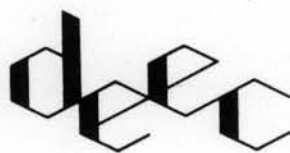


32



DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES



FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

Rua dos Bragas, 4099 Porto Codex – PORTUGAL

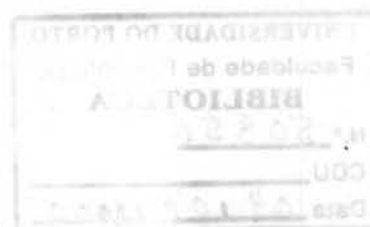
**CONTROLO DIRECTO DO BINÁRIO
DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
ANÁLISE EM FREQUÊNCIA**

Faculdade de Engenharia da Universidade do
Porto



**CONTROLO DIRECTO DO BINÁRIO DO MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO - ANÁLISE EM FREQUÊNCIA**

Paulo Jorge Campos Costa



Licenciado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores pela Faculdade
de Engenharia da Universidade do Porto

Dissertação submetida para satisfação parcial dos requisitos do grau de
mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Área de especialização em Automação Industrial

Porto, Setembro de 1997

Paulo Jorge Campos Costa

**CONTROLO DIRECTO DO BINÁRIO DO MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO - ANÁLISE EM FREQUÊNCIA**

Dissertação realizada sob a supervisão de:

Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho
do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Realizada com o apoio parcial do Gabinete PRAXIS XXI

«Todos os Homens vêem os mesmos objectos, mas não os compreendem da mesma maneira. A inteligência é a língua que os distingue e saboreia»

Thomas Traherne, poeta do século XVII

AGRADECIMENTOS

Nestas breves linhas não só quero agradecer por parte da dissertação de Mestrado, como agradeço também por todo o desenrolar do curso de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e Computadores, uma vez que esta tese é uma implicação directa da sua conclusão. Neste percurso, muitas pessoas me apoiaram, a minha família, os professores e os amigos.

Agradeço também ao Instituto de Sistemas e Robótica do pólo do Porto (ISR) e ao Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI) de Toulouse, pela disponibilidade da utilização das instalações e pelos conhecimentos que me concedeu, fundamentais para o desenvolvimento desta dissertação.

Entre todas as pessoas que me ajudaram, agradeço especialmente aquelas que mais perto contactei:

Orientadores: Prof. Adriano da Silva Carvalho

Prof^a. Fátima Chouzal

Prof. Xavier Roboam

Prof. Bruno Dagues

Aos meus amigos: Armando Sousa, Carlos Martins, Carlos Ramos, Cláudia Gouveia, Joaquim Alves e Mónica Bastos.

Aos meus pais e irmã.

Obrigado

Paulo Costa

RESUMO

As recentes evoluções tecnológicas que conferem um grau de sofisticação cada vez maior ao controlo das máquinas assíncronas trifásicas deram origem ao desenvolvimento de um novo método de controlo, apropriado directamente ao seu princípio de funcionamento, o Controlo Directo de Binário (DTC - *Direct Torque Control*).

Nesta dissertação é desenvolvido um controlador DTC cujas características de funcionamento são comparadas com as características obtidas nos métodos de controlo convencionais, escalares e vectoriais.

Com efeito, analisando o comportamento do DTC *standard* foi identificado o problema de geração da tensão de alimentação de uma forma não controlada, nem padronizada, resultante da variação permanente da frequência de comutação.

O controlador desenvolvido é desenhado de modo a tomar em consideração a uniformização da frequência de comutação respeitando as características gerais do controlo directo de binário electromotor. Para isso o autor tem necessidade de introduzir dois novos conceitos referentes ao domínio da frequência.

No final deste estudo são validados os resultados atingidos com este novo controlador, por comparação com os correspondentes aos métodos tradicionais. Esta validação foi feita quer no domínio da saída mecânica, quer no conteúdo harmónico das grandezas eléctricas de alimentação.

Para a simulação da associação conversor estático/máquina eléctrica comandada o programa de simulação POSTMAC (*Programme Ouvert de Simulation pour le Test de Machines Assynchrones Commandées*), foi escolhido como ambiente de desenvolvimento.

PALAVRAS-CHAVE

- Máquina assíncrona
- Simulação
- Controlo escalar
- Controlo vectorial
- Controlo directo de binário
- Frequência de comutação
- PWM
- Histerese

GLOSSÁRIO

C.A.	Corrente alternada
C.C.	Corrente contínua
CEM	Binário electromotor
C_{ch}	Binário de carga
CRi	Parâmetros que caracterizam o binário de carga
DSP	Processador digital de sinal (Digital Signal Processor)
DTC	Controlo directo de binário (Direct Torque Control)
F.C.E.M	Forças contra electromotrizes
FVT	Atrito viscoso
IS1	Módulo da corrente estatórica na primeira fase
JVT	Momento de inércia
PHIS	Módulo do fluxo estatórico
PWM	Modulação de largura de impulsos (Pulse Width Modulation)
rel	Relação entre T_m e T_{pc} : $rel = T_m/T_{pc}$
SEC	Ângulo obtido a partir do arc tangente do quociente entre a componente β e a componente α do fluxo estatórico
SOSIE	Simulation Organisée de Systèmes Interconnectés Electriques
T_m	Tempo morto de aplicação forçada de sequência de roda livre
T_{pc}	Tempo total de controlo de frequência
VEL	Velocidade síncrona
VIT	Velocidade angular mecânica
VS1	Módulo da tensão estatórica na primeira fase
$[X]$	Notação vectorial; para um sistema trifásico : $[X]^T = [X_a \ X_b \ X_c]$
$X_{s \ a, b, c}$	Componente estatórica do vector X_s na fase a, (respectivamente b, c)
$X_{r \ a, b, c}$	Componente rotórica do vector X_r na fase a, (respectivamente b, c)
$\bar{X}$	Grandeza complexa: $\bar{X} = X \cdot e^{j\phi}$
$X_{d,q}$	Componente representada num referencial difásico de Park rodando a uma pulsação de ω_ψ
$X_{\alpha\beta}$	Componente representada num referencial difásico de Park fixo ao estator
$\hat{X}$	Amplitude de um vector $[X]$
ϕ_s, ϕ_r	Módulo do fluxo estatórico, e rotórico respectivamente

I_s, I_r	Módulo da corrente estatórica, e rotórica respectivamente
ω_s, θ_s	Pulsção eléctrica (da respectiva fase) das tensões estatóricas: $\omega_s = d\theta_s/dt$
ω_r, θ_r	Pulsção eléctrica (da respectiva fase) das correntes rotóricas: $\omega_r = d\theta_r/dt$
ω_p, ρ	Pulsção eléctrica (da respectiva fase) do fluxo rotórico: $\omega_p = d\rho/dt$
ω, θ	Velocidade (da respectiva posição) angular eléctrica do rotor: $\omega = d\theta/dt$
Ω	Velocidade angular mecânica do rotor
p	Número de pares de pólos $\omega = p.\Omega$
s	Deslizamento do motor: $s = \omega_r/\omega_s$
l_s, l_r	Indutância própria de uma fase estatórica , e rotóricas respectivamente
M_s, M_r	Indutância mútua entre 2 fases estatóricas, e rotóricas respectivamente
M_{sr}	Coefficiente máximo de indutância mútua entre 1 fase estator e 1 fase rotor
$l_{s\sigma}, l_{r\sigma}$	Indutância de fugas estatórica, e rotórica respectivamente
l_{sp}, l_{rp}	Indutância própria estatórica, e rotórica respectivamente
l_{sc}, l_{rc}	Indutância própria cíclica estatórica, e rotórica respectivamente
L_s, L_r	Indutância cíclica estatórica ($L_s = l_{s\sigma} + l_{sc}$), e rotórica respectivamente
M	Indutância mútua cíclica estator/rotor (indutância magnetizante)
σ	Coefficiente de dispersão (factor de fugas): $\sigma = 1 - M^2/(L_s.L_r)$
R_s, R_r	Resistência por fase estatórica, e rotórica respectivamente
R_{sr}	Resistência total referida ao primário: $R_{sr} = R_s + R_r.(M/L_r)^2$
n	Relação de transformação
P_{js}, P_{jr}	Perdas joules estatóricas e rotóricas respectivamente
P_{tr}	Potência transmitida ao rotor
P_{mag}	Perdas no ferro
S_s	Potência aparente

RESUMO	iv
PALAVRAS-CHAVE	v
GLOSSÁRIO	vi
ÍNDICE	viii
ÍNDICE DE TABELAS	xi
ÍNDICE DE FIGURAS	xii
CAPÍTULO 1	1
INTRODUÇÃO	1
1.1 Contexto	1
1.2 Objectivos	3
1.3 Organização Geral da Tese	3
CAPÍTULO 2	5
EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLO NA MÁQUINA ASSÍNCRONA	5
2.1 Conjunto Máquina Assíncrona/ Conversor Estático	5
2.1.1 Máquina Assíncrona	5
2.1.2 Conversores Estáticos	6
2.1.2.1 Conversores C.A./C.A.	6
2.1.2.2 Cascata Hipossíncrona	6
2.1.2.3 Conversor C.C./C.A. (inversor de tensão)	7
2.1.2.4 Conversor C.C./C.A. (inversor de corrente)	8
2.2 Métodos de Variação de Velocidade	8
2.2.1 Métodos Escalares	9
2.2.1.1 Variação da Tensão de Alimentação	9
2.2.1.2 Variação da Corrente Rotórica	10
2.2.1.3 Variação da Frequência da Fonte	10
2.2.1.3.1 Operação com Fluxo Constante	10
2.2.2 - Métodos Vectoriais	12
2.2.2.1 Transformada de Park	13
2.2.2.2 Controlo Vectorial Directo	18
2.2.2.3 Controlo Vectorial Indirecto	19
2.2.2.3.1 Estratégia de Controlo das Correntes - Desacoplamento	20
2.2.3 O Controlo Directo de Binário	23
CAPÍTULO 3	25
O PAPEL DA SIMULAÇÃO NO PROJECTO DE UM CONTROLADOR	25

3.1 Generalidades Sobre a Metodologia SOSIE	25
3.1.1 A Modularidade	26
3.1.2 O Pseudo - Paralelismo	26
3.1.3 Sintaxe de Escrita	26
3.2 O POSTMAC	26
3.2.1 Módulos Existentes	27
3.2.2 Apresentação Detalhada de Todos os Módulos	29
3.2.2.1 Módulos de Alimentação	30
3.2.2.2 Módulo do Inversor de Tensão	31
3.2.2.3 Módulo da Parte Eléctrica da Máquina	31
3.2.2.4 Módulo da Parte Mecânica da Máquina	32
3.2.2.5 Módulo Sensorial	33
3.2.3 O Comando Programado	33
3.2.3.1 A Parte <i>Declarativa</i>	34
3.2.3.2 A Função <i>Simul_init</i>	35
3.2.3.3 A Função <i>Calcul</i>	35
3.2.3.4 A Função <i>Synchro</i>	35
3.3 Conclusões	36
CAPÍTULO 4	37
CONTROLO DIRECTO DE BINÁRIO	37
4.1 Modelação do Inversor de Tensão	37
4.2 Princípio Geral do Controlo Directo do Binário	40
4.2.1 Aspectos de Implementação	45
4.2.2 Resultados das Primeiras Simulações Efectuadas	47
4.3 Frequência de Comutação	49
4.3.1 Conceito de Frequência de Comutação Singular Média	50
4.3.2 Conceito de Frequência de Comutação Global Média	51
4.4 Influência das Frequências de Comutação na Implementação do DTC	51
4.5 Funcionamento do Sistema Conversor/Motor	55
4.5.1 Descrição do Processo de Selecção do Vector a Aplicar ao Motor	57
4.5.2 Simulação do Algoritmo com uma Frequência de Comutação Global Média	58
4.5.3 Simulação do Algoritmo com uma Frequência de Comutação Singular Média	60
4.6 Optimização da Característica Mecânica de Saída	62
4.6.1 Possíveis Soluções para Atenuar os Efeitos do Funcionamento a Frequência Singular Média de Comutação	64
4.7 Comportamento do Sistema de Controlo em Condições Particulares de Funcionamento	67
4.7.1 A Optimização do Fluxo	67
4.7.2 A Frenagem através do Fluxo	68
4.7.3 As Propriedades do Arranque	69
4.7.4 Falhas na Tensão de Alimentação	69
4.8 Conclusões	70
CAPÍTULO 5	72
ANÁLISE E VALIDAÇÃO DE RESULTADOS	72
5.1 Comportamento dos Diferentes Métodos de Controlo	72
5.1.1 Métodos Escalares	72
5.1.1.1 Ensaios Realizados	72
5.1.1.1.1 Algumas Considerações Sobre o Método de Controlo Escalar	75
5.1.2 Métodos Vectoriais	75
5.1.2.1 Ensaios Realizados	76
5.1.2.2 Análise Comparativa dos Dois Métodos	81
5.1.2.3 Resposta Dinâmica do Fluxo Estatórico e do Binário Electromotor no Controlo Vectorial	82
5.1.3 Método de Controlo Directo do Binário	83

5.1.3.1. Ensaios Realizados	83
5.2 Análise Espectral do Funcionamento Com e Sem Restrição de Frequência	90
CAPÍTULO 6	94
CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	94
ANEXO A	98
MODELAÇÃO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA	98
ANEXO B	108
RESULTADOS DA ANÁLISE ESPECTRAL DE ALGUNS SINAIS	108
ANEXO C	124
DESCRIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA ASSÍNCRONA UTILIZADA NAS SIMULAÇÕES	124
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	127

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1: Estado possível para os interruptores de cada célula	38
Tabela 4.2: Estrutura de regulação do binário e do fluxo	43
Tabela 4.3: Tabela regulação para a implementação DTC com a restrição da frequência de trabalho	57
Tabela 4.4: Tabela com alguns exemplos ilustrando a relação entre tempo de controlo e o tempo morto	66
Tabela B.1: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método Takahashi.	109
Tabela B.2: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação global média	112
Tabela B.3: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média	115
Tabela B.4: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média (EC=700V)	118
Tabela B.5: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média ($T_a = 50 \mu s$)	121

Figura 2.1: Cascata hipossíncrona.....	7
Figura 2.2: Transformação de um sistema trifásico (a, b, c) num sistema difásico para a produção de uma mesma f.m.m.....	13
Figura 2.3: Representação angular do sistema de eixos.....	15
Figura 2.4: Orientação do referencial segundo o fluxo rotórico	16
Figura 2.5: Orientação directa do referencial segundo o vector fluxo rotórico	18
Figura 2.6: Relações de transferência correntes/tensões	21
Figura 2.7: Estrutura de regulação do fluxo rotórico e do binário electromagnético.....	22
Figura 2.8: Sinóptico da lei do comando vectorial directo e indirecto	22
Figura 2.9: Evolução das técnicas de controlo	24
Figura 3.1: Esquema electrotécnico do conjunto.....	27
Figura 3.2: Estrutura informática programa de simulação POSTMAC.....	28
Figura 3.3: Representação dos diferentes módulos do POSTMAC	29
Figura 3.4: Módulo da alimentação personalizada.....	30
Figura 3.5: Módulo do inversor de tensão	31
Figura 3.6: Módulo da máquina assíncrona (parte eléctrica).....	31
Figura 3.7: Módulo da máquina (parte mecânica).....	32
Figura 3.8: Módulo sensorial	33
Figura 3.9: Comando Programado	34
Figura 4.1: Esquema simplificado do inversor de tensão.....	37
Figura 4.2: As oito sequências possíveis.....	39
Figura 4.3: Estado de cada um dos interruptores para produzir as oito sequências possíveis.....	39
Figura 4.4: Representação geral de um sistema de accionamento com controlo directo de binário.....	40
Figura 4.5: Regulação do fluxo estatórico.....	42
Figura 4.6: Representação no plano complexo dos vectores de tensão.....	43
Figura 4.7: Sinal da variação do binário no plano binário/velocidade quando se aplica uma roda livre.....	45
Figura 4.8: Representação da estratégia de controlo DTC implementada e simulada (método de Takahashi).....	46
Figura 4.9: Curvas do binário, corrente numa fase estatórica, fluxo e velocidade resultantes do DTC, com enfraquecimento de campo.	47
Figura 4.10: Representação das quatro curvas CEM, IS1, Fluxo e Velocidade em meio segundo de simulação.....	48
Figura 4.11: Apresentação da resposta dinâmica do binário e velocidade	49
Figura 4.12: Dois sinais de comando de um semiconductor de potência; a) periódico e b) não periódico.....	50
Figura 4.13: 1º hipótese para o conjunto de controlo binário/fluxo	52
Figura 4.14: 2ª hipótese para o conjunto de controlo binário/fluxo	52
Figura 4.15: 3ª hipótese para o conjunto de controlo binário/fluxo	52
Figura 4.16: Resultados verificados para o binário considerando três tipos diferentes de regulação	53

Figura 4.17: Representação dos resultados obtidos para o fluxo simulando três tipo de regulações diferentes	54
Figura 4.18: Curvas obtidas para a frequência mecânica média com três tipos de regulação de histerese diferentes.....	55
Figura 4.19: Plano complexo α , β , dividido em doze sectores	56
Figura 4.20: Simulação do funcionamento com a restrição de frequência de comutação global média mínima	59
Figura 4.21: Apresentação das curvas respeitantes à frequência de comutação global média e à frequência média registada em cada um dos interruptores.....	60
Figura 4.22: Descrição do comportamento do binário, fluxo e velocidade com algoritmo de restrição de frequência singular média de comutação	61
Figura 4.23: Apresentação da frequência média de funcionamento em cada interruptor e da frequência mecânica média face a um controlo com restrição de frequência eléctrica média mínima	61
Figura 4.24: Aparecimento de uma limitação no binário no funcionamento com fluxo constante, método Takahashi (a) com restrição de frequência global (b) e singular (c)	63
Figura 4.25: Comparação entre a resposta obtida para o binário e velocidade para duas tensões diferentes da fonte de corrente contínua (520V (a) e 700V (b)).....	64
Figura 4.26: Curvas obtidas para a frequência global, singular média de comutação para um interruptor no caso de alimentação a) 520 b)700.	65
Figura 4.27: Curvas obtidas para o binário e velocidade nos casos de frequência global e singular média com: a) $T_{pc}=76\mu s$ e b) $T_{pc}=212\mu s$	66
Figura 4.28: Curvas obtidas para um período de amostragem de $16\mu s$:a) frequência global média e $50\mu s$ b) frequência global média c) frequência singular média.....	67
Figura 4.29: Fluxo-frenagem	68
Figura 4.30: Simulação dos efeitos de uma variação da tensão de contínua a) 520 V e b) 400 V	70
Figura 5.1: Controlo escalar do binário numa máquina assíncrona	73
Figura 5.2: Complemento da figura anterior com as curvas de corrente e tensão estatórica.....	74
Figura 5.3: Comportamento do método escalar a baixas velocidades	74
Figura 5.4: Controlo vectorial directo.....	77
Figura 5.5: Controlo vectorial indirecto.....	77
Figura 5.6: Resposta do controlo vectorial a uma referência em velocidade	78
Figura 5.7: Apresentação das curvas binário, fluxo e velocidade a uma referência de binário	79
Figura 5.8: Zoom na zona de transição da referência do binário.....	79
Figura 5.9: As respostas do binário, tensão, corrente e velocidade quando sujeitos a uma referência de binário	80
Figura 5.10: As curvas de binário, fluxo e velocidade na situação de uma alimentação contínua a; a) 520 V e b) 365 V	81
Figura 5.11: Ilustração pormenorizada da ondulação no fluxo	82
Figura 5.12: Ilustração pormenorizada da ondulação do binário	83
Figura 5.13: Resultados do binário, tensão e corrente numa fase estatórica e velocidade para o DTC.....	84
Figura 5.14: Comparação dos resultados obtidos para o binário, fluxo estatórico e velocidade no caso a) vectorial e b) controlo directo binário	85
Figura 5.15: Apresentação da ondulação registado no fluxo com o DTC.....	86

Figura 5.16: Representação pormenorizada da ondulação existente no binário.....	86
Figura 5.17: Apresentação das curvas de binário, fluxo estatórico e velocidade no DTC (a) e vectorial (b)	87
Figura 5.18: Ilustração pormenorizada da resposta do controlo DTC e do vectorial a um degrau na referência do binário	88
Figura 5.19: Representação comparativa entre os dois tipos de controlo a) DTC e b) vectorial das características mecânicas face a uma diminuição da tensão de alimentação	88
Figura 5.20: Representação comparativa entre os dois tipos de controlo a) DTC e b) vectorial das características eléctricas face a uma diminuição da tensão de alimentação	89
Figura 5.21: O espectro obtido para a tensão sem restrição d e frequência	91
Figura 5.22: Espectro do binário com a componente contínua sem restrição de frequência.....	91
Figura 5.23: Zoom do espectro do binário	91
Figura 5.24: Espectro da tensão para um funcionamento com restrição de frequência.....	92
Figura 5.25: Espectro do binário com um funcionamento com restrição de frequência.....	92
Figura 5.26: Zoom do binário.....	93
Figura (B.1): Curvas do binário (CEM) e tensão estatórica (VS1) com o funcionamento com o controlo por Takahashi	109
Figura (B. 2): Espectro da tensão de uma fase estatórica (Takahashi)	111
Figura (B.3): Curvas do binário e tensão estatórica funcionando com frequência de comutação global média.....	112
Figura (B.4): Espectro da tensão (frequência de comutação global média)	114
Figura (B.5): Curvas do binário e tensão numa das fases do estator com o funcionamento com frequência singular média de comutação	115
Figura (B.6): Espectro da tensão estatórica (frequência de comutação singular média)	117
Figura (B.7): Curvas do binário e tensão estatórica (VS1) funcionando com frequência de comutação singular média (EC = 700 V)	118
Figura (B. 8): Espectro da tensão (VS1), para o caso de uma elevação na tensão contínua de alimentação	120
Figura (B.9): Curvas do binário(CEM) e tensão estatórica de uma fase (VS1) funcionando com frequência de comutação singular média com $T_a = 50 \mu s$	121
Figura (B.10): Espectro obtido para a tensão estatórica com um período de amostragem (T_a) igual a $50 \mu s$	123
Figura (C.1): Modelo da máquina assíncrona em regime permanente	125
Figura (C.2): Esquema equivalente geral referenciado ao primário em regime permanente	126
Figura (C.3): Esquema equivalente com as fugas no secundário.....	126

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Contexto

A elaboração de sistemas de controlo exige um conhecimento prévio do circuito equivalente do motor de indução, bem como uma análise da sua modelação dinâmica.

Actualmente o comportamento de qualquer sistema pode ser simulado num computador através da utilização de um modelo matemático e de software apropriado.

O POSTMAC (*Programme Ouvert de Simulation pour le Test de Machines Assynchrones Commandées*), programa de simulação de associações conversor/máquinas assíncronas/comando, permite a simulação e consequentemente o teste de várias hipóteses formuladas sobre o comportamento dos controladores desenvolvidos. O processo de verificação, torna-se rápido e sem custos adicionais ao projecto dos controladores.

Os resultados obtidos em simulação não diferem muito dos valores obtidos com a experimentação desde que a ferramenta de simulação adopte um modelo preciso do sistema a simular. Estes programas de simulação tornam-se assim uma ferramenta imprescindível no desenvolvimento de um controlador.

Ao nível do controlo de sistemas de accionamento baseados no motor assíncrono os métodos escalares passam gradualmente para um segundo plano graças ao desenvolvimento verificado nos últimos anos na área de controlo de máquinas assíncronas e à utilização progressiva de microprocessadores de maior cálculo e velocidade de processamento. Esta evolução favoreceu o aparecimento de novas abordagens de controlo, que até então era inviável serem postas em prática (Controlo vectorial e DTC (*Direct Torque Control*)).

Com os métodos de controlo vectorial é possível obter boas características de controlo, com a possibilidade de realizar um desacoplamento das duas grandezas de controlo, fluxo e binário, melhorando o comportamento em regime transitório. A evolução da microinformática permitiu já implementações fiáveis e definitivas deste método.

O método de controlo vectorial indirecto depende muito dos parâmetros do motor nomeadamente da constante rotórica, consequentemente diferenças existentes entre os parâmetros do motor utilizados no modelo de comando e os efectivos resultam numa degradação do desempenho do sistema. Porém, este problema pode ser atenuado recorrendo a observadores de estado robustos, tendo em contrapartida um maior volume de cálculo associado.

Mantendo as características de controlo para o binário e fluxo, nomeadamente o desacoplamento na regulação destas duas grandezas, surgiu recentemente o controlo directo de binário com uma redução do volume de cálculo considerável recorrendo a uma modelação simples da máquina assíncrona. Neste tipo de controlo o modelo da máquina é muito simples e está intimamente associado ao inversor de tensão.

O controlo directo de binário mantém o desacoplamento existente no controlo vectorial melhorando assim o regime transitório e apresenta uma elevada insensibilidade, nomeadamente à variação dos parâmetros rotóricos. O número total de sensores necessários para um funcionamento com boas precisões pode também ser reduzido.

Nesta dissertação a principal desvantagem deste método, o comportamento no domínio da frequência, foi abordada de uma forma particular.

Na verdade os problemas do conteúdo harmónico, a interferência electromagnética, as perdas por comutação que afectam o rendimento e finalmente o ruído audível não podem ser ignorados e estão intimamente ligados à frequência de funcionamento de qualquer sistema de potência controlada.

A abordagem da frequência de comutação é feita com a introdução de dois novos conceitos, a frequência de comutação global média e a frequência de comutação singular média. O funcionamento segundo cada uma destas frequências tem como objectivo minimizar ou mesmo eliminar os problemas intrínsecos ao funcionamento a frequência variável do controlo directo do binário.

Com o objectivo de analisar o funcionamento de um controlador DTC, de acordo com estes dois conceitos de frequências de comutação é realizada uma análise espectral de diferentes grandezas quer eléctricas quer mecânicas.

Depois de uma análise dos resultados obtidos com o método implementado, esta dissertação concluiu com a comparação com o método DTC convencional.

1.2 Objectivos

Este trabalho tem como objectivo analisar os algoritmos de controlo baseados nos métodos convencionais, escalares e vectoriais, e desenvolver um controlador para sistemas de accionamento baseado no controlo directo de binário. Os resultados serão validados, por comparação, através do conhecimento existente do funcionamento dos controladores com base nos métodos convencionais.

Este novo controlador deve procurar, dentro do conceito de controlo directo do binário, estabelecer uma frequência de trabalho e manter esta última fixa. Desta forma, procura-se minimizar o conteúdo harmónico da onda de tensão, da onda de corrente e os seus efeitos, bem como a eliminação do ruído audível inerente ao funcionamento da electrónica de potência.

1.3 Organização Geral da Tese

Esta tese está estruturada em seis capítulos, o primeiro dos quais é esta introdução, e em quatro anexos.

Capítulo 2 - Descrição sumária da máquina assíncrona. Apresentação dos métodos de controlo escalar existentes e dos métodos vectoriais directo e indirecto. Breve referência ao método de controlo directo do binário. Pretende-se neste capítulo, descrever, segundo uma evolução temporal e tecnológica, os diferentes tipos de controlo da máquina assíncrona, terminando com a introdução ao novo método de controlo directo de binário que será analisado em pormenor num próximo capítulo.

Capítulo 3 - Reflexão sobre o papel dos programas de simulação na fase de projecto de um controlador. Breve referência à metodologia de simulação SOSIE (Simulation Organisée de Systèmes Interconnectés Electriques), que serviu de suporte ao desenvolvimento do programa de simulação utilizado nesta tese. Será feita uma breve descrição do programa de simulação POSTMAC, que é especialmente dedicado ao estudo e teste de algoritmos de controlo de máquinas assíncronas.

Capítulo 4 - Introdução sumária ao método de controlo directo do binário. Introdução do conceito de frequência em DTC, e definição da frequência global média e frequência

singular média. Será analisado e implementado o algoritmo de controlo directo de binário, de acordo com o objectivo de melhorar o desempenho do sistema de accionamento que diz respeito a essas frequências.

Capítulo 5 - Análise dos resultados de simulação obtidos com o método implementado e validação por comparação com os diferentes métodos de controlo existentes para o comando das máquinas assíncronas (motores).

Capítulo 6 - Conclusão e perspectivas de desenvolvimento.

Anexo A - Apresentação do circuito equivalente e modelo matemático do motor de indução em regime dinâmico.

Anexo B - Análise espectral das grandezas provenientes das simulações realizadas.

Anexo C - Descrição dos parâmetros eléctricos e dos parâmetros mecânicos do motor assíncrono utilizados nas simulações efectuadas.

Capítulo 2

EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLO NA MÁQUINA ASSÍNCRONA

O controlo das máquinas de corrente alternada é mais complexo do que o das máquinas de corrente contínua e a sua complexidade aumenta com as elevadas exigências de desempenho. Vários têm sido os progressos registados nos métodos de controlo destas máquinas. No entanto, o método de controlo a adoptar depende, na maior parte das vezes, da aplicação a que se destina. Neste capítulo será feita uma síntese dos métodos escalares tradicionais, dos métodos vectoriais e uma breve referência ao novo método de controlo directo do binário.

2.1 Conjunto Máquina Assíncrona/ Conversor Estático

Antes de abordar os métodos de controlo será feita neste parágrafo uma breve referência ao princípio de funcionamento da máquina assíncrona bem como às diferentes possibilidades de alimentação da mesma.

2.1.1 Máquina Assíncrona

No motor de indução a corrente alternada é fornecida ao enrolamento do estator directamente, e ao enrolamento do rotor por indução a partir do estator.

As correntes polifásicas equilibradas do estator e do rotor criam ondas de força magnetomotriz (f.m.m.), com componentes de estator e rotor de amplitude constante, girando no entreferro à velocidade síncrona e, portanto, estacionárias uma em relação à outra independentemente da velocidade mecânica do rotor.

A resultante destas f.m.ms cria a onda resultante de indução magnética no entreferro. A interacção entre a onda de fluxo e a onda de f.m.m do rotor dá origem ao binário. Todos os requisitos estão preenchidos para a produção de um valor de binário de regime permanente a todas as velocidades diferentes da velocidade síncrona.

Quando o enrolamento do estator de uma máquina de indução polifásica é excitado por um conjunto de tensões polifásicas equilibradas, é produzido no entreferro um campo magnético girante. O campo girante tem a velocidade síncrona.

No anexo A será apresentada a modelação da máquina assíncrona.

2.1.2 Conversores Estáticos [1,2]

2.1.2.1 Conversores C.A./C.A.

A utilização de um conversor C.A./C.A. permite a variação do valor eficaz da tensão de alimentação do circuito indutor.

Mediante determinadas restrições relacionadas com a inércia da carga, a técnica de controlo integral pode surgir como uma alternativa à técnica de controlo por fase neste conversor.

Contudo o controlo por fase permite uma variação contínua da velocidade, contrariamente ao controlo integral, e deverá ser o método utilizado quando se pretende arrancar uma máquina mantendo as correntes durante o arranque dentro de limites aceitáveis e a frequência de alimentação constante.

2.1.2.2 Cascata Hipossíncrona

Especialmente vocacionado para actuar sistemas de grande potência (de 300 kW a 20 MW) a cascata hipossíncrona tem a vantagem de, para obter uma determinada variação de velocidade, não dissipar a energia proveniente do rotor numa resistência exterior a este mas sim regenerar essa energia de volta para a fonte de alimentação.

A regeneração é assegurada por uma ponte rectificadora que se encontra a funcionar em modo não autónomo.

Assim, para velocidades pequenas temos um valor elevado (negativo) para a tensão V_o (tensão de saída) e uma corrente I_o (corrente de saída) baixa; à medida que a velocidade aumenta a tensão V_o vai diminuindo e a corrente I_o vai aumentando.

A impossibilidade de funcionamento com um ângulo de disparo menor ou igual a 90° conduz à impossibilidade de estender o funcionamento a velocidades hipersíncronas.

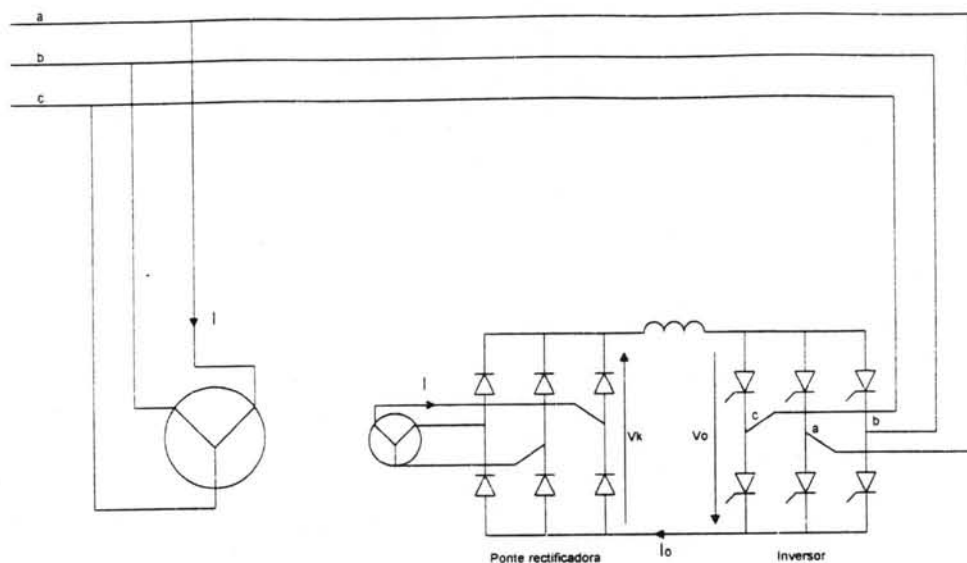


Figura 2.1: Cascata hipossíncrona

2.1.2.3 Conversor C.C./C.A. (inversor de tensão)

A utilização de um inversor de tensão constitui a solução mais eficaz para a regulação da velocidade de um motor de indução. É cada vez mais usada não só em aplicações industriais mas também em tracção eléctrica.

Em tracção eléctrica, o atravancamento, o peso e a inércia são factores importantes a considerar. A possibilidade de poder obter frequências elevadas é particularmente interessante, se atendermos ao facto de que um motor de 400 Hz é mais compacto e leve que um motor de 50 Hz, para a mesma potência.

Quando se deseja variar a tensão de alimentação do motor, não tendo controlo sobre a tensão no barramento de corrente contínua, a técnica de modulação de largura de impulso surge como uma solução de comando para o inversor.

A técnica PWM (*Pulse Width Modulation*) permite uma maior redução do conteúdo harmónico da tensão de alimentação e, mais importante, da onda de corrente. O aquecimento do motor e a pulsação do binário, mais notória a velocidades baixas, são reduzidos, permitindo uma gama de variação de velocidade a binário constante praticamente entre os 0 Hz e a frequência nominal. A redução dos harmónicos é tanto mais importante quanto maior for a frequência de comutação dos interruptores estáticos do inversor. Porém, as perdas do conversor aumentam com o aumento da frequência de

comutação, pelo que esta deverá ser determinada a partir de um compromisso entre a redução dos harmónicos, o rendimento do conversor e obviamente o custo deste.

A técnica PWM permite também uma redução significativa das interferências com a rede de alimentação, quando esta é feita a partir da rede de corrente alternada como é, em geral, o caso. De facto, a utilização de PWM permite usar um conversor C.A./C.C. em ponte, não comandado; o factor de potência vem maior e praticamente independente da velocidade e a distorção harmónica na rede vem reduzida, o que permite um menor dimensionamento do filtro de entrada ou mesmo a sua eliminação.

2.1.2.4 Conversor C.C./C.A. (inversor de corrente)

Quando se pretende fazer a regulação de velocidade por inversor de corrente este impõe ao motor uma onda rectangular de corrente de amplitude e frequência variável.

A amplitude da corrente é regulada actuando no ângulo de disparo dos tirístores do conversor de entrada de modo a que a razão tensão/frequência, isto é, o fluxo da máquina, se mantenha constante qualquer que seja a carga.

A frequência de alimentação do motor é determinada directamente pela frequência de comutação do conversor do lado da máquina. No caso da alimentação ser em corrente contínua usa-se à entrada um conversor C.C./C.C. em vez de um conversor C.A./C.C..

O inversor de corrente é mais simples e, em geral, mais barato que o inversor de tensão. Contudo, apresenta um factor de potência variável e mais baixo, bem como maiores harmónicos tanto do lado da rede como do receptor. A onda de corrente resultante é rica em harmónicos o que pode levantar problemas de aquecimento do motor e de estabilidade a baixas velocidades devido à pulsação do binário.

2.2 Métodos de Variação de Velocidade

De acordo com o seu princípio de funcionamento, o motor de indução preenche com êxito os requisitos exigidos em accionamentos a velocidade constante. Contudo, em muitas aplicações dos motores é necessário o funcionamento a várias velocidades ou mesmo numa faixa de velocidades continuamente ajustável.

Os primeiros métodos de variação de velocidade consistiam em variar o número de pólos da máquina. Como é referido em [3] um enrolamento pode ser projectado de modo a que

por simples mudança nas ligações das bobinas o número de pólos possa ser alterado na razão 2 para 1, por exemplo. Este é um processo mecânico e discreto de variação da velocidade síncrona, isto é, na fase de construção define-se o número de pólos a implementar na máquina em causa.

De acordo com os avanços tecnológicos alcançados novos progressos foram observados nos controlo de máquinas assíncronas. O avanço na electrónica (aparecimento dos semicondutores) permitiu a transição de uma regulação de velocidade por alteração do número de pólos para uma regulação de velocidade electrónica actuando nas outras duas variáveis que influenciam directamente a velocidade: a frequência e o deslizamento.

$$Vel = (1 - s) \cdot \frac{f}{p} \quad (2.1)$$

Deste modo a velocidade síncrona (VEL) poderá ser alterada através da variação do deslizamento, por actuação na tensão estatórica ou na corrente rotórica, e da variação da frequência.

