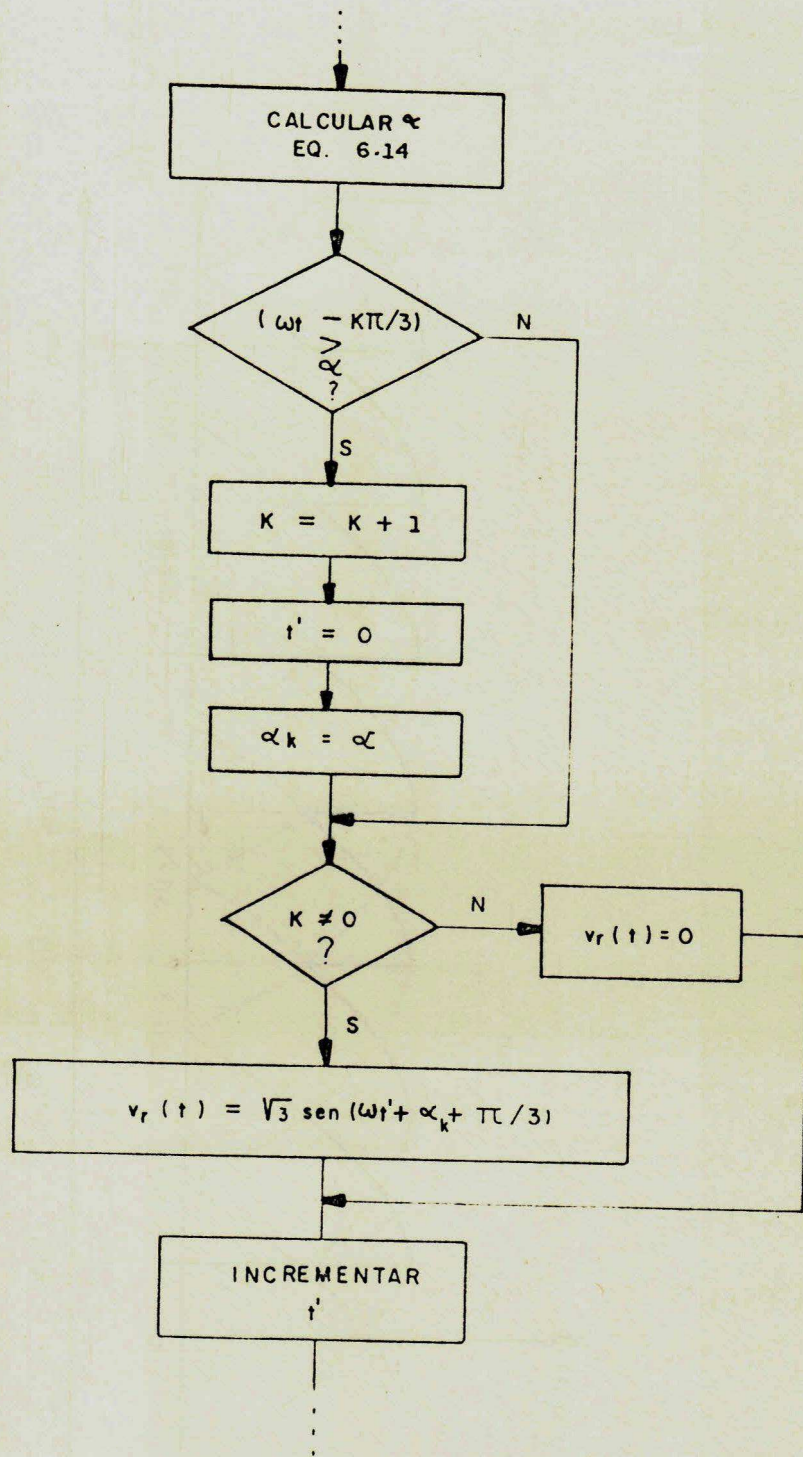


Fig. 6.15 - Fluxograma do processamento do módulo retificador.

As simulações são realizadas com um resistor de inter fase de $1k\Omega$ no modelo do inversor e com um passo de cálculo de $2,5\mu s$ utilizando-se o método de Rung-Kutta de segunda ordem.

A máquina de indução é conectada em Δ para reduzir a indutância equivalente de dispersão vista do inversor, garantindo um ângulo de comutação inferior a 60° .

É observado que existe uma dependência entre o valor de R e os passos de cálculo usados para a simulação dos módulos inversor e máquina. Um acréscimo no valor de R obriga a redução dos passos de cálculo desses módulos, sob pena de ocorrer instabilidades numéricas nos resultados da simulação.

No capítulo 4, Figs. 4.20 e 4.21, são apresentados os resultados das simulações dos transitórios de partida e reversão de rotação para o sistema de acionamento do motor de indução mostrado na Fig. 4.12. As curvas das Fig. 4.20 e 4.21 são um tanto truncadas por efeito da amostragem. Nas Fig. 6.16 e 6.17 são mostradas em detalhe as formas de onda das variáveis do sistema, em regime quase permanente, após os transitórios de partida e reversão de rotação. Esses resultados comprovam a validade do modelo PC para simulação da operação do inversor em sequência de fase positiva e negativa.

Nas Figs. 6.18 e 6.19 são mostradas as formas de onda para as variáveis do sistema em regime permanente, sob condição nominal ($f_s = 60 \text{ Hz}$ e $f_{sl} = 2,9434 \text{ Hz}$), operando nos modos motor e gerador respectivamente. Na Fig. 6.20 são mostradas as formas de onda da Fig. 6.18, porém com uma corrente

contínua sem ondulação. Esses resultados concordam satisfatoriamente com aqueles obtidos pelo estudo analítico e apresentados nas Figs. 3.16 e 3.17.

Na Fig. 6.21 são apresentados os resultados de regime permanente com o inversor operando com MLP.

Finalmente, na Fig. 6.22 são mostrados os resultados da simulação de um inversor com comutação natural alimentando uma máquina síncrona. Neste caso a máquina foi modelada como uma indutância em série com uma f.c.e.m. Um valor elevado de indutância foi propositadamente utilizado para salientar o efeito da comutação.

Alguns "spikes" são observados sobre as formas de onda das tensões na máquina e da tensão na entrada do inversor. Esses "spikes" são indicados por setas nas Figs. 6.16 e 6.22. Eles são provocados pela imprecisão da detecção da passagem por zero da corrente no capacitor equivalente de comutação. Deve ser lembrado que o instante de passagem por zero dessa corrente, corresponde ao instante de desativação do diodo da fase que "sai" e a consequente mudança da configuração do inversor. Se esse instante não é exatamente detectado, a desativação do diodo equivale a comutação instantânea de uma corrente residual. Esse brusco di/dt sobre a indutância de dispersão da máquina dá origem aos "spikes" acima referidos.

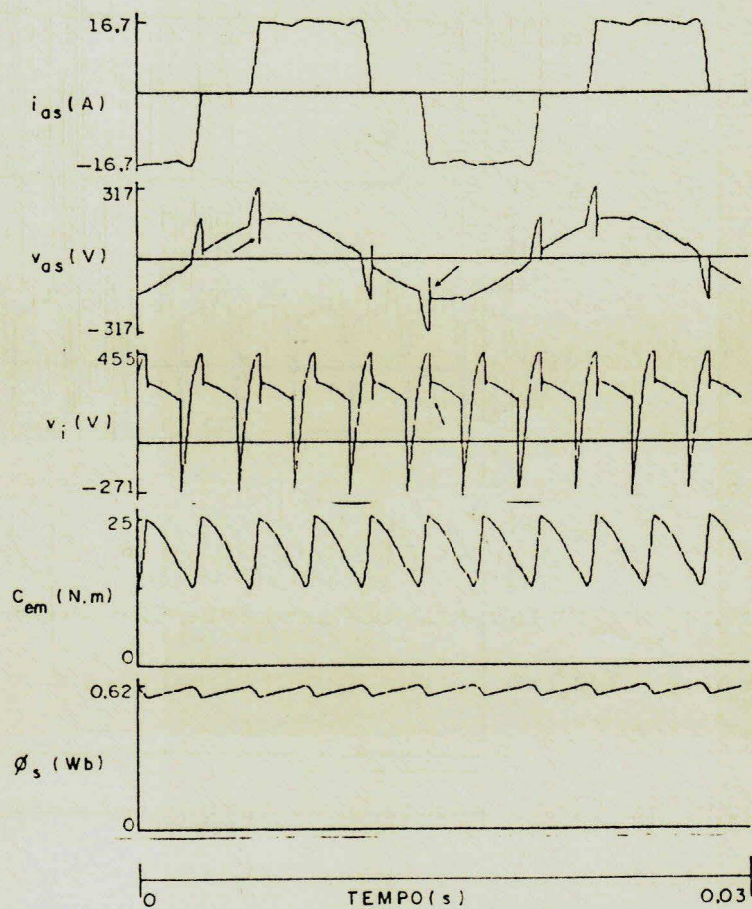


Fig. 6.16 - Formas de onda em regime quase permanente após a partida.

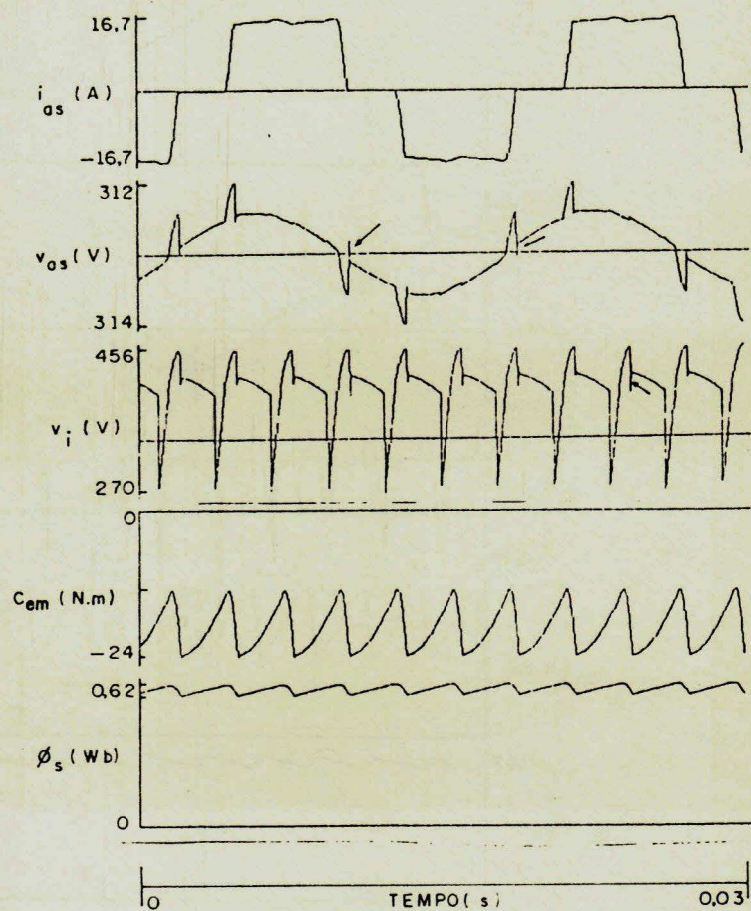


Fig. 6.17 - Formas de onda em regime quase permanente após a reversão de rotação.

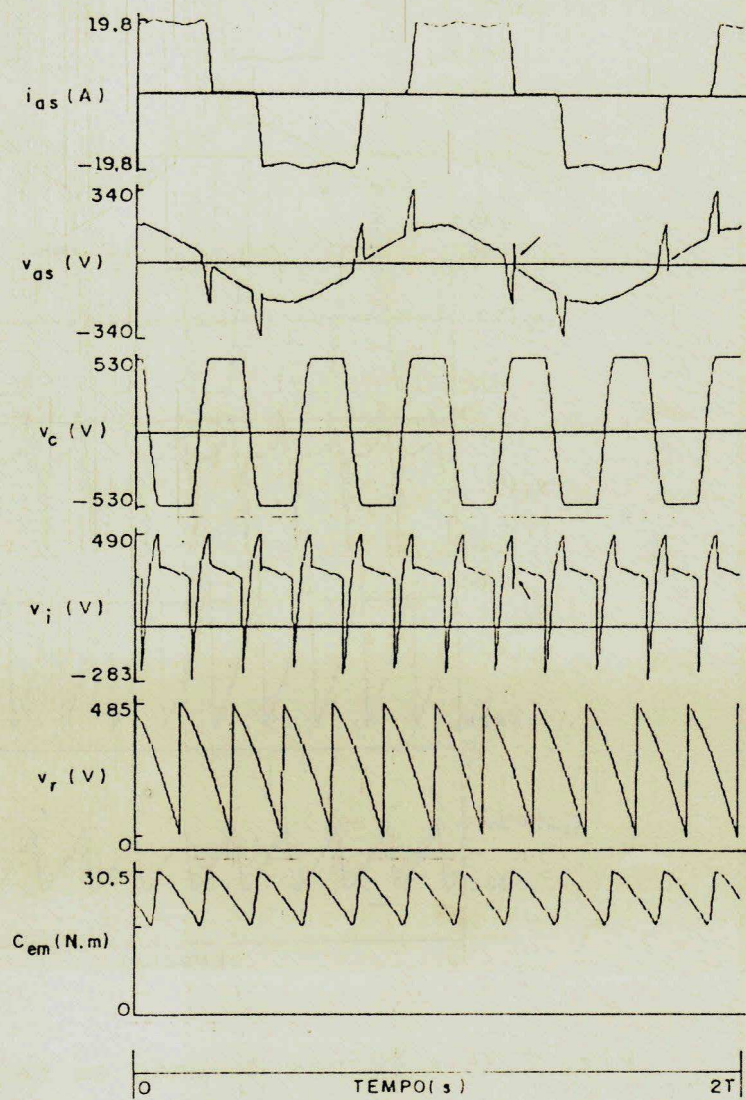


Fig. 6.18 - Formas de onda em regime permanente no modo motor.

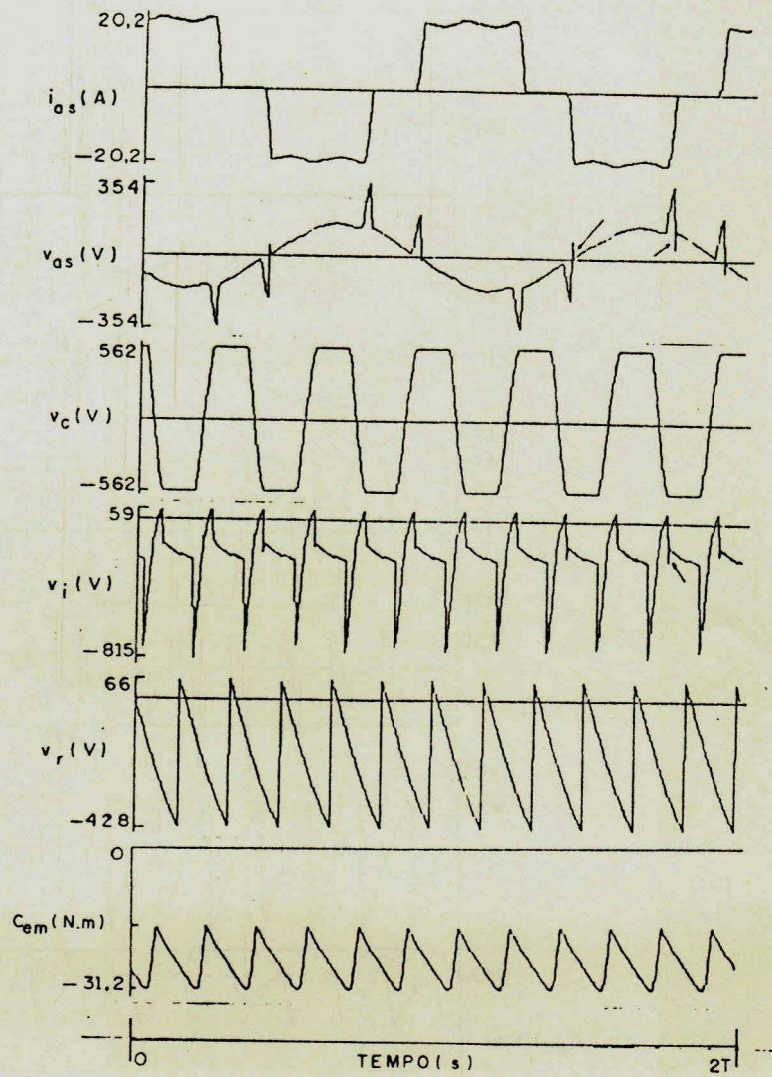


Fig. 6.19 - Formas de onda em regime permanente no modo gerador.

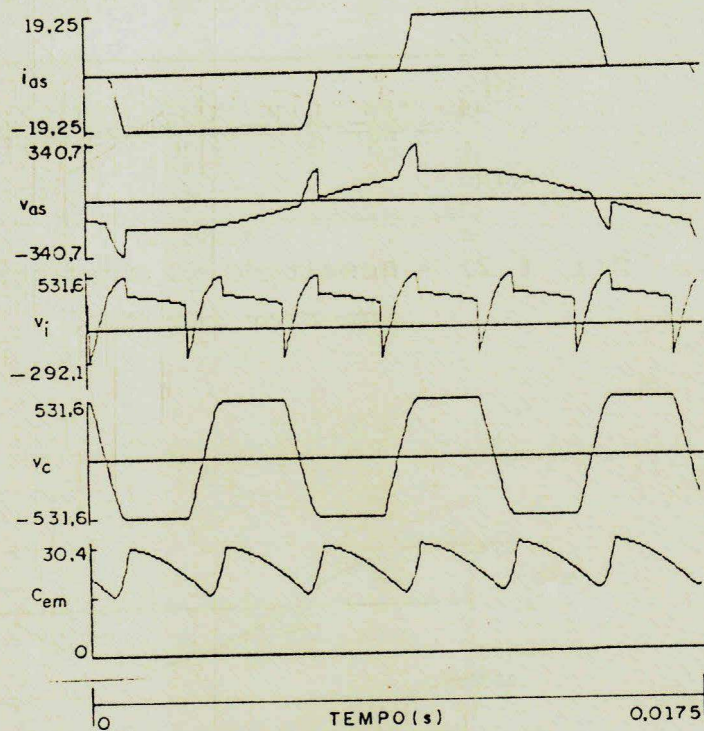


Fig. 6.20 - Formas de onda em regime permanente no modo motor com a corrente no filtro contínua sem ondulações.

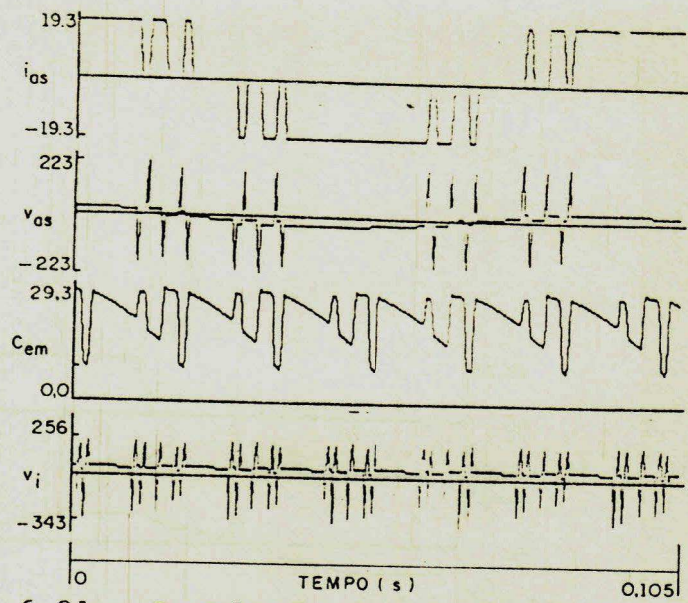


Fig. 6.21 - Resultado da simulação do inversor com MLP.

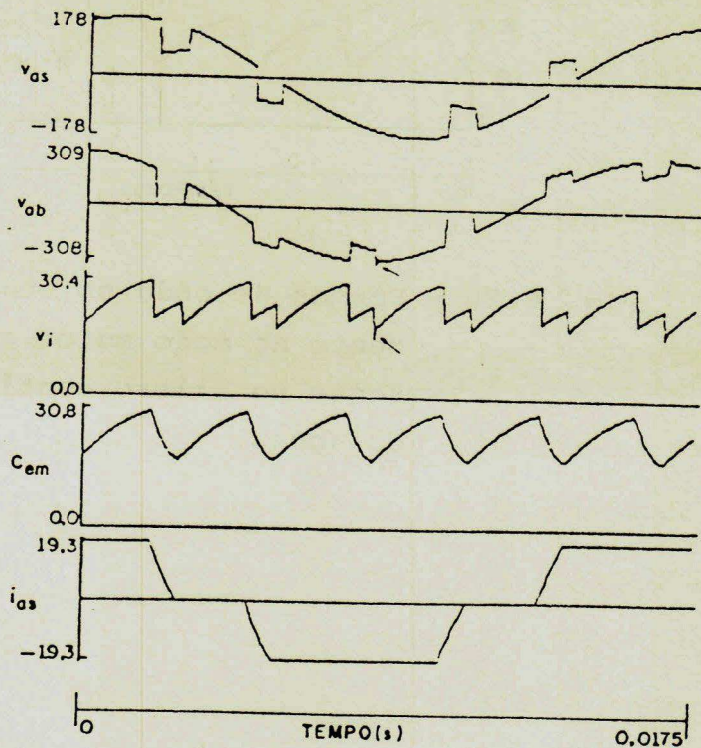


Fig. 6.22 - Resultados da simulação do ICAS com comutação natural.

6.6 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um modelo RC a topologia variável para o ICAS. Esse modelo mostrou-se adequado a simulação de sistemas de acionamento de máquinas CA através do método de simulação S.O.S.I.E.

Uma característica importante do modelo é que ele pode ser utilizado com diferentes tipos de cargas trifásicas o que generaliza consideravelmente o programa de simulação.

Vários resultados foram apresentados comprovando a validade e a versatilidade do modelo com o inversor operando com sequência de fase positiva e negativa e, inclusive, com MLP. Verificou-se que, com pequenas modificações, o modelo ainda pode ser empregado na simulação de inversores com comutação natural e retificadores.

Esse modelo, no entanto, só pode ser usado sob condição de operação normal do inversor (ângulo de comutação inferior a 60° e condução normal dos diodos de comutação).

Isto limita a aplicação do modelo ao estudo das características dos sistemas de acionamento em corrente, não sendo o mesmo adequado ao estudo do conversor propriamente dito. As condições anormais de operação do conversor precisam ser detectadas pelo modelo durante o processamento do programa de simulação. Um estudo neste sentido necessita ser realizado.

Ainda não é bem definido a dependência entre os valores da resistência de interface e da indutância de dispersão do

motor na definição dos passos de integração dos módulos do inversor e da máquina. Observa-se que não se pode usar valores elevados para R sem que os passos de cálculo desses módulos sejam bastante reduzidos, sob pena de ocorrer instabilidades numéricas nos resultados da simulação.

Para uma máquina com indutância de dispersão de 3,3mH e com um resistor de interface de 1k (117 pu da impedância base da máquina), o limite do passo de cálculo é de 2,5 μ s, utilizando-se o método de Rung-Kutta de segunda ordem. Esse valor, embora represente um ganho de aproximadamente 10 em relação aos passos de cálculo usados nos testes feitos com o modelo de simulação de Lipo [47,48], representa uma limitação ao uso do modelo RC do inversor na simulação de transitórios de longa duração, tal como uma partida do motor. Por exemplo na simulação de um transitório de 0,6s de tempo real, o tempo de processamento, utilizando-se um microcomputador compatível com o IBM-PC e operando em 8MHz, é de 1:37 (uma hora e trinta e sete minutos), incluindo o armazenamento de dados em quatro arquivos de 88,8 Kbites cada, em um disco rígido. Utilizando-se um computador de grande porte, tipo o IBM-4341, obteve-se um ganho da ordem de 3 com relação a esse tempo.