2.2.1 Métodos Escalares [1,2,3]

O controlo escalar é um processo que controla apenas a amplitude de uma grandeza, ao contrário do controlo vectorial que controla quer a fase quer a amplitude. Nesta secção serão abordadas as técnicas de variação da tensão de alimentação, da corrente rotórica e da frequência da fonte.

2.2.1.1 Variação da Tensão de Alimentação

A amplitude do campo indutor pode ser alterada através do valor da tensão de alimentação estatórica, transferindo mais ou menos energia para o rotor e, portanto, variando o binário e a velocidade do motor.

Este processo oferece características mecânicas desfavoráveis para o controlo de velocidade mas favoráveis à aplicação como variador durante fases de arranque. É comum utilizar este método de controlo de velocidade com pequenos motores de gaiola que accionam ventiladores.

2.2.1.2 Variação da Corrente Rotórica

Por variação externa da resistência do circuito rotórico é possível fazer variar a velocidade de um motor de indução de rotor bobinado. Esta técnica encontra grande aplicação em fases de arranque prolongadas, permitindo manter a corrente de arranque em valores baixos, realizando um arranque progressivo e dissipando a energia em resistências externas e não no interior do rotor do motor.

O baixo rendimento em velocidades reduzidas e a má regulação de velocidade quando a carga varia, são características menos favoráveis apresentados por este método.

Inicialmente este processo era inicialmente totalmente mecânico, com a introdução de uma resistência rotórica. Nos dias de hoje dada a evolução electrónica registada a variação da corrente rotórica é conseguida dinamicamente através do controlo de um dispositivo contínuo. Só por curiosidade é de referir que este método é utilizado nos aerogeradores instalados nos parques eólicos. Um exemplo, concreto é o parque eólico de Fonte da Mesa em Lamego.

2.2.1.3 Variação da Frequência da Fonte

Através da variação da frequência da fonte de alimentação estatórica modifica-se a velocidade angular do campo girante. Como o rotor vai rodar tentando anular o movimento relativo entre o campo girante do estator e a velocidade do rotor, contrariando a causa que originou o movimento deste último, a velocidade do motor vai ser diferente para diferentes valores da frequência da alimentação. É um método vocacionado para o controlo de velocidade. De acordo com [3] o maior problema está na determinação do gerador de frequência ajustável mais eficiente e económico.

2.2.1.3.1 Operação com Fluxo Constante

A operação com fluxo constante é conseguida através da manutenção da razão entre a tensão de alimentação e a frequência constante.

Este procedimento permite manter o ponto de funcionamento magnético da máquina aproximadamente imóvel, mesmo para uma gama considerável de variação da velocidade de rotação.

O objectivo de manter o fluxo constante é o de conseguir uma utilização plena do sistema conversor/motor. Assim, além da regulação de frequência faz-se também uma regulação de tensão de modo a que:

$$\frac{V}{f} \propto \phi = C^{te} \quad (2.2)$$

Abaixo duma determinada frequência, como as reactâncias de fugas diminuem proporcionalmente àquela, a influência das resistências dos enrolamentos torna-se significativa, sendo necessário compensar as quedas de tensão óhmicas para obter um fluxo constante. Essa compensação é conseguida aumentando ligeiramente o valor da tensão de alimentação para essas frequências de trabalho. Assim, nesta zona de funcionamento, a regulação de velocidade é realizada a binário constante, o que do ponto de vista dum sistema de controlo é muito favorável. As características mecânicas para velocidades inferiores à velocidade base e quando a regulação de velocidade é feita a fluxo constante são aproximadamente linhas rectas paralelas.

Sempre que se pretende aumentar a velocidade de rotação para além daquela correspondente à tensão de alimentação nominal, não se pode manter o mesmo tipo de operação anterior, sob pena de destruir por "stress" o isolamento dos enrolamentos do motor.

Nesta situação deve manter-se a tensão constante no seu valor nominal, aumentar a sua frequência e consequentemente diminuir a razão entre as duas. Isto leva a uma diminuição do fluxo, ou seja, a um enfraquecimento do campo indutor. Assim, para velocidades superiores à velocidade nominal, a regulação da velocidade é realizada a potência constante - como aliás acontece no caso dos motores de corrente contínua.

A operação a potência constante impõe um produto binário*velocidade constante, o que só é possível enquanto a carga o admitir. O sistema de controlo para operação com enfraquecimento do campo indutor pode ser obtido por alteração do sistema de controlo com fluxo constante. A operação combinada do motor, com fluxo constante para

velocidades inferiores à velocidade nominal e com enfraquecimento do campo indutor para velocidades superiores à velocidade nominal, leva ao estabelecimento da lei de comando para a amplitude da tensão de alimentação do motor. Neste caso, pode-se alargar o funcionamento a binário constante até velocidades maiores, se utilizarmos motores capazes de suportar tensões de alimentação superiores à nominal. Esta estratégia (conhecida vulgarmente como V/f) de controlo, será referida posteriormente aquando da análise comparativa entre diferentes técnicas de controlo.

2.2.2 - Métodos Vectoriais [4,5,6]

Nos métodos de controlo escalar as grandezas fluxo e binário não são controladas directamente pois não existe nenhum acesso directo a essas variáveis no diagrama de controlo. A existência de um acoplamento entre estas duas grandezas explica a fraca resposta transitória verificada no motor de indução. Com o objectivo de melhorar o comportamento do sistema, é realizado um desacoplamento entre o fluxo e o binário, surgindo assim o controlo vectorial na máquina assíncrona. Para a sua viabilidade prática muito contribuíram os avanços conseguidos na micro-informática e na electrónica de potência, tornando-se numa alternativa ao método escalar.

Numa máquina eléctrica, o binário electromagnético é dado pela interacção de dois campos magnéticos, mais particularmente de acção de um fluxo indutor ϕ sobre uma corrente induzida I dado por:

$$C_{em} = K \cdot |\vec{\phi} \wedge \vec{I}| \quad (2.3)$$

No motor de corrente contínua, o eixo magnético de indução é mantido fixo e ortogonal ao fluxo graças ao dispositivo escovas/colector, permitindo um desacoplamento natural (mecânico) entre o fluxo e o binário. Na operação a fluxo constante, o binário é regulado muito rapidamente através da dinâmica da corrente:

$$C_{em} = K \cdot \phi \cdot I \quad (2.4)$$

É este comportamento que seria interessante reconstituir, através de uma estratégia de controlo, para as máquinas assíncronas.

2.2.2.1 Transformada de Park

É com base no paralelo com a expressão instantânea do binário produzido pela máquina de corrente contínua que se encontra a origem da transformada de Park. Com efeito, esta transformação consiste geralmente em considerar um referencial difásico de uma máquina assíncrona onde os eixos estão em rotação a uma pulsação igual àquela que rege a evolução das grandezas eléctricas (tensões, correntes, fluxo). Desta maneira, as grandezas eléctricas representadas neste referencial são contínuas em regime permanente. A partir daqui, é possível encontrar uma expressão escalar para o binário do mesmo tipo que a expressão (2.4).

A transformada de Park consiste numa transformação de um sistema trifásico num sistema difásico equivalente como é ilustrado pela figura 2.2:

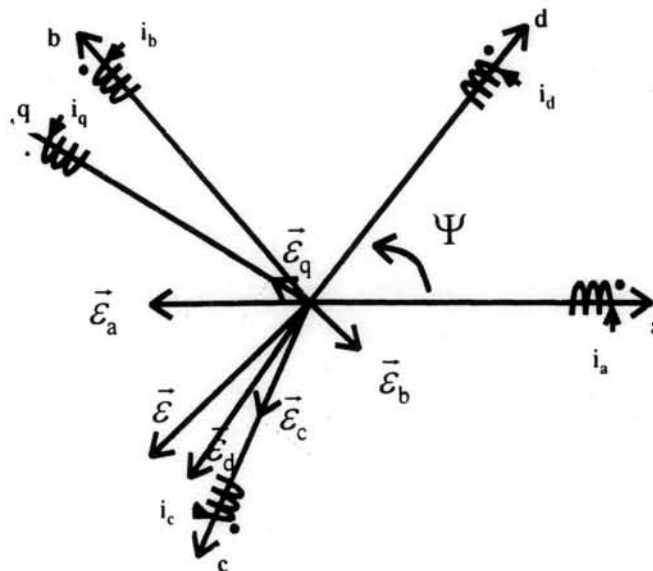


Figura 2.2: Transformação de um sistema trifásico (a, b, c) num sistema difásico para a produção de uma mesma f.m.m.

De acordo com [4] existe um grande número de transformações de Park possíveis, mas somente duas são normalmente consideradas. A primeira refere-se à conservação da amplitude das grandezas transformadas.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A segunda refere-se à conservação da potência:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^T \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}; [P]^{-1} = [P]^T \quad (2.7)$$

A análise feita seguidamente utiliza esta segunda transformação de Park. Pode-se aplicar a transformada de Park às equações gerais de uma máquina assíncrona. Assim, definem-se duas transformadas de Park uma denominada $[P(\psi)]$ aplicada ao estator, e uma outra aplicada ao rotor denominada $[P(\psi - \alpha)]$ que descreve o ângulo α com o estator.

ψ representa o ângulo eléctrico (Sa, Od) : $\omega_\psi = d\psi/dt$.

α é o ângulo eléctrico (Sa, Ra) : $\omega = d\alpha/dt$.

$(\psi - \alpha)$ descreve o ângulo eléctrico (Ra, Od).

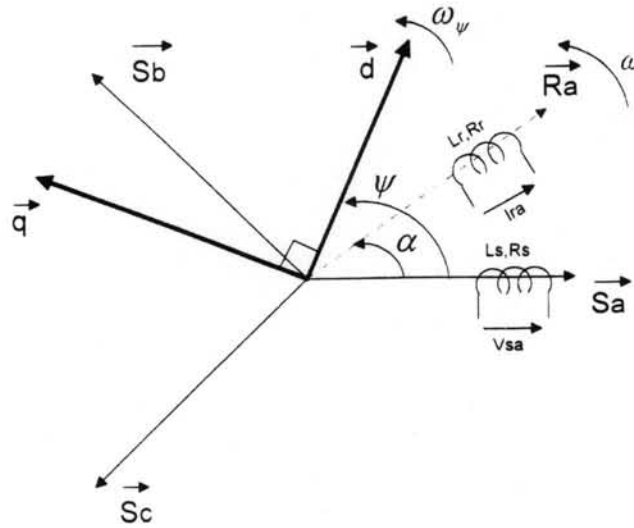


Figura 2.3: Representação angular do sistema de eixos

As diversas relações entre os fluxos e as correntes exprimem-se nos eixos de Park segundo as representações ilustradas pelas equações que são apresentadas de seguida. Estas permitem definir o binário electromagnético segundo diferentes combinações de fluxo e correntes estator/rótor [4].

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot [\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} \cdot I_{sd}] & (a) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot [\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}] & (b) \\ C_{em} = p \cdot [\phi_{rq} \cdot I_{rd} - \phi_{rd} \cdot I_{rq}] & (c) \\ C_{em} = p \cdot M \cdot [I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq}] & (d) \end{cases} \quad (2.9)$$

O controlo vectorial é fundamentalmente baseado no objectivo de encontrar uma expressão escalar instantânea do binário electromagnético permitindo uma regulação dinâmica desta grandeza. Resume-se no fundo a estabelecer uma expressão análoga à

expressão da máquina de corrente contínua que depende do produto do fluxo indutor pela corrente do indutivo. A indução electromagnética sendo mantida constante, a corrente induzida constitui a única grandeza de regulação e encontra-se mecanicamente desacoplada do indutor. Para obter um comportamento análogo numa máquina assíncrona com o rotor em gaiola de esquilo, alimentada unicamente pelo estator, duas condições são necessárias:

- Considerar as grandezas eléctricas segundo um referencial ligado ao campo girante, com o objectivo de obter uma evolução contínua em regime permanente.
- Orientar um dos eixos do referencial de representação segundo o vector fluxo rotórico ou estatórico

O método de controlo vectorial por orientação do referencial segundo o campo girante rotórico é o mais utilizado, permitindo obter uma expressão escalar instantânea do binário electromagnético que se pode escrever anulando uma das componentes do fluxo rotórico.

$$\phi_{rq} = 0 \quad \Rightarrow \quad C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot I_{sq} \quad (2.10)$$

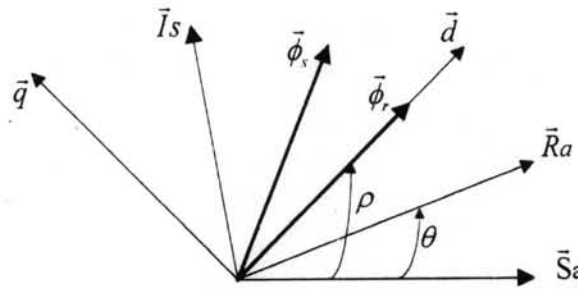


Figura 2.4: Orientação do referencial segundo o fluxo rotórico

Recorrendo a esta nova orientação do referencial de Park, as equações gerais de uma máquina assíncrona podem ser redefinidas da seguinte maneira:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_p \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_p \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_r \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.11)$$

Substituindo as correntes rotóricas e os fluxos estatóricos obtido em função das correntes estatóricas e dos fluxos rotóricos (2.12), obtém-se finalmente o novo sistema 2.13:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \\ \phi_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \\ I_{rd} = \frac{1}{L_r} \cdot \phi_{rd} - \frac{M}{L_r} \cdot I_{sd} \\ I_{rq} = -\frac{M}{L_r} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{sr} \cdot I_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} - \frac{M}{L_r^2} \cdot R_r \cdot \phi_{rd} - \sigma \cdot L_s \cdot w_\rho \cdot I_{sq} \\ V_{sq} = R_{sr} \cdot I_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot w \cdot \phi_{rd} + \sigma \cdot L_s \cdot w_\rho \cdot I_{sd} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rd} + \frac{M}{L_r} \cdot R_r \cdot I_{sd} \\ (w_\rho - w) \cdot \phi_{rd} = R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.13)$$

Sendo R_{sr} dada pela expressão,

$$R_{sr} = R_s + \left(\frac{M^2}{L_r^2} \right) \cdot R_r \quad (2.14)$$

As duas componentes do fluxo estatórico obtêm-se a partir do sistema,

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \\ \phi_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\phi_{rq} = 0) \quad (2.15)$$

Analisando as equações obtidas constata-se que, na terceira expressão do sistema 2.13, a anulação do fluxo rotórico do eixo q permite uma regulação perfeitamente desacoplada do fluxo no eixo directo a partir da corrente estatórica I_{sd} .

As correntes I_{sd} (corrente do eixo directo) e I_{sq} (corrente de binário) podem ser reguladas a partir das tensões estatóricas, de acordo com as duas primeiras equações do sistema 2.13.

Certos tipos de comando optam por uma orientação do campo girante segundo o vector fluxo estatórico.

O raciocínio é análogo ao anterior, sendo neste caso efectuada a regulação do fluxo estatórico de eixo directo ϕ_{sd} para controlar o binário pela corrente I_{sq} : $C_{em} = p \phi_{sd} I_{sq}$.

O principal inconveniente do fluxo orientado estatórico reside no acoplamento dos eixos para a regulação do fluxo estatórico ϕ_{sd} .

De seguida será apresentado, de um modo resumido, o método clássico de orientação de campo segundo o vector fluxo rotórico.

2.2.2.2 Controlo Vectorial Directo

No controlo vectorial directo, o método normalmente utilizado consiste na orientação do referencial de Park "directamente" a partir do ângulo de fase ρ entre o vector fluxo rotórico e a fase Sa do estator. Neste método é necessário conhecer as componentes deste vector. Consideremos um referencial difásico (α, β) fixo ligado ao estator. As componentes difásicas do fluxo rotórico podem ser obtidas a partir das componentes trifásicas através das relações lineares seguintes:

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \phi_{ra} \\ \phi_{r\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (\phi_{rb} - \phi_{rc}) \end{cases} \quad (2.16)$$

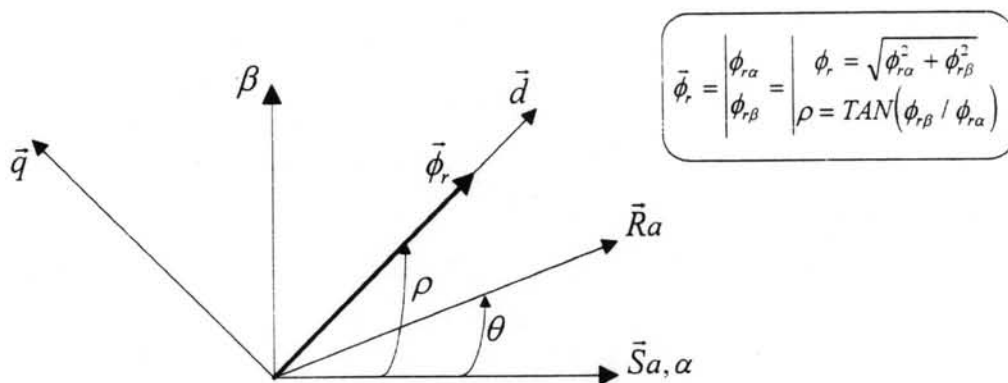


Figura 2.5: Orientação directa do referencial segundo o vector fluxo rotórico

2.2.2.3 - Controlo Vectorial Indirecto

Em oposição ao método anteriormente exposto, considera-se que as componentes do fluxo rotórico não estão directamente acessíveis. É pois necessário orientar o campo de uma maneira indirecta, a partir das correntes estatóricas que são as grandezas de regulação dos fluxos. Coloca-se de seguida a questão:

Que corrente se deve impor para anular ϕ_{rq} ?

As duas equações rotóricas do sistema permitem responder à questão.

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rd} + \frac{M}{L_r} \cdot R_r \cdot I_{sd} \\ (w_p - w) \cdot \phi_{rd} = R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.17)$$

Em particular, a última equação permite exprimir a pulsação e a fase do fluxo rotórico por um autocontrolo.

$$w_p = w + R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \quad \rightarrow \quad \begin{cases} \rho = \int_0^t w_p(\tau) d\tau & (a) \\ \rho = \theta + \int_0^t R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} d\tau & (b) \end{cases} \quad (2.18)$$

A partir da primeira equação do sistema 2.17, podemos reconstituir o fluxo rotórico no eixo directo, ϕ_{rd} .

$$\left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right) \cdot \phi_{rd} = M \cdot I_{sd} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.19)$$

Observa-se que em regime permanente, o fluxo rotórico é proporcional à corrente estatórica no eixo directo. Deste modo, esta corrente é denominada corrente de fluxo, enquanto que a corrente I_{sq} em quadratura tem por objectivo regular o binário electromagnético. Um dos pontos críticos que convém salientar, é a sensibilidade deste método à constante de tempo rotórica, em particular sobre a estimação do ângulo de fase ρ . Com efeito, esta estimação depende fortemente da equação: $\omega_r = \omega_p - w$ que

corresponde, em regime permanente, à pulsação das correntes rotóricas. Esta última grandeza é proporcional à constante de tempo rotórica T_r , que varia durante o funcionamento da máquina com:

- O nível de saturação magnética da máquina;
- Temperatura do rotor;
- As altas frequências induzidas no rotor pelo inversor de tensão;

2.2.2.3.1 Estratégia de Controlo das Correntes - Desacoplamento [7]

O problema que se coloca é regular o fluxo rotórico por intermédio da corrente no eixo directo I_{sd} , enquanto o binário electromagnético é controlado pela corrente em quadratura I_{sq} . Os sistemas de equações referidos anteriormente mostram como as diferentes regulações podem operar, permitindo a definição das funções de transferência necessárias à síntese dos correctores do fluxo e das correntes ϕ_r , I_{sq} e I_{sd} (figura 2.6).

Determinados especialistas optam por regular directamente o fluxo rotórico a partir da tensão. A relação de transferência entre o fluxo e a tensão é então de segunda ordem. No entanto, a escolha de uma tal estrutura de regulação conduz ao desaparecimento da grandeza intermédia I_{sd} , que não pode mais ser directamente limitada. Isto pode ser prejudicial para os semicondutores do inversor de tensão, preferindo optar por uma estrutura de regulação em cascata para o fluxo e para a corrente, tal como aquela que está representada na figura 2.7.

A escolha deste método de regulação por intermédio de um anel imbricado é legítima dada a existência de um desacoplamento temporal entre as duas constantes de tempo reguladoras do fluxo (L_r/R_r) e da corrente ($\sigma L_s/R_{sr}$).

Com efeito, de uma maneira geral existe aproximadamente uma razão de 10 vezes entre estas duas constantes de tempo.

Desta maneira, a dinâmica de regulação das correntes dos eixos directo I_{sd} e ortogonal I_{sq} é muito rápida. A regulação do fluxo rotórico a partir da I_{sd} depende da constante de tempo rotórica (L_r/R_r).

Para uma máquina assíncrona clássica: $\frac{L_r}{R_r} \geq 10 \frac{\sigma L_s}{R_{sr}}$

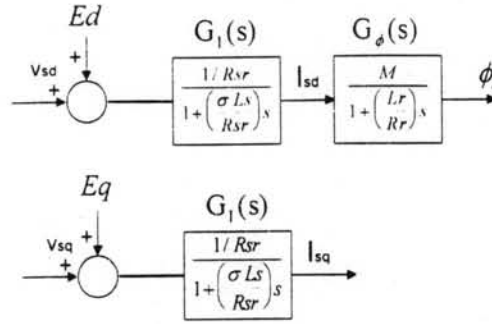


Figura 2.6: Relações de transferência correntes/tensões

Das duas primeiras equações do sistema (2.13), estão presentes os termos de acoplamento dos eixos, e os termos dependentes de ϕ_r . Estes termos são homogéneos às forças contra electromotrizes (FCEM) apresentadas seguidamente:

$$\begin{cases} E_d = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_p \cdot I_{sq} + \left(\frac{MR_r}{L_r^2} \right) \cdot \phi_r \\ E_q = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_p \cdot I_{sd} - \left(\frac{M}{L_r} \right) \cdot \omega \cdot \phi_r \end{cases} \quad (2.20)$$

Com a finalidade de limitar os efeitos perturbadores verificados devidos aos acoplamentos dos eixos, estas F.C.E.M. podem ser estimadas e reinjectadas à saída dos dois reguladores de corrente.

O princípio desta compensação não é válido se as F.C.E.M. evoluírem mais lentamente do que as grandezas a controlar. Esta condição sendo respeitada no que diz respeito à evolução de ω_p e ϕ_r , a compensação melhora nitidamente a dinâmica da estrutura de controlo.

A influência dos termos de compensação (E_d, E_q), é tanto maior quanto maior for o período de amostragem dos reguladores. Em oposição, para um funcionamento do sistema em contínuo (exemplo de uma regulação analógica), os termos de perturbação (E_d, E_q) não têm grande influência sobre a qualidade do controlo. O esquema completo de regulação do fluxo rotórico e do binário é apresentado na figura 2.7. Finalmente a estrutura completa correspondente ao algoritmo de controlo vectorial directo e indirecto de uma máquina assíncrona aparece ilustrada no sinóptico da figura 2.8 [4].

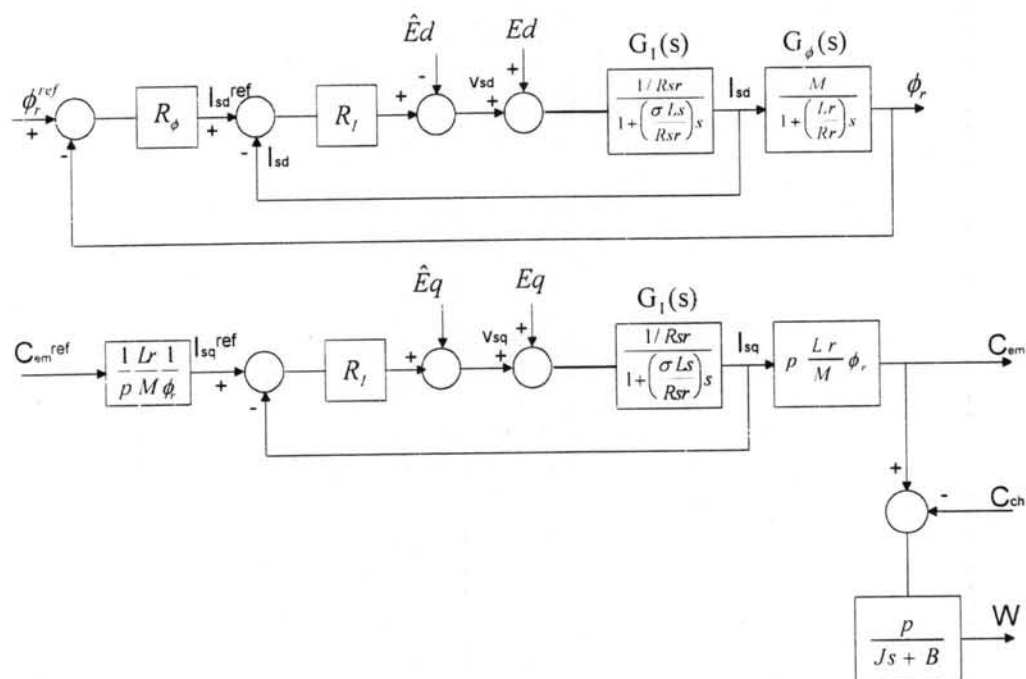


Figura 2.7: Estrutura de regulação do fluxo rotórico e do binário electromagnético

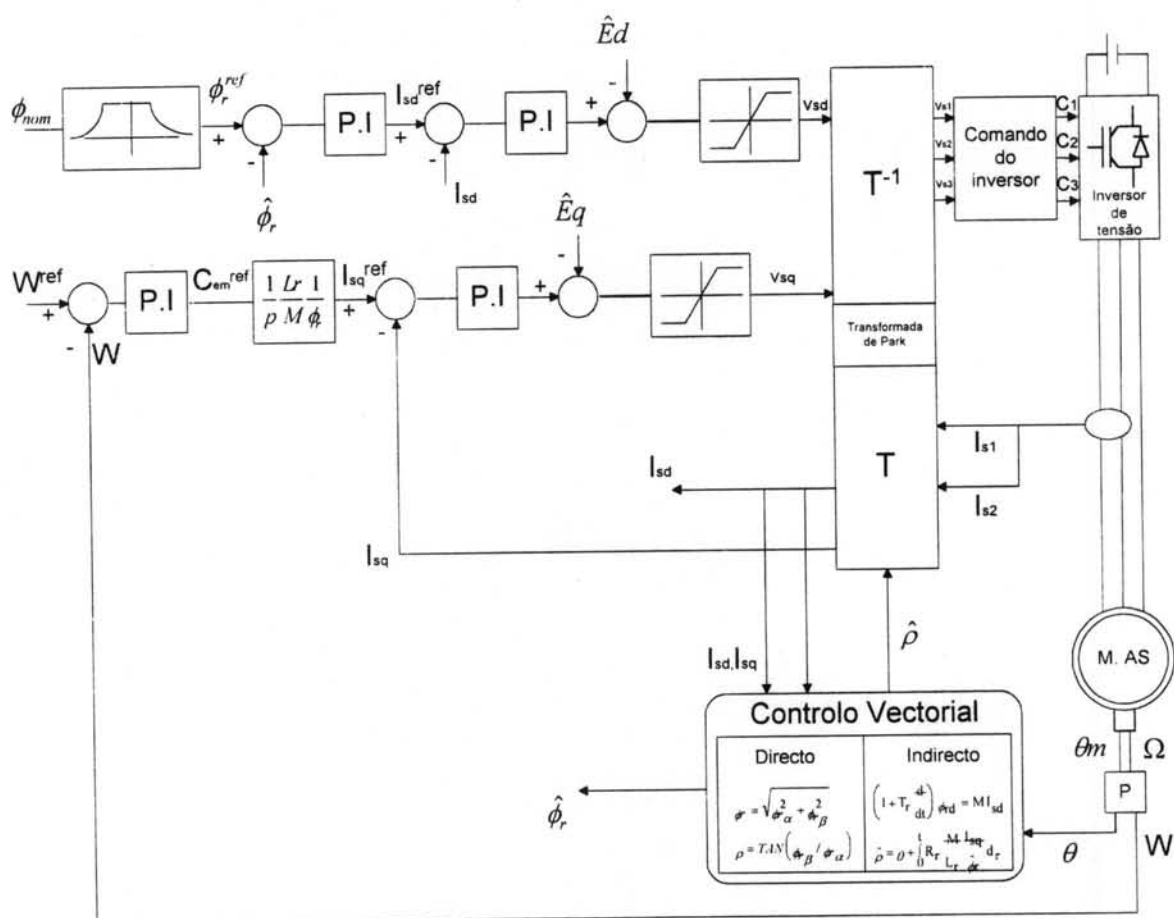


Figura 2.8: Sinóptico da lei do comando vectorial directo e indirecto

Uma das fraquezas do controlo vectorial indirecto é a sua dependência dos parâmetros da máquina. Qualquer erro entre os parâmetros do motor e os introduzidos no controlador vectorial alterará imediatamente a dinâmica do sistema de accionamento.

Os parâmetros do motor podem ser obtidos quer por testes ao motor ou por algumas técnicas de identificação de parâmetros. No entanto, alguns parâmetros mudam por influência da temperatura, frequência e amplitude da corrente, como é por exemplo o caso da constante de tempo rotórica. De forma a reduzir o efeito das variações da constante de tempo rotórica um certo número de compensações ou esquemas de adaptações são elaborados [8].

2.2.3 O Controlo Directo de Binário [9,10]

O controlo vectorial impõe um avanço importante na melhoria do regime transitório face ao controlo escalar. O desacoplamento existente as duas variáveis de controlo permite obter essa melhoria de comportamento.

Contudo a forte dependência dos parâmetros rotóricos e a complexidade do modelo da máquina assíncrona utilizado surgem como aspectos menos favoráveis. A dependência dos parâmetros rotóricos obriga à existência de observadores robustos.

O volume de cálculo do controlo vectorial virá assim agravado dada a complexidade do modelo utilizado. No sentido de ultrapassar todos os problemas inerentes ao controlo das máquinas assíncronas tem sido feito, ao longo dos últimos anos, um esforço para desenvolver um método de controlo “ideal”. Como não existe na prática nenhum método de controlo “ideal”, procura-se encontrar aquele que globalmente reúna características optimizadas quer em regime transitório quer em regime permanente.

Nesse sentido surge o controlo directo do binário, com óptimas características dinâmicas e uma grande insensibilidade à variação dos parâmetros rotóricos.

O volume de cálculo necessário neste último método de controlo é significativamente menor do que o obtido no controlo vectorial, dada a simplicidade do modelo utilizado. Graças à evolução verificada na micro-informática e nos semicondutores de potência a sua implementação, hoje em dia tornou-se possível e viável. Na figura 2.9 é apresentada a evolução das técnicas de controlo.

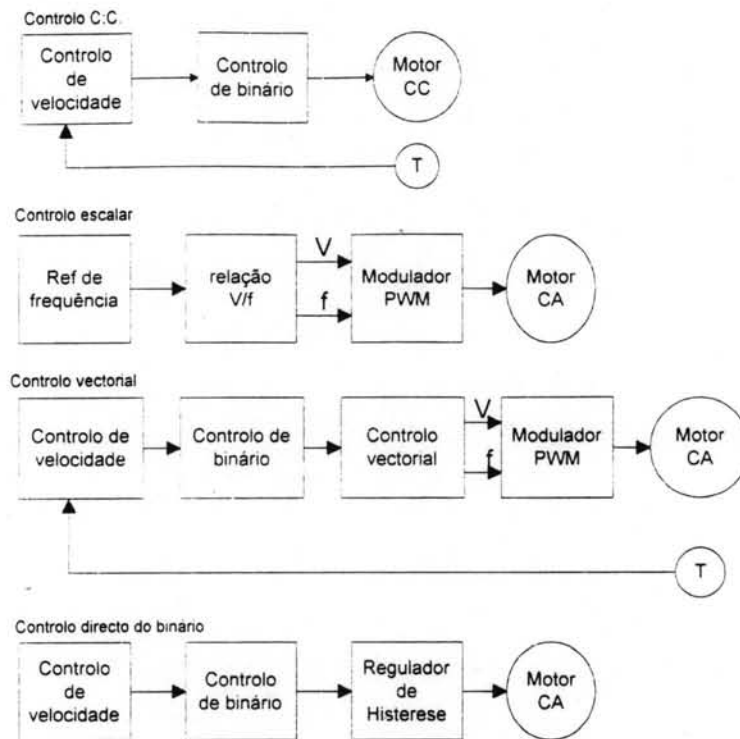


Figura 2.9: Evolução das técnicas de controlo

Capítulo 3

O PAPEL DA SIMULAÇÃO NO PROJECTO DE UM CONTROLADOR

A crescente complexidade dos sistemas de comando associados aos conjuntos conversores estáticos/máquinas eléctricas conferem cada vez mais uma maior importância à simulação numérica. Actualmente o estudo teórico não é suficiente, é necessária uma compreensão, global e detalhada do sistema, a qual pode ser eficazmente obtida com a ajuda da simulação. Através da simulação podem facilmente ser testadas várias soluções para o sistema de comando e assim obter uma melhor compreensão do desempenho de cada uma. A simulação tem vindo a aperfeiçoar-se ao longo dos tempos, de modo a aproximar-se o mais possível da realidade física.

Todo o trabalho desenvolvido recorre à utilização de um programa de simulação, elaborado com base na metodologia de simulação SOSIE. Este programa, POSTMAC¹ é especialmente dedicado ao teste e estudo de algoritmos de comando de máquinas assíncronas.

3.1 Generalidades Sobre a Metodologia SOSIE [11]

O estudo por simulação de um sistema complexo, como é o caso duma associação conversor estático/máquina eléctrica comandada encontra-se geralmente confrontado com a sua heterogeneidade, com as restrições temporais devidas às diferentes constantes de tempo das partes do sistema, e com a escassez de flexibilidade do programa. Tendo em conta estes problemas a metodologia SOSIE foi desenvolvida apresentando por princípios:

- A modularidade
- O pseudo-parallelismo de execução de cálculos
- A definição de uma sintaxe de escrita

¹ Este programa de simulação foi desenvolvido no Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle.

3.1.1 A Modularidade

Um sistema tratado segundo esta metodologia apresenta-se sobre a forma de um conjunto de módulos “independentes” e interligados. A decomposição modular a ser efectuada é do tipo funcional.

3.1.2 O Pseudo - Paralelismo

Para assegurar a gestão dos cálculos associados aos diferentes módulos, SOSIE utiliza um módulo supervisor, chamado módulo de gestão temporal. Este módulo gere o tempo de evolução da simulação, T , sobre o qual são sincronizados todos os módulos.

3.1.3 Sintaxe de Escrita

A estrutura geral de um programa escrito segundo SOSIE é composto por três partes:

- *O Pré - Processador*

Este agrupa os procedimentos de declarações de inicialização de variáveis e parâmetros.

- *O Processador*

Este agrupa os procedimentos de actualização das variáveis de saída e de cálculo dos módulos.

- *O Pós - Processador*

Este está encarregado de salvaguardar os resultados.

3.2 O POSTMAC [12]

O estudo por simulação numérica de um conjunto conversor estático/máquina eléctrica comandada revela-se sempre difícil pois trata-se de um sistema muito heterogéneo, no qual os diferentes elementos impõem modelos de simulação muito diversificados.

Um estudo preliminar do sistema a simular é indispensável para definir a decomposição modular mais conveniente e que conduzirá a resultados o mais próximos possível da realidade física.

O programa de simulação POSTMAC foi especialmente desenvolvido para o estudo e teste de algoritmos de comando de máquinas assíncronas. A sua principal originalidade reside no facto que a parte de comando da máquina eléctrica é totalmente programável pelo utilizador.

Uma biblioteca de módulos, contendo um modelo da máquina assíncrona (parte eléctrica e mecânica), diferentes modelos de alimentação (conversor estático e seu comando) e modelos de diversos sensores é parte integrante deste programa.

Os diferentes módulos estão já programados sendo, contudo, possível a modificação de todos os parâmetros. Esta solução torna-se extremamente acessível para qualquer utilizador especialista no domínio do comando de máquinas eléctricas que sem que seja necessário um grande conhecimento dos outros constituintes do sistema.

3.2.1 Módulos Existentes

O programa de simulação POSTMAC disponibiliza uma associação composta por um inversor de tensão ligado a uma máquina assíncrona acoplada a uma carga. O comando do conversor estático pode ser escolhido de entre os existentes em biblioteca ou elaborado pelo utilizador. Este conjunto é finalmente conectado a um dispositivo de controlo por intermédio de um sistema de sensores (figura 3.1).