É, portanto, necessário um estudo no sentido de se identificar as causas das instabilidades numéricas provocadas com o aumento dos passos de integração dos módulos inversor e máquina. Esse estudo pode resultar, por exemplo, na indicação do método de integração mais apropriado para as equações diferenciais desses módulos. Outro ponto a se analisar é o

7 - CONCLUSÕES GERAIS

A análise em regime permanente do sistema ICAS-MI foi realizada através de quatro modelos diferentes levando em consideração o processo de comutação, saturação magnética, representação dq da máquina, etc. O Modelo IV é sugerido para o estudo em regime permanente devido a simplicidade das equações e precisão dos resultados. Os resultados computacionais mostram uma boa concordância com os resultados experimentais. O procedimento para dimensionamento da capacitância de comutação, dos tiristores e diodos do inversor foi elaborado.

A extensão do estudo de análise do sistema em regime permanente pode incluir, ainda, vários tópicos, tais como:

- Desenvolvimento de um programa completo para dimensionamento do inversor: capacitores de comutação, diodos, tiristores, indutor do filtro, etc.
- Análise do ICAS com circuitos grampeadores de tensão (elamping circuits).
- Análise do inversor de corrente de alta frequência : inversor de corrente a GTO.
- Estudo de sistemas de acionamento práticos, tais como: dois inversores de corrente alimentando um grande motor

atraso entre o cálculo do valor de uma variável e a sua respectiva atualização, inerente ao método S.O.S.I.E. Este fato tem consequências ainda não bem determinadas com relação a estabilidade numérica da simulação.

O programa de simulação ainda pode ser aperfeiçoado através da implementação de uma forma mais apropriada de detecção da passagem por zero da corrente no capacitor equivalente de comutação do modelo do inversor.

de indução.

- Análise em regime permanente em baixa velocidade com MLP.

- Análise da operação do inversor com múltipla comutação usando simulação através de variáveis lógicas ou circuito de topologia variável (RLC) para o modelo do inversor.

- Etc.

O projeto e comportamento dinâmico do acionamento do motor de indução com controle do escorregamento e compensação da frequência foi investigado. O modelamento da dinâmica do sistema completo de acionamento foi apresentado e a estabilidade do sistema foi estudada através do exame dos pólos e zeros das funções de transferência do sistema. Os controladores foram projetados baseado no critério ITAE e cancelamento de pólos-zeros. Os resultados da análise dinâmica são confirmadas com a simulação do sistema não linear.

A extensão do estudo de análise do sistema em regime transitório pode incluir, ainda, vários tópicos, tais como:

- Representação, no modelo linearizado, da influência, do atraso do retificador e do inversor.

- Utilização de outra formulação do modelo do sistema em termo de matrizes de transição de estado: transformada Z.

- Análise de outras estratégias de controle, tais como controle direto do ângulo de carga com e sem realimentação da velocidade, controle de campo orientado etc.

- Etc.

O método de simulação S.O.S.I.E. foi discutido. Verificou-se que a utilização desse método facilita de forma acenu

tuada a implementação e modificação do programa de simulação. A estrutura modular, e praticamente auto-explicativa do programa, permite uma rápida familiarização com o mesmo.

A aplicação do método S.O.S.I.E. na simulação de sistemas de acionamento de MI por inversor de corrente requer a utilização de modelos apropriados para o inversor quando se deseja a separação do filtro, inversor e máquina em três blocos distintos. Um modelo RC a topologia variável foi proposto para o ICAS. Esse modelo mostrou-se adequado à simulação do sistema através do método S.O.S.I.E.. A principal vantagem desse modelo é a generalização, prestando-se para a simulação de várias cargas diferentes. A principal desvantagem é o tempo de processamento do programa de simulação. Por razões ainda não bem determinadas, o aumento do passo de cálculo dos módulos inversor e máquina conduz invariavelmente a instabilidade numérica dos resultados da simulação. Para os parâmetros do inversor e da máquina utilizados neste trabalho, o máximo passo de cálculo foi da ordem 2,5 μ s. Resultados da simulação do sistema em regime permanente utilizando o modelo RC do ICAS, foram comparados com os resultados calculados analiticamente pelo Modelo IV (Capítulo 3) apresentando excelente concordância.

ANEXO 1

EQUAÇÕES INSTANTÂNEAS DAS VARIÁVEIS DO INVERSOR E DA MÁQUINA EM REGIME PERMANENTE PARA UM SEXTO DE PERÍODO

1. Modelo I

1.1 - Intervalo I - ($0 < t < t_1$)Tensões e correntes na máquina:

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= e_{as} & i_{as} &= I \\
 v_{bs} &= e_{bs} & i_{bs} &= 0 \\
 v_{cs} &= e_{cs} & i_{cs} &= -I
 \end{aligned}
 \tag{A1.1}$$

Capacitores

$$\begin{aligned}
 v_{c1} &= -(2/3C) \cdot I \cdot t + v_{c0} & v_{c2} &= v_{c0} \\
 v_{c3} &= (1/3C) \cdot I \cdot t & v_{c4} &= 0 \\
 v_{c5} &= (1/3C) \cdot I \cdot t - v_{c0} & v_{c6} &= -v_{c0} \\
 i_{c1} &= -(2/3) \cdot I & i_{c2} &= i_{c4} = i_{c6} = 0 \\
 i_{c3} &= i_{c5} = (1/3) \cdot I
 \end{aligned}
 \tag{A1.2}$$

Tiristores

$$\begin{aligned}
 v_{T1} &= -v_{c1} & v_{T4} &= v_{c2} \\
 v_{T3} &= v_{T2} = 0 & v_{T6} &= -v_{c6} \\
 v_{T5} &= v_{c3} & i_{T3} &= i_{T2} = I \\
 i_{T1} &= i_{T4} = i_{T5} = i_{T6} = 0
 \end{aligned}
 \tag{A1.3}$$

Diodos

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= 0 & v_{d2} &= 0 \\
 v_{d3} &= v_{as} - v_{bs} - v_{c1} & v_{d4} &= v_{as} - v_{cs} - v_{c2} \\
 v_{d5} &= v_{as} - v_{cs} + v_{c5} & v_{d6} &= v_{bs} - v_{cs} + v_{c6} \\
 i_{d1} &= i_{d2} = I & i_{d3} &= i_{d4} = i_{d5} = i_{d6} = 0
 \end{aligned}
 \tag{A1.4}$$

Tensão v_i

$$v_i = - (v_{c1} + v_{cs} - v_{as}) \quad \text{Al.5}$$

1.2 - Intervalo II - ($t_1 < t < t_c$)

Tensões e correntes na máquina

$$\begin{aligned} v_{as} &= -L \cdot \omega_c \cdot I \cdot \text{sen} \omega_c (t - t_1) + e_{as} & i_{as} &= I \cdot \text{cos} \omega_c (t - t_1) \\ v_{bs} &= L \cdot \omega_c \cdot I \cdot \text{sen} \omega_c (t - t_1) + e_{bs} & i_{bs} &= I - i_{as} \\ v_{cs} &= e_{cs} & i_{cs} &= -I \end{aligned} \quad \text{Al.6}$$

Capacitores

$$\begin{aligned} v_{c1} &= V_{CA1} - (2/3C) \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' & v_{c2} &= V_{c0} \\ v_{c3} &= V_{CA3} + (1/3C) \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' & v_{c4} &= 0 \\ v_{c5} &= V_{CA5} + (1/3C) \int_0^{t'} i_{as}(t') dt' & v_{c6} &= -V_{c0} \end{aligned} \quad \text{Al.7}$$

$$i_{c1} = -(2/3)i_{as} \quad i_{c3} = i_{c5} = (1/3)i_{as}$$

$$i_{c2} = i_{c4} = i_{c6} = 0$$

Onde V_{CA1} , V_{CA3} e V_{CA5} são as tensões v_{c1} , v_{c3} e v_{c5} em $t = t_1$ e t' é dado por $t' = t - t_1$.

Tiristores

Mesmas equações do intervalo I.

Diodos

$$v_{d3} = 0$$

$$i_{d1} = i_{as}$$

$$i_{d3} = i_{bs}$$

Al.8

As outras variáveis têm equações idênticas as do intervalo I.

Tensão v_i

$$v_i = v_{bs} - v_{cs}$$

Al.9

1.3 - Intervalo III - ($t_c < t < t/6$)

Tensões e correntes na máquina

$$v_{as} = e_{as}$$

$$v_{bs} = e_{bs}$$

$$v_{cs} = e_{cs}$$

$$i_{as} = 0$$

$$i_{bs} = I$$

$$i_{cs} = -I$$

Capacitores

$$v_{c1} = -V_{c0}$$

$$v_{c3} = V_{c0}$$

$$v_{c5} = 0$$

$$v_{c2} = V_{c0}$$

$$v_{c4} = 0$$

$$v_{c6} = -V_{c0}$$

Al.10

$$i_{ci} = 0, \quad i = 1, \dots, 6$$

Tiristores

Mesmas equações o intervalo I.

Diodos

$$v_{d1} = v_{bs} - v_{as} + v_{c1}$$

$$v_{d3} = 0$$

$$v_{d5} = v_{bs} - v_{cs} - v_{c3}$$

$$v_{d2} = 0$$

$$v_{d4} = v_{as} - v_{cs} - v_{c2}$$

$$v_{d6} = v_{bs} - v_{cs} + v_{c6}$$

Al.11

$$i_{d2} = i_{d3} = I, \quad i_{d1} = i_{d4} = i_{d5} = i_{d6} = 0$$

Tensão v_i

$$v_i = v_{bs} - v_{cs}$$

Al.12

O conjugado eletromagnético nos três intervalos é dado pela seguinte equação.

$$C_{em}(t) = \frac{P}{\omega_s} (e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}) \quad \text{Al.13}$$

As f.e.e.ms e_{as} , e_{bs} e e_{cs} são dadas pelas Eqs. 3.13 a 3.15.

2. Modelo II

2.1 - Intervalo I ($0 < t < t_1$)

São válidas todas as equações do modelo I.

2.2 - Intervalo II ($t_1 < t < t_c$)

Tensões e correntes na máquina.

$$\begin{aligned} v_{as} &= L \frac{di_{as}}{dt'} + e_{as} & i_{bs} &= I - i_{as} \\ v_{bs} &= -L \frac{di_{as}}{dt'} + e_{bs} & i_{cs} &= -I \end{aligned} \quad \text{Al.14}$$

$$v_{cs} = e_{cs}$$

$$i_{as} = I \cdot \cos \omega_c t' + I_0 \left[\frac{\omega_s}{\omega_c} \cdot \sin \beta \sin \omega_c t' - \cos \beta \cos \omega_c t' + \cos(\omega_s t' + \beta) \right],$$

$$\text{onde } I_0 = \frac{\sqrt{3} E \omega_s}{2L(\omega_c^2 - \omega_s^2)}, \quad \beta = \theta_1 + \varnothing - \theta_L \quad \text{e} \quad t' = t - t_1.$$

Todas as outras equações são idênticas as do modelo I.

2.3 - Intervalo III ($t_c < t < T/6$).

São válidas as mesmas equações do modelo I.

O conjugado eletromagnético é dado pela Eq. A1.13 e e_{as} , e_{bs} e e_{cs} são dadas pelas Eqs. 3.58 - 3.60.

3. Modelo III

3.1 - Intervalo I ($0 < t < t_1$)

Tensões e correntes na máquina

v_{as} , v_{bs} e v_{cs} são dadas pelas Eqs. 3.106 - 3.108 com \bar{v}_s dado pela Eq. 3.117.

As correntes i_{as} , i_{bs} e i_{cs} são dadas pela Eq. A1.1.

Todas as outras equações são idênticas as do modelo I.

3.2 - Intervalo II ($t_1 < t < t_c$)

Tensões e correntes na máquina

v_{as} , v_{bs} e v_{cs} são dadas pelas Eqs. 3.106 - 3.108 com \bar{v}_s dado pela Eq. 3.140.

i_{bs} e i_{cs} são dadas pela Eq. A1.14 e i_{as} é dada pela Eq. 3.125.

Todas as outras equações são idênticas as do modelo I.

3.3 - Intervalo III ($t_c < t < T/6$)

v_{as} , v_{bs} e v_{cs} são dadas pelas Eqs. 3.106 - 3.108 com \bar{v}_s dado pela Eq. 3.147.

Todas as demais equações são idênticas as do modelo I, com exceção do conjugado eletromagnético que é calculado a partir da Eq. 3.103.

4. Modelo IV

As mesmas equações do modelo I são válidas para o modelo IV com e_{as} , e_{bs} e e_{cs} dadas pelas Eqs. 3.58 - 3.63.

ANEXO 2

SÍNTESE DAS FORMAS DE ONDA DAS VARIÁVEIS EM REGIME PERMANENTE

1. Tensões e correntes nos componentes do inversor.

Considere que a sequência de acionamento dos tiristores do ICAS, Fig. 2.8, é a seguinte:

... 1 2 3 4 5 6 1 2 ...

Devido a simetria do circuito do inversor, os valores da tensão e da corrente no tiristor T_{h1} no instante t são os mesmos da tensão e da corrente sobre o tiristor imediatamente anterior na sequência de acionamento, T_{h6} , no instante $t - T/6$. O mesmo ocorre com T_{h6} e T_{h5} , T_{h5} e T_{h4} e assim por diante. Isso também se aplica para os capacitores e diodos. Portanto, é possível sintetizar a forma de onda de qualquer variável, em qualquer dos componentes do inversor, durante um período completo de acionamento, a partir do conhecimento dos valores dessa variável durante um sexto do período, nos seis componentes do mesmo tipo. Por exemplo, a forma de onda da tensão no capacitor C_1 pode ser sintetizada a partir do conhecimento dos valores da tensão nos seis capacitores durante um sexto do período.

A seguir é dado o algoritmo para sintetizar as formas de onda da variável x no componente de índice k .

a.) Se $k = 1$, vá para c

$$b.) x_k(\omega_s t + i\pi/3) = x_{k-i}(\omega_s t), \quad i = 1, \dots, (k-1) \quad A2.1$$

$$c.) x_k(\omega_s t + i\pi/3) = x_{6+k-i}(\omega_s t), \quad i = 1, \dots, 6.$$

2. Variáveis da máquina de indução.

Devido a simetria do chaveamento do inversor, mostra-se que é suficiente conhecer as tensões e correntes na máquina em um sexto do período para que as formas de onda dessas variáveis sejam obtidas em um período completo, a partir das seguintes equações [11].

$$\begin{aligned}
 i_{as}(\omega_s t + \pi/3) &= -i_{bs}(\omega_s t) \\
 i_{bs}(\omega_s t + \pi/3) &= -i_{cs}(\omega_s t) \\
 i_{cs}(\omega_s t + \pi/3) &= -i_{as}(\omega_s t)
 \end{aligned}
 \tag{A2.2}$$

Do ANEXO 6, tem-se

$$\begin{aligned}
 i_{sd}(\omega_s t) &= \sqrt{3/2} \cdot i_{as}(\omega_s t) \\
 i_{sq}(\omega_s t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_{bs}(\omega_s t) - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{cs}(\omega_s t) \right]
 \end{aligned}
 \tag{A2.3}$$

Mostra-se das Eq. A2.2 e A2.3 que

$$\begin{aligned}
 i_{sd}(\omega_s t + \pi/3) &= -\sqrt{3/2} \cdot i_{as}(\omega_s t) \\
 i_{sq}(\omega_s t + \pi/3) &= \sqrt{2}/2 \cdot i_{as}(\omega_s t) - \sqrt{2}/2 \cdot i_{cs}(\omega_s t).
 \end{aligned}
 \tag{A2.4}$$

Das Eqs. A2.3 e A2.4, obtêm-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(\omega_s t + \pi/3) \\ i_{sq}(\omega_s t + \pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}(\omega_s t) \\ i_{sq}(\omega_s t) \end{bmatrix}
 \tag{A2.5}$$

A equação A2.5 indica que se a solução é conhecida em qualquer sexto de período, $0 \leq \omega_s t \leq \pi/3$, por exemplo, então a solução é completamente definida em $\pi/3 \leq \omega_s t \leq 2\pi/3$ e assim por diante.

A seguinte equação é usada para sintetizar as formas de onda das tensões ou correntes na máquina:

$$\begin{bmatrix} x_{as}(\omega_s t + i\pi/3) \\ x_{bs}(\omega_s t + i\pi/3) \\ x_{cs}(\omega_s t + i\pi/3) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{bs}(\omega_s t + (i-1)\pi/3) \\ x_{cs}(\omega_s t + (i-1)\pi/3) \\ x_{as}(\omega_s t + (i-1)\pi/3) \end{bmatrix}
 \tag{A2.6}$$

$$i = 1, 2, \dots, 6.$$

ANEXO 3

DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE V_{dmin} e V_{dmax} .

A seguir são deduzidas as equações para V_{dmax} e V_{dmin} com base no modelo I. As deduções com base nos modelos II, III e IV são feitas de forma análoga e não são apresentadas neste texto.

É tomado por base a tensão no diodo D_1 e sua forma de onda é sintetizada a partir das equações do ANEXO 1 e da equação A2.1. são 18 equações durante um período de acionamento, sendo 3 em cada sexto de período. Da sintetização da forma de onda no diodo D_1 , ou seja $k=1$ na Eq. A2.1, tem-se as seguintes expressões para $v_{d1}(t)$:

1º sexto de período:Equações do diodo D_1

$$v_{d1} = \begin{cases} 0 & \text{A3.1} \\ 0 & \text{A3.2} \\ -V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + \vartheta) & \text{A3.3} \end{cases}$$

2º sexto de período:Equações do diodo D_6

$$v_{d1} = \begin{cases} -V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + \pi/3 + \vartheta) & \text{A3.4} \\ -V_{c0} + L\omega_c I \text{ sen } (\omega_c t') + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + \pi/3 + \vartheta) & \text{A3.5} \\ -V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + \pi/3 + \vartheta) & \text{A3.6} \end{cases}$$

3º sexto de períodoEquações do diodo D_5

$$v_{d1} = \begin{cases} (1/3C)It - V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + 2\pi/3 + \vartheta) & \text{A3.7} \\ (1/3C)It_1 - V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + 2\pi/3 + \vartheta) & \text{A3.8} \\ -V_{c0} + \sqrt{3} E \text{ sen } (\omega_s t + \pi/3 + \vartheta) & \text{A3.9} \end{cases}$$

4º sexto de período:Equações do diodo D_4

$$v_{d1} = \begin{cases} -V_{c0} + \sqrt{3} E \operatorname{sen}(\omega_s t + 2\pi/3 + \emptyset) & \text{A3.10} \\ -V_{c0} - L\omega_c I \operatorname{sen}(\omega_c t') + \sqrt{3} E \operatorname{sen}(\omega_s t + 2\pi/3 + \emptyset) & \text{A3.11} \\ -V_{c0} + \sqrt{3} E \operatorname{sen}(\omega_s t + 2\pi/3 + \emptyset) & \text{A3.12} \end{cases}$$

5º sexto de período:

$$v_{d1} = \begin{cases} (2/3C) I t - V_{c0} + \sqrt{3} E \operatorname{sen}(\omega_s t + \pi + \emptyset) & \text{A3.13} \\ 0 & \text{A3.14} \\ 0 & \text{A3.15} \end{cases}$$

6º sexto de período:

$$v_{d1} = \begin{cases} 0 & \text{A3.16} \\ 0 & \text{A3.17} \\ 0 & \text{A3.18} \end{cases}$$

Em cada sexto de período as equações são válidas para o tempo t assim especificado:

- 1.^a equação - $0 < t < t_1$
- 2.^a equação - $t_1 < t < t_c$
- 3.^a equação - $t_c < t < T/6$.

A variável t' é dada por:

$$t' = t - t_1. \quad \text{A3.19}$$

Na Fig. 3.7 é mostrado a forma de onda para a tensão no diodo D_1 durante um período de acionamento. Verifica-se que a mínima tensão reversa pode ocorrer nos pontos A ou B. Se a ocorrência for em A, V_{dmin} é obtido da Eq. A3.5 para t igual a t_c :

$$V_{dmin} = \sqrt{3} E \operatorname{sen}(\pi/3 + \emptyset_c + \emptyset) + L\omega_c I - V_{c0}. \quad \text{A3.20}$$

Por outro lado, se a ocorrência é no ponto B, V_{dmin} é dado pela Eq. A3.7 com t igual a t_1 :

$$V_{dmin} = \sqrt{3} E \sin(2\pi/3 + \theta_1 + \phi) + \frac{1 \cdot I_1^\theta}{3 C \omega_S} - V_{c0}. \quad A3.21$$

V_{dmin} corresponde ao valor menos negativo fornecido pelas Eqs. A3.20 ou A3.21.

Com relação a V_{dmax} , verifica-se da Fig. 3.7, que sua ocorrência pode ser nos pontos C ou D. Quando a ocorrência é em C, V_{dmax} é dado pela Eq. A3.11 para t igual a t_c :

$$V_{dmax} = \sqrt{3} E \sin(2\pi/3 + \theta_c + \phi) - L\omega_c I - V_{c0}. \quad A3.22$$

Se, no entanto, a ocorrência é no ponto D, V_{dmax} é determinado pela Eq. A3.13 em t igual a zero:

$$V_{dmax} = \sqrt{3} E \sin(\pi + \phi) - V_{c0}. \quad A3.23$$

V_{dmax} corresponde ao valor mais negativo fornecido pelas Eqs. A3.22 e A3.23.

ANEXO 4DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DO VALOR MÉDIO DA TENSÃO NA ENTRADA DA
TENSÃO NA ENTRADA DO INVERSOR

A tensão média na entrada do inversor, V_i , é dada por

$$V_i = \frac{6}{T} \int_0^{T/6} v_i(t) dt. \quad A4.1$$

Modelo I

Das equações instantâneas de v_i (ANEXO I) e da Eq. A4.1, tem-se

$$V_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \cos(\theta_1 + \phi) + V_c, \quad A4.2$$

onde

$$V_c = \frac{\pi}{3} \left[L \cdot \omega_s \cdot I + \left(\frac{2}{3C} \cdot \frac{I}{\omega_s} \cdot \theta_1 - 2V_{c0} \right) \theta_1 / 2. \right] \quad A4.3$$

A partir da aproximação 3.24 e da Eq. A4.2, tem-se

$$V_i \cong \frac{\sqrt{3}}{\pi} E \cos(\phi) + V_c \quad A4.4$$

A tensão V_c pode ser explicitada como função do $\text{sen}(\phi)$.
Das Eqs. 3.25, 3.42 e A4.3, tem-se

$$V_c = - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \cdot \frac{\omega_s}{\omega_c} \cdot \text{sen}\phi. \quad A4.5$$

A equação de V_i é, portanto

$$V_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \left(\cos\phi - \frac{\omega_s}{\omega_c} \cdot \text{sen}\phi \right) \quad A4.6$$

Modelo II

A equação de V_i é obtida a partir das equações instantâneas

neas de v_i (Modelo II - ANEXO I) e da Eq. A4.1. Mostra-se facilmente que

$$v_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E \cdot \cos(\theta_1 + \vartheta - \theta_L) + \frac{3}{\pi} \left[L \cdot s \cdot I + \left(\frac{1}{3C} \cdot \frac{I}{\omega_s} \cdot \theta_1 - v_{c0} \right) \theta_1 \right] \quad A4.7$$

Modelo III

A dedução de V_i para esse modelo segue o mesmo procedimento para os modelos I e II. As equações de v_i (ANEXO I) juntamente com a Eq. A4.1 são usadas na dedução. A partir de manipulações algébricas tradicionais, mostra-se que V_i é dada pelas Eqs. 3.153 - 3.156.

Modelo IV

Das equações instantâneas de v_i (ANEXO I) e da Eq. A4.1, tem-se

$$v_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \cos(\theta_1 + \vartheta - \theta_L) + v_c, \quad A4.8$$

onde v_c é dado pela Eq. A4.3.