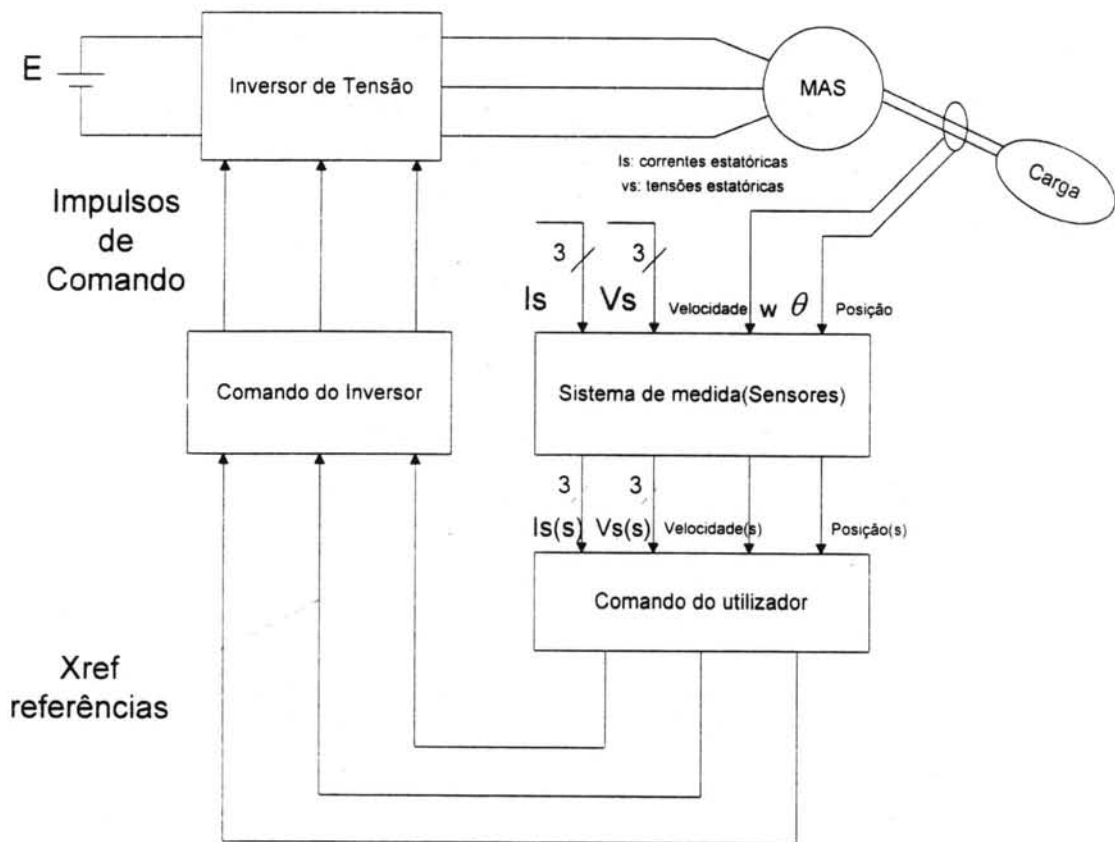


Figura 3.1: Esquema electrotécnico do conjunto

A estrutura informática do programa que deixa “aberta” a parte correspondente ao algoritmo de comando é constituída por duas partes:

- Uma parte compreendendo o *programa principal*, correspondente ao POSTMAC, é fixa em termos de programação, mas pode ser configurável e parametrizada. O utilizador pode seleccionar os módulos que pretende utilizar na sua simulação e todos os parâmetros correspondentes aos módulos seleccionados poderão ser modificados.
- Um outra parte apresenta-se sobre a forma de uma *subrotina* (ficheiro em C), de totalmente programado pelo utilizador como sendo o seu modelo de controlo. Esta subrotina comunica com o programa principal através de variáveis de entrada e saída, possui o seu próprio passo de cálculo, as suas variáveis e algoritmo de controlo.

Uma representação possível para o descrito anteriormente é apresentado na figura 3.2.

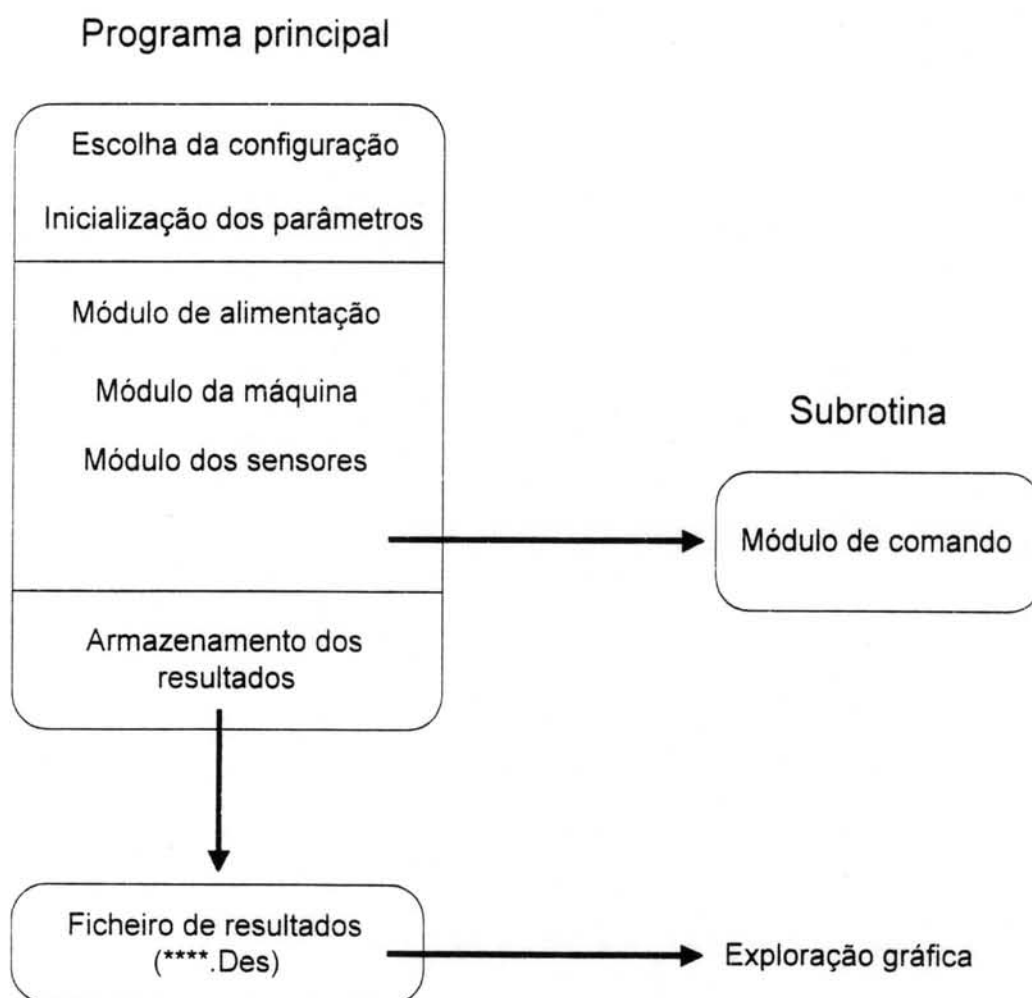


Figura 3.2: Estrutura informática programa de simulação POSTMAC

3.2.2 Apresentação Detalhada de Todos os Módulos

O POSTMAC apresenta um módulo de Modelação da máquina assíncrona, seis possibilidades de alimentação diferentes e quatro tipos de sensores.

O módulo de comando será definido pelo utilizador e escrito no seu programa personalizado de comando *COMMANDE.C*. Todos os módulos presentes no programa POSTMAC podem ser ilustrados pela figura 3.3.

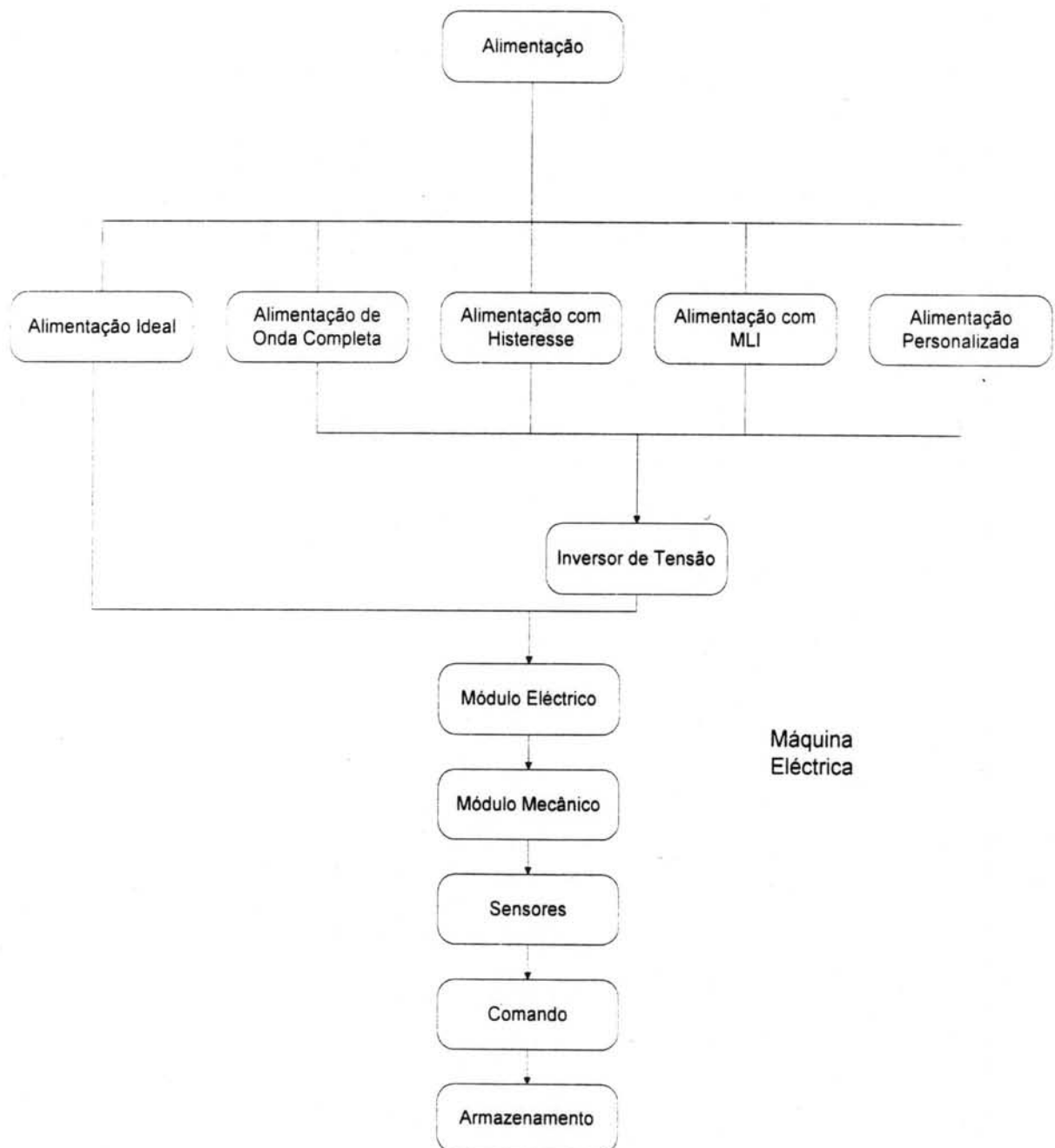


Figura 3.3: Representação dos diferentes módulos do POSTMAC

3.2.2.1 Módulos de Alimentação

Relativamente à alimentação da máquina assíncrona, o programa de simulação disponibiliza uma representação ideal do conversor e um inversor de tensão associado a diferentes tipos de comando.

- Alimentação ideal
- Alimentação a onda completa
- Alimentação com uma fonte de corrente
- Alimentação MLI regular
- Alimentação MLI trifásica
- Alimentação personalizada

Este último modo possibilita ao utilizador a facilidade de definir à vontade a configuração dos seis interruptores do inversor.

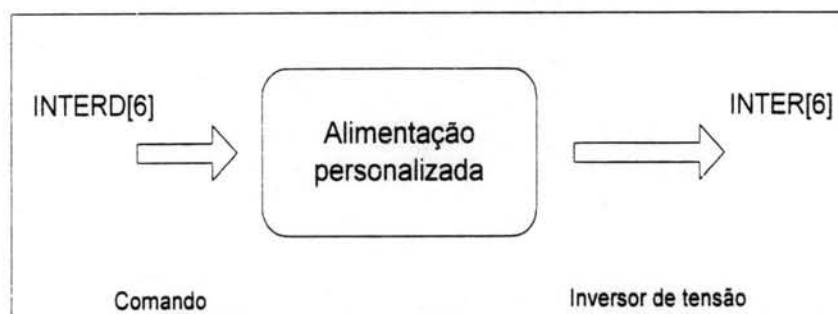


Figura 3.4: Módulo da alimentação personalizada

Como no caso dos outros módulos de alimentação (com excepção da alimentação ideal) é possível entrar em consideração com os atrasos devidos aos tempos mortos. As ordens dos interruptores do inversor de tensão afim de gerar correctamente as ordens de comando é a seguinte:

- INTERD[0] ⇔ Ordem de comando do interruptor superior do ramo 1.
- INTERD[1] ⇔ Ordem de comando do interruptor superior do ramo 2.
- INTERD[2] ⇔ Ordem de comando do interruptor superior do ramo 3.
- INTERD[3] ⇔ Ordem de comando do interruptor inferior do ramo 1.
- INTERD[4] ⇔ Ordem de comando do interruptor inferior do ramo 2.
- INTERD[5] ⇔ Ordem de comando do interruptor inferior do ramo 3.

Aproveitando a facilidade de comando individual de cada interruptor este tipo de alimentação será o utilizado para o teste do algoritmo de controlo implementado, dado ser a mais adequada para o teste do controlo DTC.

3.2.2.2 Módulo do Inversor de Tensão

Este módulo realiza a interface entre o comando anteriormente escolhido e configurado pelo utilizador e o motor eléctrico. Assim é possível alimentar a máquina em tensão, a partir dos diferentes potências estabelecidos entre as três fases e o ponto neutro do motor (VS1, VS2, VS3).



Figura 3.5: Módulo do inversor de tensão

Os parâmetros configuráveis neste módulo são:

- EC : Tensão contínua de alimentação do inversor de tensão
- TDEL : Tempo morto de desconecção dos interruptores de um braço do inversor(em μs)

3.2.2.3 Módulo da Parte Eléctrica da Máquina

O módulo utilizado simula o funcionamento de uma máquina assíncrona trifásica com o rotor em gaiola de esquilo, correspondendo ao modelo de Park linear.

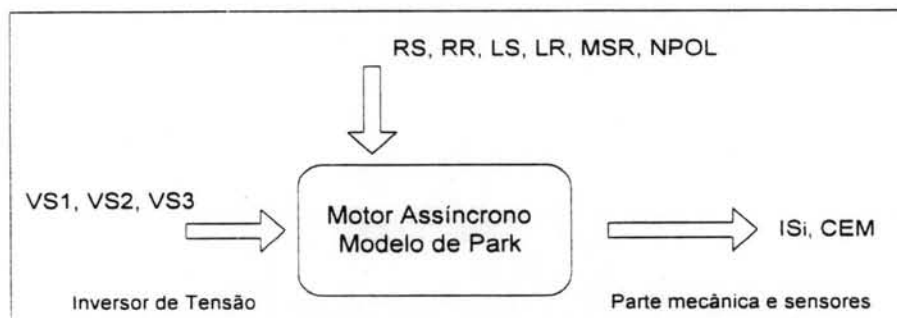


Figura 3.6: Módulo da máquina assíncrona (parte eléctrica)

No modelo eléctrico da máquina são consideradas as hipóteses da presença de um sistema em que os parâmetros indutivos são supostos constantes; a saturação dos materiais ferromagnéticos é desprezada. Considera-se igualmente uma distribuição sinusoidal do fluxo no entreferro. Na configuração são exigidos os seguintes parâmetros eléctricos para uma correcta caracterização do motor em causa:

- Resistência rotórica
- Resistência estatórica
- Indutância rotórica
- Indutância estatórica
- Indutância mútua
- Número de pólos

3.2.2.4 Módulo da Parte Mecânica da Máquina

A simulação do funcionamento mecânico da máquina assíncrona está a cargo deste módulo e é baseado na equação diferencial clássica que relaciona o binário com a velocidade. A carga é modelizada pela associação de um atrito viscoso, FVT, duma inércia, JVT e de um binário de carga.

O binário de carga é parametrizado em três factores CR1, CR2 e CR3 (estes parâmetros estão acessíveis e podem ser alterados pelo utilizador):

$$C_{carga} = CR1 + CR2 * VIT + CR3 * VIT^2$$

onde VIT é a velocidade angular mecânica em radianos por segundos.

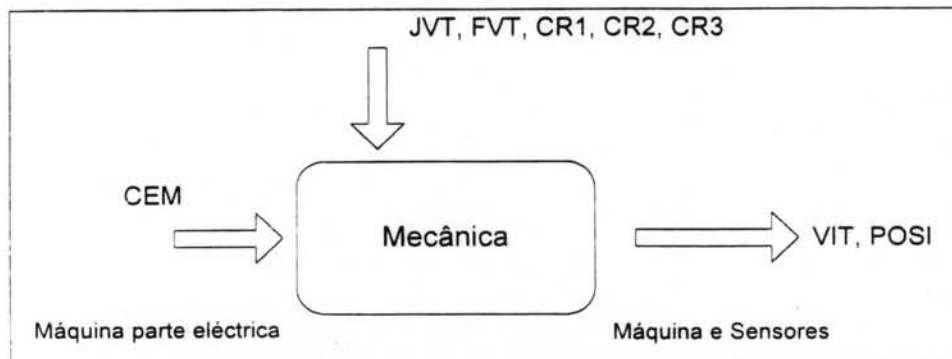


Figura 3.7: Módulo da máquina (parte mecânica)

3.2.2.5 Módulo Sensorial

Esta estrutura modelar efectua a interface entre a máquina eléctrica e a parte de comando do utilizador. Integra sensores de corrente, tensão, velocidade, posição, que correspondem às grandezas fisicamente acessíveis.

Neste módulo os sensores podem ser considerados perfeitos ou reais. Se forem perfeitos, os valores físicos de tensão, corrente, velocidade e posição são transmitidos directamente ao comando do utilizador fornecidos pelo módulo da máquina.

No caso da utilização de sensores reais, serão simulados os efeitos da numerização, deste modo delimitando as grandezas físicas.

O utilizador tem à sua disposição os seguintes valores para especificar:

- * O número de bits correspondente à resolução do sensor
- * O valor físico máximo codificável V_{max}
- * O estado seleccionado/não seleccionado da grandeza a monitorar

Com base nestas informações e para cada grandeza física, os factores de escala são calculados e fornecidos ao utilizador.

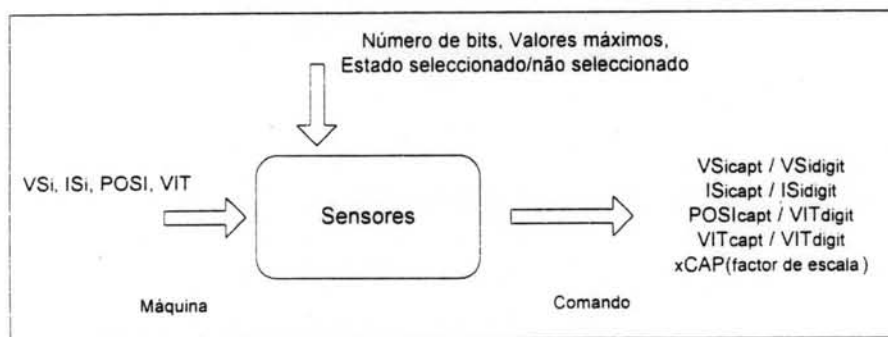


Figura 3.8: Módulo sensorial

3.2.3 O Comando Programado

A implementação de um algoritmo de comando utilizando o programa POSTMAC é baseada no mesmo princípio de implementação de um comando num dispositivo experimental. No dispositivo experimental distinguem-se duas partes: o sistema a comandar e o dispositivo de comando numérico e/ou analógico. No caso presente o sistema a comandar é constituído por uma associação conversor estático/máquina

assíncrona, dispondo de um conjunto de diferentes tipos de alimentação. O comando é implementado num ficheiro chamado *COMMANDE.C*. Este sub-programa deve respeitar igualmente as regras de programação da metodologia SOSIE. Consequentemente deve possuir uma sintaxe de escrita particular sendo constituído por quatro partes diferentes, a parte declarativa e mais três funções a *Simult_init*, a *Calcul* e a *Synchro*.

O algoritmo de comando será elaborado a partir de grandezas acessíveis fisicamente fornecidas pelo módulo sensorial, e deverá gerar as ordens de comando para os interruptores do inversor de tensão (figura 3.9).

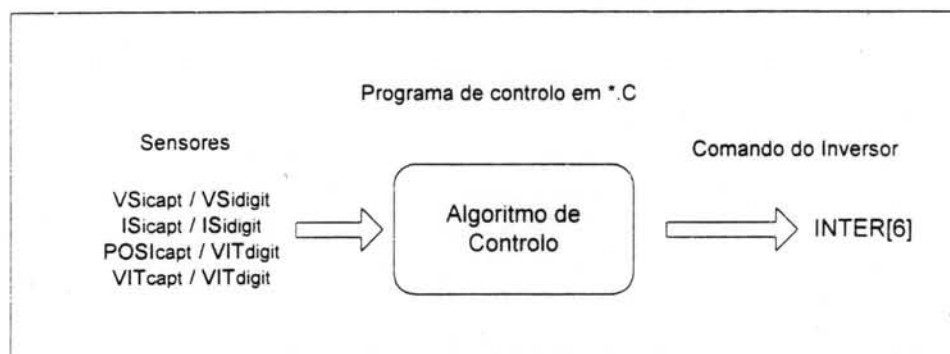


Figura 3.9: Comando Programado

3.2.3.1 A Parte Declarativa

Esta parte apresenta-se delimitada pela seguinte estrutura:

```
/*Início da parte declarativa*/
/*.....*/
/*Fim da parte declarativa*/
```

Nesta secção existe a inclusão de um ficheiro chamado *entete.c* (*#include "entete.c"*). Este ficheiro contém a declaração das grandezas necessárias à comunicação entre a subrotina de comando definida pelo utilizador e o POSTMAC, assim como certas directivas de C necessárias a um correcto funcionamento da simulação.

Neste módulo, são também declaradas as variáveis, parâmetros e constantes necessárias à subrotina de comando.

3.2.3.2 A Função *Simul_init*

A função é delimitada pela estrutura:

```
/*Início da função Simul_init*/  
/*.....*/  
/*Fim da função Simult_init*/
```

Esta parte do ficheiro *COMMANDE.C* é executada uma vez no início da simulação. É nesta parte que podem ser inicializadas todas as variáveis, parâmetros e constantes. Nesta secção do programa surge a inicialização de uma grandeza particular *Command.HM*. Ela irá definir o período de amostragem (passo de cálculo) do algoritmo de comando.

3.2.3.3 A Função *Calcul*

A função como a anterior é delimitada por:

```
/*Início da função Calcul*/  
/*.....*/  
/*Fim da função Calcul*/
```

Esta função é executada todos os períodos de amostragem (definidos pela variável *Command.HM*). No interior desta escreve-se o algoritmo de comando e controlo. Na parte final desta função existem algumas variáveis disponíveis chamadas *VARi* (*VAR1* a *VAR15*), que permitem guardar as variáveis do algoritmo criado, possibilitando a observação gráfica da sua evolução. Para além destas variáveis existem outras variáveis associadas a determinadas grandezas, tais como binário, velocidade, fluxo estatórico e rotórico, tensão e corrente estatórica em cada fase, etc., que são fornecidas automaticamente pelo programa para registo e visualização da sua evolução temporal.

3.2.3.4 A Função *Synchro*

A delimitação é igual às anteriores:

```
/*Início da função Synchro*/  
/*.....*/  
/*Fim da função Synchro*/
```

A última parte do ficheiro *COMMAND.C* é executada todos os *Command.HM*, permitindo a consideração e simulação de um atraso na aplicação das grandezas de comando ao conjunto alimentação/máquina. Deste modo pode-se simular um atraso na aplicação das tensões devido ao tempo de cálculo do algoritmo pela carta de controlo numérico.

3.3 Conclusões

O programa de simulação utilizado apresenta-se como uma ferramenta válida para o desenvolvimento de qualquer tipo de controlador pois a sua estrutura informática compreende um módulo “aberto” relativo ao comando do conjunto conversor estático/máquina assíncrona, que é totalmente programado pelo utilizador. No caso particular dum controlador baseado no DTC, as vantagens de utilização do POSTMAC vêm acrescidas pois este disponibiliza uma opção de alimentação personalizada, permitindo um comando versátil de cada um dos interruptores do inversor de tensão.

A carga a considerar para cada simulação também é facilmente ajustada por intermédio de alguns parâmetros, aproveitando a vantagem de uma modelação conjunta inversor, máquina e carga que este programa realiza.

A validação dos resultados obtidos com o DTC será feita por comparação com as simulações realizadas com os outros métodos estudados, desempenhando a simulação um papel muito importante no desenvolvimento deste controlador.

Capítulo 4

CONTROLO DIRECTO DE BINÁRIO

O controlo directo do binário utiliza as grandezas estatóricas de uma máquina assíncrona para controlar directamente o fluxo estatórico e o binário electromagnético. Na regulação directa do binário, todo o processo de comutação do inversor de tensão depende do estado electromagnético do motor, apresentando um comportamento análogo aos accionamentos com variador de corrente contínua, permitindo uma regulação separada do fluxo magnético do motor e do binário. Este método recorre à utilização do modelo de Park para uma máquina assíncrona, bem como a uma modelação simplificada do sistema.

4.1 Modelação do Inversor de Tensão

A modelação referente ao inversor de tensão baseia-se no esquema ilustrado na figura 4.1.

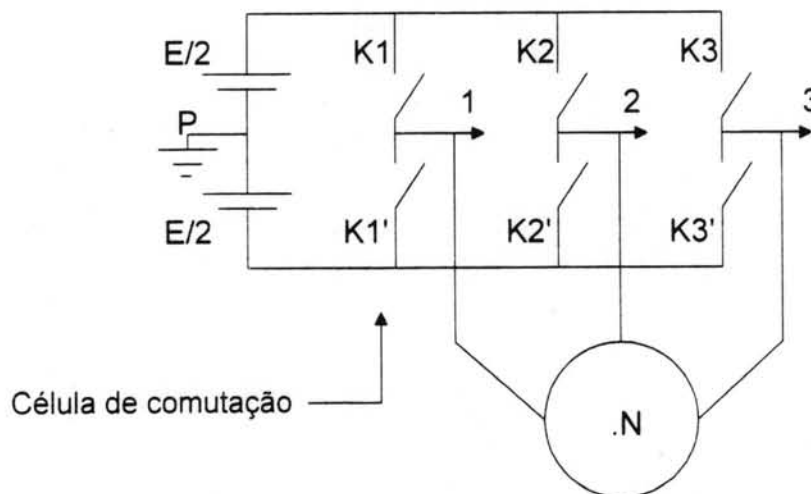


Figura 4.1: Esquema simplificado do inversor de tensão

A existência de um ponto médio P, origina a criação de um ponto neutro artificial. No esquema do inversor de tensão existem três ramos, cada ramo constituindo uma célula de comutação. Se não forem introduzidos tempos mortos, o estado dos interruptores de cada

célula é complementar. A cada célula está associada uma variável de comando, C_i (Tabela 4.1).

Tabela 4. 1: Estado possível para os interruptores de cada célula

C_i	K_i	K_i'
1	Fechado	Aberto
0	Aberto	Fechado

A partir desta tabela podem-se calcular as seguintes tensões fase-neutro:

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= V_{1P} + V_{PN} = \frac{E}{2}(2C_1 - 1) + V_{PN} \\
 V_{2N} &= V_{2P} + V_{PN} = \frac{E}{2}(2C_2 - 1) + V_{PN} \\
 V_{3N} &= V_{3P} + V_{PN} = \frac{E}{2}(2C_3 - 1) + V_{PN}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Se por hipótese se considerar um regime equilibrado:

$$V_{PN} = \frac{1}{3}(C_1 + C_2 + C_3)E - \frac{E}{2} \tag{4.2}$$

Substituindo nas equações (4.1) obtém-se:

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= \frac{1}{3}(2C_1 - C_2 - C_3)E \\
 V_{2N} &= \frac{1}{3}(2C_2 - C_1 - C_3)E \\
 V_{3N} &= \frac{1}{3}(2C_3 - C_1 - C_2)E
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Considerando a existência de uma única célula de comutação por fase (inversor a dois níveis - figura 4.1), o sistema de equações 4.3 conduz ao aparecimento de $2^3 = 8$ sequências diferentes e a 7 vectores de tensão distintos (8 das sequências possíveis, duas correspondem ao funcionamento em roda livre).

Os vectores de tensão resultantes das diferentes sequências podem ser apresentados num plano complexo (α, β) fixo, como se representa na figura 4.2.

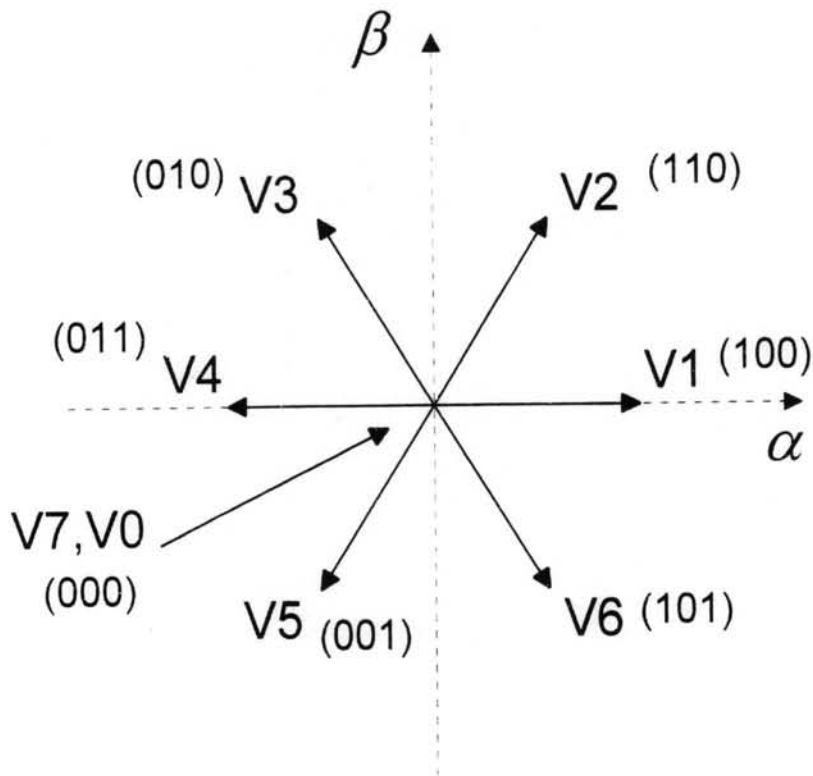


Figura 4.2: As oito seqüências possíveis

A cada um dos vectores complexos está associado um determinado estado dos interruptores das células de comutação:

K1	K2	K3	
			V1=[1 0 0]
			V2=[1 1 0]
			V3=[0 1 0]
			V4=[0 1 1]
			V5=[0 0 1]
			V6=[1 0 1]
			V0=[0 0 0]
			V7=[1 1 1]

Figura 4.3: Estado de cada um dos interruptores para produzir as oito seqüências possíveis

Na secção seguinte mostrar-se-á que este modelo é apropriado à implementação do método DTC.

4.2 Princípio Geral do Controlo Directo do Binário [4,13,14]

Este tipo de controlo regula o fluxo estatórico e o binário electromagnético da máquina assíncrona. O desacoplamento entre estas duas grandezas é, tal como no controlo vectorial, estabelecido teoricamente. O esquema de princípio do accionamento com controlador DTC é apresentado na figura 4.4:

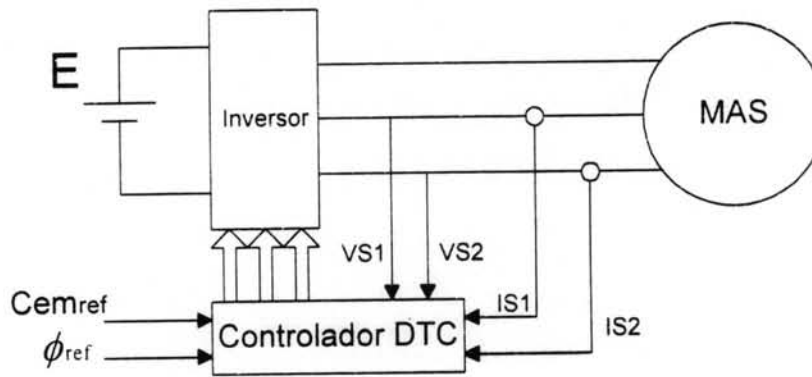


Figura 4.4: Representação geral de um sistema de accionamento com controlo directo de binário

Como o controlo directo do binário é realizado a partir das grandezas estatóricas da máquina são apenas necessários dois sensores de corrente e dois sensores de tensão². As duas grandezas a controlar de forma independente, o fluxo estatórico e o binário electromagnético, são obtidas a partir das equações 4.4, considerando um referencial de Park ligado ao estator.

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \\ C_{em} = -p \operatorname{Im}(\bar{\phi}_s \bar{I}_s^*) \end{cases} \quad (4.4)$$

Considerando que no intervalo $[0, T_c]$, a tensão fornecida pelo inversor de tensão permanece constante, obtém-se a seguinte expressão:

² Assume-se que VS1 e VS2 são duas tensões compostas.

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \bar{V}_s T_c - \int_0^{t_c} R_s \bar{I}_s dt \quad (4.5)$$

em que $\bar{\phi}_{s0}$ é o vector fluxo no instante $t=0$.

Se a tensão $\bar{V}_s$ for da ordem de 20% da tensão nominal do motor ou superior, esta expressão pode ser simplificada, desprezando a queda de tensão na resistência estatórica (é uma aproximação realista excepto a baixas velocidades).

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \bar{V}_s T_c \quad (4.6)$$

Da equação anterior verifica-se que a extremidade do vector fluxo se desloca seguindo directamente o vector de tensão $\bar{V}_s$.

Para o caso particular correspondente à aplicação de uma sequência de roda livre ($\bar{V}_s = 0$), teremos

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} \quad (4.7)$$

ou seja podemos considerar que o fluxo permanece quase constante durante a aplicação dessa sequência de roda livre.

Em resumo conclui-se que a evolução do vector fluxo estatórico após um período de duração T_c^3 , correspondente à aplicação de um vector de tensão constante, é dada pelo sistema 4.8:

$$\Delta \bar{\phi}_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} * E * e^{j(k-1)\frac{\pi}{3} T_c} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0 \text{ ou } 7 \end{cases} \quad (4.8)$$

O binário será calculado pela seguinte expressão,

$$C_{em} = -p \operatorname{Im}(\bar{\phi}_s \bar{I}_s^*) \quad (4.9)$$

³ Ou também designado T_e .

No controlo directo do binário (DTC), dispõe-se de seis vectores de tensão activos e dois vectores de tensão nula. Neste método, o fluxo estatórico e o binário são mantidos no interior das bandas de histerese definidas, isto é, no interior da banda de tolerância escolhida. O estado do inversor (e portanto o vector de tensão) não são modificados até que os valores das variáveis de estado (binário e fluxo estatórico) divirjam do valor de referência mais do que a histerese admissível. Logo que o vector girante do fluxo estatórico atinja o limite superior ou inferior de histerese, um vector de tensão apropriado é utilizado para modificar a direcção do vector fluxo estatórico e para o manter no interior da banda de histerese.

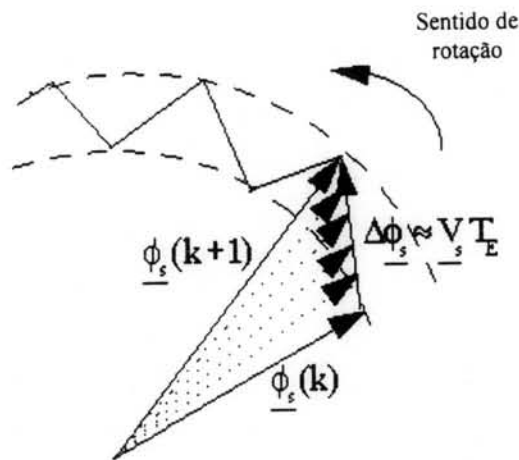


Figura 4.5: Regulação do fluxo estatórico

Como é genericamente conhecido o binário regulado deriva do produto vectorial do fluxo estatórico e rotórico. Resulta disso que o binário do veio aumenta quer com o aumento da amplitude dos vectores fluxo, estatórico ou rotórico, quer com o aumento do ângulo compreendido entre estes dois vectores, δ . Uma vez que a constante de tempo do induzido é tipicamente superior a 100ms, o fluxo rotórico é bastante estável e modifica-se muito lentamente em relação ao fluxo estatórico. Portanto, o binário pretendido e a sua regulação, são conseguidos através da regulação do ângulo δ (δ - ângulo entre o fluxo estatórico e o fluxo rotórico).

Após o conhecimento das leis de evolução do fluxo e binário é possível construir uma tabela de comutação tendo em conta a variação desejável, quer para o binário, quer para o fluxo, e o sector, θ , no qual se encontra o vector fluxo estatórico. Da consulta desta tabela resulta imediatamente o vector tensão a aplicar ao motor.

A 1ª tabela foi construída por Takahashi (Tabela 2), considerando para o fluxo um regulador de histerese de dois níveis; 1 para aumentar e 0 para diminuir. Para a regulação do binário a tabela é baseada num controlo de histerese com três níveis (-1, 0, 1) - (diminuição, manutenção de estado, aumento).

Tabela 4.2: Estrutura de regulação do binário e do fluxo

ϕ	1	1	1	0	0	0
τ	1	0	-1	1	0	-1
$\theta(1)$	V2	V7	V6	V3	V0	V5
$\theta(2)$	V3	V0	V1	V4	V7	V6
$\theta(3)$	V4	V7	V2	V5	V0	V1
$\theta(4)$	V5	V0	V3	V6	V7	V2
$\theta(5)$	V6	V7	V4	V1	V0	V3
$\theta(6)$	V1	V0	V5	V2	V7	V4

A construção desta tabela tem como base a segmentação do plano complexo (α, β) , em 6 sectores $\theta(1..6)$.