Das Eqs. 3.161, 3.165, A4.3 e substituindo-se θ_L por $\theta_1 + 0,5\theta_2$ na Eq. A4.8, tem-se

$$v_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E \left[\cos(\vartheta - 0,5\theta_2) - \frac{\omega_s}{\omega_c} (\vartheta - 0,5\theta_2) \right] \quad A4.9$$

ANEXO 5

DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DO VALOR MÉDIO DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO

A potência de entrada no motor de indução é dada por

$$P_{in}(t) = e_{as} \cdot i_{as} + e_{bs} \cdot i_{bs} + e_{cs} \cdot i_{cs} \quad A5.1$$

Da teoria da máquina de indução, a potência mecânica interna, útil a produção de conjugado, é dada por

$$P_{gl} = (1 - s)P_{in}, \quad A5.2$$

onde s é o escorregamento.

O conjugado eletromagnético é dado por

$$C_{em} = P_{gl} / \omega_{rm}, \quad A5.3$$

onde ω_{rm} é a velocidade rotórica em rad.mec./seg.

Fazendo-se $\omega_{rm} = (1 - S)\omega_s/P$ na Eq. A5.3, tem-se

$$C_{em}(t) = (P/\omega_s) \cdot P_{in}(t) \quad A5.4$$

O conjugado médio C_M é dado por

$$C_M = \frac{6}{T} \int_0^T C_{em}(t) dt \quad A5.5$$

As equações 3.56, 3.88 e 3.167 são deduzidas a partir das equações de e_{as} , e_{bs} , e_{cs} , i_{as} , i_{bs} e i_{cs} , relativas aos modelos I, II e IV (ANEXO I), e das Eqs. A5.1, A5.4 e A5.5.

ANEXO 6

REPRESENTAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO SISTEMA DQ COM INVARIÂNCIA DE POTÊNCIA

As equações gerais de transformação são | 56 |:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{A6.1}$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{A6.2}$$

Onde x é uma variável genérica.

As equações para transformação do sistema $\alpha\beta$ para o sistema dq são as seguintes:

Estator:

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \text{sen } \psi \\ -\text{sen } \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{A6.3}$$

Rotor:

$$\begin{bmatrix} x_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & \text{sen}(\psi - \theta) \\ -\text{sen}(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{A6.4}$$

As expressões gerais das tensões na máquina no sistema dq são:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \cdot \frac{d\psi}{dt} \quad \text{A6.5}$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \cdot (\dot{\psi} - \dot{\theta}) \quad \text{A6.6}$$

Onde os ângulos ψ e θ são ilustrados na Fig. A6.1.

A relação entre os fluxos e as correntes no sistema dq é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

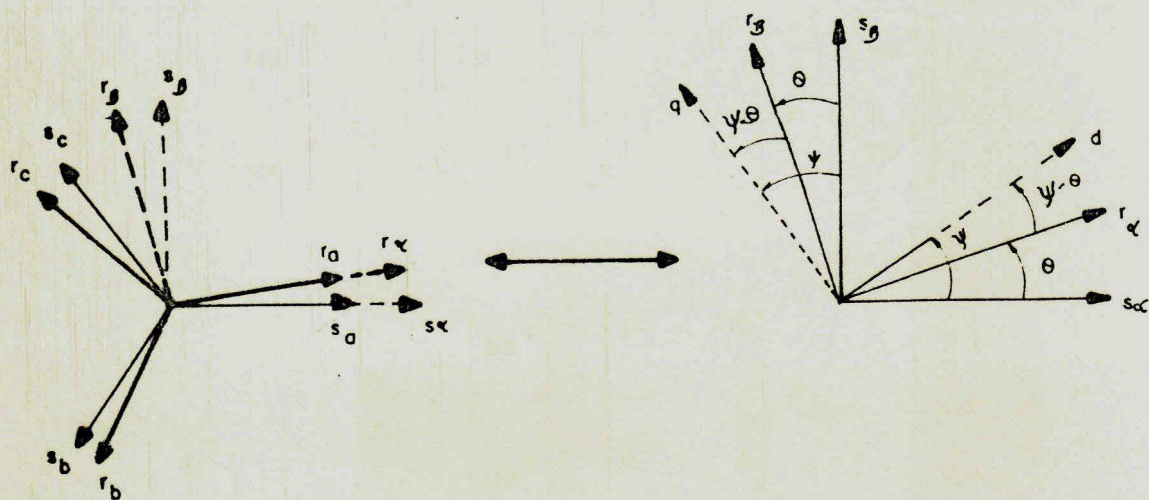


Fig. A6.1 - Ilustração das transformações $abc \leftrightarrow dq$ na máquina de indução.

ANEXO 7

FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO CAPÍTULO 4

$$G_e = \frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{1}{\sigma L_s + L'_F} \cdot \frac{N_e(s)}{D_e(s)} \quad A7.1$$

$$N_e(s) = s^2 + a_1 s + a_0 \quad A7.2$$

$$a_1 = 2\alpha_r \quad A7.3$$

$$a_0 = 1 + \omega_{slo}^2 \cdot T_r^2 \quad A7.4$$

$$D_e(s) = s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad A7.5$$

$$b_3 = 1/(\sigma \cdot L_r^2 \cdot L_s + L_r^2 \cdot L'_F) \quad A7.6$$

$$b_2 = (L_r^2 \cdot R'_s + R_r \cdot L_s \cdot L_r (1 + \sigma) + 2L_r \cdot R_r \cdot L'_F) / b_3 \quad A7.7$$

$$b_1 = (R_r (L_s \cdot R_r + 2R_s \cdot L_r) + \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2 \cdot L_s \sigma + L'_F (R_r^2 + \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2) + 2R_r \cdot L_r \cdot R''_F) / b_3 \quad A7.8$$

$$b_0 = (R_s \cdot R_r^2 + R''_F (R_r^2 + \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2) + R_s \cdot \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2 + \omega_{so} \cdot \omega_{slo} \cdot M^2 \cdot R_r) / b_3 \quad A7.9$$

$$R''_F = R'_F + X'_C \quad A7.10$$

$$G_i = \frac{P \cdot M^2 \cdot R_r \cdot \omega_{slo} \cdot F_a(\omega_{slo}) \cdot 18/\pi^2}{R_r^2 + (\omega_{slo} \cdot L_r)^2} \cdot \frac{N_i(s)}{D(s)} \quad A7.11$$

$$G_{\omega} = \frac{P \cdot M^2 \cdot R_r \cdot F_a^2(\omega_{slo}) \cdot 18/\pi^2}{R_r^2 + (\omega_{slo} \cdot L_r)^2} \frac{N_{\omega}(s)}{D(s)} \quad A7.12$$

$$N_i(s) = L_r^2 s^2 + 2L_r \cdot R_r \cdot s + 2(R_r^2 + \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2) \quad A7.13$$

$$N_{\omega}(s) = L_r \cdot R_r \cdot s + R_r^2 - \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2 \quad A7.14$$

$$D(s) = L_r^2 \cdot s^2 + 2L_r \cdot R_r \cdot s + R_r^2 + \omega_{slo}^2 \cdot L_r^2 \quad A7.15$$

$$G_m = \frac{P/B}{1 + \zeta_m s}, \quad \zeta_m = J/\beta \quad A7.16$$

ANEXO 8

SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO DIFERENCIAL DO COMPENSADOR DE FREQUÊNCIA

Equação a ser solucionada:

$$\frac{d\omega_{sl}}{dt} + \omega_{ei} \cdot \omega_{sl} = \frac{dF_1(\omega_{sl}^*)}{dt} + F_2(\omega_{sl}^*) \quad , \quad A8.1$$

onde F_1 e F_2 são dadas pelas Eqs. 4.86 e 4.87, respectivamente.

A solução da Eq. A8.1 é dada por

$$\begin{aligned} \omega_{sl}(t_{k+1}) = & \omega_{sl}(t_k) \cdot \exp[-\omega_{ei} \cdot (t_{k+1} - t_k)] + \\ & + \int_{t_k}^{t_{k+1}} \exp[-\omega_{ei} \cdot (t_{k+1} - \zeta)] \cdot \left[\frac{dF_1(\zeta)}{d\zeta} + F_2(\zeta) \right] d\zeta \end{aligned} \quad A8.2$$

A integral do segundo membro da Eq. A8.2 é dividida em duas partes:

$$S_1 = \int_{t_k}^{t_{k+1}} F_2(\zeta) \cdot \exp[-\omega_{ei}(t_{k+1} - \zeta)] d\zeta \quad A8.3$$

$$S_2 = \int_{t_k}^{t_{k+1}} \frac{dF_1(\zeta)}{d\zeta} \cdot \exp[-\omega_{ei}(t_{k+1} - \zeta)] d\zeta \quad A8.4$$

A solução das integrais A8.3 e A8.4, utilizando-se a regra do trapézio é

$$S_1 = \left[\exp(-\omega_{ei} \cdot h) \cdot F_2(t_k) + F_2(t_{k+1}) \right] h/2, \quad \text{A8.5}$$

$$S_2 = F_1(t_{k+1}) - F_1(t_k) \cdot \exp(-\omega_{ei} \cdot h) - \\ - \omega_{ei} \left[F_1(t_k) \cdot \exp(-\omega_{ei} \cdot h) + F_1(t_{k+1}) \right] h/2, \quad \text{A8.6}$$

onde

$$h = t_{k+1} - t_k \quad \text{A8.7}$$

$$F_1(t) = \omega_{ei} \cdot \omega_{sl}^*(t) \quad \text{A8.8}$$

$$F_2(t) = \omega_{ei} \cdot \arctan \left[\omega_{sl}^*(t) \cdot T_r \right] \quad \text{A8.9}$$

A equação geral de recorrência para o cálculo iterativo de ω_{sl} é

$$\omega_{sl}(t_{k+1}) = \omega_{sl}(t_k) \cdot \exp(-\omega_{ei} \cdot h) + S_1 + S_2. \quad \text{A8.10}$$

ANEXO 9

MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO SISTEMA DE A CIONAMENTO

A9.1 - Parâmetros elétricos do motor de indução

Os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução foram medidos através dos testes convencionais de circuito aberto e curto-circuito [54,55].

O circuito equivalente do motor de indução é mostrado na Fig. A9.1 com o ramo correspondente as perdas no ferro apresentado em pontilhado.

A9.1.1 - Ensaio de circuito-aberto

A condição de circuito aberto no rotor é conseguida traçionando-se a máquina de indução por um motor síncrono como mostrado na Fig. A9.2.

Com o rotor em aberto, mostra-se a partir da Fig. A9.1, que a impedância vista dos terminais AB é dada por

$$Z_{ca} = R_{ca} + jX_{ca}, \quad \text{A9.1}$$

onde

$$R_{ca} = R_s + R_{fe} \cdot X_M^2 / (R_{fe}^2 + X_M^2) \quad \text{A9.2}$$

$$X_{ca} = x_s + R_{fe}^2 \cdot X_M / (R_{fe}^2 + X_M^2). \quad \text{A9.3}$$

A resistência R_{fe} normalmente é muito maior do que X_M , donde, pode-se aproximar R_{ca} e X_{ca} pelas seguintes equações:

$$R_{ca} \cong R_l + X_M^2 / R_{fe} \quad \text{A9.4}$$

$$X_{ca} \cong x_s + X_M = X_s. \quad \text{A9.5}$$

Logo, por este ensaio é medida a indutância própria do estator.

A corrente estatórica é aproximadamente igual a corrente de magnetização I_M , uma vez que $R_{fe} \gg X_M$.

Neste ensaio são medidos a potência de circuito-aberto, P_{ca} , a tensão de alimentação, V_{ca} , e a corrente de linha do motor de indução, I_{ca} .

A reatância própria do estator é calculada por:

$$X_s = \sqrt{Z_{ca}^2 - R_{ca}^2} \quad , \quad A9.6$$

onde

$$R_{ca} = P_{ca} / (3 I_{ca}^2) \quad A9.7$$

$$Z_{ca} = V_{ca} / I_{ca} \quad A9.8$$

Subtraindo-se de X_s o valor da reatância de dispersão do estator, x_s , obtida do ensaio de curto-circuito, tem-se a reatância de magnetização X_M .

A indutância de magnetização é dada por

$$M = X_M / \omega_s \quad A9.9$$

A curva característica da variação da indutância de magnetização com a corrente de magnetização é obtida através da variação da tensão de alimentação do motor de indução, desde zero até um valor suficiente para que a corrente na máquina não atinja valores perigosos à segurança da mesma (por exemplo 150% de Inominal).