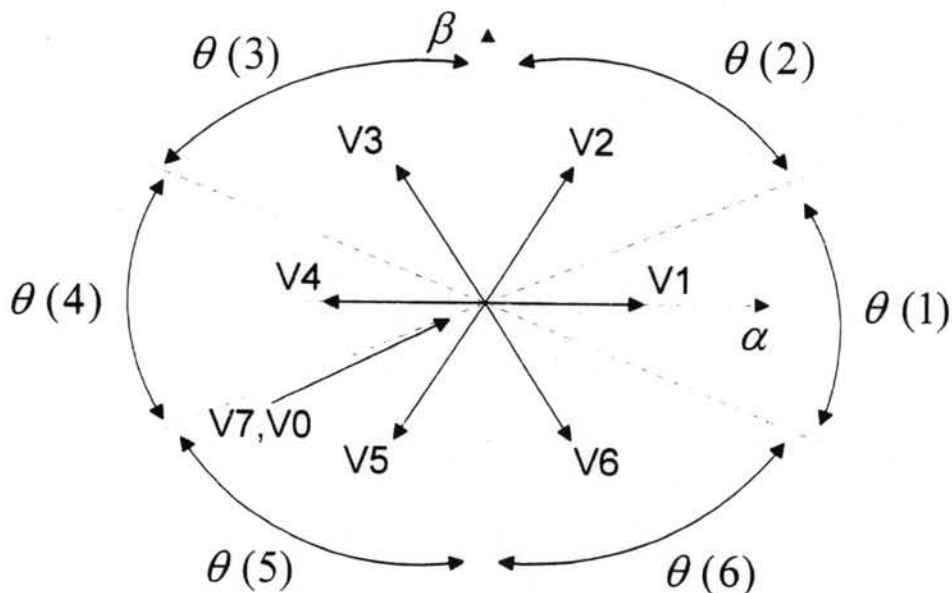


Figura 4.6: Representação no plano complexo dos vectores de tensão

A título de exemplo, se for necessário aumentar o fluxo estatórico e o binário electromagnético e estando o vector fluxo estatórico localizado no sector 2 ($\theta=2$), os vectores V1, V2, V3 contribuem para o aumento do fluxo e os vectores V3 e V4 contribuem para o aumento do binário. O vector V3 é o único vector que simultaneamente conduz ao aumento das duas grandezas (para satisfazer os requisitos iniciais).

O controlo directo de binário assenta na escolha do vector de tensão mais apropriado para aplicar ao motor num determinado instante de amostragem.

Como se trata de um método de controlo (do binário e do fluxo) por histerese, as comutações só se efectuam no instante em que uma destas variáveis ultrapassa um dos valores limite associado ao respectivo regulador. Pode assim dizer-se que o inversor de tensão só comuta de estado quando estritamente necessário, ou seja quando for necessário modificar a derivada do binário ou do fluxo.

Este último aspecto encontra-se estritamente relacionado com um dos principais inconvenientes do controlo directo do binário: - a frequência de comutação é fortemente dependente da velocidade e do binário desenvolvido pelo motor.

A derivada do binário, de acordo com [15] é dada por,

$$\frac{dCem}{dt} = \frac{p}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \cdot \left[(V_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} - V_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta}) - w \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} + \phi_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta}) - \left(\frac{R_s + R_r}{p} \right) \cdot Cem \right] \quad (4.10)$$

Quando um vector de tensão nula (V0,V7) é aplicado, a variação do binário é expressa através da expressão:

$$\frac{dCem}{dt} = \frac{p}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \cdot \left[w \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} + \phi_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta}) - \left(\frac{R_s + R_r}{p} \right) \cdot Cem \right] \quad (4.11)$$

Portanto,

$$Se \frac{dCem}{dt} = 0 \Rightarrow Cem = - \frac{p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot \phi_{r\alpha} + \phi_{s\beta} \cdot \phi_{r\beta})}{(R_s + R_r)} \cdot w \quad (4.12)$$

$$\text{Se } \frac{dCem}{dt} < 0 \Rightarrow Cem > - \frac{p \cdot (\phi_{sa} \cdot \phi_{ra} + \phi_{sb} \cdot \phi_{rb})}{(R_s + R_r)} \cdot w \quad (\text{Zona B}) \quad (4.13)$$

$$\text{Se } \frac{dCem}{dt} > 0 \Rightarrow Cem < - \frac{p \cdot (\phi_{sa} \cdot \phi_{ra} + \phi_{sb} \cdot \phi_{rb})}{(R_s + R_r)} \cdot w \quad (\text{Zona A}) \quad (4.14)$$

Verifica-se que o binário apresenta diferentes variações conforme o ponto de funcionamento, quando é aplicada uma sequência de roda livre. Este comportamento pode ser facilmente representado graficamente através da figura 4.7 presente em[15].

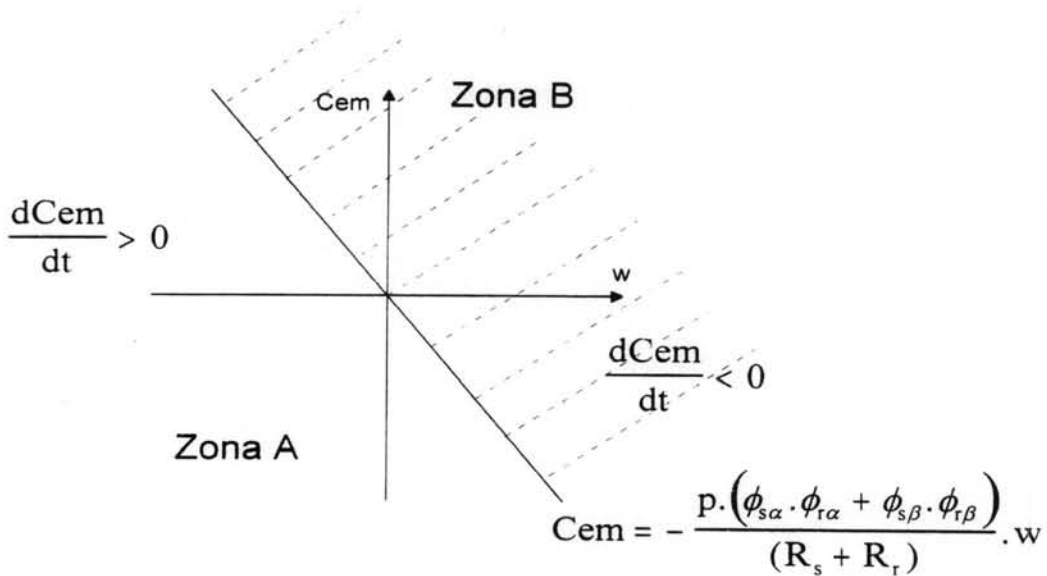


Figura 4.7: Sinal da variação do binário no plano binário/velocidade quando se aplica uma roda livre

Este plano mostra que aplicação de um vector nulo traduz-se por um aumento ou diminuição do binário conforme a razão binário, velocidade (zona A ou zona B).

4.2.1 Aspectos de Implementação

A estratégia de controlo desenvolvida por Takahashi é apresentada na figura 4.8 correspondendo à primeira estrutura de controlo DTC implementada e simulada no programa POSTMAC.

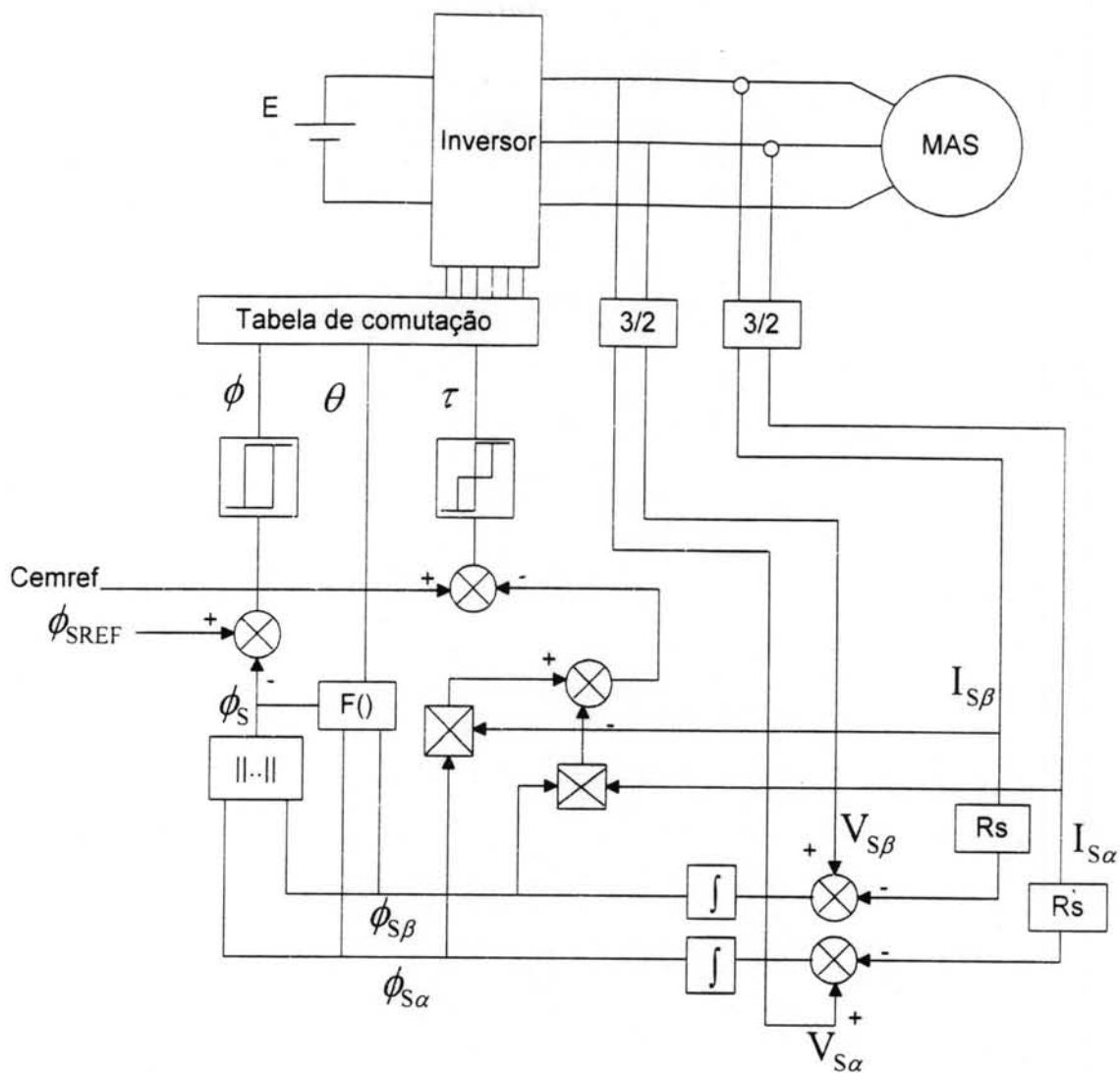


Figura 4.8: Representação da estratégia de controlo DTC implementada e simulada (método de Takahashi)

O sector a controlar é obtido a partir do ângulo (SEC) sendo este calculado recorrendo à seguinte expressão:

$$\text{SEC} = \arctan\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (4.15)$$

Este controlador foi aplicado a uma máquina assíncrona com as características descritas no anexo C.

O binário de carga utilizado nas simulações efectuadas foi do tipo $Cem = K.W$ ($K=0.1$), ou seja, directamente proporcional à variação de velocidade. Os resultados destas simulações serão de seguida ilustrados.

4.2.2 Resultados das Primeiras Simulações Efectuadas

Na figura 4.9, são apresentadas as curvas do binário (C_{em}), da corrente numa fase do estator (I_{S1}), do fluxo estatórico (Φ_{HIS}) e da velocidade (W). Neste ensaio considerou-se que o binário de referência apresentava o valor nominal ($C_{em} = 26 \text{ Nm}$) até ao instante $t = 1.0\text{s}$ e que depois passaria a ter o valor simétrico. O fluxo neste caso apresentava um valor de referência igual a 1 Wb e o período de amostragem utilizado foi de $20\mu\text{s}$.

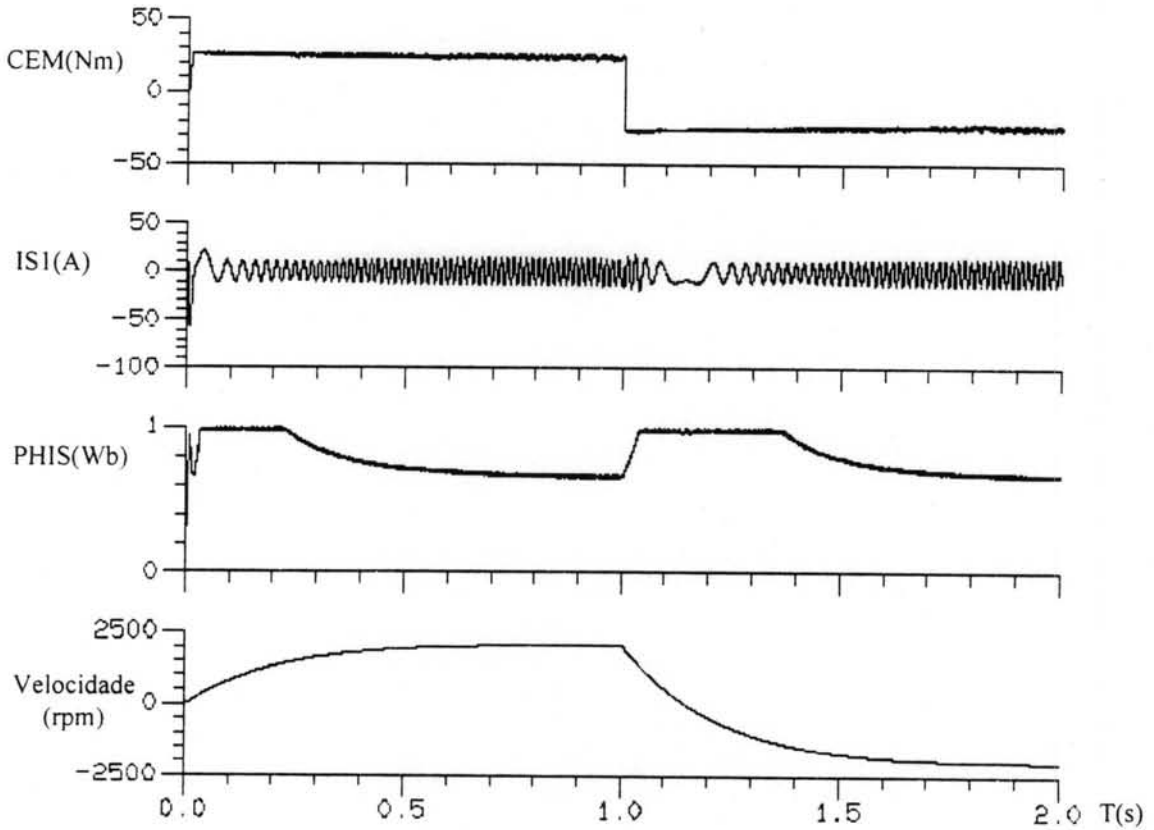


Figura 4.9: Curvas do binário, corrente numa fase estatórica, fluxo e velocidade resultantes do DTC, com enfraquecimento de campo.

Verifica-se que a saída de binário corresponde ao valor de referência, quer na referência positiva quer na referência negativa. O fluxo, tal como era pretendido manteve o seu valor igual ao valor designado como referência até à velocidade, W_{ref} , de 1389 rpm.

A partir deste valor de velocidade o controlador deverá proceder a um contínuo enfraquecimento de campo $\left(\phi = \left(\frac{W_{ref}}{W} \right) \cdot \phi_{ref} \right)$.

Na corrente estatórica verifica-se em regime transitório um pico de corrente, que rapidamente desaparece e a sua onda adquire a forma de regime permanente. A onda de

corrente é quase sinusoidal a menos de umas pequeníssimas perturbações provocadas pelas comutações e reflectidas na ondulação do binário.

A corrente $IS1$ durante o período de enfraquecimento de campo, sofre um aumento proporcional com vista a compensar a diminuição do fluxo mantendo assim o valor desejado para o binário.

Estes aspectos podem ser vistos em pormenor na figura 4.10, onde se ilustram os resultados de simulação com as mesmas condições citadas anteriormente diferindo apenas o tempo de simulação ($t=0.5s$).

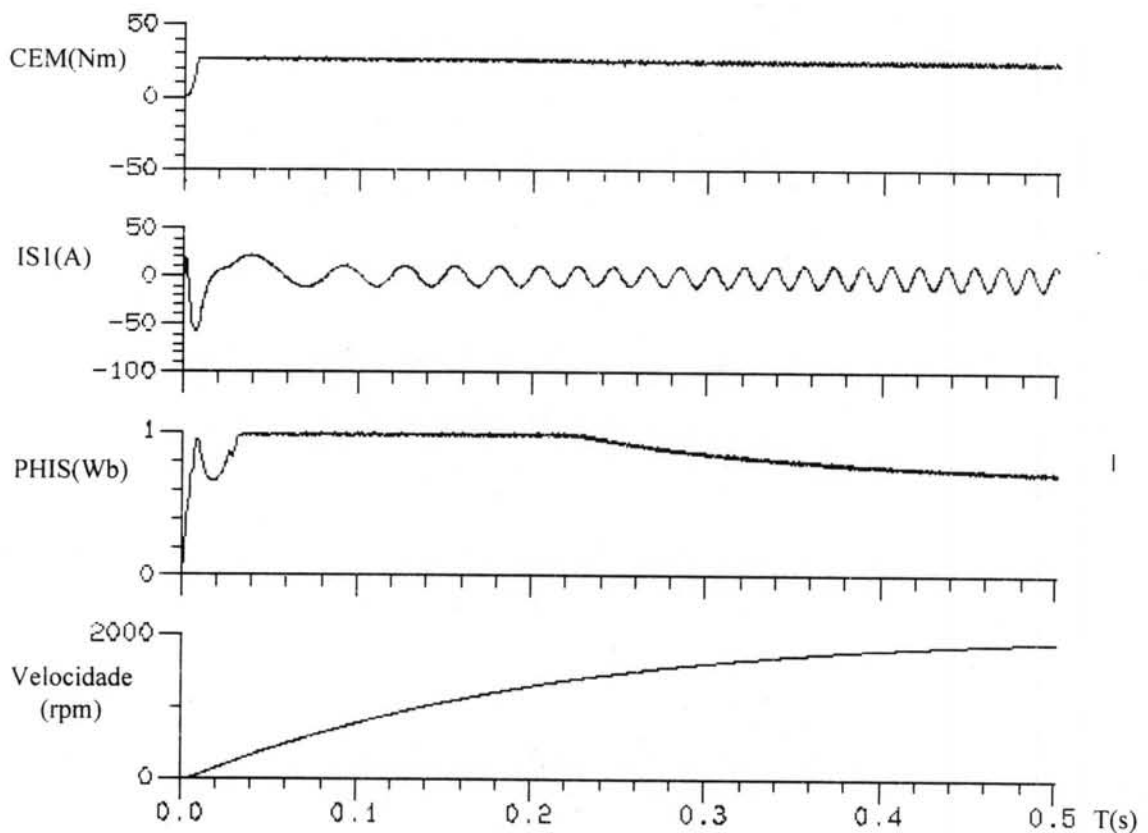


Figura 4.10: Representação das quatro curvas CEM, $IS1$, Fluxo e Velocidade em meio segundo de simulação.

Este controlador, baseado no método de controlo directo do binário, apresenta uma boa resposta dinâmica.

Na verdade para uma referência de binário nominal, o controlador atinge o estado permanente em menos de 10ms e com uma constante de tempo aparente inferior a 2ms. A figura 4.11 ilustra melhor o comportamento dinâmico.

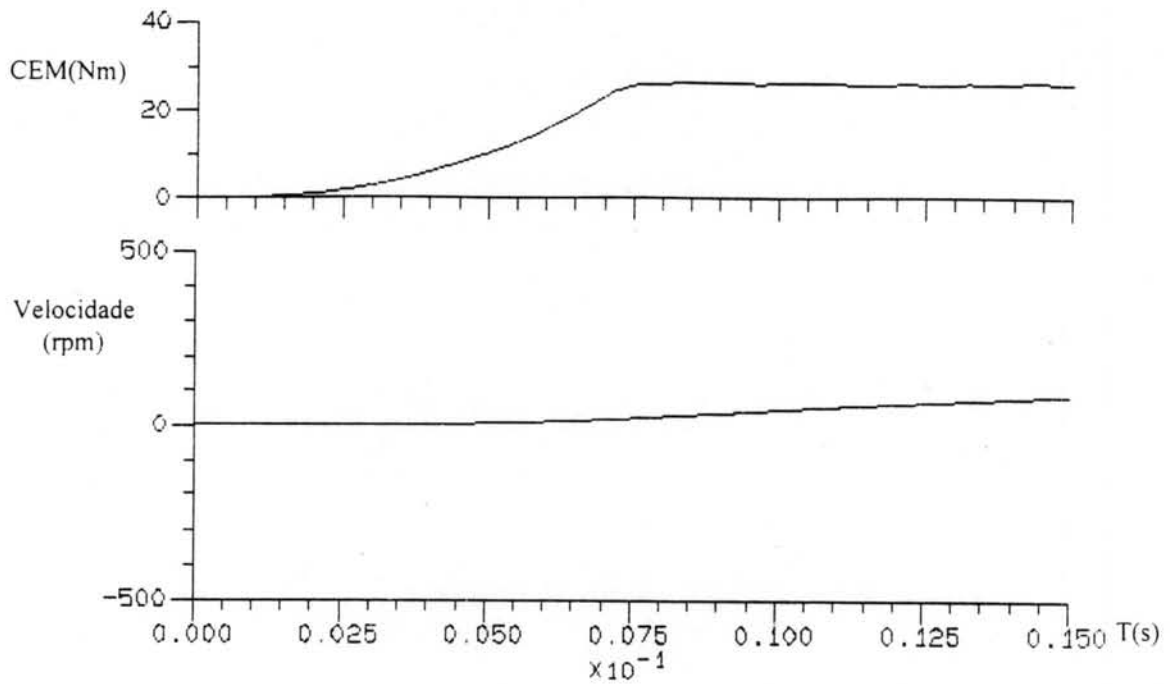


Figura 4.11: Apresentação da resposta dinâmica do binário e velocidade

4.3 Frequência de Comutação

Como foi possível verificar através das simulações realizadas, este controlador apresenta algumas capacidades inexistentes nos métodos escalares e vectoriais. No entanto o seu princípio de funcionamento não estabelece nenhum padrão temporal para as grandezas de alimentação. Por exemplo, considerando a tracção eléctrica como um dos campos de aplicação da máquina assíncrona e deste método de controlo, a potência do sistema obriga a considerar aspectos de análise de rendimento e análise espectral do conjunto motor/conversor/carga. Na verdade o rendimento é um dos critérios importantes a considerar, tornando-se assim bastante importante diminuir as perdas de comutação do inversor de tensão. Um outro aspecto não menos importante prende-se com o facto do funcionamento do conversor estático originar harmónicos, cujos efeitos têm de ser minimizados ou se possível eliminados, quer a nível do sistema de alimentação quer a nível auditivo e radio frequências.

O conceito de frequência, numa estrutura de controlo do tipo DTC, é complexo e tem sido ignorado pois não existe em cada interruptor um sinal periódico e bem definido. Como se pode observar através da figura 4.12, em **a)** é possível a identificação de uma

frequência bem definida ao contrário do que se passa em **b)**, em que durante a evolução temporal não se consegue definir um período de tempo constante - T_p ⁴.

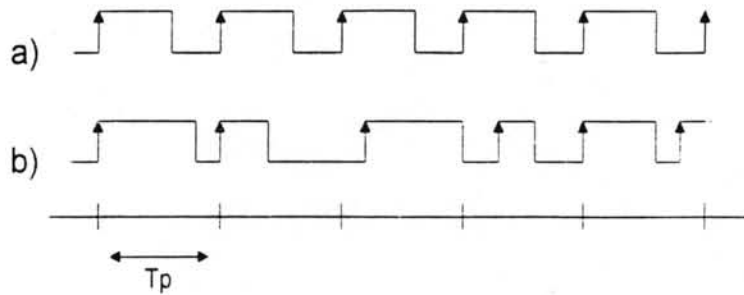


Figura 4.12: Dois sinais de comando de um semiconductor de potência; a) periódico e b) não periódico

Pelas razões apontadas anteriormente, torna-se importante encontrar uma definição de frequência para este método de controlo. Neste sentido são introduzidos dois novos conceitos que ajudam a analisar o sistema de controlo no domínio de frequência.

- O conceito de frequência de comutação singular média
- O conceito de frequência de comutação global média

4.3.1 Conceito de Frequência de Comutação Singular Média

A frequência de comutação singular média é calculada considerando que a cada um dos interruptores está associada pelo menos uma comutação num dado intervalo de tempo, verificando-se esta condição para todo o tipo de funcionamento. Assim sendo, para cada interruptor é calculada a sua frequência de comutação singular média, dividindo o tempo escolhido para o intervalo de tempo de controlo pelo número de comutações verificadas e invertendo o resultado. O funcionamento com este comportamento produz um deslocamento no conteúdo harmónico do sistema, bem como uma redução bastante significativa, ou a eliminação, do ruído audível intrínseco ao funcionamento dos sistemas utilizadores de interruptores de potência quando se obtém uma frequência eléctrica média acima dos 19 KHz, por exemplo⁵. Com um regime de funcionamento em frequência de comutação singular média constante é possível quantificar e manter um aquecimento

⁴ T_p é o tempo correspondente a um período no controlador PWM, e no DTC é o intervalo de tempo imposto para verificação da frequência média e não o período de amostragem responsável pelas regulações efectuadas a nível do fluxo e do binário.

⁵ O ouvido humano consegue sentir vibrações sonoras para frequências dos 20 Hz até aos 19 kHz.

individual por fase constante, bem como uma constância na frequência das emissões do ruído electromagnético facilitando assim a sua possível eliminação.

4.3.2 Conceito de Frequência de Comutação Global Média

A frequência de comutação global média é definida da seguinte forma: considerando um determinado intervalo de tempo, conta-se o número total de comutações registadas nos três interruptores do ramo superior do inversor divide-se este número por três (considera-se apenas um ramo, no outro é idêntico), e obtêm-se assim o número médio de comutações. De seguida, divide-se o tempo do intervalo considerado por este número médio de comutações, resultando o tempo médio por comutação. Invertendo-se este valor obtêm-se a chamada frequência de comutação global média. Esta denomina-se frequência de comutação global média, pois a sua própria existência permite obter uma quantificação das perdas de comutação globais, medindo o aumento ou diminuição global de temperatura do sistema de conversão. A sua constância conduz à obtenção de um aquecimento global constante independentemente do seu regime de funcionamento, tanto a baixas como a altas velocidades.

4.4 Influência das Frequências de Comutação na Implementação do DTC

A construção do algoritmo de controlo baseado na teoria desenvolvida por Takahashi, não entra em consideração com nenhuma restrição para a frequência de funcionamento do inversor de tensão. Portanto torna-se necessário criar um novo grau de liberdade no sistema de controlo para poder alterar um pouco o método de controlo anterior com o objectivo de colocar uma restrição no sistema de comutação do inversor de tensão.

Assim, tendo como objectivo a manutenção da frequência média eléctrica e mecânica constante, ou não sendo exactamente constante, pelo menos dentro de uma gama controlada, foram testados diferentes tipos de reguladores para o binário e fluxo.

Na definição do tipo de regulação a estabelecer para cada uma das grandezas entra-se em consideração com o seguinte pressuposto: a dinâmica do fluxo estatórico é mais lenta do que a do binário electromagnético [13]. As simulações foram realizadas mantendo todas as condições anteriormente citadas no ponto 4.2.1. Na 1ª hipótese (figura 4.13) o binário possui uma regulação do tipo “tudo ou nada” e o fluxo o mesmo tipo de regulação. Na segunda hipótese (figura 4.14) foi utilizado o sistema de regulação das grandezas binário e

fluxo utilizado pelo método DTC de Takahashi. Na última hipótese (figura 4.15) o fluxo apresenta uma regulação com três zonas, uma de aumento, outra de diminuição e outra de manutenção de estado.

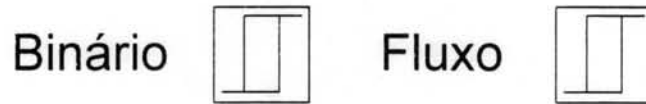


Figura 4.13: 1ª hipótese para o conjunto de regulação binário/fluxo



Figura 4.14: 2ª hipótese para o conjunto de regulação binário/fluxo



Figura 4.15: 3ª hipótese para o conjunto de regulação binário/fluxo

Foram efectuados ensaios considerando as três hipóteses, nos quais as grandezas analisadas foram, o binário, o fluxo e a variável que simboliza a frequência de comutação global média.

Na figura 4.16 são apresentados os resultados obtidos para o binário com o método de regulação implementado de acordo com as três diferentes hipóteses.

Na primeira curva desta figura, detecta-se um aumento acentuado da ondulação no binário. O facto de se considerar um controlo de binário e fluxo do tipo “tudo ou nada” favorece o aumento da ondulação pois as mudanças de estado só são feitas após a passagem da sua banda de histerese tolerada.

O melhor comportamento para o binário foi obtido com a terceira hipótese. Nesta hipótese considera-se o binário com três níveis de histerese diferentes e, dado que o fluxo apresenta uma variação ligeiramente mais lenta do que o binário, é considerado para a estrutura de controlo do fluxo a existência de três diferentes zonas onde se poderá situar o fluxo obtido através das correntes e tensões amostradas.

A zona c representa todos os valores obtidos para o fluxo que estão abaixo do valor de referência originando uma ordem de aumento de fluxo. Na zona b, encontram-se os valores que são iguais ao valor de referência ou que ainda estão dentro da gama de histerese permitida.

Finalmente a zona a, é preenchida com os valores de fluxo que se situam acima do valor e tolerância permitida. Por esse facto desencadeiam uma ordem no sentido da diminuição deste.

A segunda hipótese recorre ao sistema sugerido por Takahashi, apresentando o binário um bom comportamento, mas não tão bom como observado na terceira curva.

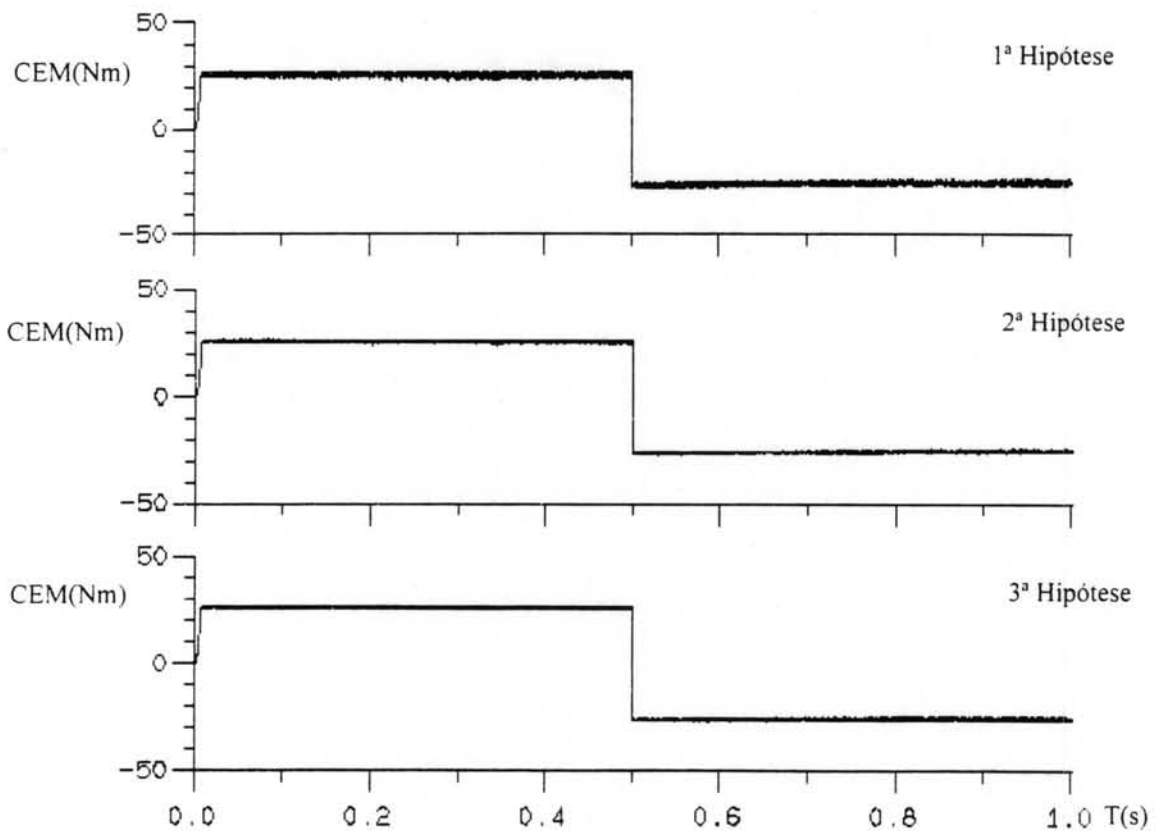


Figura 4.16: Resultados verificados para o binário considerando três tipos diferentes de regulação

Observando a figura 4.17, o melhor comportamento obtido para o fluxo nas três hipóteses consideradas foi o da terceira. Nesta hipótese a ondulação existente é muito pequena e o valor estabelecido como referência é mantido praticamente durante todo e qualquer regime de funcionamento. A primeira curva apresenta tal como foi referido para o binário um aumento significativo de ondulação. Na segunda curva a presença de ondulação é um

aspecto a salientar, bem como a existência de transitório no fluxo passados alguns momentos após a inversão do binário, resultante do processo de inversão da corrente estatórica que decorre durante um pequeníssimo intervalo de tempo.

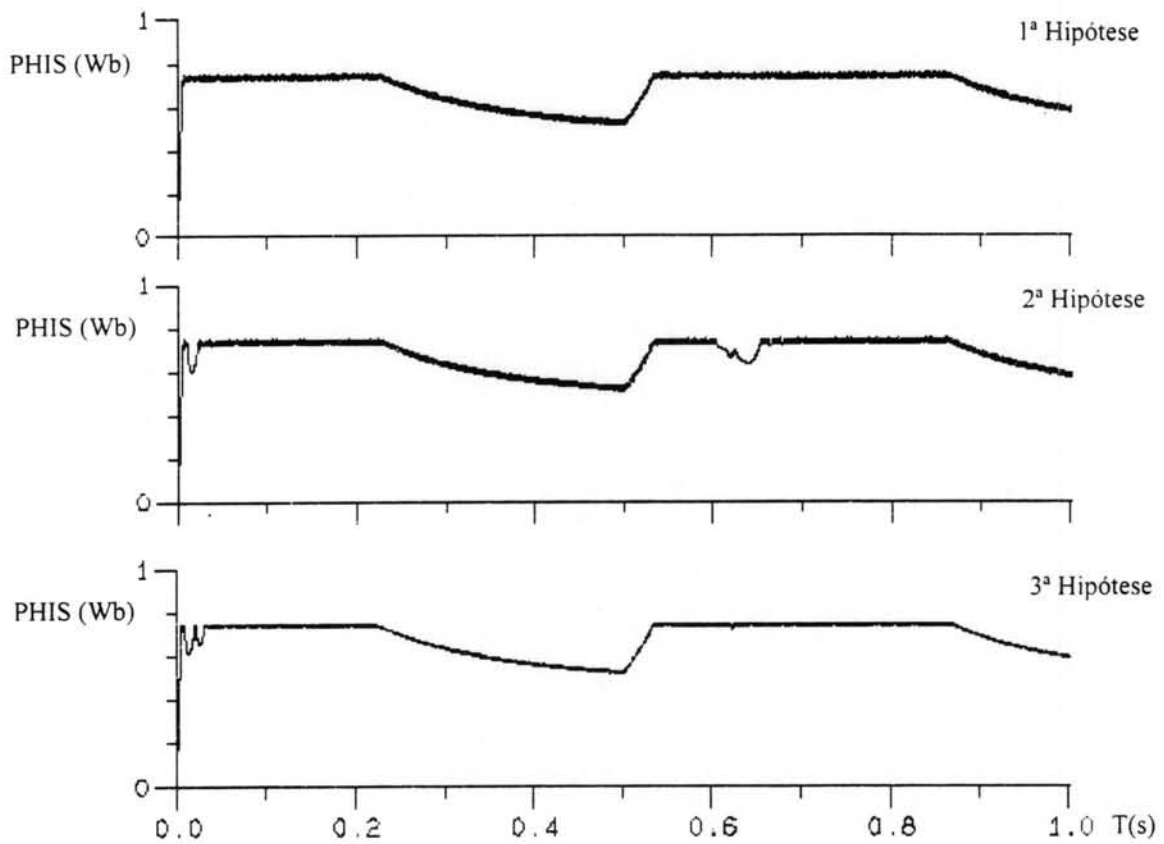


Figura 4.17: Representação dos resultados obtidos para o fluxo simulando três tipo de regulações diferentes

A última grandeza analisada foi a evolução da frequência mecânica média, procurando encontrar o conjunto de controlo ideal, conjugando boas características de binário, bom comportamento de fluxo e um regime de funcionamento no qual o padrão de frequência fosse o mais próximo daquele que era pretendido.

Da figura 4.18, salienta-se o funcionamento encontrado para a terceira hipótese, esta regista o regime de operação a mais elevada frequência, embora não uniforme, nota-se uma concentração elevada de frequência entre os 5 kHz e os 25 kHz, para este caso concreto. Através de uma observação dos resultados provenientes dos diversos tipos de controlo de histerese aplicados ao binário e ao fluxo, verificou-se que a melhor solução a adoptar seria a implementação do conjunto de regulação binário/fluxo considerado na terceira hipótese e uma nova tabela de comando.