A9.1.2 -Ensaio de curto-circuito

Neste ensaio o rotor é "travado", o escorregamento é i igual a unidade e a corrente rotórica é limitada apenas pela impedância $R_r + jx_r$. Essa impedância é bastante inferior a impedância do ramo de magnetização, de modo que a corrente I_r

é muito maior do que $I_M + I_{fe}$. A tensão de alimentação é bastante reduzida e as perdas no ferrô podem ser desprezadas.

A impedância vista dos terminais AB do circuito da Fig. A9.1, com 's' igual a unidade, é dada por

$$Z_{cc} = R_{cc} + jX_{cc}, \quad A9.10$$

onde

$$R_{cc} = R_s + X_M (R_r X_r - R_r x_r) / (R_r^2 + X_r^2) \quad A9.11$$

$$X_{cc} = x_s + X_M (R_r^2 + x_r X_r) / (R_r^2 + X_r^2). \quad A9.12$$

Normalmente tem-se $X_r \gg R_r$ e $X_r \gg x_r$, donde R_{cc} e X_{cc} são aproximadas por

$$R_{cc} \cong R_s + (X_M^2 / X_r^2) \cdot R_r \quad A9.12$$

$$X_{cc} = x_s + (X_M^2 / X_r^2) \cdot (R_r^2 / X_r + x_r) \cong x_s + x_r. \quad A9.13$$

Os parâmetros R_r e x_r são variáveis com a frequência de escorregamento. Essa frequência, sob condição normal de operação, é muito inferior a frequência estatórica do motor. O AIEE [55] sugere que o ensaio de curto-circuito seja realizado na frequência de 15Hz para motores com 60Hz de frequência nominal.

A variação da frequência da rede de alimentação foi conseguida através de um gerador síncrono tracionado por um motor CC de velocidade variável. O diagrama da montagem utilizada é mostrada na Fig. A9.3.

Neste ensaio são medidos a potência de curto-circuito P_{cc} a tensão de curto-circuito V_{cc} e a corrente de linha do motor I_{cc} .

A reatância total de dispersão referida ao estator é

dada por

$$X_{CC} = x_s + x_r = \sqrt{Z_{CC}^2 - R_{CC}^2} \quad , \quad A9.14$$

onde

$$R_{CC} = P_{CC} / (3 I_{CC}^2) \quad A9.15$$

$$Z_{CC} = V_{CC} / I_{CC} \quad A9.16$$

O valor da resistência do rotor referida ao estator é dada por

$$R_r = (R_{CC} - R_s) X_r^2 / X_M^2 \quad A9.17$$

A separação de X_{CC} nas reatâncias x_s e x_r é feita de forma empírica. O AIEE Test Code [55] recomenda para motores com rotor em gaiola, classe A (classificação NEMA-NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURER'S ASSOCIATION), uma relação de 1:1 entre x_s e x_r , ou seja

$$x_s = x_r = 0,5 \cdot X_{CC} \quad A9.18$$

O teste de curto-circuito também deve ser realizado com 60Hz para incluir o efeito da frequência no valor da reatância de dispersão do estator, x_s .

A9.1.3 - Medição da resistência do estator

A medição da resistência estatórica normalmente é feita em corrente CC. Um fator de correção é aplicado ao resultado no sentido de se levar em consideração o efeito pelicular. Para funcionamento em 60 Hz, este fator varia entre 1,1 e 1,2.

A9.2 - Parâmetros mecânicos do sistema máquina/carga

Os parâmetros J e B da montagem experimental foram determinados a partir da montagem da Fig. A9.4.

O gerador pode ser de corrente contínua ou síncrono. Em ambos os casos a corrente de campo é mantida constante.

A9.2.1 - Medição utilizando gerador CC

Para um gerador CC com corrente de campo constante, com o efeito da reação de armadura desprezado e alimentando uma carga resistiva constante, o conjugado eletromagnético é proporcional a velocidade. Neste caso, o torque de carga imposto ao motor de indução é dado pela seguinte equação:

$$C_L = T_o + \bar{B} \cdot \omega_{rm}, \quad \text{A9.19}$$

onde ω_{rm} é a velocidade em rad.mec./seg. A constante \bar{B} é composta de dois termos:

$$\bar{B} = E + K_{ei}, \quad \text{A9.20}$$

onde B é intrínscico ao sistema mecânico e K_{ei} é devido a carga elétrica do gerador.

A expressão de K_{ei} é determinada a partir das equações da f.e.m. e conjugado eletromagnético do gerador CC. Mostra-se que K_{ei} é dada por

$$K_{ei} = (K_a \cdot \Phi)^2 / (R + R_{ac}), \quad \text{A9.21}$$

onde K_a é a constante de projeto da máquina CC, Φ é o fluxo magnético, R é a resistência de carga e R_{ac} a resistência de armadura.

O produto $K_a \cdot \Phi$ é medido experimentalmente como segue:

- A máquina CC é tracionada como gerador em vazio e com um valor de corrente especificado no campo;
- A velocidade e a tensão de circuito aberto são medidos;
- O produto $K_a \cdot \Phi$ é dado por E_a / ω_{rm} .

A9.2.2 - Medição utilizando gerador síncrono

Para um gerador síncrono com corrente constante no campo e alimentando uma carga resistiva, o conjugado eletromagnético é proporcional a velocidade. Assim, o torque de carga imposto ao motor de indução é dado pela Eq. A9.19, onde a constante B obedece a Eq. A9.20.

O circuito equivalente por fase da máquina síncrona, supondo-se rotor cilíndrico, é dado na Fig. A9.5.

Mostra-se a partir da Fig. A9.5 e da equação da f.e.m. do gerador síncrono ($E_f = K'_a \phi \omega_{rm}$), que o valor absoluto da tensão V' é dado por

$$V' = (K'_a \cdot \phi) / \sqrt{1 + ((P.L. \omega_{rm}) / (R + R_{as}))^2} \cdot \omega_{rm} \quad A9.22$$

Para $R + R_a \gg P.L. \omega_{rm}$, V' pode ser aproximado pela seguinte equação

$$V' \approx (K'_a \cdot \phi) \cdot \omega_{rm} \quad A9.23$$

A potência transferida entre E e V' é dada por

$$P_e = (V')^2 / (R + R_a) = (K'_a \cdot \phi)^2 / (R + R_{as}) \cdot \omega_{rm}^2 \quad A9.24$$

O conjugado eletromagnético é dado por

$$C_{em} = 3P_e / \omega_{rm} = 3(K'_a \cdot \phi)^2 / (R + R_{as}) \cdot \omega_{rm} \quad A9.25$$

que é proporcional a velocidade.

A constante K_{ei} para o caso do gerador síncrono é dada por

$$K_{ei} = 3(K'_a \cdot \phi)^2 / (R + R_{as}) \quad A9.26$$

O produto $K'_a \cdot \phi$ é medido experimentalmente como segue:

- A máquina síncrona é tracionada como gerador em vazio com um valor especificado de corrente no campo;

- A velocidade e a tensão de circuito aberto são medidos;
- O produto $K'_a \cdot \Phi$ é dado por E_f / ω_{rm} .

A9.2.3 - Medição da constante de inércia J

Se a máquina de indução está girando em regime permanente com a velocidade ω_{rmo} , e no instante t_0 o estator é bruscamente desconectado da rede elétrica (ver Fig. A9.4), a resposta da velocidade é dada aproximadamente por

$$\omega_{rm}(t) = \omega_{rmo} \cdot e^{-\zeta_m(t - t_0)}, \quad \text{A9,27}$$

onde ζ_m é dada por

$$\zeta_m = J/B. \quad \text{A9.28}$$

Verifica-se que ζ_m é a derivada de $\omega_{rm}(t)/\omega_{rmo}$ em t igual a t_0 .

Para os geradores, Fig. A9.4, com a corrente de campo constante, a velocidade e a tensão terminal são aproximadamente proporcionais.

Assim, o procedimento para medição de ζ_m é o seguinte:

- O motor de indução é acionado com plena tensão e o gerador alimenta uma carga resistiva com valor próximo ao nominal;

- Após atingido o regime permanente, a chave S, Fig. A9.4, é aberta bruscamente;

- A resposta da tensão terminal do gerador é gravada em um osciloscópio com memória;

- A tangente da forma de onda da tensão terminal em $t = t_0$, dividida pelo valor inicial da tensão, é igual a constante de tempo ζ_m , como é ilustrado na Fig. A9.6.

Conhecendo-se ζ_m , a constante de inércia é obtida das Eq. A9.20 e A9.28. O valor de B é muito menor do que K_{ei} , donde J é dado por

$$J = \zeta_m \cdot K_{ei}, \quad \text{A9.29}$$

onde K_{ei} é dado pelas A9.21 ou A9.26, dependendo do tipo de gerador utilizado.

A.9.2.4 - Medição da constante de atrito

A partir do valor de J determinado no item anterior, a constante de atrito do sistema mecânico é determinada através da medição da constante de tempo ζ_m , porém com o circuito do gerador em aberto. Neste caso tem-se \bar{B} igual a B , ou seja:

$$B = \zeta_m / J \quad \text{A9.30}$$

A.9.2.5 - Medição do torque resistente T_o

O torque T_o foi medido adotando-se o seguinte procedimento: com o motor estático, a tensão de alimentação foi variada lentamente até o momento do início da partida do motor. Os valores de tensão e corrente são cuidadosamente medidos nesse instante. O conjugado eletromagnético calculado a partir desses dados é igual ao torque resistente T_o .

A9.3 - Medição dos parâmetros do filtro de corrente

A resistência do indutor do filtro de corrente foi medida em corrente contínua utilizando-se um retificador de onda completa com filtro capacitivo na saída.

A indutância do filtro foi medida utilizando-se um chavador, como mostrado na Fig. A9.7. Verifica-se que para uma montagem desse tipo, a corrente é dada por

$$i(t) = (I_{MIN} - E/R_F) e^{-(R_F/L_F)t} + E/R_F, \quad \text{A9.31}$$

com

$$0 < t < t_{on}.$$

A indutância L_F é dada por

$$L_F = (R_F \cdot t_{on}) / (-\ln. (I_{MAX} - E/R) / (I_{MIN} - E/R)) \quad A 9.32$$

A 9.4 - Medição da indutância de comutação do retificador

A indutância de comutação do retificador foi determinada através da medição do ângulo de comutação com o retificador alimentando uma carga fortemente indutiva e com ângulo de disparo igual a zero grau. Como carga indutiva foi usado o indutor do filtro de corrente em série com um resistor.

Mostra-se que a indutância de comutação é dada por

$$L_C = \sqrt{2} \cdot V_L \left[\frac{(1 - \cos \mu)}{(2 \cdot I_{L0})} \right] , \quad A 9.33$$

onde V_L é o valor RMS linha-linha da rede alimentação do retificador, ω é a frequência angular da rede alimentação, I_{L0} é o valor médio da corrente na carga e μ é o ângulo de comutação.

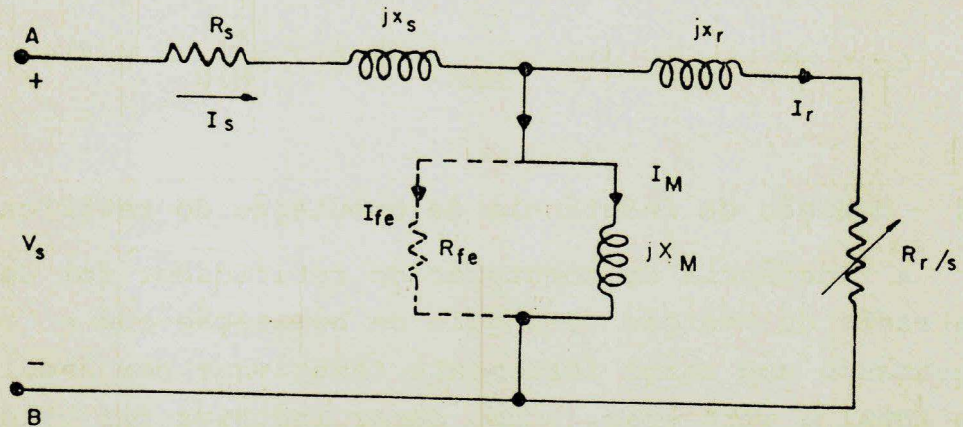


Fig. A9.1 - Circuito equivalente do motor de indução com perdas no ferro.