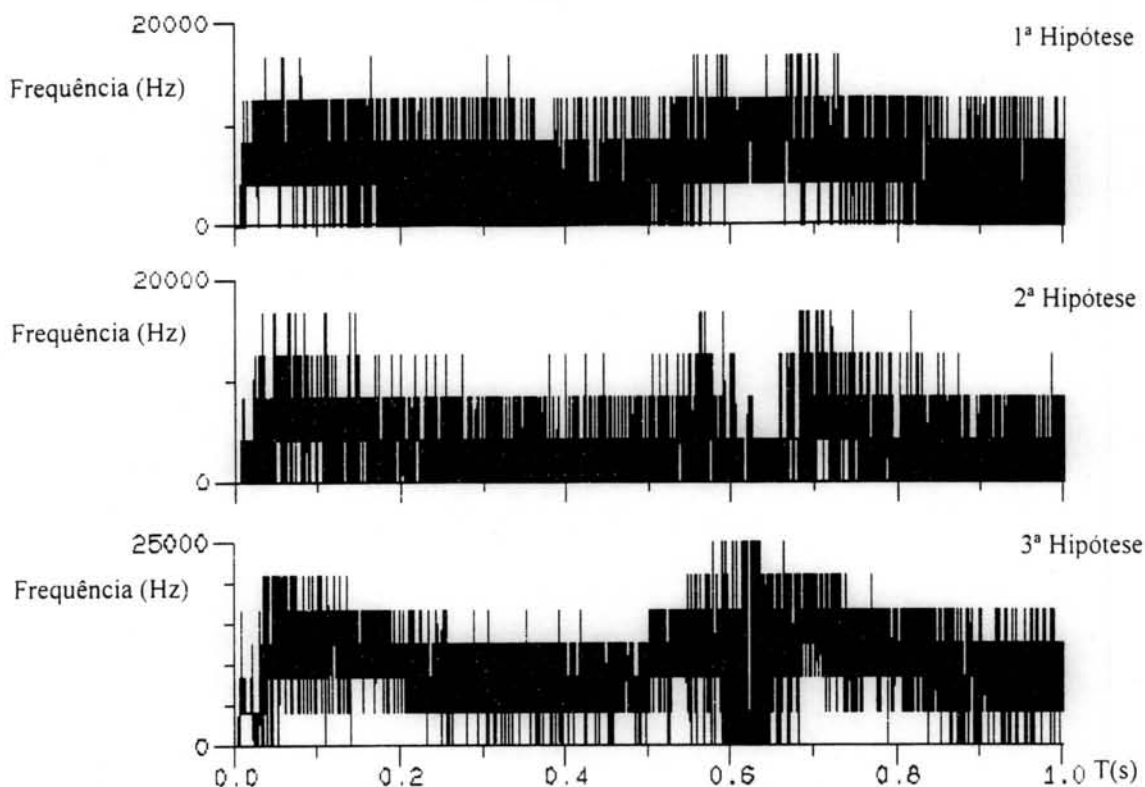


Figura 4.18: Curvas obtidas para a frequência mecânica média com três tipos de regulação de histerese diferentes

4.5 Funcionamento do Sistema Conversor/Motor

Com base nos sensores de corrente e de tensão existentes no estator do motor é feita uma aquisição de sinais. Os valores disponibilizados pelos sensores são de imediato transformados para os eixos α , β . Com estes valores o binário e o fluxo são calculados.

Os erros, do binário e do fluxo, juntamente com a indicação da localização espacial do vector fluxo estatórico são as variáveis de entrada para a tabela de comutação. Esta última é constituída por uma tabela de opções com as comutações mais apropriadas a serem realizadas face às três variáveis de entrada.

A tabela foi construída tendo em atenção dois aspectos importantes na tentativa de criação de um grau de liberdade no sistema, compensando assim a restrição devida à imposição de uma frequência de trabalho constante ou acima de um valor imposto como frequência mínima.

O primeiro prende-se com a utilização racional e oportuna dos vectores V_0 e V_7 , isto é embora estes produzam os mesmos efeitos quer no binário quer no fluxo podem ser

utilizados como um apoio para satisfazer determinadas comutações. Por exemplo em vez de aplicar o valor V_0 durante um grande intervalo de tempo, porque não aplicar V_0 até meio desse intervalo e depois passar para V_7 ?!. Com este procedimento consegue-se de uma só vez provocar uma comutação em cada um dos interruptores do ramo superior por exemplo, porque sendo $V_0=(0,0,0)$ passa para $V_7=(1,1,1)$. O segundo factor necessário associa-se directamente à necessidade de existir em cada momento mais do que um vector como opção. Seguindo este raciocínio, o plano complexo (α, β) , e observando a figura 4.19, é dividido não em seis sectores mas sim em doze em ângulos de $\pi/6$ para assim obter mais um grau de liberdade, passando de uma figura geométrica hexagonal para um dodecágono.

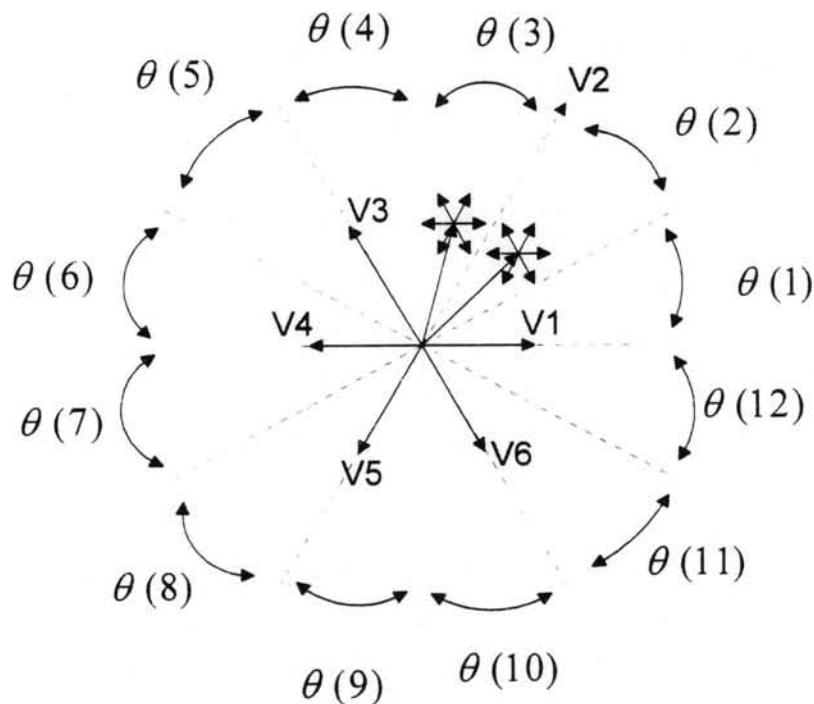


Figura 4.19: Plano complexo α, β , dividido em doze sectores

Deste modo, para cada sector existem sempre dois vectores que são escolhas possíveis. O primeiro será o chamado vector óptimo e corresponde exactamente ao pedido exigido pelo motor, o segundo é um vector que embora não seja óptimo, pode por impedimento do primeiro, ser aplicado satisfazendo também as necessidades do motor mas de uma forma mais lenta e não tão eficaz como seria no caso da primeira escolha.

Tabela 4.3: Tabela regulação para a implementação DTC com a restrição da frequência de trabalho

τ	1	1	1	0	0	0	-1	-1	-1
	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1
$\theta(1)$	V2/V3	V3/V2	V3/V4	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V6/V1	V5/V6	V5/V6
$\theta(2)$	V3/V2	V4/V3	V4/V3	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V1/V6	V6/V1	V6/V5
$\theta(3)$	V3/V4	V4/V3	V4/V5	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V1/V2	V6/V1	V6/V1
$\theta(4)$	V4/V3	V5/V4	V5/V4	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V2/V1	V1/V2	V1/V6
$\theta(5)$	V4/V5	V5/V4	V5/V6	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V2/V3	V1/V2	V1/V2
$\theta(6)$	V5/V4	V6/V5	V6/V5	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V3/V2	V2/V3	V2/V1
$\theta(7)$	V5/V6	V6/V5	V6/V1	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V3/V4	V2/V3	V2/V3
$\theta(8)$	V6/V5	V1/V6	V1/V6	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V4/V3	V3/V4	V3/V2
$\theta(9)$	V6/V1	V1/V6	V1/V2	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V4/V5	V3/V4	V3/V4
$\theta(10)$	V1/V6	V2/V1	V2/V1	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V5/V4	V4/V5	V4/V3
$\theta(11)$	V1/V2	V2/V1	V2/V3	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V5/V6	V4/V5	V4/V5
$\theta(12)$	V2/V1	V3/V2	V3/V2	V7/V0	V7/V0	V7/V0	V6/V5	V5/V6	V5/V4

A introdução de mais 1 grau de liberdade permite obter uma limitação mínima na frequência média eléctrica a um valor próximo dos 14 kHz. No entanto, este valor não se mantém constante, mas oscilante dentro de um intervalo que pode ir até ao dobro da frequência mínima (28 kHz).

4.5.1 - Descrição do Processo de Selecção do Vector a Aplicar ao Motor

O controlo é iniciado com a definição do intervalo de tempo no qual deverá ocorrer uma comutação por cada interruptor. Este intervalo será dividido em quatro segmentos de recta temporais. Cada um dos segmentos representará um ponto vital de opção para comutação. Na 1ª transição é verificado se algum dos dois vectores considerados óptimos é par, se isso acontecer o “motor” volta ao centro do dodecágono⁶, durante um curto intervalo de tempo e de seguida aplica-se o vector par anteriormente escolhido. Caso não exista nenhum vector par⁷, verifica-se se um dos vectores é igual a 7 ou 0 e aplica-se o procedimento

⁶ Aplicação de uma roda livre.

⁷ Vectores pares são considerados os vectores V2, V4 e V6. Pois estes vectores possuem um número par de 1s.

anteriormente descrito. Se nenhuma das condições anteriores for verificada então o algoritmo escolherá o vector óptimo como sendo o vector resultante da 1ª opção.

Nas transições seguintes, 2ª, 3ª e 4ª, o algoritmo verifica inicialmente qual dos dois vectores escolhidos conduzirá ao maior número de transições válidas. Transições válidas, são consideradas aquelas que não são repetidas no intervalo de controlo de frequência para cada interruptor no caso do algoritmo de frequência eléctrica média. Qualquer passagem do estado zero a um num dos três interruptores para o algoritmo da frequência mecânica média é considerada uma transição válida. No caso da inexistência de vectores que conduzam a uma transição válida, o “motor” regressará imediatamente, durante um pequeníssimo intervalo de tempo, ao centro do dodecágono, e depois é então aplicado o vector óptimo, que foi anteriormente escolhido com base na necessidade do respeito pela frequência, binário e fluxo, isto é, face ao vector nulo qual dos dois vectores tidos como óptimo produz a comutação desejada.

Em último caso e se estiver em risco o não cumprimento do requisito de frequência é aplicado o V7. Degradam-se um pouco as características de binário e fluxo mas é a única maneira de garantir a permanência da frequência eléctrica média acima dos 14 kHz. Quando se verifica, no início das transições que o requisito de frequência de trabalho já foi cumprido a escolha recai imediatamente sobre o vector óptimo e este é imediatamente aplicado.

Após a escolha do vector correcto, isto é da tensão correcta a aplicar ao motor, os sinais de comando são enviados aos respectivos interruptores procedendo assim à tradução física da ordem determinada pela necessidade do motor face ao controlo desejado para o binário, velocidade ou fluxo.

Terminado o estudo realizado na procura de um conjunto de regulação binário/fluxo favorável à conjugação com a frequência de trabalho e à construção de uma tabela mais adequada ao funcionamento com a restrição de frequência, foram realizadas as respectivas simulações para validação das soluções encontradas.

4.5.2 Simulação do Algoritmo com uma Frequência de Comutação Global Média

A figura 4.20 apresenta o resultado da simulação referente ao algoritmo da frequência de comutação global média.

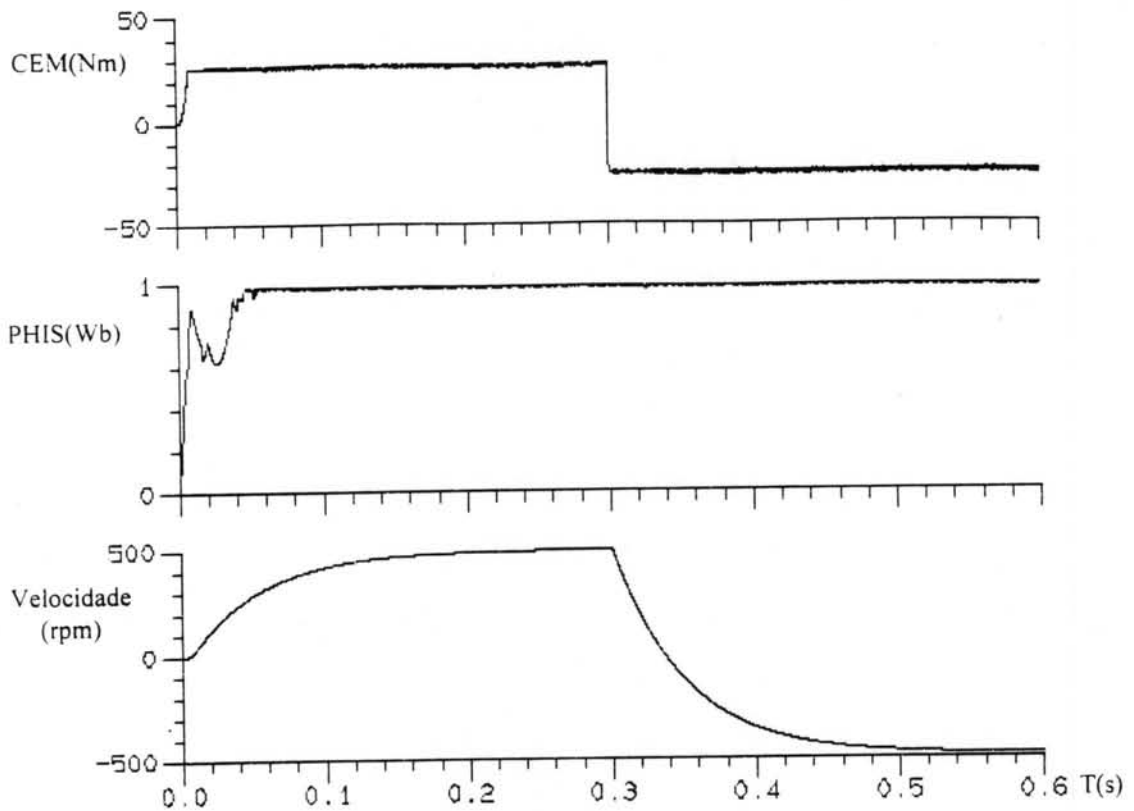


Figura 4.20: Simulação do funcionamento com a restrição de frequência de comutação global média mínima

Nesta condição de funcionamento a frequência permanece durante todo o funcionamento a oscilar dentro de uma gama bem definida e limitada inferiormente pelo valor desejado (figura 4.21). O comportamento em cada um dos interruptores é diferente registando-se em determinados momentos frequências médias da comutação abaixo da desejada e mesmo em alguns pontos a existência de frequência nula resultante de ausência de comutação nesse interruptor.

Podendo uma das fases comutar muito mais rapidamente do que as duas outras fases, e como a frequência global é o resultado do somatório da influência das três fases, o seu valor não espelha o comportamento individual vindo com um valor máximo inferior. O facto de se poder registar um maior número de comutações numa fase traduz-se por um aquecimento global não uniforme no funcionamento com imposição da frequência global média, pois a contribuição de cada interruptor para a quantificação das perdas por comutação não é a mesma. No controlador com a imposição de uma frequência de comutação singular média esta questão já vem resolvida. Globalmente o comportamento do controlador é satisfatório, salientando-se apenas o aparecimento de uma limitação no binário. Esta limitação ocorre somente acima de uma dada velocidade.

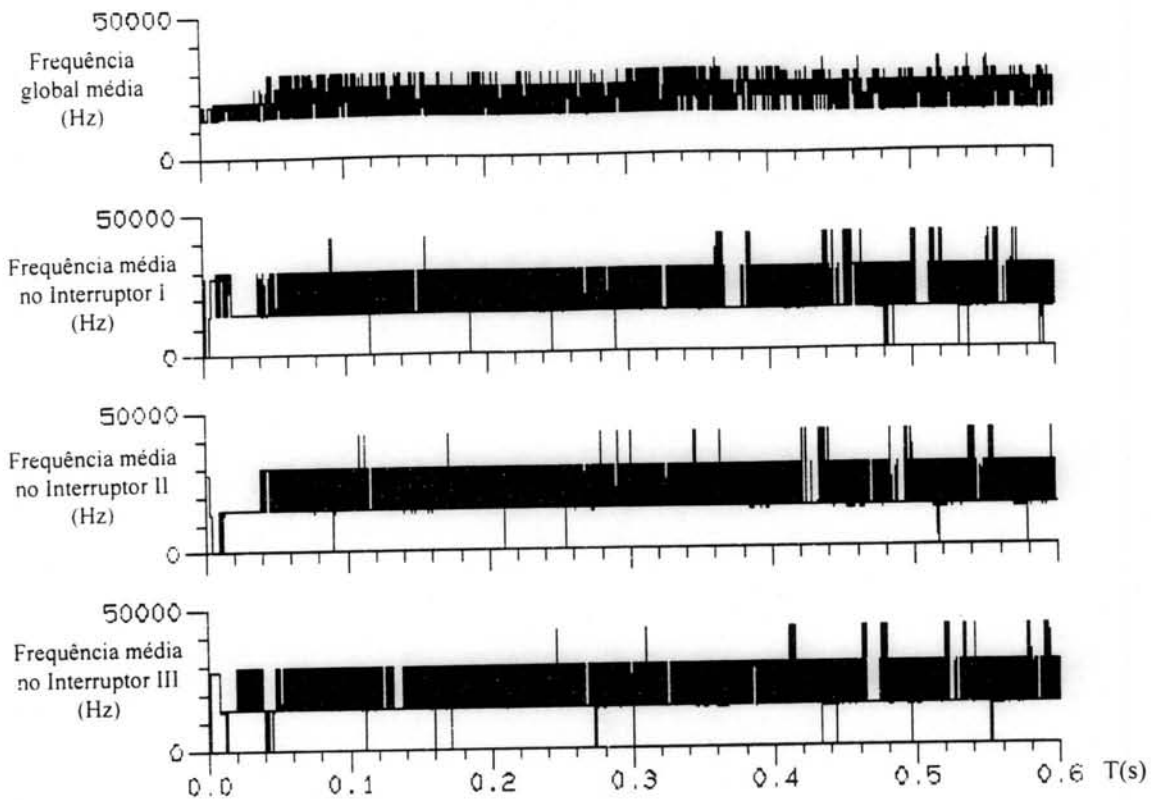


Figura 4.21: Apresentação das curvas respeitantes à frequência de comutação global média e à frequência média registada em cada um dos interruptores.

4.5.3 Simulação do Algoritmo com uma Frequência de Comutação Singular Média

A implementação do algoritmo para um funcionamento com uma frequência de comutação singular média definida, resulta de ligeiras alterações à estrutura de controlo anterior, e conduziu aos resultados apresentados na figura 4.22. Os resultados obtidos na figura 4.23 permitem salientar o facto da frequência em cada um dos interruptores estar agora limitada inferiormente e com uma variação situada dentro de uma gama bem definida, como era pretendido. Comparando com os resultados anteriores podemos concluir que a frequência máxima de comutação singular média é superior à frequência de comutação global média, este comportamento pode ser explicado pelo facto das três fases estarem a comutar à mesma frequência. O funcionamento com uma frequência de comutação singular média bem definida impõe indirectamente uma restrição para o valor da frequência de comutação global média. Poder-se-á dizer que a existência de uma frequência de comutação singular média impõe a existência de uma frequência de comutação global média, mas o contrário não se verifica.

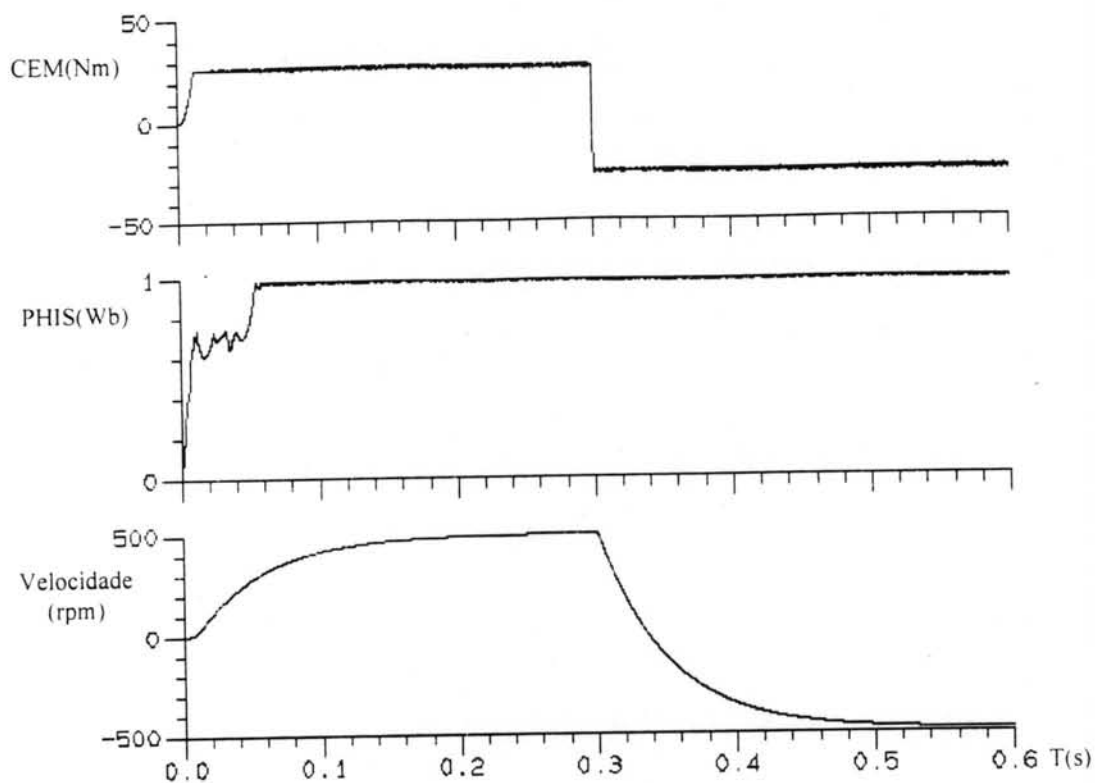


Figura 4.22: Descrição do comportamento do binário, fluxo e velocidade com algoritmo de restrição de frequência singular média de comutação

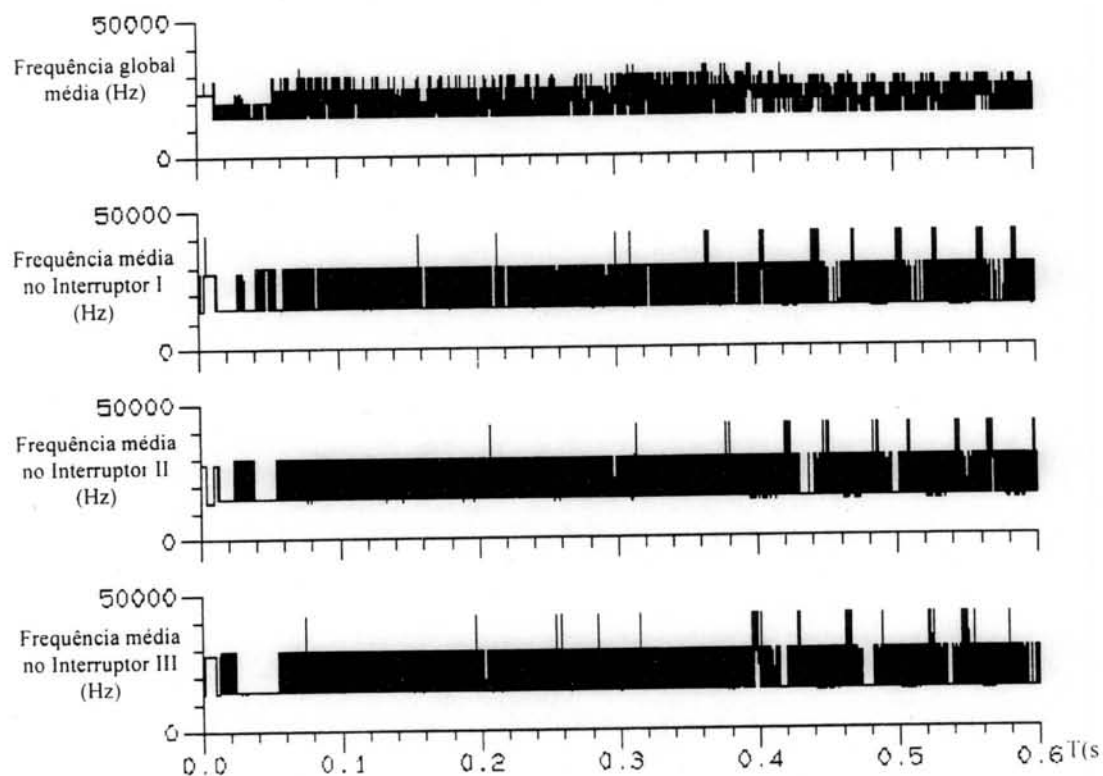


Figura 4.23: Apresentação da frequência média de funcionamento em cada interruptor e da frequência mecânica média face a um controlo com restrição de frequência eléctrica média mínima

4.6 Optimização da Característica Mecânica de Saída

O comportamento registado para o binário e velocidade numa implementação respeitando a exigência de uma frequência de comutação média mínima não é tão bom como o observado no controlo sem restrição.

O funcionamento do sistema em regime permanente a fluxo constante apresenta o aparecimento de um pólo, a uma velocidade de rotação mecânica menor do que a registada no funcionamento sem restrições, condicionando assim a resposta do binário a partir dessa velocidade. Este valor de velocidade⁸ situa-se muito próximo da velocidade de sincronismo da máquina assíncrona quando alimentada com uma fonte de 50 Hz (anotação 1-1500 rpm). Através de uma análise do conteúdo harmónico da curva de tensão de uma fase do estator, detecta-se uma pequena diminuição do valor eficaz desta onda na situação de funcionamento com restrição de frequência de comutação global média.

Quando se trata de um funcionamento com uma frequência de comutação singular média constante, a diminuição é um pouco maior do que a verificada na situação anterior.

Este comportamento pode ser explicado, pelo facto de no controlo de binário sem restrições o motor ser alimentado segundo as suas próprias necessidades face às imposições do regulador de histerese para o binário e fluxo. No caso do funcionamento com o cuidado de cumprimento de uma frequência de funcionamento, irão existir determinados intervalos de tempo onde para respeitar a frequência de comutação média quer singular quer global isso não é mais possível. Desse modo ao motor não será aplicado o vector óptimo nem o segundo vector favorável, mas sim um dos vectores (V0 ou V7) que irá impor uma permanência de estado não se registando a evolução desejada, mesmo que o motor necessite, por exemplo, de um aumento de binário⁹.

Geralmente um accionamento eléctrico funcionando à velocidade nominal ou acima desta, funciona num regime de enfraquecimento de campo. A questão analisada só faz sentido para perceber a influência que a introdução da restrição de funcionamento com frequência de comutação média introduz no desempenho global do accionamento eléctrico. Por esse facto foi realizada uma análise harmónica¹⁰ para o método sem restrições de frequência

⁸ No caso estudado esse valor de velocidade situa-se a 1430 rpm, sendo exactamente igual ao valor da velocidade nominal da máquina em causa.

⁹ Existirá uma pequena degradação da ondulação registado no binário.

¹⁰ Consultar o Anexo B

(Takahashi) (velocidade máxima igual a 1473 rpm¹¹), para o algoritmo de frequência de comutação global média (velocidade máxima igual a 1189 rpm) e frequência de comutação singular média (velocidade máxima igual a 1038 rpm) e para as soluções de aumento de tensão (velocidade máxima igual a 1389 rpm) e de tempo de controlo em frequência (velocidade máxima igual a 1077 rpm).

Esta imposição traduzir-se-á no aparecimento de intervalos de tempo de valores nulos nas curvas representativas das tensões VS1, VS2 e VS3 no estator do motor, manifestando-se numa diminuição do valor eficaz da onda fundamental.

O aparecimento deste comportamento somente a partir de velocidades elevadas, pode ser explicado pelo facto de a estas velocidades ocorrer para o mesmo nível de magnetização um aumento da resistência rotórica conduzindo a uma diminuição da corrente induzida e como simultaneamente a onda de tensão aplicada ao motor apresentará uma amplitude inferior à desejada, pelas razões anteriormente referidas, nunca poderá fornecer a corrente que seria desejada acabando por acentuar o efeito da diminuição do binário.

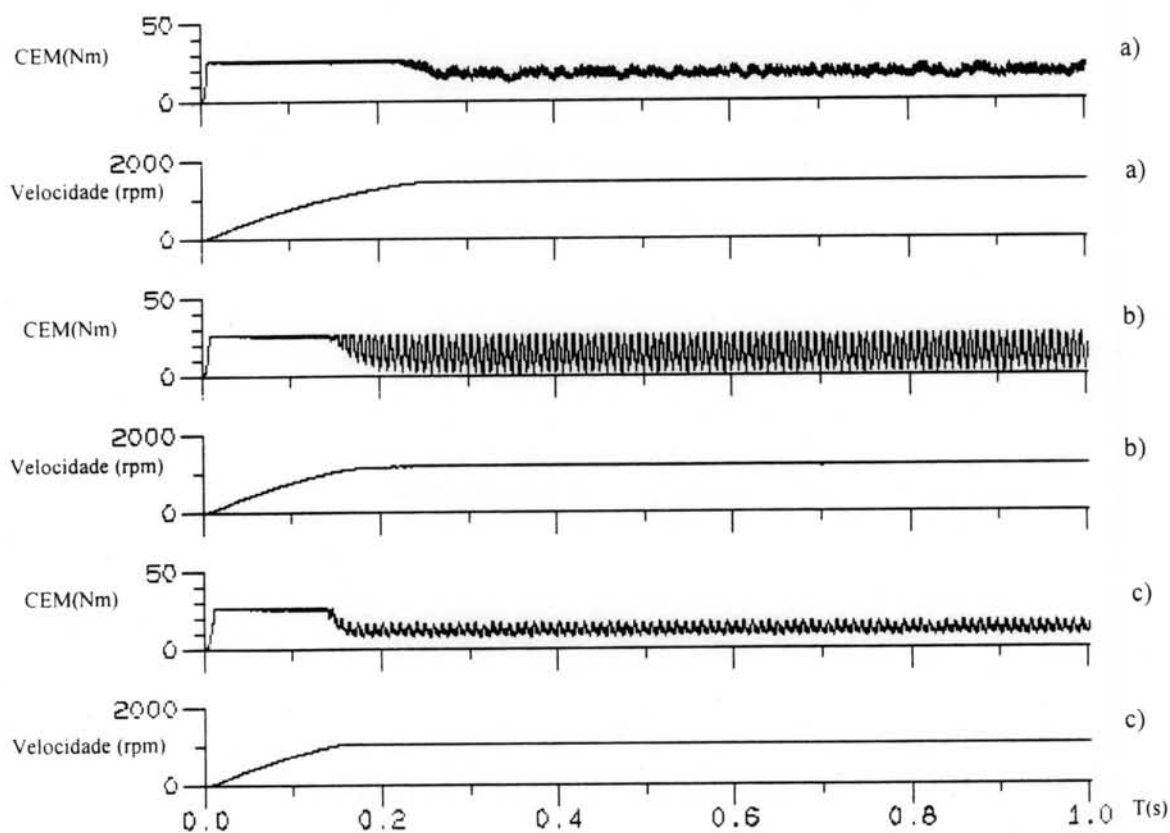


Figura 4.24: Aparecimento de uma limitação no binário no funcionamento com fluxo constante, método Takahashi (a) com restrição de frequência global (b) e singular (c)

¹¹ Velocidade a partir da qual verifica-se a diminuição do binário para um funcionamento a fluxo constante.

4.6.1 Possíveis Soluções para Atenuar os Efeitos do Funcionamento a Frequência Singular Média de Comutação

Uma vez identificada a origem da limitação observada, é necessário encontrar soluções para ultrapassar este problema. Esta limitação poderá ser resolvida por dois processos diferentes. O primeiro, não poderá ser visto como uma solução propriamente dita mas sim como artifício, dada a natureza da origem do problema: O bom desempenho a velocidade elevada pode ser conseguido aumentando a tensão da fonte de alimentação de corrente contínua (figuras 4.25 e 4.26). Procura-se deste modo obter um valor máximo para as tensões estatóricas próximo daquele registado na situação de funcionamento em regime de controlo sem restrição de frequência de trabalho, para velocidades próximas da velocidade síncrona da máquina.

O processo em termos de implementação prática não é viável pois implicaria a existência de uma fonte de alimentação de corrente contínua especial para trabalhar com este tipo de controlo a altas velocidades.

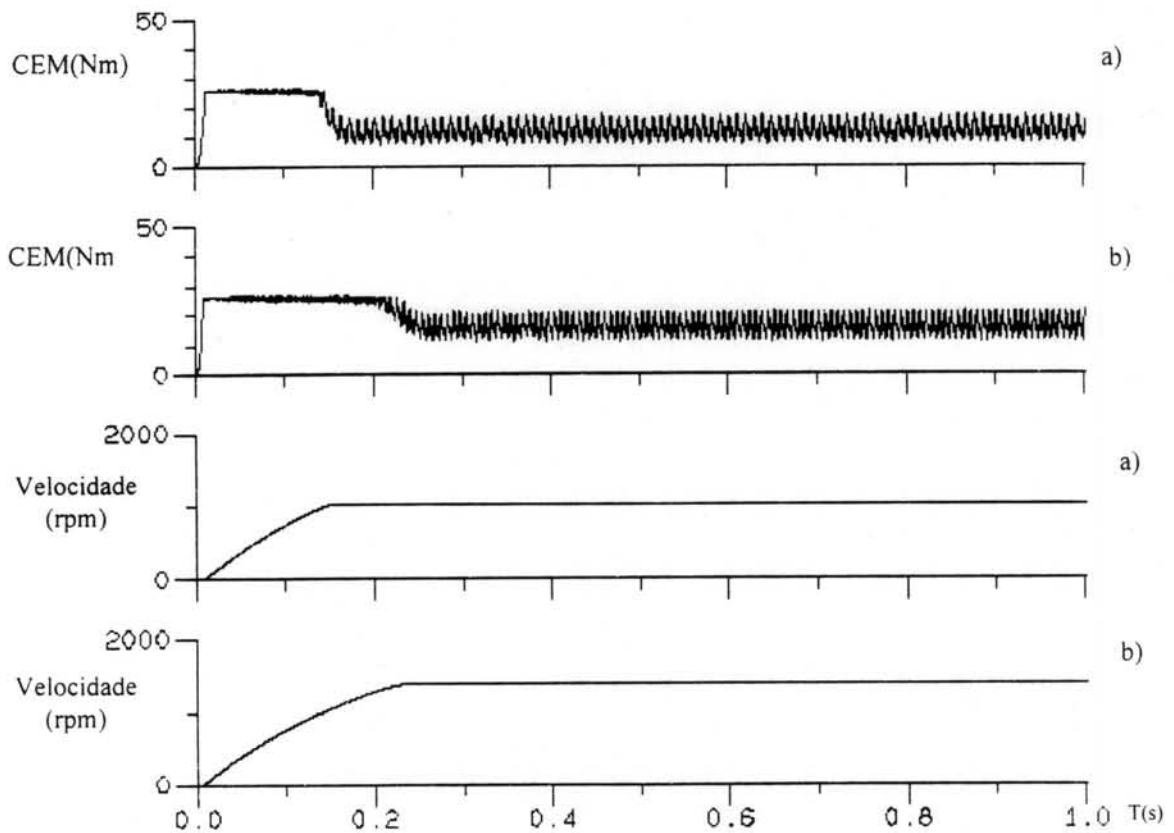


Figura 4.25: Comparação entre a resposta obtida para o binário e velocidade para duas tensões diferentes da fonte de corrente contínua (520V (a) e 700V (b)).

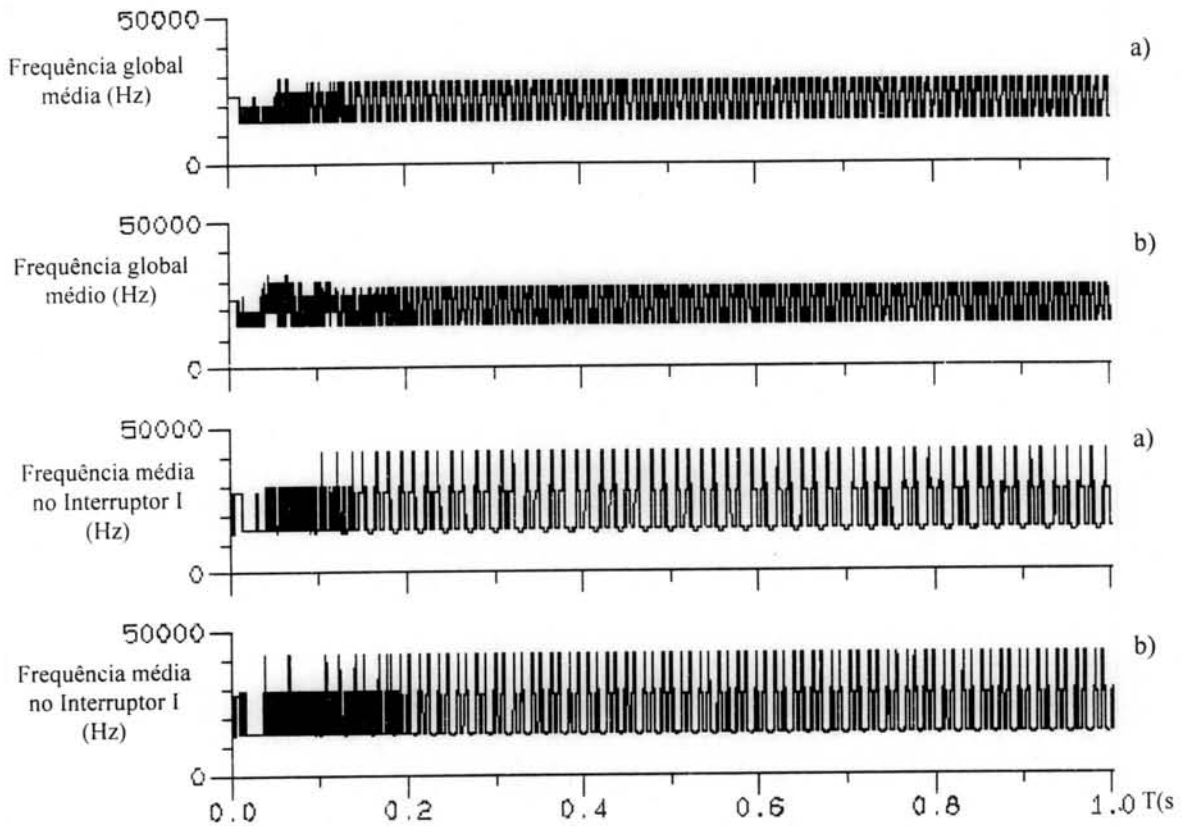


Figura 4.26: Curvas obtidas para a frequência global, singular média de comutação para um interruptor no caso de alimentação a) 520 b)700.

A segunda solução tem por base a diminuição da razão entre o tempo necessário ao respeito da frequência e o tempo total do intervalo de controlo de frequência. No fundo esta solução pode ser representada matematicamente por:

$$rel = \frac{T_m}{T_{pc}} \quad (4.16)$$

A variável T_m simboliza o tempo morto de aplicação forçada de rodas livres ao motor¹² e T_{pc} é a variável referente ao tempo total de controlo de frequência. O objectivo, nesta solução é obter na situação mais desfavorável, uma variável rel com um valor o mais baixo possível. Na situação de funcionamento sem restrição de frequência $rel=0$.

A título de exemplo pode-se apresentar a seguinte tabela, com os resultados obtidos para diferentes intervalos de controlo na situação mais desfavorável :

¹² Aplicação é forçada, devida à necessidade de respeitar a frequência singular média de comutação imposta. Estas rodas livres irão degradar um pouco as características das grandezas de controlo, fluxo e binário.

Tabela 4. 4: Tabela com alguns exemplos ilustrando a relação entre tempo de controlo e o tempo morto

Tpc	Tm	Rel
76 μ s	28 μ s	0.368
112 μ s	37 μ s	0.330
212 μ s	62 μ s	0.292

Esta solução implica uma variação no valor imposto para a frequência mínima de funcionamento e um agravamento da ondulação no binário, ou seja, a redução na pior situação de *rel* implicará um abaixamento directo da frequência de comutação singular e global média (figuras 4.27 e 4.28).

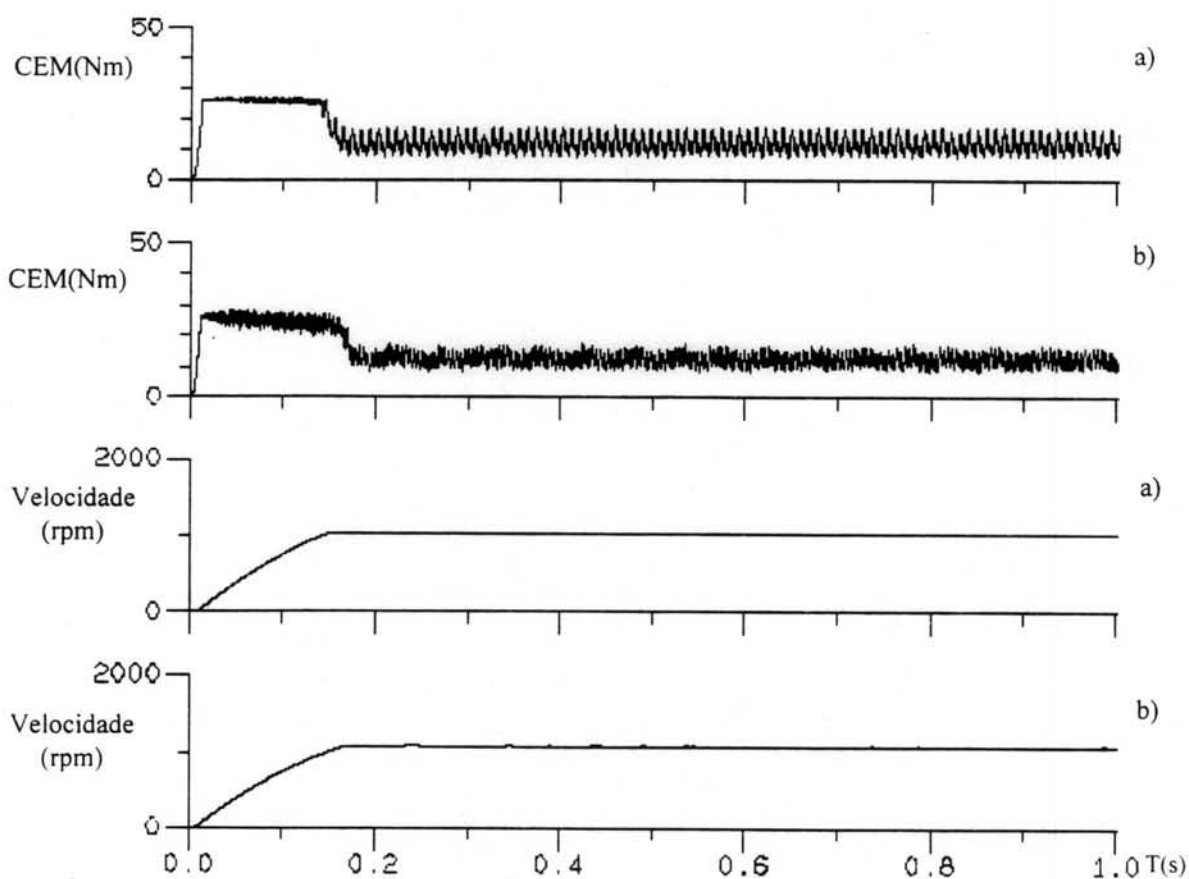


Figura 4.27: Curvas obtidas para o binário e velocidade nos casos de frequência global e singular média com: a) Tpc=76μs e b) Tpc=212μs

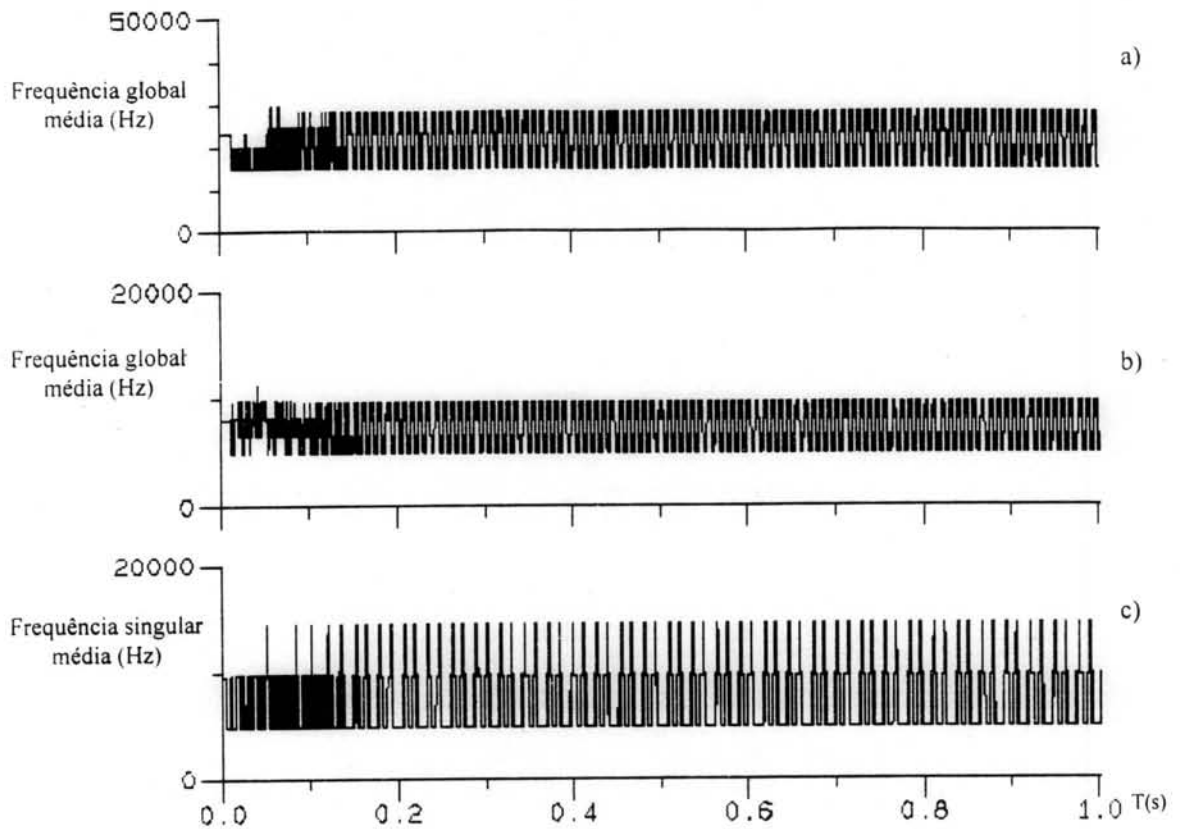


Figura 4.28: Curvas obtidas para um período de amostragem de $16\mu\text{s}$:a) frequência global média e $50\mu\text{s}$ b) frequência global média c) frequência singular média

4.7 Comportamento do Sistema de Controlo em Condições Particulares de Funcionamento

Um sistema com controlo directo de binário permite obter um conjunto de funções especiais que não são encontradas nos outros sistemas de controlo. De entre estas salienta-se a optimização do fluxo, a frenagem através do fluxo, as propriedades de arranque e o comportamento face a uma falha da tensão de alimentação.

4.7.1 A Optimização do Fluxo

Como é referido em [16], o modelo do motor no sistema DTC permite calcular o fluxo magnético óptimo em função da carga momentânea. Devido a essa optimização do fluxo magnético melhora-se o rendimento total do sistema de accionamento, principalmente a baixas velocidades. A optimização do fluxo diminui também o nível do ruído acústico do motor no domínio das aplicações onde se trabalha com carga parcial, por exemplo, no sector de aquecimento, climatização e ventilação.

4.7.2 A Frenagem através do Fluxo

É comum injectar corrente em um ou mais enrolamentos do estator para provocar a frenagem de um motor de corrente alternada. Contudo, este procedimento leva à introdução de um determinado atraso, quer na actuação do efeito da corrente contínua quer no restabelecimento do fluxo de corrente alternada.

O DTC utiliza um método diferente mas que produz resultados similares. Este baseia-se num controlo do valor imposto como fluxo de referência.

No caso da frenagem por controlo de fluxo, as perdas produzem-se essencialmente no estator e dissipam-se mais facilmente que no caso da frenagem por corrente contínua, onde as perdas se produzem no induzido onde o calor se elimina mais dificilmente.

Com uma regulação precisa do binário e da tensão do circuito intermédio em corrente contínua, o sistema de controlo directo de binário oferece uma frenagem e uma aceleração mais fiáveis e regulares. A figura 4.29 ilustra os resultados de uma simulação correspondente ao controlador desenvolvido com o objectivo de ilustrar o comportamento do sistema neste tipo de situação. A frenagem é conseguida através de uma sobreexcitação da máquina, desprezando o efeito de saturação magnética da máquina.

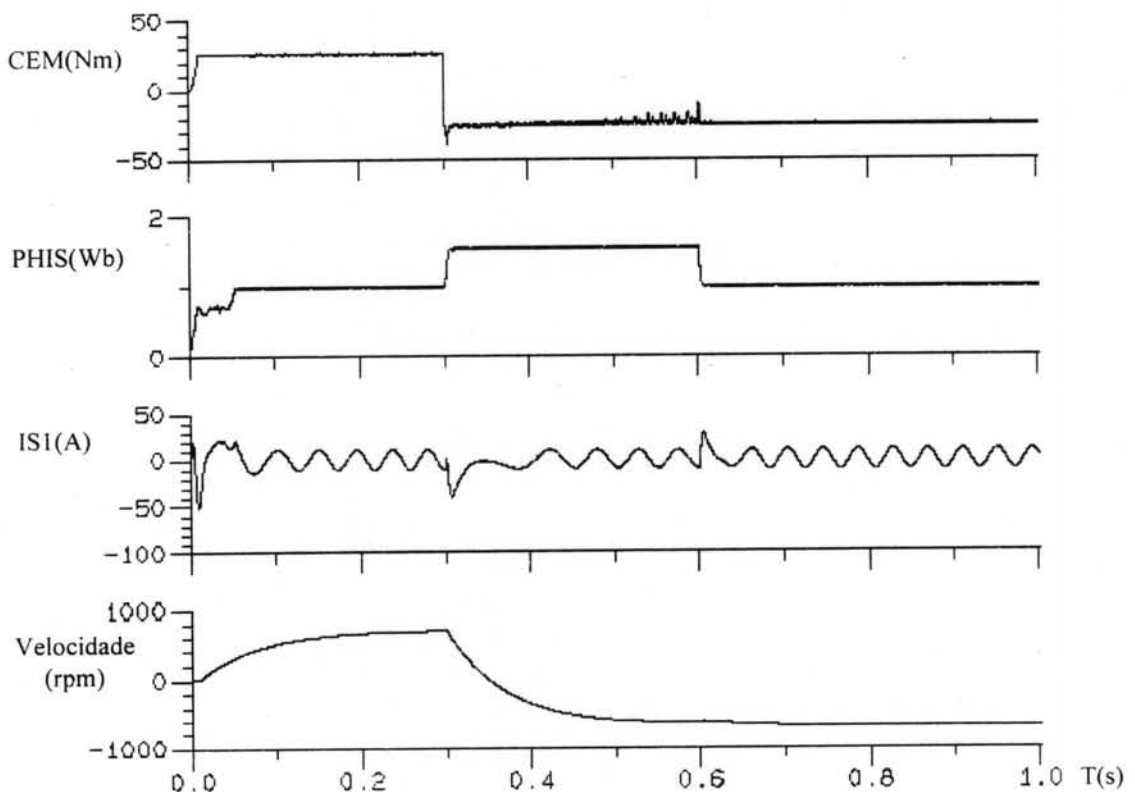


Figura 4.29: Fluxo-frenagem

Verifica-se também que a existência de uma sobrelevação na resposta do binário, devido a um aumento do fluxo, se traduz por uma frenagem mais rápida.

4.7.3 As Propriedades do Arranque

Graças às boas propriedades de arranque do sistema de controlo directo de binário, o motor pode acelerar rapidamente qualquer que seja o seu estado magnético. Uma vez o motor a rodar, a frequência de sintonização será atingida em poucos ms e o sistema DTC sintonizar-se-á de imediato.

De forma análoga enquanto o fluxo do induzido não desaparecer completamente é possível rearrancar o motor a qualquer momento sem o aparecimento de nenhuma temporização.

4.7.4 Falhas na Tensão de Alimentação

Quando ocorre uma falha na alimentação, um sistema a funcionar com um controlo directo de binário, manterá a tensão do circuito intermédio a corrente contínua dentro de limites admissíveis. No caso de restabelecimento da tensão da fonte, o motor poderá de novo ser solicitado directamente uma vez que o seu fluxo magnético se manteve durante a ausência de tensão.

A durabilidade da insensibilidade a uma falha de tensão da rede, depende da carga imposta ao sistema e dos momentos de inércia do sistema. Este tempo poderá ir de um segundo a vários minutos.

Como o programa de simulação POSTMAC, não permite uma mudança da tensão de alimentação contínua no decorrer da simulação, foram realizadas duas simulações com diferentes valores de tensão contínua com o objectivo de verificar os efeitos da variação na tensão de alimentação.

Observação a figura 4.30 verifica-se que os efeitos registados nas duas situações, para um controlo em velocidade¹³ do novo controlador é praticamente o mesmo validando o que anteriormente tinha sido referido. A curva referente ao binário para uma tensão superior apresenta uma resposta mais rápida do que a correspondente à tensão inferior. Com uma tensão inferior a magnetização da máquina e simultaneamente a produção do binário imposto efectuam-se mais lentamente.

¹³ Em malha fechada com a utilização de um sensor de velocidade.

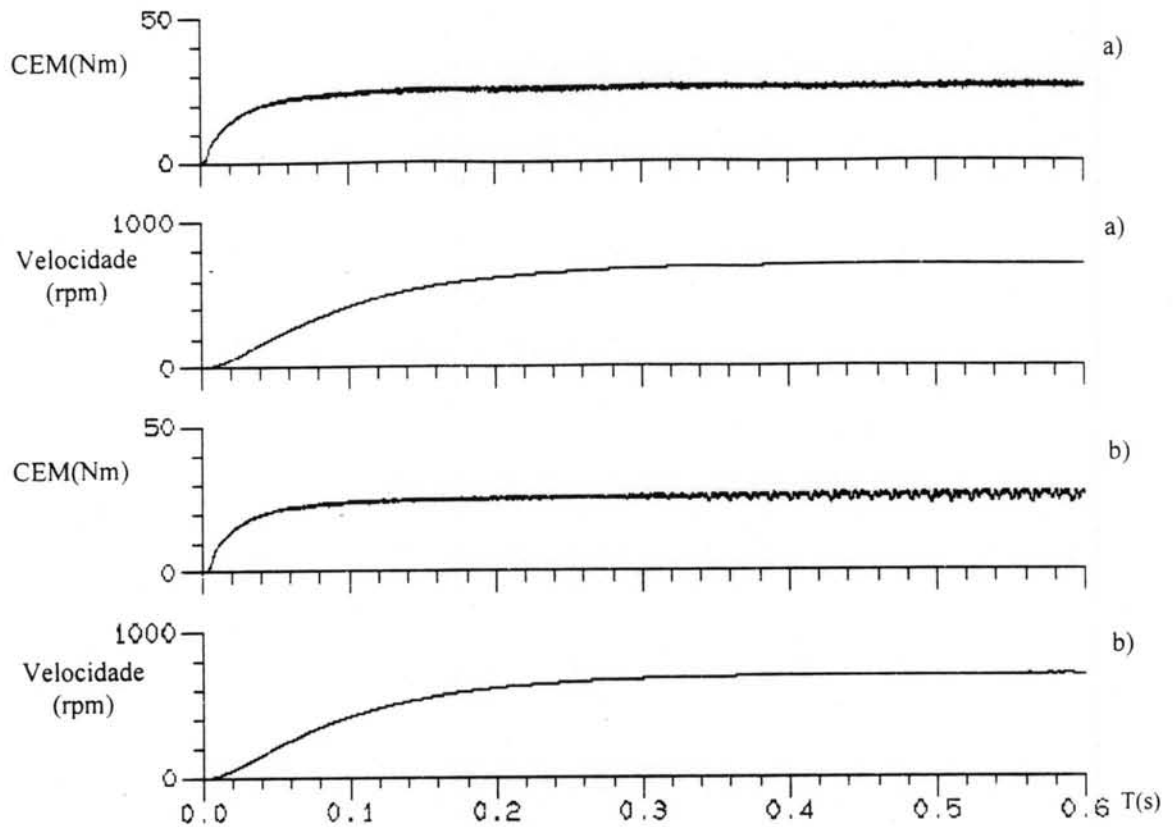


Figura 4.30: Simulação dos efeitos de uma variação da tensão de contínua a) 520 V e b) 400 V

4.8 Conclusões

A introdução dos conceitos de frequência de comutação global média e de frequência de comutação singular média no funcionamento do controlador DTC permite obter uma melhor estimação e uniformização das perdas globais e individuais de comutação.

O ruído audível produzido pelo funcionamento deste controlador vem bastante atenuado, localizando-se apenas nas frequências mais agudas. Em termos de frequência média, para um tempo de controlo de $64 \mu\text{s}$ o espectro apresentará componentes acima dos 13.2 kHz. Contudo a frequência instantânea presente em cada comutação andarà na pior situação pouco acima de metade desse valor. Estes valores mínimos de frequência quer média quer instantânea dependem fortemente do desempenho do dispositivo onde este tipo de controlo vai ser implementado, por exemplo um DSP (*Digital Signal Processor*) [22]. No caso de um DSP que consiga fazer aquisição dos sinais e escolher o vector apropriado rapidamente, os valores mínimos referidos para a frequência podem subir e até atingir os 17 kHz no espectro audível, em toda a gama de funcionamento.

As emissões de radio-frequências ficam mais uniformizadas para as três fases podendo ser mais facilmente eliminadas as suas interferências.

No entanto a introdução destes conceitos não é pacífica. A análise espectral realizada à onda de tensão estatórica presente no Anexo B, mostra uma diminuição da amplitude na risca referente à componente fundamental de tensão.

Este comportamento aparece para funcionamentos a velocidades elevadas. Nestas situações assiste-se a uma saturação de tensão por parte do inversor de tensão. O inversor atinge o valor de tensão que pode disponibilizar ao motor, mas devido à introdução de sequências de roda livre para respeitar o critério da frequência, este valor vem diminuído não recebendo o motor a correcta amplitude para a onda de tensão. À medida que se caminha de um algoritmo sem restrições na frequência para o algoritmo de frequência de comutação singular média, mais sequências de roda livre são introduzidas assistindo-se a uma diminuição do valor de velocidade a partir do qual o fenómeno de saturação do inversor de tensão ocorre.

Através da análise espectral também se verifica que além da amplitude, a localização da componente fundamental fica afectada pela saturação do inversor. Portanto para um funcionamento a fluxo constante até à velocidade síncrona, a localização da componente fundamental pode atingir os 50 Hz. Como pode ser visto no Anexo B, em funcionamento a fluxo constante e com uma frequência de comutação singular média a risca da componente fundamental da tensão nunca aparece acima dos 45 HZ nem próxima dos 50Hz, mas sim para um valor inferior correspondente ao ponto exacto onde ocorreu a saturação do inversor.

A solução para resolver este problema, reside fundamentalmente na eliminação ou redução da introdução de sequências de roda livre necessárias para respeitar o requisito aumentando também a ondulação do binário e fluxo. A modulação vectorial poderá ser apresentada com uma solução a estudar, embora o conceito de controlo directo de binário não se compatibilize com esta.

Capítulo 5

ANÁLISE E VALIDAÇÃO DE RESULTADOS

Os diferentes sistemas de accionamento eléctricos apresentam todos eles uma característica comum. Uma componente do sistema de accionamento, o sistema de potência, é o mesmo em todos eles. No entanto é possível melhorar significativamente os desempenhos dos sistemas de accionamentos eléctricos, através do recurso a novos métodos de controlo sem provocar um aumento significativo dos custos.

O desempenho do sistema de controlo resulta em grande parte do tipo de controlador implementado. Daí resulta a necessidade de estudar esses diferentes métodos de controlo, com o objectivo de avaliar as suas vantagens e inconvenientes relativos.

5.1 Comportamento dos Diferentes Métodos de Controlo

5.1.1 Métodos Escalares

Um dos primeiros métodos utilizados no controlo de uma máquina assíncrona refere-se ao controlo a fluxo constante abordado no capítulo 2. O motor assíncrono é alimentado por um inversor de tensão funcionando em Modulação de Largura de Impulsos.

O desempenho é bem conhecido. No entanto para efeitos de comparação o seu funcionamento é verificado no mesmo ambiente.

5.1.1.1. Ensaio Realizados

Vários poderiam ser os ensaios realizados, contudo foram escolhidos o arranque directo com referência de velocidade e um ensaio com um degrau na referência de binário, pois estes ensaios permitem avaliar o comportamento do motor em regime transitório e em regime permanente face a uma referência de binário e outra de velocidade.

O arranque directo do motor foi realizado com uma referência de binário, através da imposição de uma frequência rotórica (ω_r), figuras 5.1 e 5.2.

De facto de acordo com [4], o binário, pode ser considerado como $C_{em} \cong K.W_r$,

$K = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \hat{\phi}_s \cdot \left(\frac{M^2}{L_s^2} \right) \cdot \frac{1}{R_r}$. Esta simulação foi realizada nas seguintes condições:

- Tempo de simulação = 0,7 seg
- Coeficiente de viscosidade = 0,25 Nm/(rad/s)
- Coeficiente de inércia = 0,025 kg.m²
- Tensão de alimentação do inversor de tensão = 520 V
- Modulação de largura de impulsos com uma portadora de 5 kHz
- Binário de carga do tipo $C_{em} = K.W$, em que $k = 0.1$.

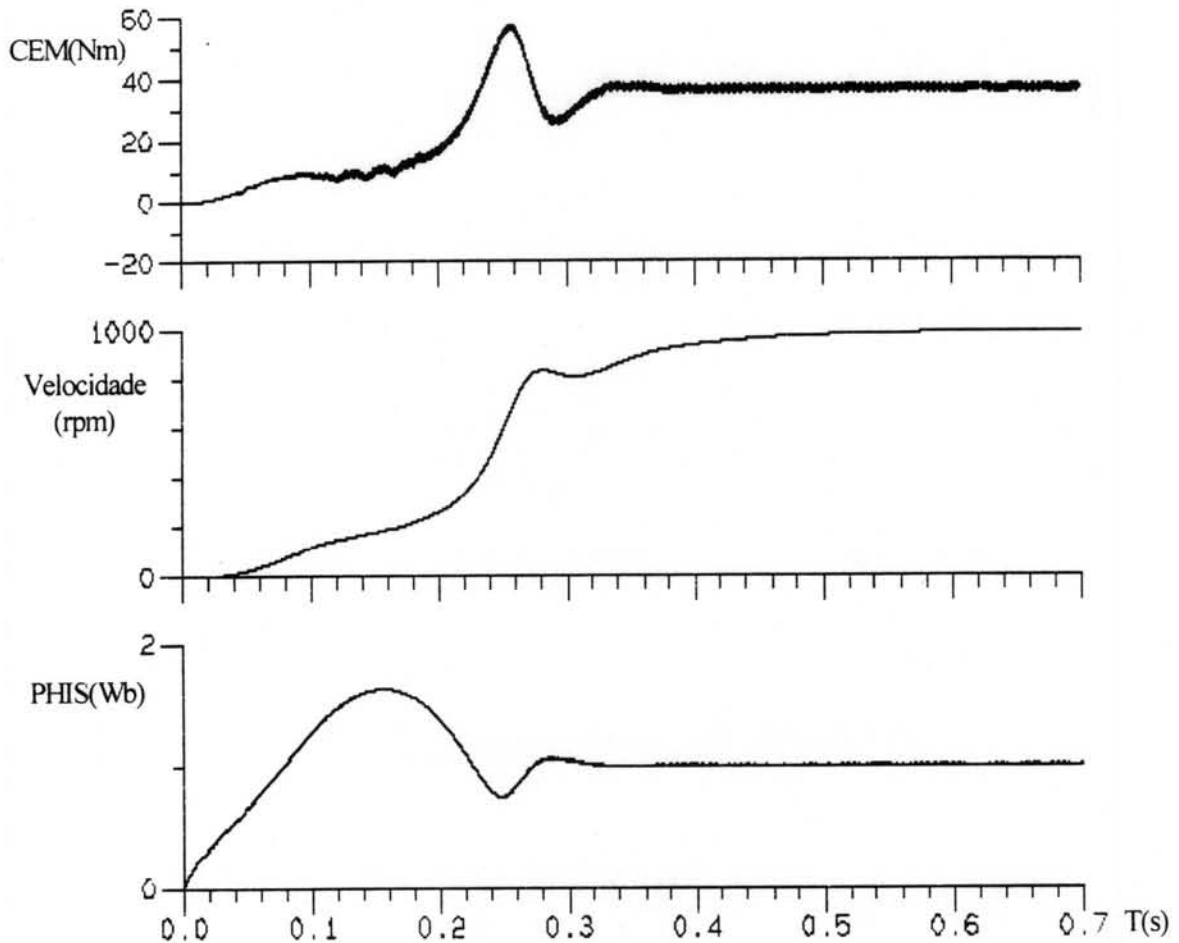


Figura 5.1: Controlo escalar do binário numa máquina assíncrona

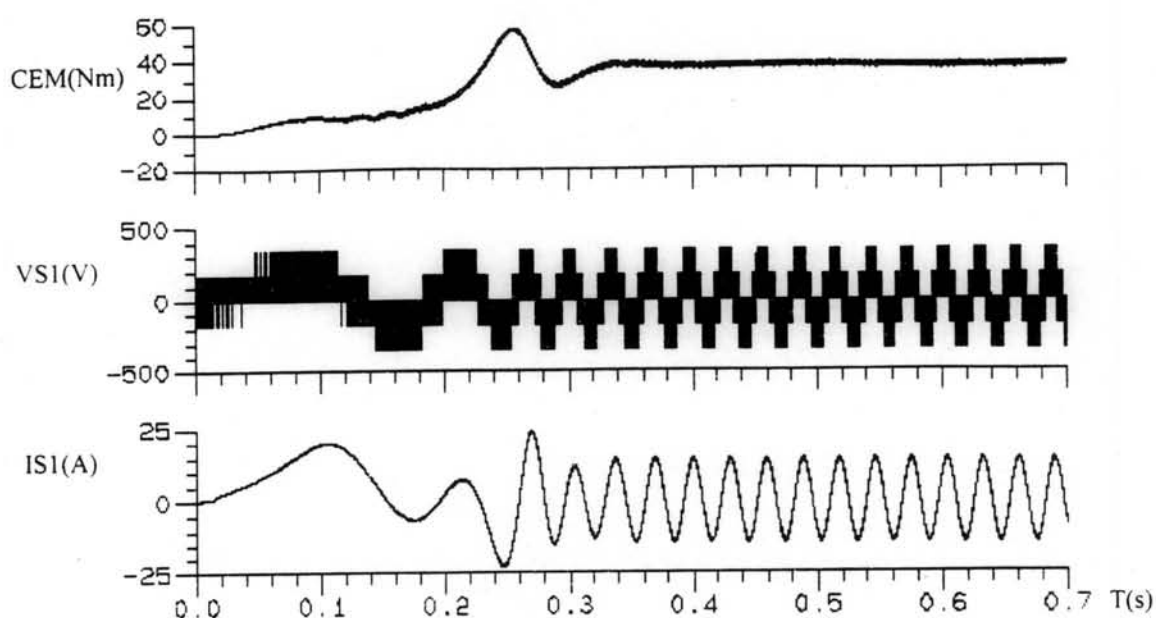


Figura 5.2: Complemento da figura anterior com as curvas de corrente e tensão estática

A segunda condição de funcionamento realizada utiliza uma referência de binário impondo-se a frequência das correntes rotóricas de $W_r = -11,870$ até 0,5 seg. e $W_r = 11,870$ de 1,5 até 2 seg. Durante 0,5 e 1,5 seg. foi utilizada uma rampa para a referência de W_r (figura 5.3).

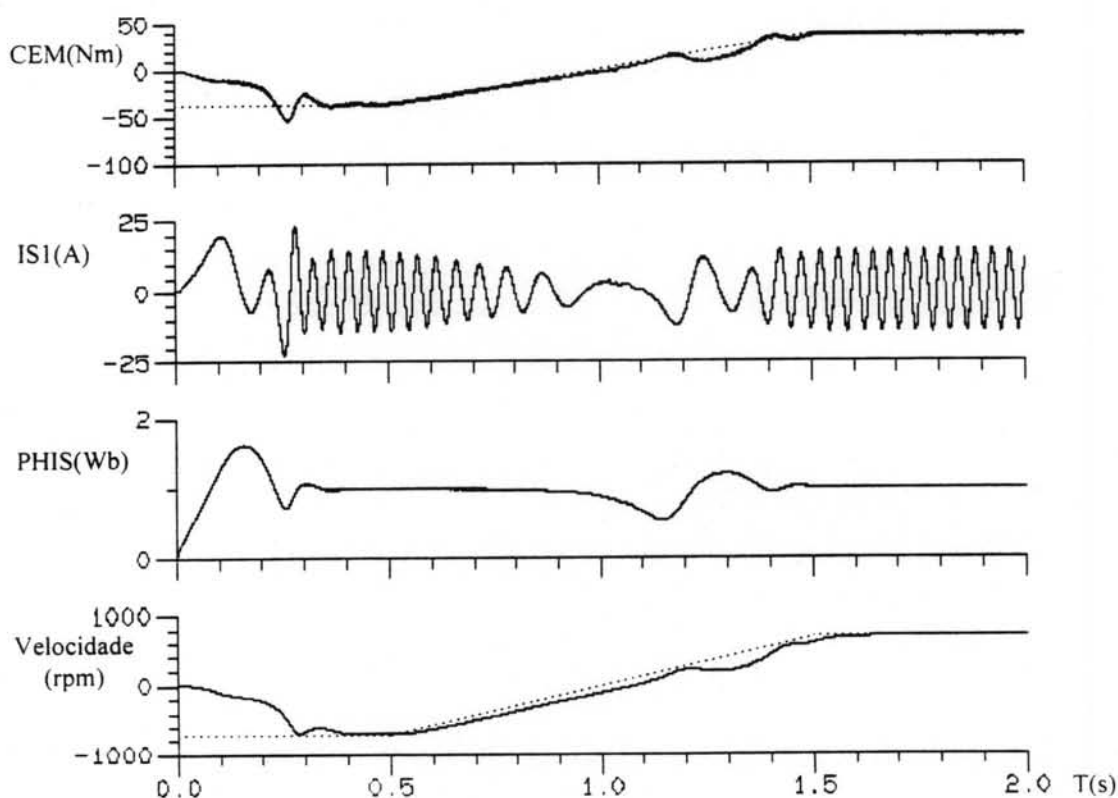


Figura 5.3: Comportamento do método escalar a baixas velocidades

5.1.1.1.1 Algumas Considerações Sobre o Método de Controlo Escalar

No método escalar (V/f), o fluxo é indirectamente controlado, o que realmente se controla é a razão (V/f) pois é esta razão que é imposta em regime permanente. Como em regime transitório e permanente não existe desacoplamento entre o binário e o fluxo, uma variação brusca numa destas grandezas impõe variações bruscas na outra grandeza.

Neste método como o fluxo em regime transitório não é bem controlado, existem oscilações de binário acentuadas e portanto o tempo de resposta vem fortemente prejudicado. Podem mesmo ocorrer regimes excepcionalmente elevados de corrente em regime transitório se houver uma variação acentuada do fluxo. Na figura 5.2 podem observar-se alguns picos na corrente não muito elevados graças à autopilotagem¹⁴ da máquina, mas que de certa forma ilustram e confirmam a afirmação anteriormente proferida.

O controlo de uma máquina assíncrona recorrendo à imposição directa da frequência estatórica, como por exemplo o arranque directo à rede, pode levar a uma forte degradação da estabilidade do sistema. Na situação estudada e simulada isto não acontece pois a máquina é autopilotada (existe imposição da frequência rotórica).

Na lei de controlo escalar não existe acesso à variável de controlo binário tornando-se portanto difícil a imposição de um valor para este em regime transitório. Como consequência a precisão resultante é prejudicada relativamente a outros métodos de controlo.

Existem problemas de funcionamento a baixa velocidade, pois embora se modifique a lei de controlo (V/f) fazendo introduzir o efeito da resistência estatórica de forma empírica [4], a regulação do fluxo vem neste caso prejudicada e a linearidade da resposta também vem degradada, ver figura 5.3.

5.1.2 Métodos Vectoriais

No controlo vectorial existe um desacoplamento entre o fluxo e o binário, tal como na máquina de corrente contínua, ao contrário do método escalar. Neste método o referencial utilizado encontra-se preferencialmente solidário com o fluxo rotórico.

¹⁴ Controlo da frequência das correntes rotóricas e portanto do deslizamento.

O fluxo rotórico é regulado, directamente ou por estimadores [17], sendo posteriormente realizada uma regulação PI¹⁵, permitindo obter um controlo eficaz quer em regime transitório quer em regime permanente da sua amplitude. Este tipo de controlo possibilita a regulação em binário visto que existe essa variável no diagrama de controlo ou então em velocidade se utilizar um regulador de velocidade do tipo PI que imponha a referência de binário. O controlo vectorial obriga a um grande volume de cálculo e à existência de estimadores robustos. No início do arranque do sistema existe um pequeno intervalo de tempo para proceder à imposição de fluxo à máquina (magnetização).

5.1.2.1. Ensaio Realizados

Do mesmo modo foram planificados alguns ensaios com o objectivo de verificar o regime transitório, regime permanente e o comportamento face a uma variação na tensão de alimentação, nas condições de imposição de uma referência em velocidade ou em binário.

Uma vez que se procura validar os resultados do DTC por comparação com os outros métodos, o binário de carga, características eléctricas e mecânicas da máquina assíncrona manter-se-ão praticamente inalteradas para todos os ensaios realizados com diferentes métodos de controlo.

Procurando verificar o comportamento do sistema quer para um sistema de controlo directo quer para um sistema de controlo indirecto, foi realizado um ensaio impondo uma velocidade de referência igual a 1000 rpm (figuras 5.4 e 5.5 respectivamente).

Com base nos resultados obtidos e recorrendo um pouco ao que já foi anteriormente referido no capítulo 2, o comportamento de um sistema com um controlo directo ou indirecto é semelhante. O funcionamento destes métodos depende apenas dos observadores utilizados, isto é, se o observador utilizado no controlo compensar correctamente as variações verificadas nos parâmetros rotóricos por exemplo devido à temperatura, não existirá uma grande diferença entre o controlo directo e indirecto.

Considerando que é utilizado um bom observador, as simulações feitas com o controlo vectorial com vista a uma análise do seu funcionamento e comparação com os outros métodos abordados recorrerá apenas a simulações efectuadas com o método directo.