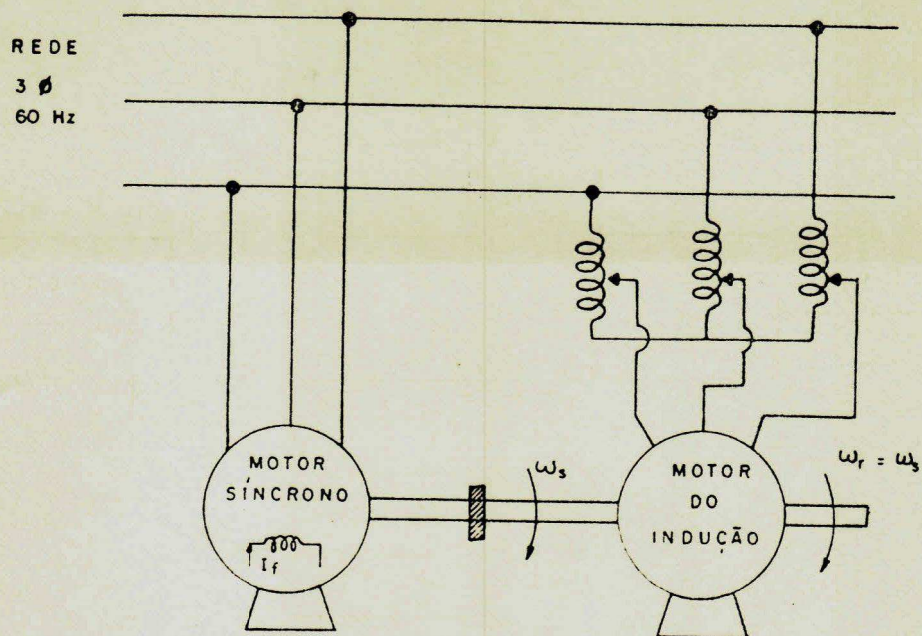


Fig. A9.2 - Montagem para realização do ensaio de circuito-aberto.

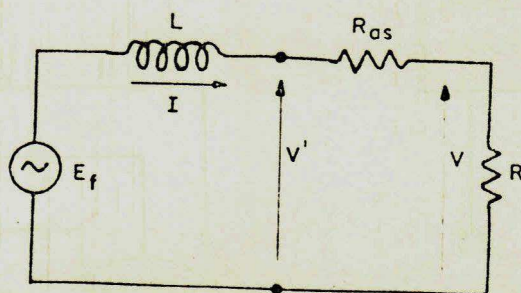


Fig. A9.5 - Circuito equivalente por fase do gerador síncrono com carga resistiva.

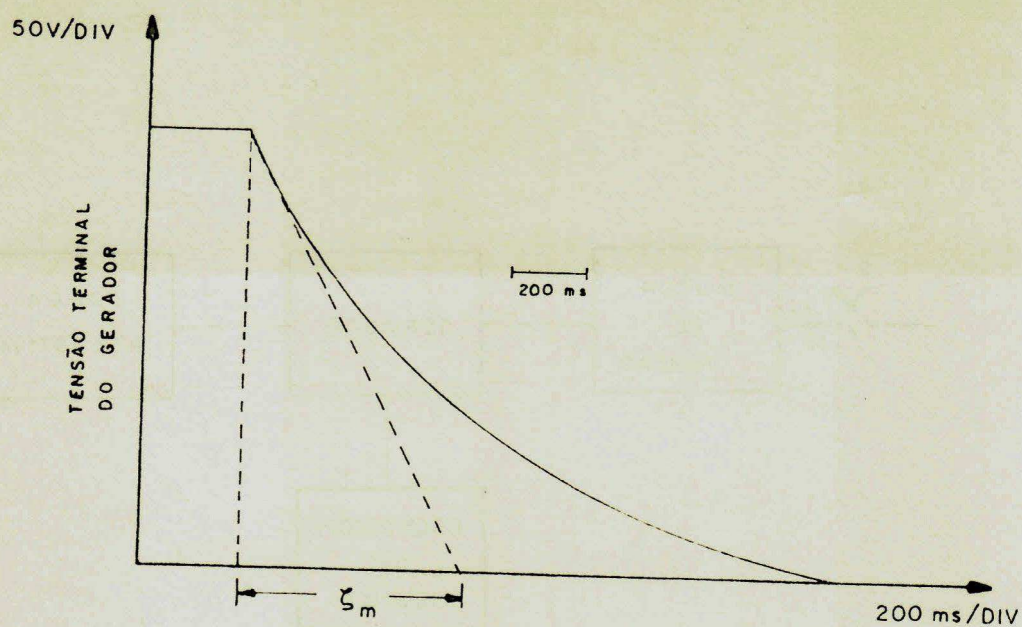


Fig. A9.6 - Oscilograma da resposta transitória da tensão terminal do gerador com fluxo constante e carga resistiva.

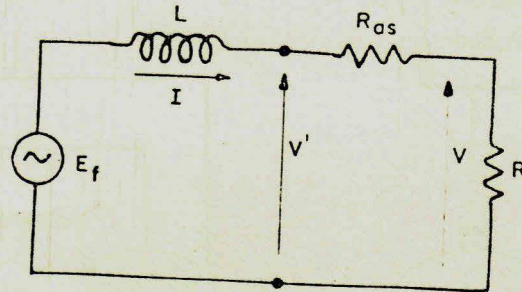


Fig. A9.5 - Circuito equivalente por fase do gerador síncrono com carga resistiva.

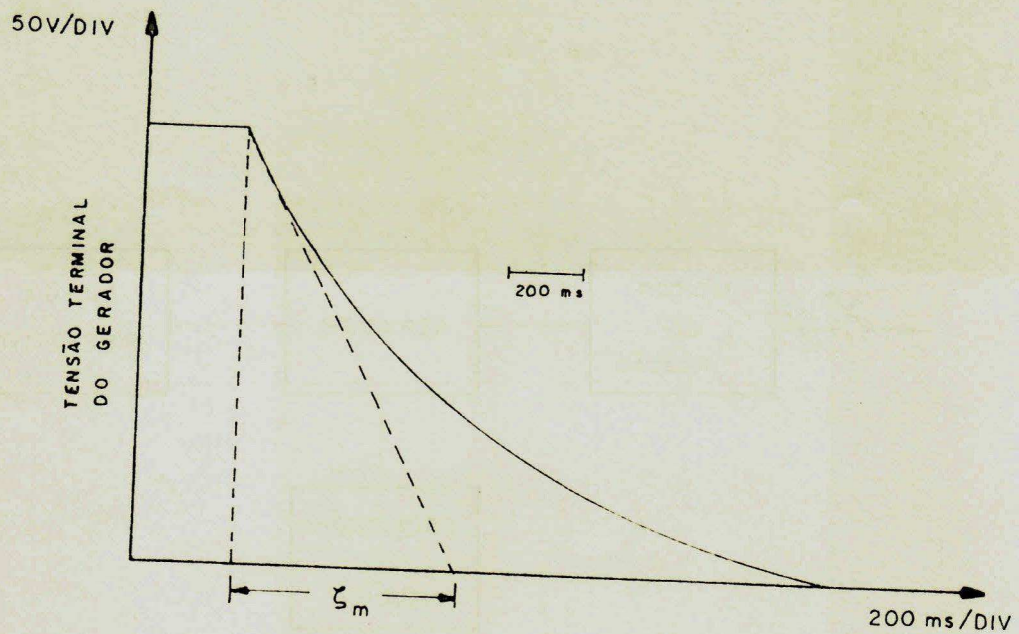


Fig. A9.6 - Oscilograma da resposta transitória da tensão terminal do gerador com fluxo constante e carga resistiva.

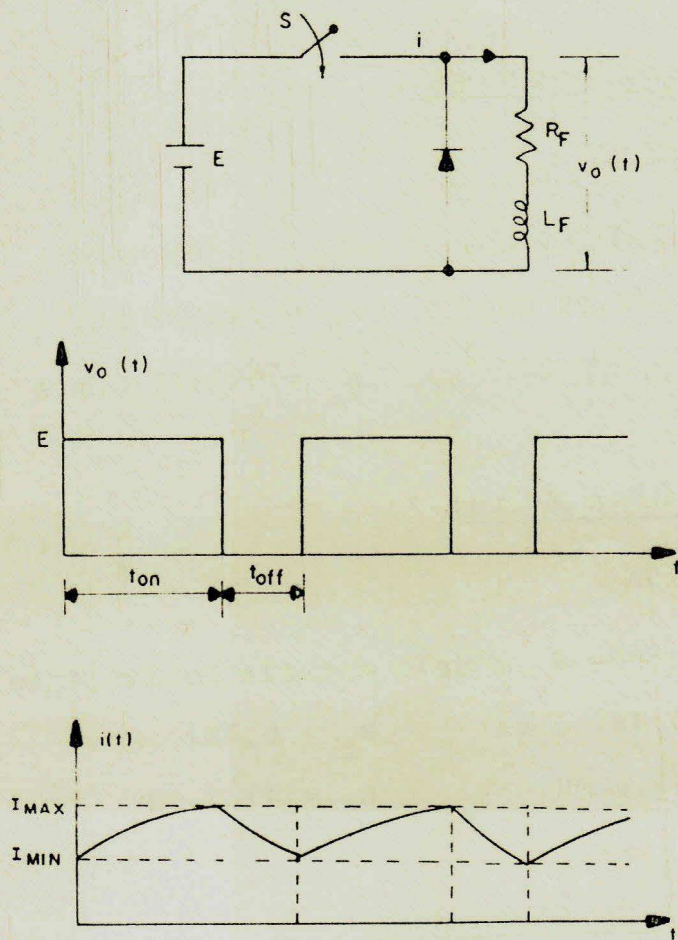


Fig. A9.7 - Ilustração do ensaio para medição da indutância do filtro de corrente.

ANEXO 10PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO SISTEMA DE ACIONAMENTOMOTOR DE INDUÇÃO

3Ø, 4 polos, 5Hp, 60Hz, 1715 RPM, rotor em gaiola

Ligação em estrela:

380V/8,7A

$$\begin{aligned} R_S &= 1,463 \text{ ohms}, & R_R &= 1,446 \text{ ohms} \\ L_S &= 142,94 \text{ mH}, & L_R &= 143,25 \text{ mH}, & M &= 138,14 \text{ mH} \\ J &= 0,069 \text{ Kg.m}^2, & B &= 0,1078 \text{ N.m.s} \end{aligned}$$

Ligação em delta:

220V/15A

Parâmetros do modelo estrela equivalente (*):

$$\begin{aligned} R_S &= 0,487 \text{ ohms} & R_R &= 0,482 \text{ ohms} \\ L_S &= 47,6 \text{ mH} & L_R &= 47,7 \text{ mH} & M &= 46,0 \text{ mH} \end{aligned}$$

Sistema de acionamento

$$\begin{aligned} L_F &= 200 \text{ mH} & R_F &= 1,3 \text{ ohms} & L_C &= 0,2567 \text{ mH} \\ a &= 220/6 & \Lambda_i &= 1,25 \text{ ohms} & K_V &= 60,6 \\ K_S &= 2,618 \text{ rad/s/V} & K_m &= 0,0318 \text{ V/rad/s} \\ K_i &= 27,18 & K_w &= 166 & C &= 10,0 \text{ µF} \\ \zeta_i &= 68,3 \text{ ms} & \zeta_w &= 639 \text{ ms} \end{aligned}$$

(*) - Os resultados deste trabalho são para a máquina de indução conectada em delta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- | 1 | - MITTAG, H. A. "Electric Valve Converting Apparatus".
U.S. Patent 1.946.292 (to GE). Feb. 1934.
- | 2 | - WARD, E. E. "Inverter Suitable for Operating Over a
Range of Frequency". Proc. IEE, Vol. 111, nº 8 :
1423 - 1434, Aug. 1964.
- | 3 | - IIDA, S. "Characteristics of single-phase, Bridge type
SCR inverter circuit having series diodes". Elec.
Eng. in Japan, Vol. 90, nº 4 : 76 - 84, Aug. 1970.
- | 4 | - McMURRAY, W. "The Performance of a Single-phase Current
fed Inverter With Counter EMF-Inductive Load". IEEE
Trans. Ind. Appl., Vol. IA-14, nº 4 : 319 - 329,
Jul./Aug. 1978.
- | 5 | - KAZUNO, H. "Commutation of a three-phase thyristor
bridge with commutation capacitors and series diodes".
Elec. Eng. in Japan, Vol. 90, nº 5 : 91 - 100, Oct.
1970.
- | 6 | - MAAG, R. B. "Characteristics and Applications of
Current Source/Slip Frequency Regulated ac Induction
Motor Drives". Conf. Rec. IEEE - IGA Annual Meeting,
pp. 411 - 416, 1971.