¹⁵ É utilizado um PI e não PID, pois a componente derivativa como amplifica as altas frequências iria amplificar o ruído gerado pela saída do PWM.

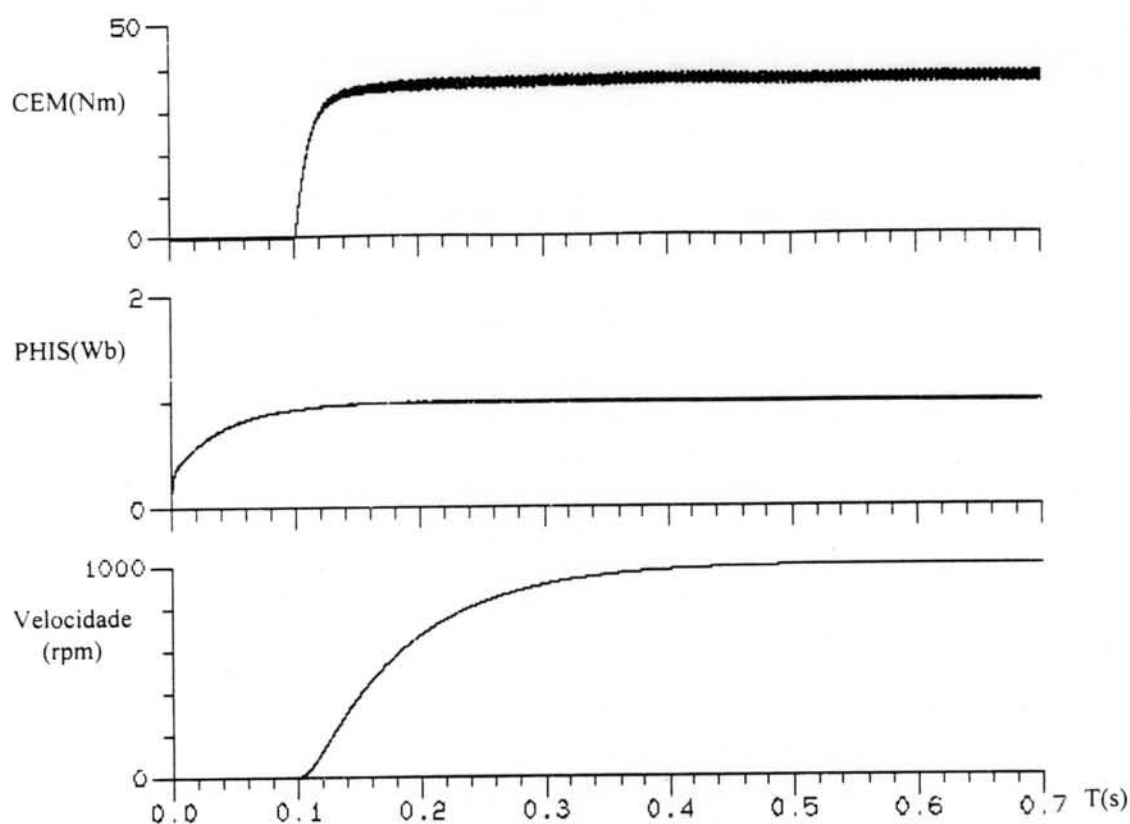


Figura 5.4: Controlo vectorial directo

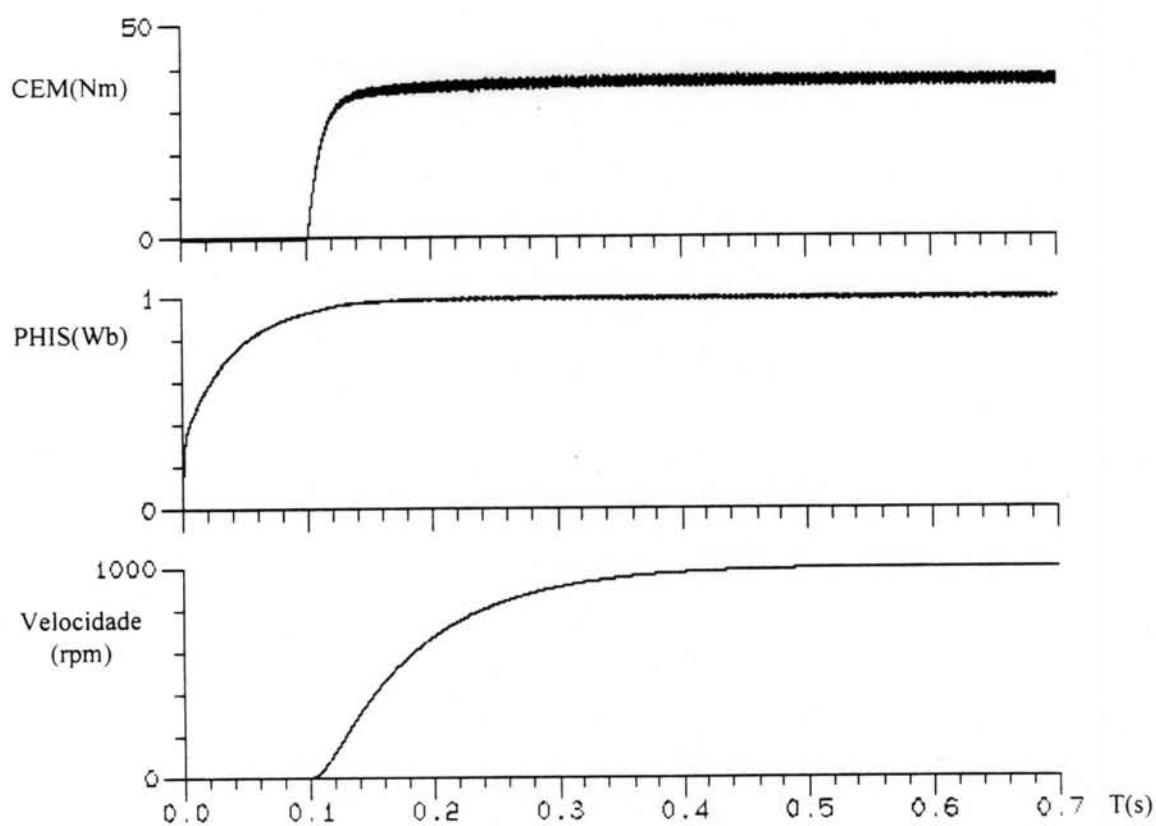


Figura 5.5: Controlo vectorial indirecto

As simulações de controlo vectorial efectuadas recorrem a uma modulação de largura de impulsos natural com uma portadora de 5 kHz, tal como no controlo escalar V/f.

A primeira simulação realizada com o controlo vectorial directo corresponde a uma situação de regime permanente.

Nesta simulação a referência de velocidade utilizada foi de 1000 rpm e a referência do fluxo eficaz foi o nominal. O tempo de simulação foi de 0,7 seg. (figura 5.6).

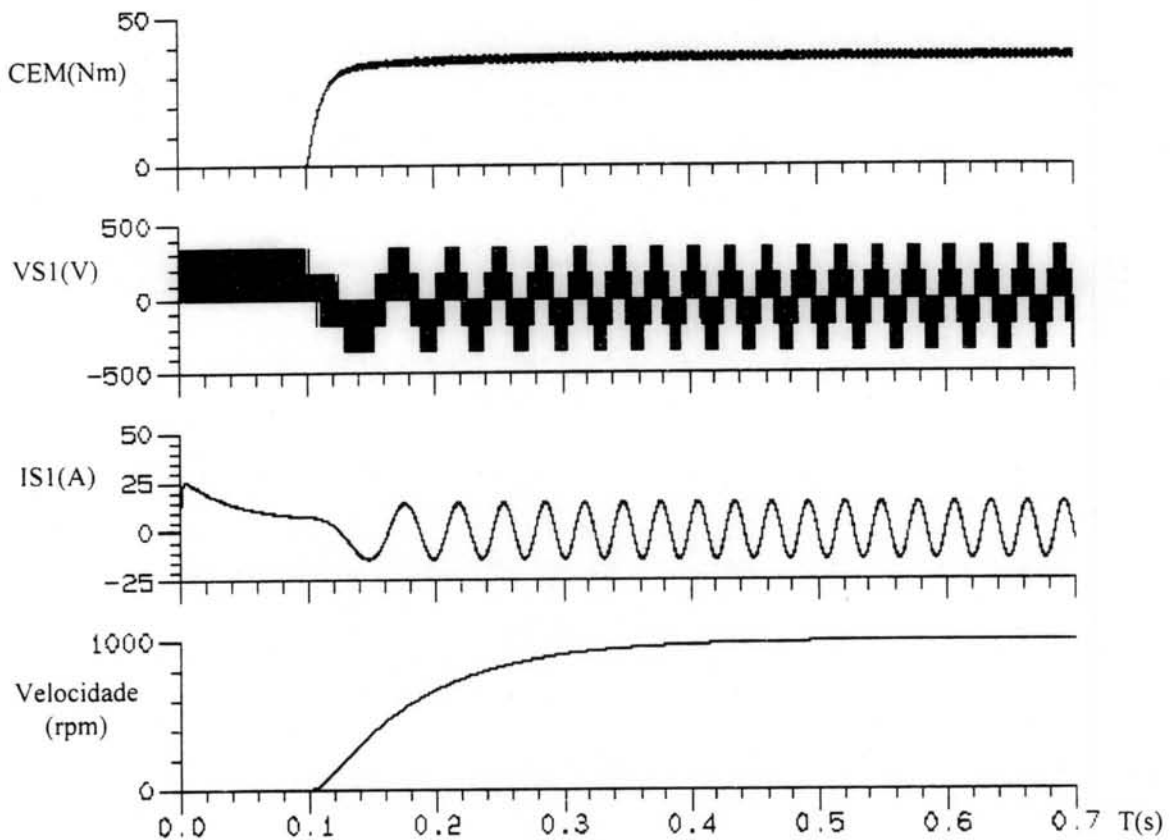


Figura 5.6: Resposta do controlo vectorial a uma referência em velocidade

Podemos constatar, a partir dos resultados obtidos, o rápido estabelecimento quer do binário electromotor quer da corrente estatórica, mesmo antes de o sistema atingir o regime permanente em velocidade.

Na condição de funcionamento seguinte foi imposta uma referência em degrau ao binário ($C_{em} = \pm 36.5 \text{ Nm}$, o mesmo obtido para uma referência de $\omega_r = 11.870 \text{ Hz}$ no controlo escalar) analisando o transitório (figura 5.7).

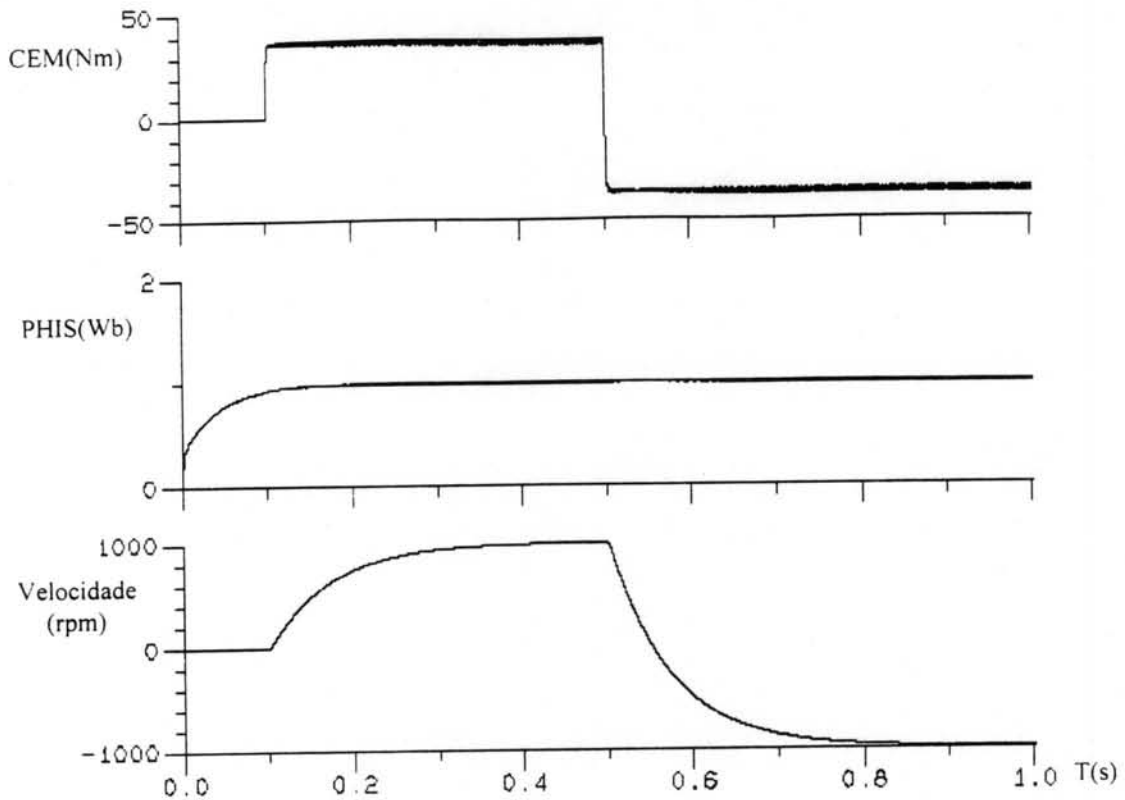


Figura 5.7: Apresentação das curvas binário, fluxo e velocidade a uma referência de binário

De novo resulta evidente a resposta rápida do controlador, mantendo regimes bem definidos e de elevada dinâmica quer para o binário electromotor desenvolvido, quer para o fluxo estatórico. Na figura 5.8 pode observar-se a dinâmica do controlador de binário nos primeiros instantes após a inversão da referência.

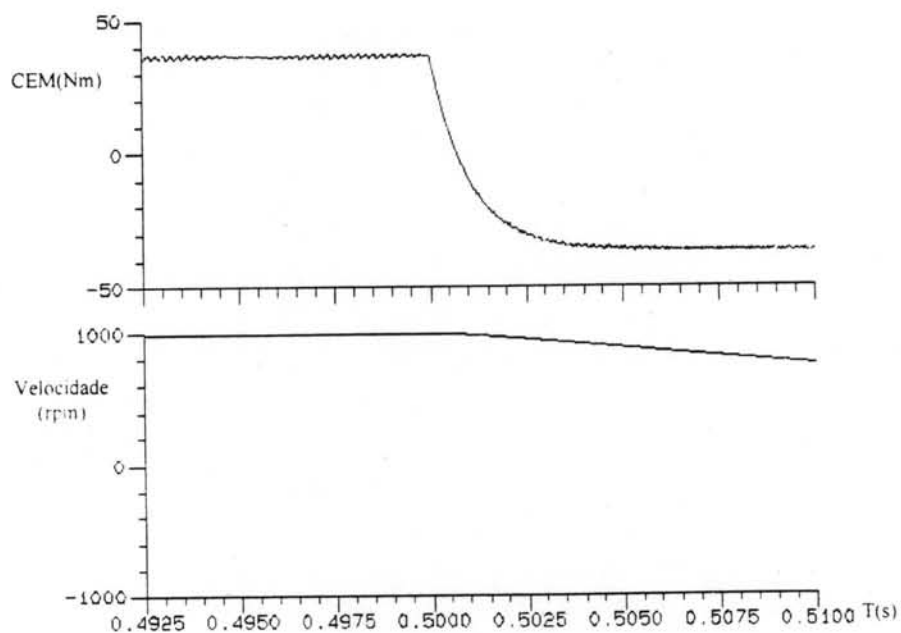


Figura 5.8: Zoom na zona de transição da referência do binário

O binário electromotor inverte o seu valor e atinge o regime nominal em 50 ms, a que corresponde uma constante de tempo aparente de 10 ms. Esta característica é de realçar.

A figura 5.9 permite visualizar a manutenção das grandezas eléctricas de alimentação contínuas dentro do seu regime nominal.

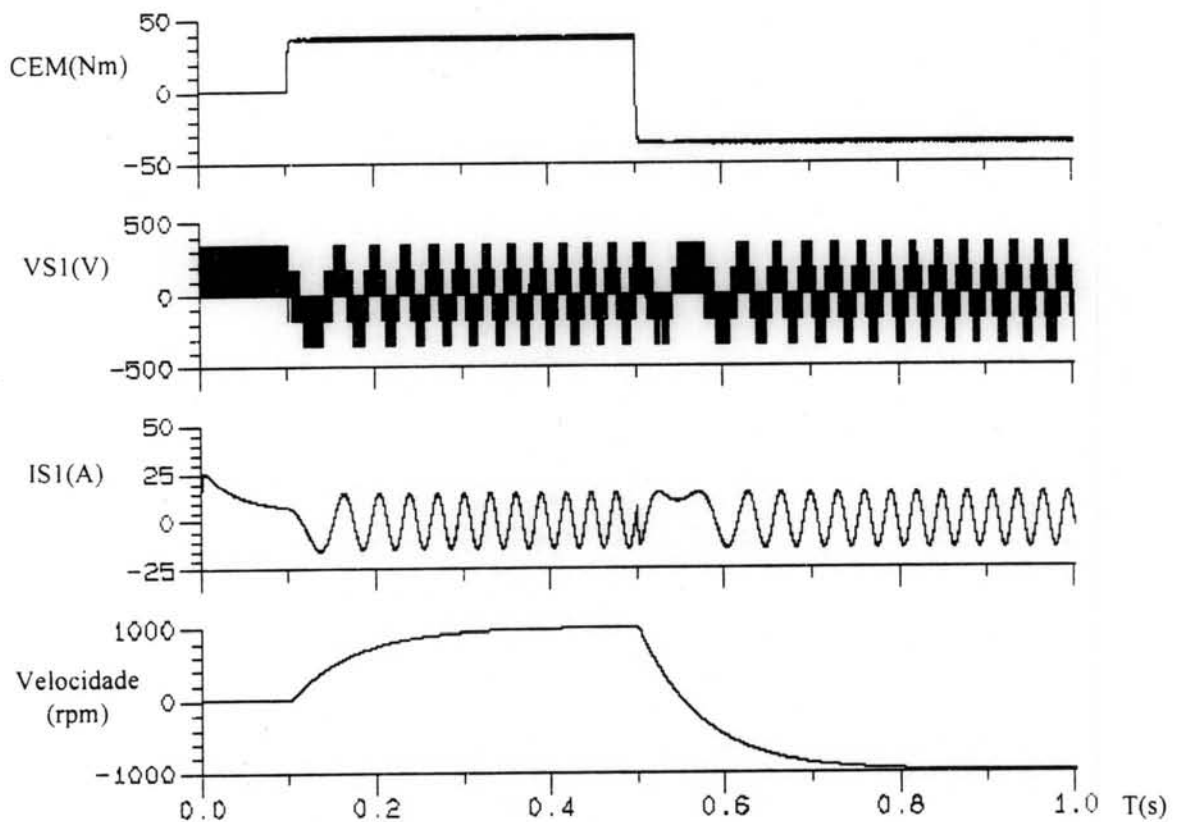


Figura 5.9: As respostas do binário, tensão, corrente e velocidade quando sujeitos a uma referência de binário

Para finalizar é efectuada a condição de funcionamento com uma variação na tensão de alimentação contínua, com imposição da referência de velocidade igual a 1000 rpm.

Tal como nos casos anteriormente referidos, a referência de fluxo eficaz utilizado foi a nominal.

Na figura 5.10 são mostrados os resultados. O controlador mantém o fluxo estatórico com um ligeiro prejuízo do binário produzido.

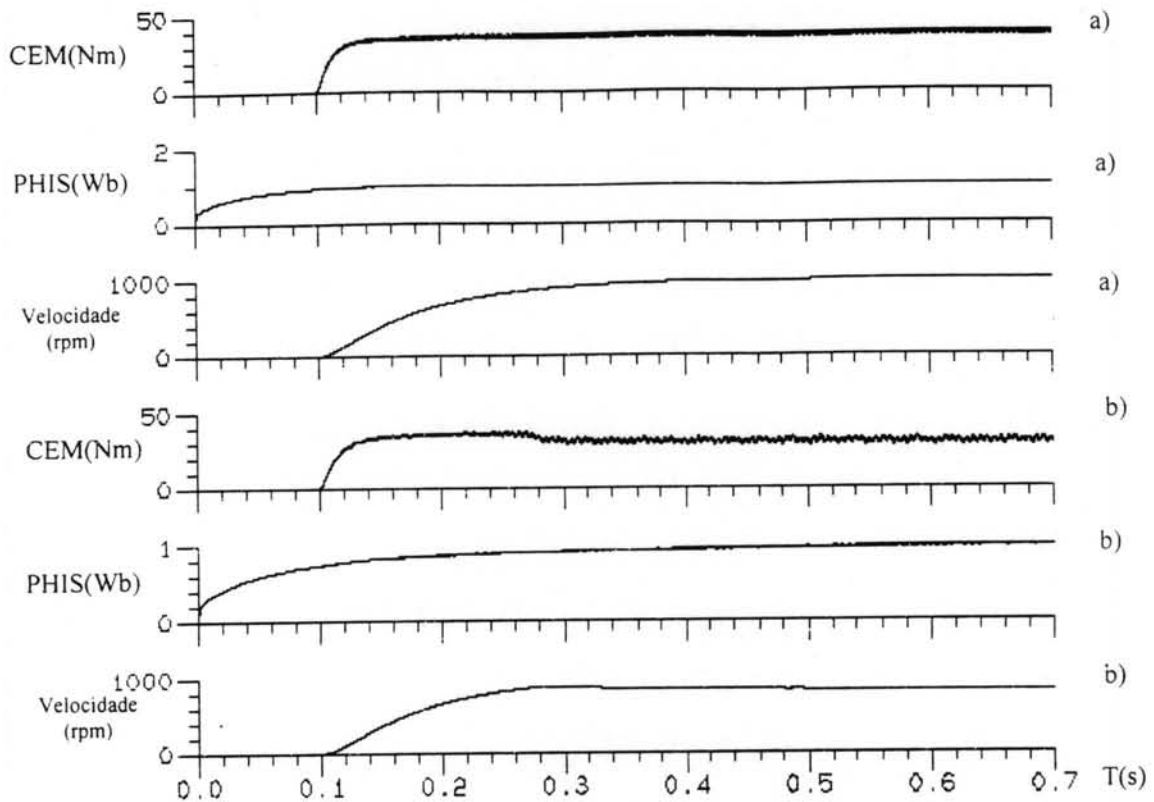


Figura 5.10: As curvas de binário, fluxo e velocidade na situação de uma alimentação contínua a; a) 520 V e b) 365 V

5.1.2.2 Análise Comparativa dos Dois Métodos

Ao contrário do que acontece no controlo escalar uma sobreintensidade só existe se houver uma brusca sobrecarga mecânica (exigência de maior binário). Como o binário depende do fluxo e da corrente, sendo o fluxo bem controlado em todo o regime de funcionamento irá seguir a referência imposta inicialmente não reagindo à perturbação ao contrário da corrente que reagirá (aumentando) para produzir o binário desejado. No entanto se durante todo o funcionamento for sempre pedido um binário inferior ao nominal, a corrente será sempre menor que a nominal visto que o fluxo é constante e controlado em boas condições de regime dinâmico.

O rendimento face ao controlo escalar é melhor porque em regime transitório a corrente é bem controlada, diminuindo as perdas. Por exemplo em veículos eléctricos, o controlo vectorial optimizando o comportamento em regime transitório melhora o rendimento surgindo como a opção mais indicada em detrimento do controlo escalar.

A linearidade de resposta e a precisão (do binário e fluxo) também são dois aspectos que vêm melhorados com a utilização de um controlo vectorial face a um controlo escalar.

A última condição de funcionamento efectuada para o controlo vectorial (ver figura 5.10), verifica o comportamento face a uma variação na tensão contínua da alimentação desde que não haja saturação do inversor. O binário segue fielmente a referência.

5.1.2.3 Resposta Dinâmica do Fluxo Estatórico e do Binário Electromotor no Controlo Vectorial

Com base na observação da ondulação do fluxo e do binário do primeiro ensaio realizado com o controlo vectorial foram definidos os níveis de tolerância a impor para os reguladores de histerese utilizados no fluxo e binário no DTC.

A janela de ondulação obtida para o fluxo foi de $\pm 0,0045$ Wb, como pode ser observado através da figura 5.11. Para o binário foi considerada uma janela de tolerância de 0,8 Nm, figura 5.12.

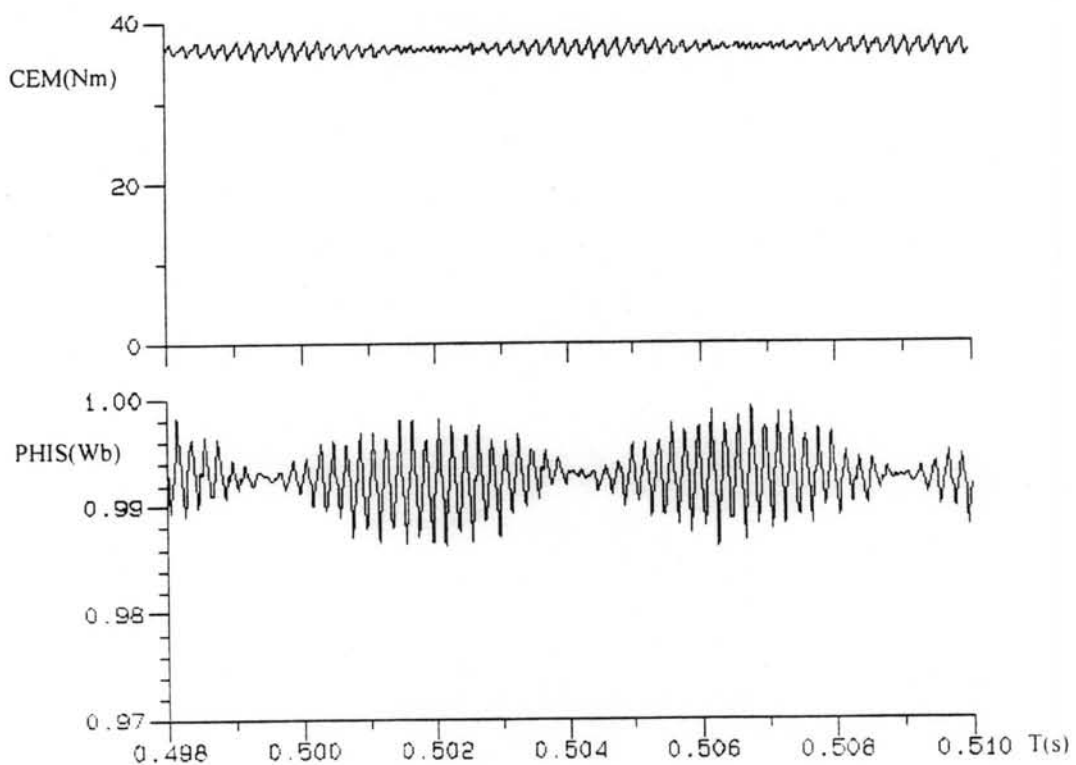


Figura 5.11: Ilustração pormenorizada da ondulação no fluxo

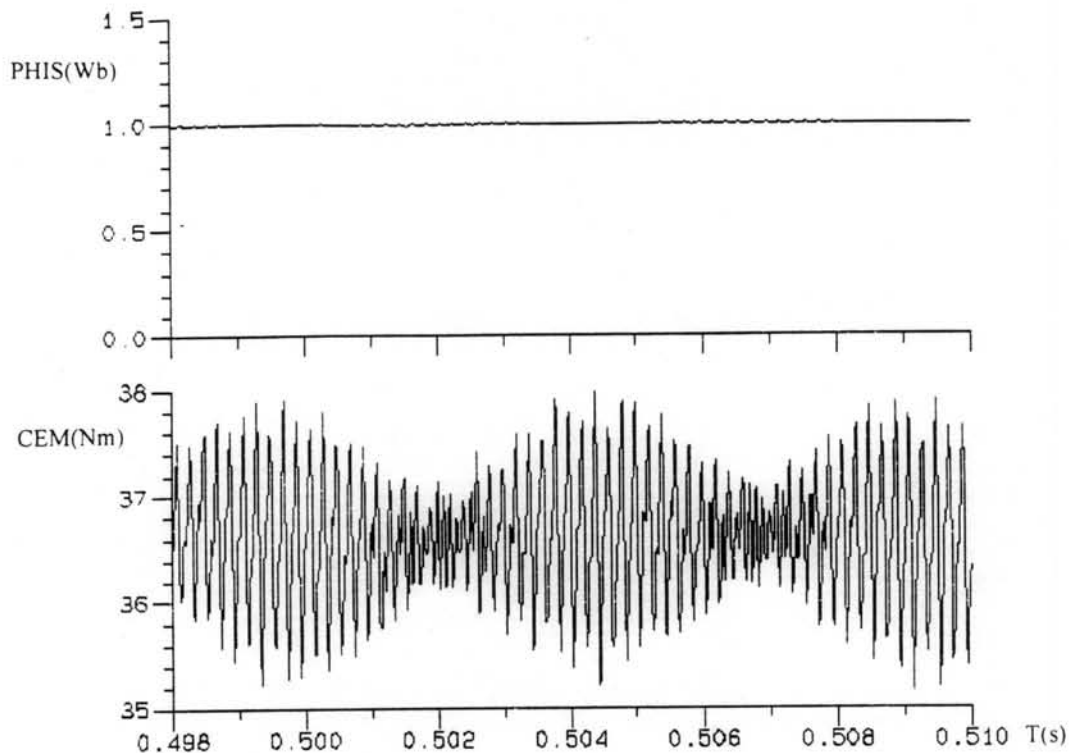


Figura 5.12: Ilustração pormenorizada da ondulação do binário

5.1.3 Método de Controlo Directo do Binário

O controlo directo do binário, permite obter uma grande diminuição do volume de cálculo face ao controlo vectorial, dado que o modelo adoptado para o motor é um modelo simplificado. Existe um desacoplamento entre as duas grandezas de controlo binário e fluxo como no controlo vectorial [21,23].

5.1.3.1. Ensaios Realizados

Os ensaios realizados com o controlo directo de binário tendo como finalidade a análise dos seus resultados foram exactamente iguais aos efectuados no controlo vectorial.

As simulações foram feitas utilizando o controlador desenvolvido, com frequência de comutação singular média mínima acima de 10,5 kHz.

A primeira condição de funcionamento realizada com o controlo directo do binário corresponde a uma situação de regime permanente com a entrada de referência de velocidade de 1000 rpm (ver figura 5.13). É feita uma análise pormenorizada das curvas do

binário e fluxo estatórico e ainda um estudo espectral da tensão numa das fases estatórica e do binário.

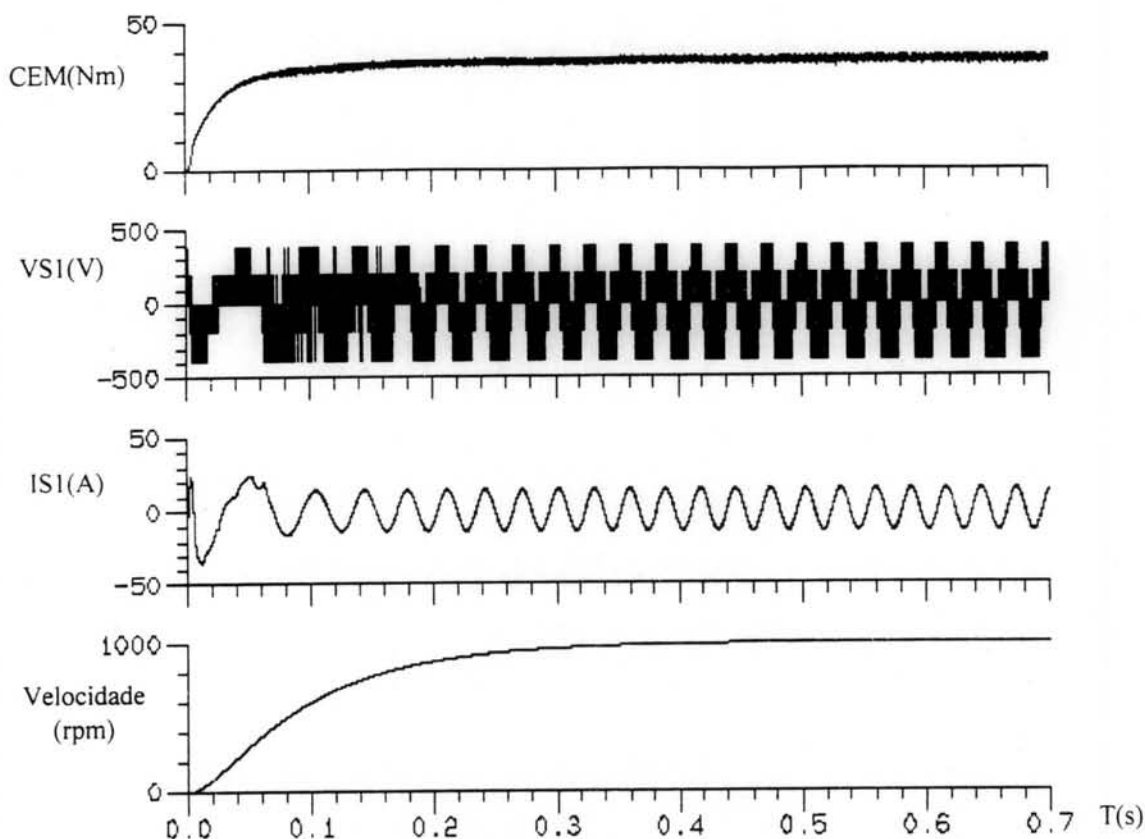


Figura 5.13: Resultados do binário, tensão e corrente numa fase estatórica e velocidade para o DTC

Resulta da observação da figura 5.13, o mais rápido estabelecimento do binário electromotor à custa do regime transitório mais acentuado da corrente estatórica, com dinâmica mais elevada destas grandezas, face à velocidade de saída função também das condições de carga.

É de seguida apresentada uma análise pormenorizada das curvas do binário, fluxo estatórico e velocidade para os dois tipos de controlo: a) vectorial e b) controlo directo de binário (figura 5.14).

As conclusões a reter desta figura 5.14 são análogas às da figura 5.13, salienta-se o facto da dinâmica das grandezas aumentar à custa de um regime transitório mais acentuado.

Convém salientar que a definição das bandas de histerese utilizadas no controlo directo do binário recorrem aos valores definidos para o controlo vectorial (citados anteriormente).

A utilização destes valores prende-se com o objectivo de tentar impor os mesmos máximos para a ondulação das curvas de binário e fluxo que foram detectados no controlo vectorial com a finalidade de fazer uma análise espectral comparativa ao comportamento e dispersão do conteúdo harmónico nos dois métodos de simulação.

Os valores encontrados para a ondulação do fluxo e binário podem ser observados nas figuras 5.15 e 5.16.