- R.I.E
- |7 | - PHILLIPS, K. P. "Current-Source Converter for AC Motor Drives". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, n^o 6 : 679 - 683, Nov./Dec. 1972.
- |8 | - NELSON, R. H. & RADOMSKI, R. A. "Design Methods for Current Source Inverter/Induction Motor Drive Systems". IEEE Trans., Vol. IECI - 22, n^o 2 : 141 - 145, May 1974.
- |9 | - BRENNEN, M. B. "A Comparative Analysis of two Commutations Circuits for Adjustable Current Input Inverters Feeding Induction Motors". Conf. Rec. PESC., pp. 201 - 212, June 1973.
- |10 | - FARRER, W. & MISKIN, J. D. "Quasi-sine wave fully regenerative inverter". Proc. IEEE, Vol. 120, n^o 9:969-976, Sept. 1973.
- |11 | - LIPO, T. A. & CORNELL, E. P. "State variable steady-state analysis of a controlled current induction motor drive". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 11 : 704 - 712, Nov./Dec. 1975.
- |12 | - JOSHI, A. & DEWAN, S. B. "Modified Steady-State of the Current-Source Inverter and Squirrel Cage Motor Drive!" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol IA - 17, n^o 1 : 50 - 57, Jan./Feb. 1981.
- |13 | - SUBRAHMANYAM, V. et alii. "Analysis of Commutation of a Current Inverter Feeding an Induction Motor Load". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 16, n^o 3 : 332 - 340, May/June 1980.

- [14] - YASUOKA, I. & TSUNEHIRO, Y. "Estimation of Commutation Capacitance of Current-Imposed Inverter Used for an Induction Motor Drive". Elec. Eng. in Japan, Vol. 94 : 48 - 55, July 1974.
- [15] - NONAKA, S. & TSUJI, M. "Stead-State and Transient Characteristics of an Induction Motor Driven Current Type Inverter". Elec. Eng. in Japan, Vol. 99, n° 4: 16 - 24, July 1979.
- [16] - LAZAR, J. "The Operational Modes of a Current Source Inverter Induction Motor Drive System". Proc. 2nd IFAC Symposium, Dusseldorf, Apr. 1977, pp. 443-451.
- [17] - SHOWLEH, M et alii. "An Exact Modeling and Design of Current Source Inverters". Conf. Rec. Ind. Appl. Society, IAS 79, pp. 439 - 459, Sept. 1979.
- [18] - LIENAU, W. "Commutation Modes of a Current Source Inverter". Proc. 2nd IFAC SYMPOSIUM, Dusseldorf, pp. 219 - 229, Apr. 1977.
- [19] - HARASHIMA, F. et alii. "Operating Performance of Inverter Fed Induction Motors Considering Magnetic Saturation". Conf. Rec. IEEE Ind. Appl, pp. 586 - 591, Sept. 1980.
- [20] - KLOSS, A. & HEINRICH, J. "Cage Induction Motors of Medium Rating With Current Source Converters". Brown Boveri Review, Vol. 69, n° 4/5 : 163 - 169, 1982.
- [21] - LIENAU, W. et alii. "Power Converters for Feeding Asynchronous Traction Motor of 1Ø AC Vehicles".

- IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA . 16, n^o 1 : 103 - 110, Jan./Feb. 1980.
- |22| - SAITO, S. et alii. "New Applications of Current Type Inverter". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 20, n^o 1 : 226 - 235, Jan./Feb. 1984.
- |23| - PALANIAPPAN, R. "Voltage Clamping Circuits for CSI-IM Drives". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 21, n^o 2 : 429 - 447, Mar./Apr. 1985.
- |24| - KUBOTA, H. et alii. "High Frequency Characteristics of a new CSI GTO Inverter Fed Induction Motor Drive". Proc. European Power Elec. Conference, Oct. 1985, pp. 3.119 - 3.124.
- |25| - LIPO, T. A. & PLUNKETT, A. B. "A Novel Approach to Induction Motor Transfer Functions". IEEE Trans. on Power Appl., Vol. PAS - 93 : 1410 - 1418, Sept./Oct. 1974.
- |26| - CORNELL, F. P. & LIPO, T. A. "Design of Controlled Current AC Drive Systems Using Transfer Function Techniques". Proc. 2nd IFAC Symposium, Dusseldorf, pp. 133 - 147, 1977.
- |27| - CORNELL, F. P. & LIPO, T. A. "Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive System". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 13, n^o 4 : 321 - 330, July/Aug. 1977.
- |28| - SAWAKI, N. & SATO, N. "Steady-state and stability analysis of induction motor driven by current source

inverter". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 13,
May/June 1977.

- |29| - MACDONALD, M. L. & SEN, P. C. "Control Loop Study of Induction Motor Drives Using DQ Model." IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IECI - 26, n° 4 : 237 - 243, Nov. 1979.
- |30| - LEONHARD, W. "Introduction to A.C. Motor Control Using Field Coordinates". Simposio Sulle Evolucion Nelle Dinamica Delle Machine Elettriche Rotanti, Tirrenias, pp. 370 - 376.
- |31| - PLUNKETT, A. B. et alii. "Synchronous Control of a Static AC Induction Motor Drive". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 15, n° 4 : 430 - 437, July/Aug. 1972.
- |32| - KRISHNAN, R. et alii. "Control principles in current source induction motor drives". in Conf. Rec. 1980 IEEE - IAS Annu. Meet., pp. 605 - 617.
- |33| - BASSI, E. et alii. "Dynamic characteristics of a current inverter induction motor drive under different control strategies". in Conf. Rec. 1985 European Power Electronics Conference, pp. 3.351 - 3.356, 1985.
- |34| - KRISHNAN, R. et alii. "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 19, n° 3 : 370 - 378, May/June 1983.
- |35| - BOLOGNANI, S. & BUJA, G. S. "Control System Design of

- a Current Inverter Induction Motor Drive". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 21, n^o 5 : 1145 - 1153 Sept./Oct. 1985.
- |36| - ABD-FL-HAMID, S. S. & CARROL, D. P. "Analysis and Simplified Representation of a Current Source Inverter Induction Motor Drive". Conf. Rec. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 325 - 332, 1979.
- |37| - AKAMATSU, M. et alii. "High Performance IM Drive by Coordinate Control Using a Controlled Current Inverter". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 18, n^o 4 : 382 - 392, July/Aug. 1982.
- |38| - YUVARAJAN, S. et alii. "Analysis of a Current-Controlled Inverter-Fed Induction Motor Drive Using Digital Simulation". IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IECI - 27, n^o 2 : 67 - 76, May 1980.
- |39| - LATAIRE, P. & MAGGETTO, G. "Digital Simulation of the Six-pulse Current-Fed Converter with Asynchronous Motor". Conf. Rec. IEEE - IAS Ann. Meeting, pp. 824 - 830.
- |40| - DAVAT, B. "Etude-mise au point en application d'une méthode de simulation globale de convertisseurs statiques connectés a des charges complexes". Tese de Dr. Ing., Inst. Nat. Polyt. de Toulouse.
- |41| - HARRINGTON, R. J. & GAWISH, S. A. "A Digital Computer Model of Three-phase Rectifier/Inverter Systems for Transient Studies". EPE'S 85 Conference, Bruxelles, 1985, pp. 2.131 - 2.136.

- |42| - MOLTGEN, G. "Simulationsuntersuchung zum Stromrichter mit Phasenfolgeloschung". Siemens Forsch. u. Entwickl., Vol. 12, pp. 166 - 175, 1983.
- |43| - GRANDPIERRE, M. & FAUCHER, F. "Simulation Organisée des Systèmes Interconnectés Electriques". Rapport Technique du G.R.E.C.O., L.F.F.I. - E.N.S.E.E.I.H.T., Toulouse, 1985.
- |44| - AGUIAR, A. L. "Conversores Estáticos e Controle de Máquinas - Seção 2 : Sistemas de Acionamento Estático de Motores de Indução". Minicursos, 1º CLAA/5º CBA, Campina Grande, 1984, pp. 147 - 164.
- |45| - BIMAL, K. B. "Adjustable Speed AC Drives-A Technology Status Review". Proceedings of The IEEE., Vol. 70, nº 2, Feb. 1982.
- |46| - AGUIAR, A. L. & JACOBINA, C. B. & MATOS, J. G. & FAUCHER, J. "Digital Simulation of Current Source Inverter-Fed AC Machines". A ser apresentado no ICEM'86, Munique.
- |47| - AGUIAR, A. L. & JACOBINA, C. B. & MATOS, J. G. "Simulação digital de acionamentos de motores de corrente alternada alimentados por inversores de fonte de corrente". Publicação interna - DEE - UFPb, Dez. 1985.
- |48| - LIPO, T. A. "Simulation of a Current Source Inverter Drive". IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. IFCI-26, nº 2 : 98 - 103, May 1979.
- |49| - ALENCAR, Evandro Fachine. "Etude de la Regulation de

- Vitesse Et Flux d'Une Machine Asynchrone Alimentee En Tension par Convertisseur Statique". Rapport de DEA - Inst. Nat. Polyt. de Toulouse, 1980.
- |50| - LIPO, T. A. & WALKER, L. H. "Design and Control Techniques for Extending High Frequency Operation of a CSI Induction Motor Drive". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA - 19, nº 5 : 744 - 753, Sept./Oct. 1980.
- |51| - MATOS, J. G. de & AGUIAR, A. L. "Controle de Fluxo em Acionamento de Motor de Indução Alimentado por Chaveador-Inversor de Tensão". Publicação Interna -DEE UFPb, 1985.
- |52| - SILVA, S. R. & AGUIAR, A. I. "Análise das funções de transferência de um acionamento de motor de indução em tensão com controle de fluxo através do ramo CC". Publicação interna - DEE - UFPb, 1985.
- |53| - GIL, P. E. & MURRAY, W. "Safeguarded Steplenght Algorithms For Optimization Using Descent Methods". NPW, Teddington, Meddlesex, 1974, Report NAC-37.
- |54| - FITZGERALD, A. F. & KINGSLFY, CHARLFS JR. Electric Machinery. Ed. McGraw-Hill, 2^a Edição, 1961, pp. 479-484.
- |55| - AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS-AIEE. Test Code For Polyphase Induction Machines, nº 500. New York, Aug. 1934, 25 p.
- |56| - TRANNOY, B. & GRANDPIERRE, M. Regimes Transitoires des Machines a Courant Alternatif. Institut National Po

lytechnique de Toulouse, 1980 (Apostila).

- [57] - GEHLOT, N. S. & MATOS, J. GOMES. "Comparative Steady-state Analysis of 3-phase Current Source Converter Fed Induction Motor". Proc. European Power Electronics Conference, Brussels, Vol. 2 : 3.125 - 3.130, 1985.
- [58] - GEHLOT, N. S. & MATOS, J. G. "Steady-State Analysis of 3-phase Current Source Inverter Fed Induction Motors". Proc. Chilean Elec. Eng. Conference, Santiago: 259 - 264, 1985.
- [59] - GEHLOT, N. S. & AGUIAR, A. L. & MATOS, J. G. "Design and Dynamic Performance of a Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive". A ser apresentado no IECON'86.