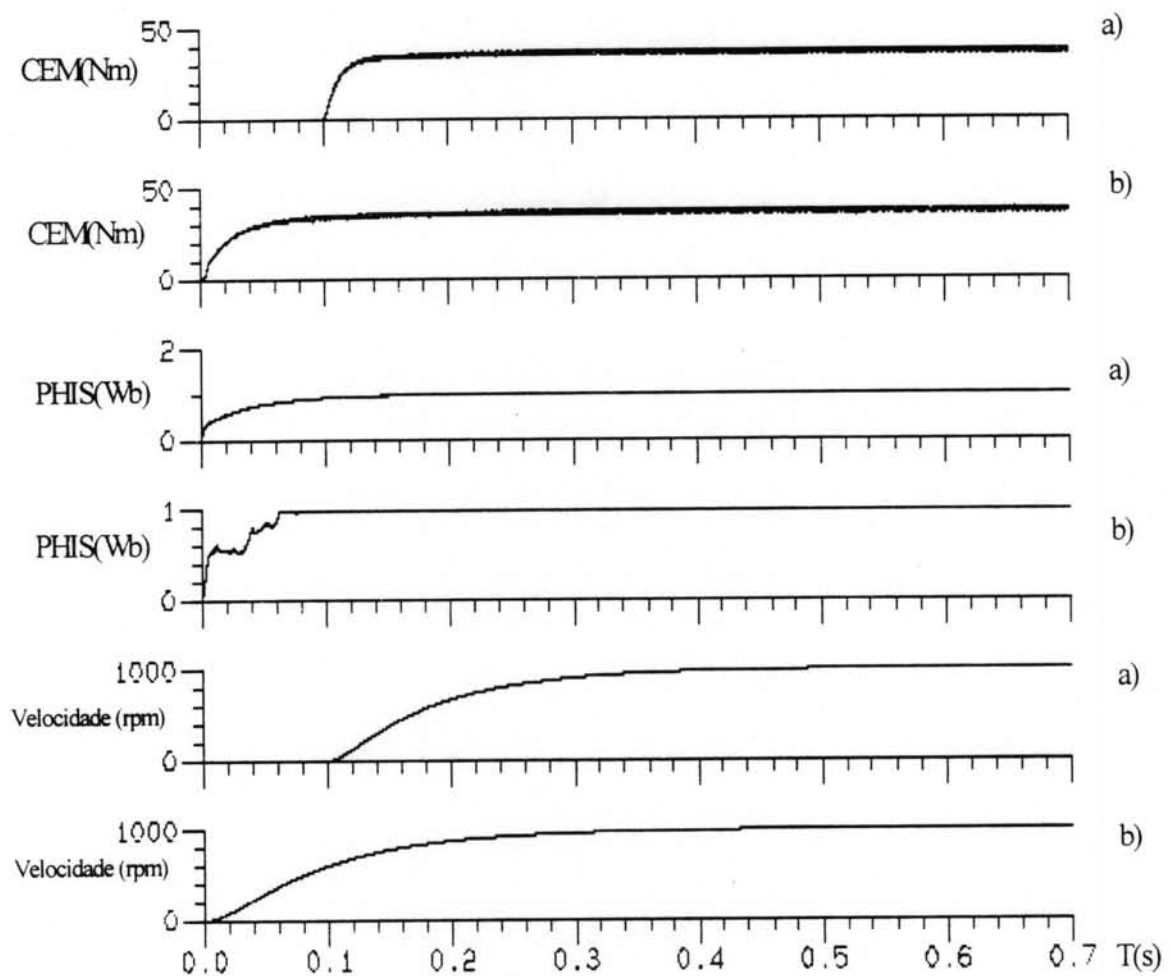


Figura 5.14: Comparação dos resultados obtidos para o binário, fluxo estatórico e velocidade no caso a) vectorial e b) controlo directo binário

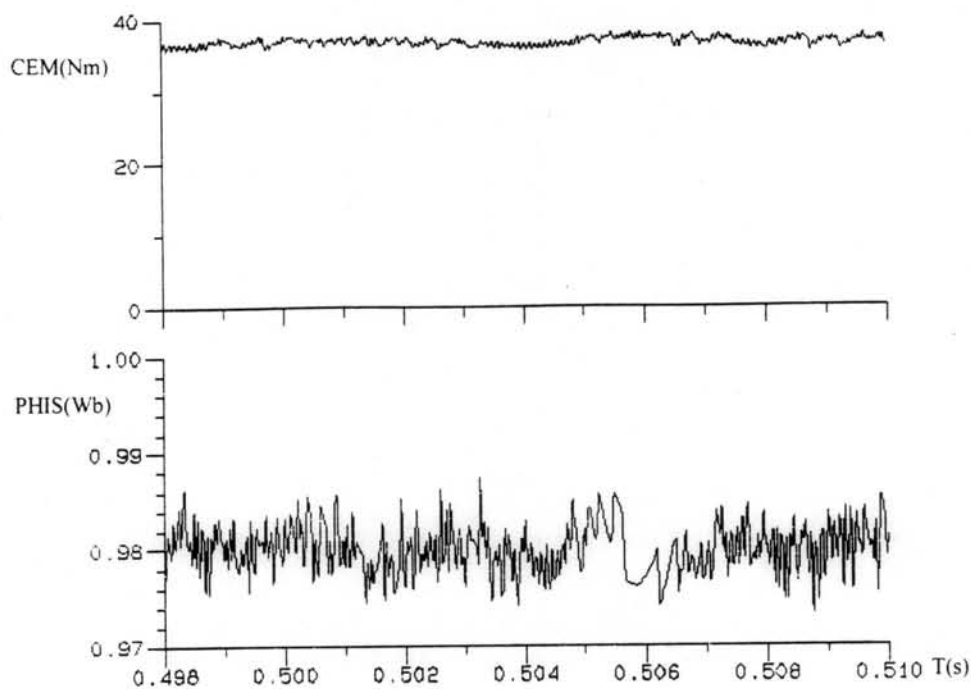


Figura 5.15: Apresentação da ondulação registado no fluxo com o DTC

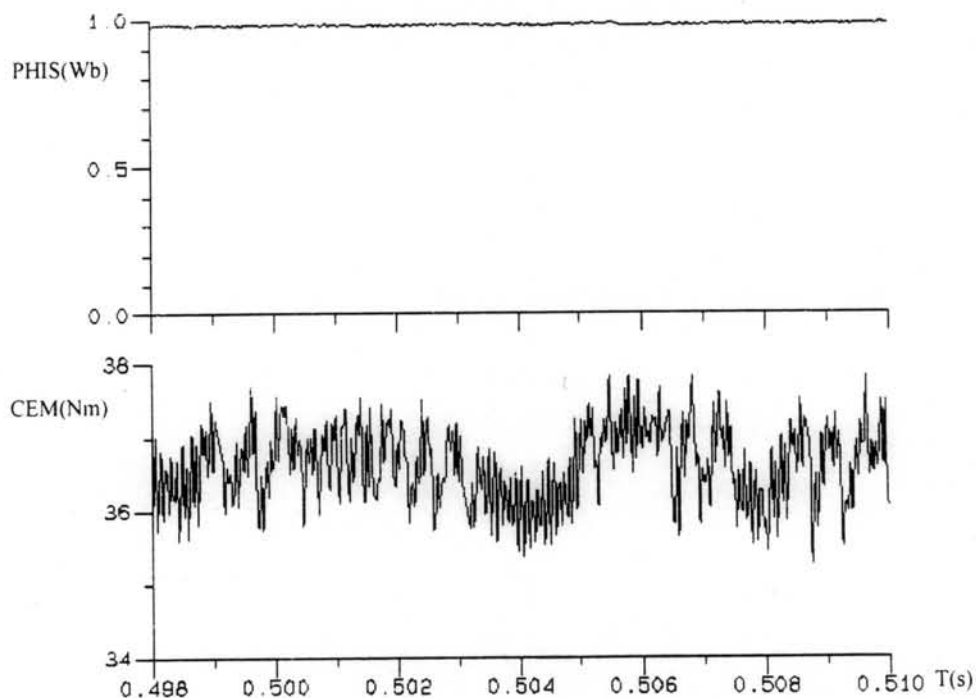


Figura 5.16: Representação pormenorizada da ondulação existente no binário

Num outro ensaio executado foi imposta uma referência em degrau do binário ($Cem = \pm 36,5 \text{ Nm}$) e analisado o transitório. Todas as condições definidas para a simulação anterior mantiveram-se sem alteração, apenas o tipo de referência de controlo foi modificada.

O objectivo é comparar os resultados atingidos. Como se pode observar na figura 5.17 e em detalhe na figura 5.18 o controlador DTC apresenta uma dinâmica bem mais elevada no estabelecimento do binário final, com curva de resposta não linear, mais rápida para a conducente a amortecimento crítico, mas também sem oscilação final do binário produzido.

Para concluir as simulações do controlo directo de binário foi efectuada uma simulação com variação da tensão de alimentação contínua, com uma referência em velocidade. As figuras 5.19 e 5.20 apresentam os resultados obtidos para os ensaios efectuados tanto com o controlo DTC como com o controlo vectorial com uma tensão de alimentação contínua inferior a 520 V.

Na parte referente ao regime permanente não foi feita a comparação entre o controlo vectorial e escalar porque o controlo PWM produz resultados idênticos nos dois tipos de controlos. O mesmo não se passa no controlo directo de binário, sendo útil proceder a uma comparação entre reguladores PIs e reguladores de histerese.

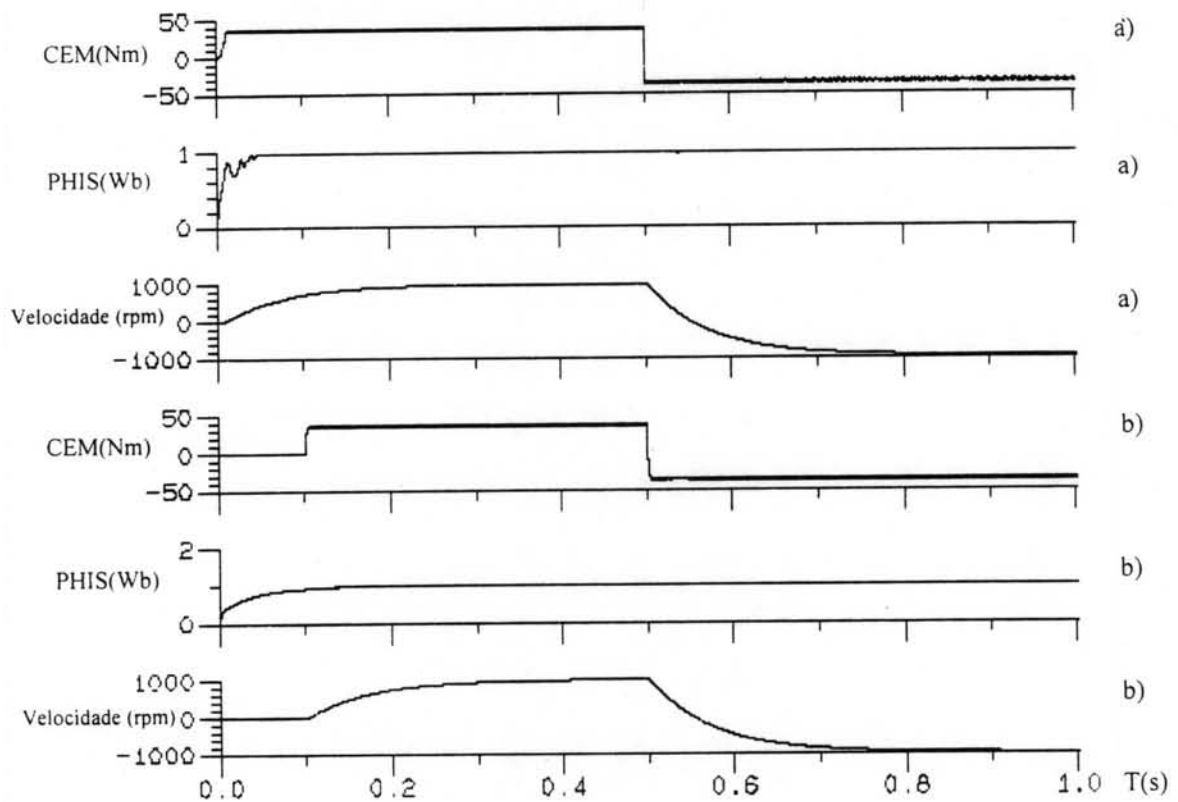


Figura 5.17: Apresentação das curvas de binário, fluxo estático e velocidade no DTC (a) e vectorial (b)

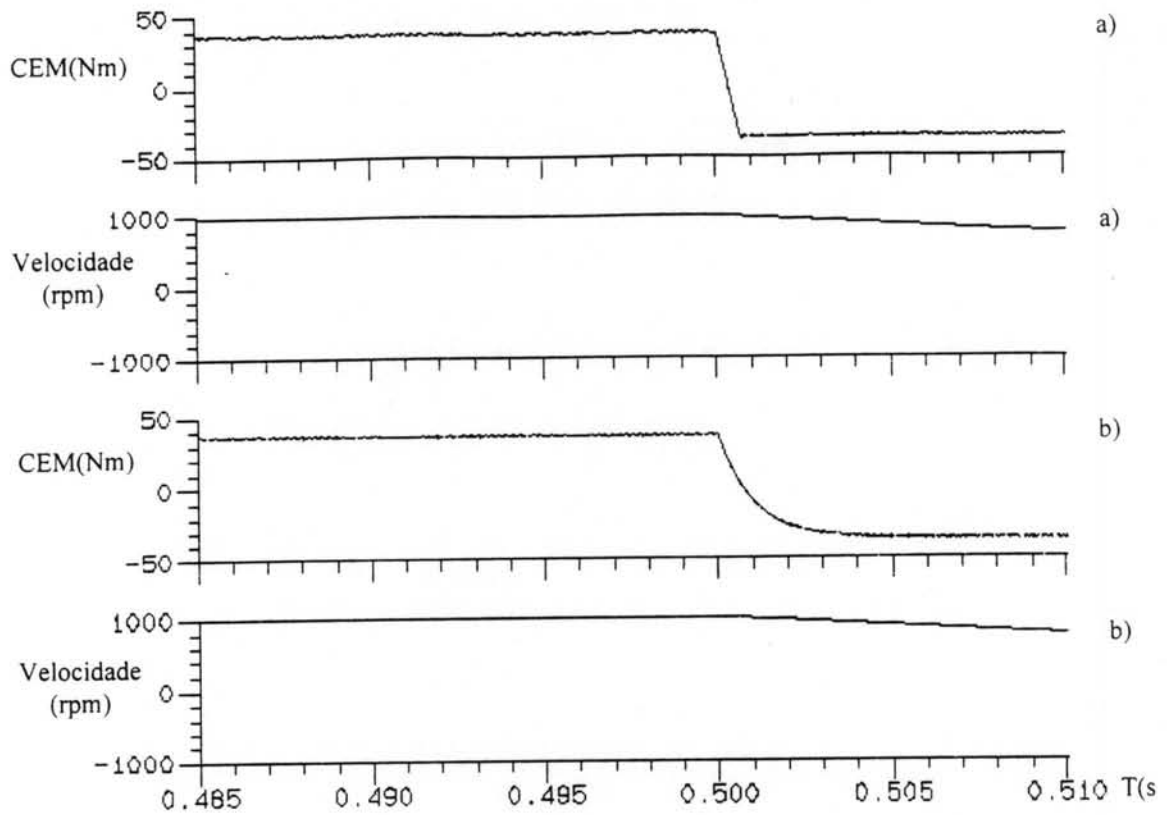


Figura 5.18: Ilustração pormenorizada da resposta do controlo DTC e do vectorial a um degrau na referência do binário

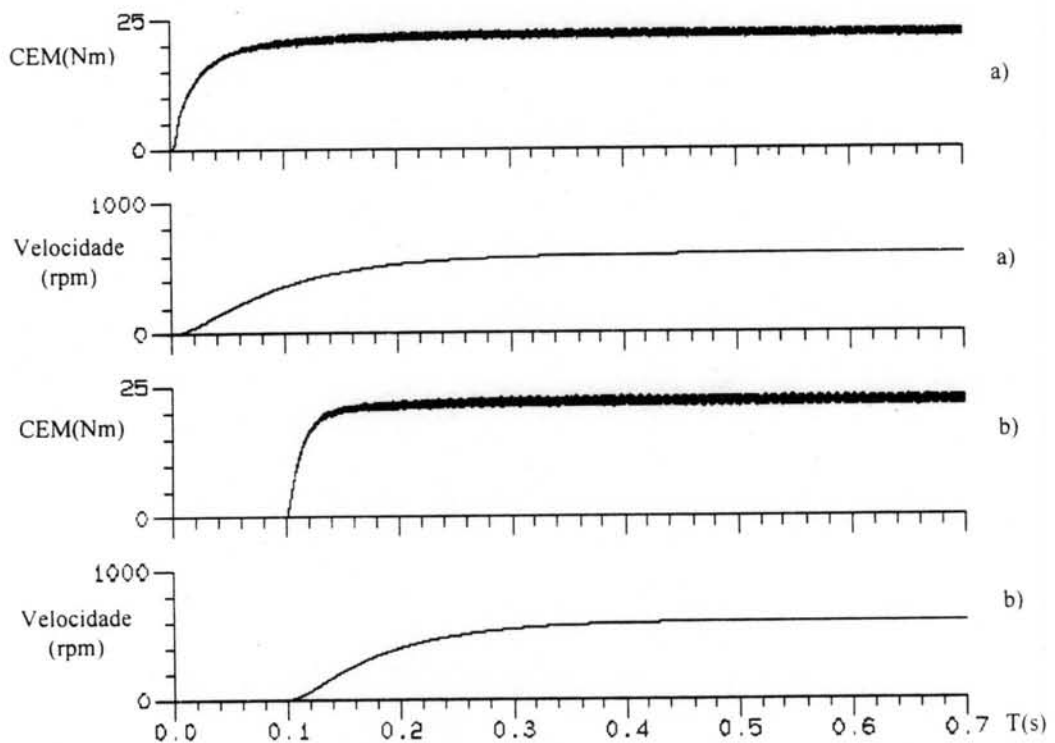


Figura 5.19: Representação comparativa entre os dois tipos de controlo a) DTC e b) vectorial das características mecânicas face a uma diminuição da tensão de alimentação

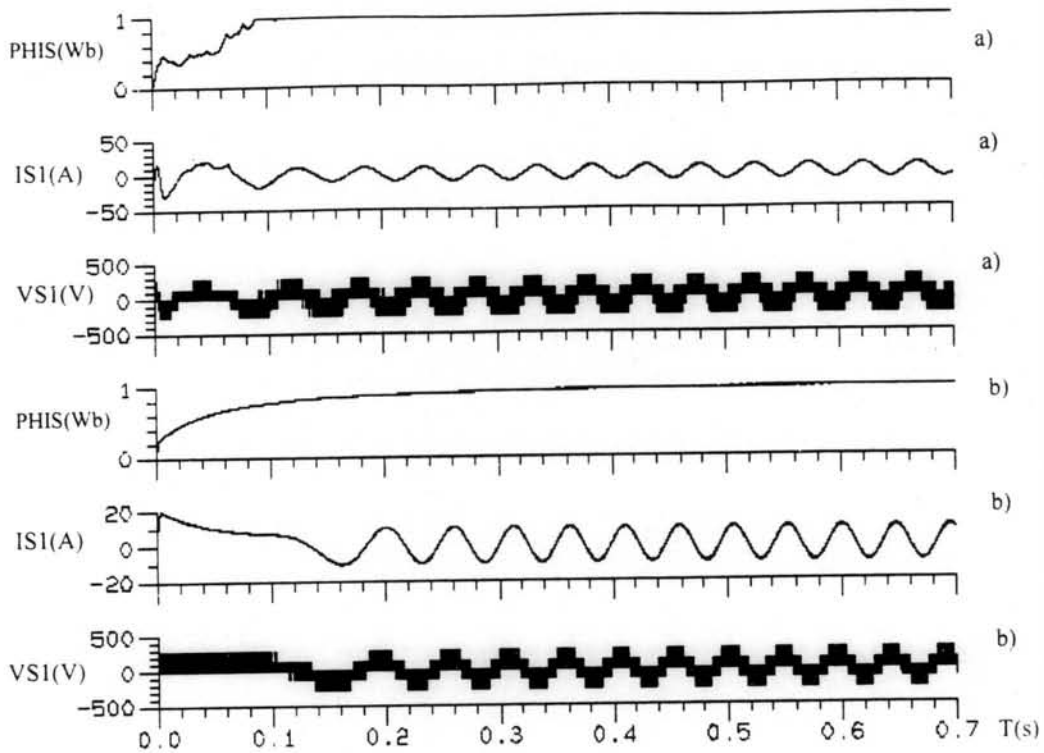


Figura 5.20: Representação comparativa entre os dois tipos de controlo a) DTC e b) vectorial das características eléctricas face a uma diminuição da tensão de alimentação

O comportamento do método DTC face a uma diminuição da tensão contínua de alimentação é idêntico ao registado para o vectorial, mantendo as suas boas características de funcionamento enquanto se situar fora da zona de saturação do inversor de tensão, ou seja, é o ponto a partir do qual o inversor não pode fornecer mais tensão (ver figuras 5.19 e 5.20).

O controlo vectorial reage com mais dificuldade a pequenas perturbações do que o DTC, porque no DTC o binário e o fluxo são controlados de uma forma instantânea, isto é se o binário se afastar da referência durante uma pequena perturbação, ele recuperará rapidamente, ao contrário dos reguladores PI utilizados no controlo vectorial, que atrasam a recuperação às perturbações devido à acção integral.

5.2 Análise Espectral do Funcionamento Com e Sem Restrição de Frequência

A análise é feita utilizando os resultados obtidos na primeira simulação efectuada para o DTC sem uma restrição de frequência e os obtidos de uma simulação análoga para um DTC com restrição de frequência.

As curvas de tensão e binário serão analisadas em pormenor.

O controlo vectorial e o controlo escalar (V/f) foram implementados utilizando PWM. Neste tipo de funcionamento a frequência do harmónico mais importante da tensão é de 5 kHz ou seja consegue-se impor as frequências onde devem aparecer as riscas causadoras de maior perturbação harmónica, mas sobre a amplitude do conteúdo harmónico não existe nenhum controlo directo.

No DTC o que se consegue controlar é a amplitude dos harmónicos do binário e do fluxo, através do controlo da largura das bandas de histerese. Seguindo um raciocínio inverso, o espectro do binário irá reflectir-se no espectro de corrente e tensão. Mas quanto à frequência não se consegue neste tipo de controlo definir uma frequência bem localizada onde se encontram os harmónicos mais significativos. No método de controlo implementado por Takahashi esta última afirmação é inteiramente válida, havendo uma deslocação não controlada do conteúdo harmónico da onda de binário e de tensão, impossibilitando a localização exacta dos harmónicos mais perturbadores.

No caso do novo controlador desenvolvido com uma restrição de frequência de comutação mínima, consegue-se definir uma pequena zona espectral onde se irá encontrar a maior parte do conteúdo significativo do espectro de tensão e binário, permitindo assim melhorar o seu nível de perturbação.

Assim esta característica presente neste controlador, facilita a atenuação dos efeitos provocados pela existência dos harmónicos, diminuindo o risco de um destes harmónicos significativos se sincronizar com a frequência de ressonância mecânica e provocar sérios danos.

Uma análise cuidada dos dois conjuntos de figuras seguintes, o primeiro conjunto 5.21, 5.22 e 5.23, refere-se ao método DTC convencional, o segundo 5.24, 5.25 e 5.26, refere-se ao controlador projectado na preparação desta dissertação permite validar a confirmação apresentada.

Os espectros analisados para a tensão e binário do funcionamento sem restrição de funcionamento são os seguintes:

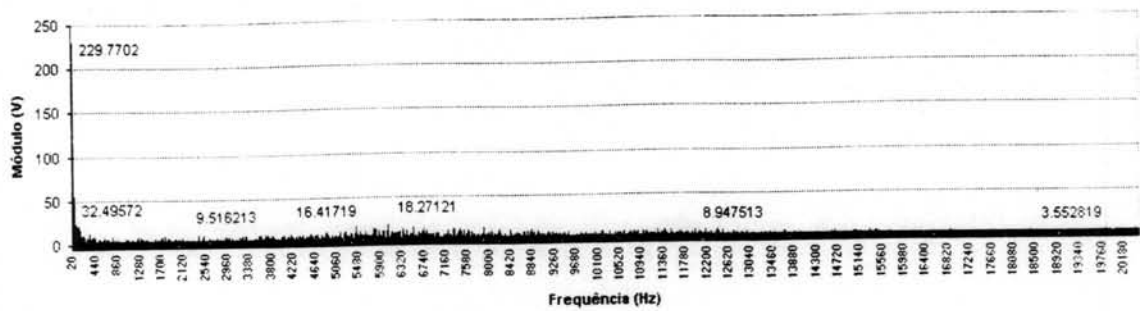


Figura 5.21: O espectro obtido para a tensão sem restrição de frequência

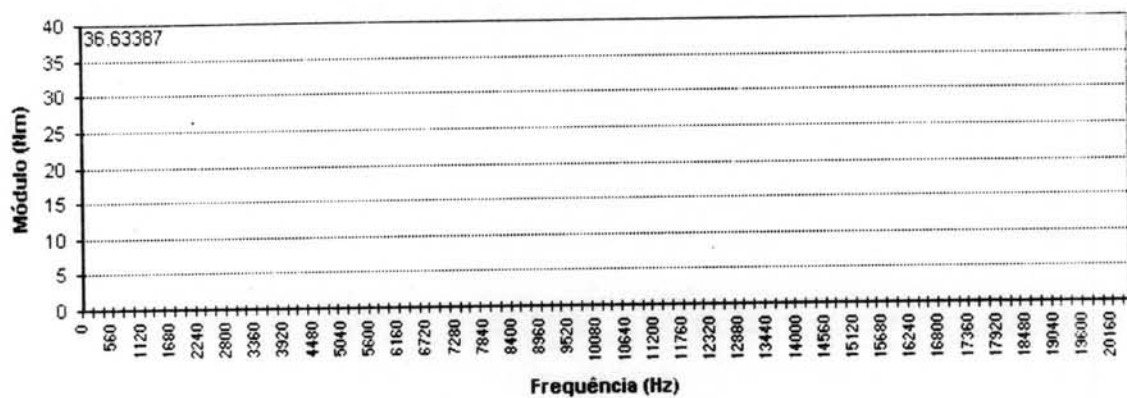


Figura 5.22: Espectro do binário com a componente contínua sem restrição de frequência

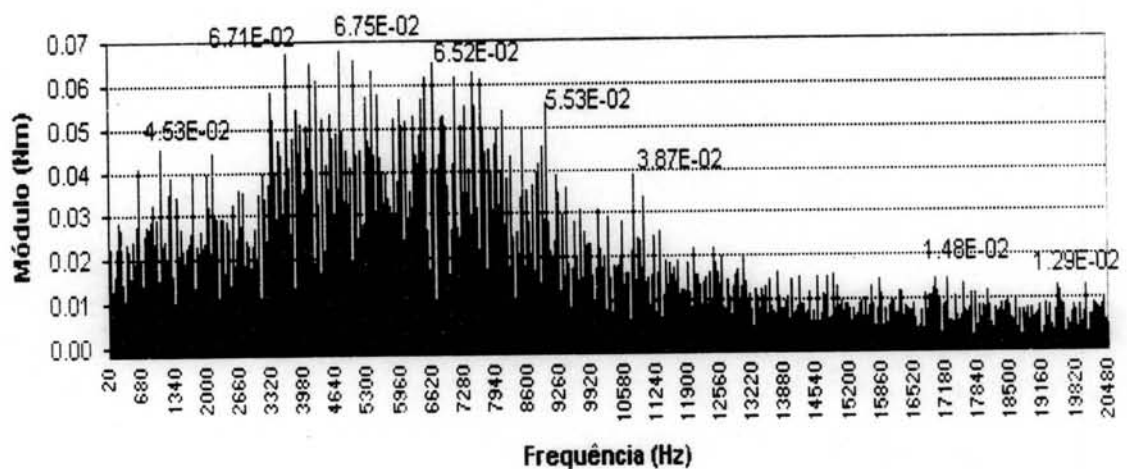


Figura 5.23: Zoom do espectro do binário

Para o funcionamento com restrição de frequência obtiveram-se os seguintes espectros para a tensão e para o binário.

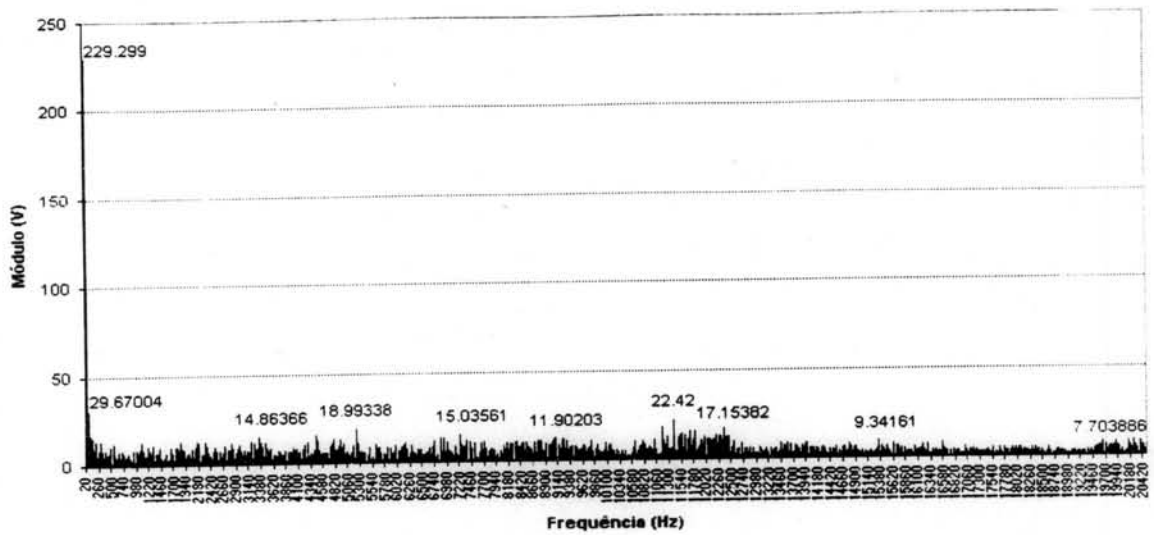


Figura 5.24: Espectro da tensão para um funcionamento com restrição de frequência

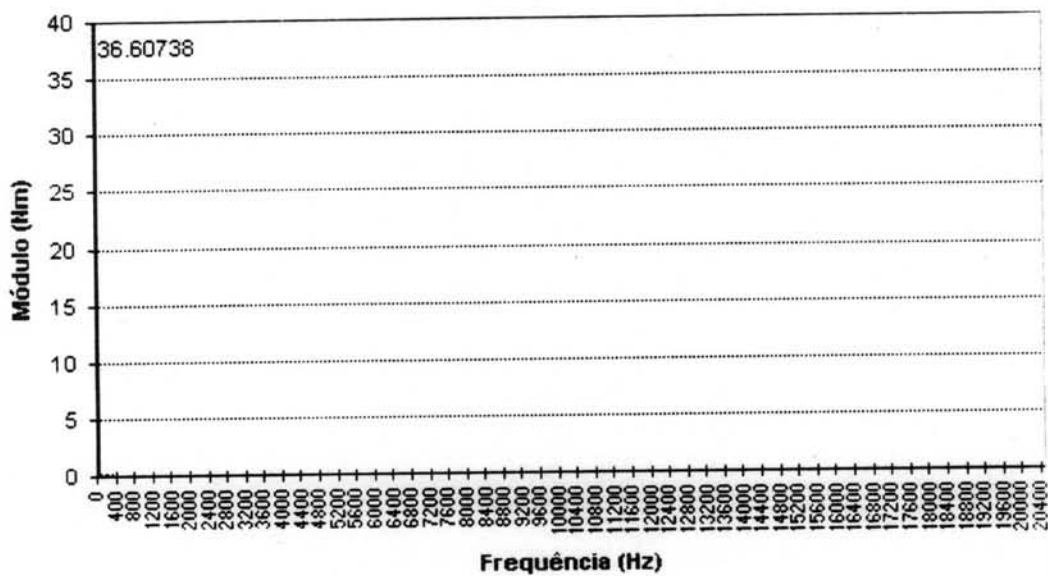


Figura 5.25: Espectro do binário com um funcionamento com restrição de frequência

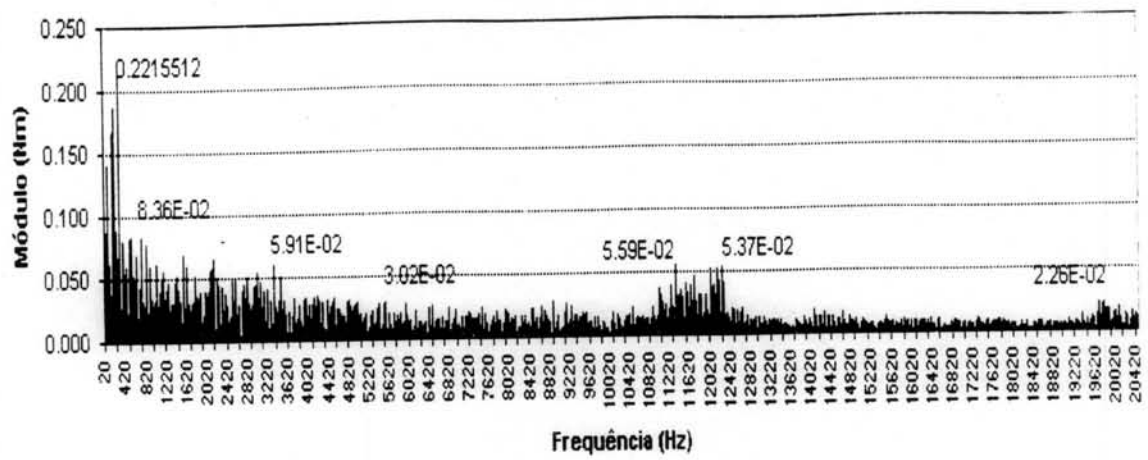


Figura 5 26: Zoom do binário

Capítulo 6

CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

A máquina assíncrona devido à sua robustez adquiriu um papel importante nos actuais sistemas de accionamento eléctrico.

Os métodos escalares foram os primeiros a surgir para o controlo deste tipo de máquina. No entanto estes apresentam um fraco regime transitório. Este facto é explicado pela inexistência de um desacoplamento entre as duas grandezas de controlo, binário e fluxo. A inexistência de um acesso directo à uma variável de fluxo ou de binário no diagrama de controlo, explica o fraco desempenho destes métodos em regime transitório.

Procurando resolver estes problemas e aproveitando a evolução tecnológica surgem os métodos vectoriais. Estes apresentam um bom desempenho em regime transitório e permanente. Este facto pode ser explicado pela existência de um desacoplamento entre o binário e fluxo melhorando assim o regime transitório.

Contudo a dependência dos parâmetros rotóricos e a utilização de um modelo complexo da máquina, que exige um grande volume de cálculo, surgem como características menos favoráveis a serem ultrapassadas.

O DTC surge na evolução dos diversos métodos de controlo, como um método que exige um volume de cálculo bastante menor ao exigido pelo vectorial dada a utilização de um modelo simplificado da máquina. O regime transitório mantém as boas características do controlo vectorial, graças à existência do mesmo desacoplamento entre as grandezas de fluxo e de binário. O DTC, no entanto, apresenta também uma insensibilidade face aos parâmetros rotóricos, pois está baseado exclusivamente em equações estatóricas.

Apesar de todas as vantagens apresentadas pelo DTC face aos seus concorrentes, este apresenta a desvantagem de um funcionamento a frequência de comutação variável. Este funcionamento pode trazer problemas de interferências electromagnéticas, existência de conteúdo harmónico disperso e causador de perturbações significativas, a emissão de ruído

audível e finalmente uma distribuição não uniforme das perdas de comutação verificadas em cada interruptor.

Esta dissertação aborda o comportamento do DTC tomando em consideração a frequência de comutação. A abordagem da frequência média de comutação exige a introdução de dois novos conceitos: A frequência de comutação global média e frequência de comutação singular média.

Com base no trabalho desenvolvido, conclui-se que a consideração de uma frequência média de comutação não danifica significativamente as características das grandezas de saída. Considerando uma frequência de comutação singular média consegue-se obter uma estimação e uniformização das perdas globais e individuais de comutação.

O ruído produzido pelo funcionamento deste controlador vem bastante atenuado, localizando-se apenas nas frequências mais agudas. Em termos de frequência média para um tempo de controlo de 64 μ s o espectro apresentará componentes acima dos 13.2 kHz. Contudo a frequência instantânea presente em cada comutação andará na pior situação pouco acima de metade desse valor. Estes valores mínimos de frequência quer média quer instantânea dependem fortemente do desempenho do dispositivo onde este tipo de controlo vai ser implementado, por exemplo um DSP.

As radio-frequências, no funcionamento com restrição de frequência de comutação singular média ficam mais uniformizadas para as três fases podendo facilitar a sua eliminação.

Através de uma análise espectral verifica-se que no funcionamento sem restrição de frequência, o conteúdo harmónico desloca-se no espectro, ou seja não existe uma zona pré-definida onde se possam encontrar os harmónicos mais perturbadores.

No novo controlador consegue-se definir uma zona espectral onde se irá encontrar a maior parte do conteúdo significativo do espectro de binário e consequentemente de tensão.

Esta propriedade deste controlador, facilita a atenuação dos efeitos provocados pela existência dos harmónicos, diminuindo o risco de um destes harmónicos significativos se sincronizar com a frequência de ressonância mecânica e provocar sérios danos.

O ambiente de desenvolvimento adoptado na preparação desta dissertação foi de simulação de tecnologia mista, existindo para o efeito uma biblioteca de módulos, contendo um modelo da máquina assíncrona, diferentes modelos de alimentação e modelos de diversos

sensores. Os diferentes módulos estão já programados sendo, contudo, possível a modificação de todos os parâmetros.

O programa POSTMAC é uma ferramenta válida para o desenvolvimento de qualquer tipo de controlador pois a sua estrutura informática compreende um módulo “aberto” relativo ao comando do conjunto conversor estático/máquina assíncrona, que é totalmente programado pelo utilizador. A opção de alimentação personalizada surge como uma característica bastante útil para este tipo de controlo DTC.

Não poderia deixar de concluir sem referir que este trabalho ficaria completo com:

- A implementação prática deste novo controlador recorrendo a um controlador DSP com uma melhoria do desempenho do sistema de accionamento. Os controladores DSPs, como por exemplo TMS320CXXX, combinam a performance da arquitectura DSP com algumas das boas características dos microcontroladores num único “chip” para o controlo de um motor de indução.
- A elaboração de um algoritmo para a estimação da velocidade de rotação a partir do modelo de representação, por um qualquer modelo de reconstrução, permitindo aumentar a precisão do controlo de velocidade sem a utilização de um sensor de velocidade, tornando assim viável o funcionamento em malha aberta com a obtenção de boas características e simultaneamente redução do número de dispositivos de aquisição do sistema.

ANEXOS

Anexo A

MODELAÇÃO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA [4,18,19,20]

O estator de uma máquina assíncrona trifásica é constituído por três enrolamentos idênticos colocados simetricamente nas ranhuras existentes.

Uma máquina em gaiola, é electricamente similar a três enrolamentos iguais perfeitamente simétricos e em curto-circuito. Nestas condições, a máquina assíncrona pode ser modelizada segundo a expressão:

$$[V_s] = R_s.[I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{AI. 1})$$

$$[V_r] = 0 = R_r.[I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt}$$

Cada uma das estruturas matriciais pode ser decomposta da seguinte forma:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{s,a} \\ V_{s,b} \\ V_{s,c} \end{bmatrix}; [\phi_s, r] = \begin{bmatrix} \phi_{s,ra} \\ \phi_{s,rb} \\ \phi_{s,rc} \end{bmatrix}; [I_s, r] = \begin{bmatrix} I_{s,ra} \\ I_{s,rb} \\ I_{s,rc} \end{bmatrix} \quad (\text{AI. 2})$$

No estudo desta máquina é habitual considerar as seguintes hipóteses simplificadas:

- Entreferro constante, efeito das ranhuras existentes é desprezado.
- Repartição espacial sinusoidal de indução (forças magnetomotrizes) no entreferro.
- Circuito magnético linear (não saturado - indutâncias constantes).
- Influência dos efeitos térmicos.

Como consequência das hipóteses consideradas verifica-se:

- A soma de fluxos
- Uma constância das indutâncias próprias.
- Uma variação sinusoidal das indutâncias mutuas estator/rotor.

A máquina sendo alimentada por tensões sinusoidais trifásicas equilibradas com a frequência ω_s , o seu regime permanente será caracterizado por uma velocidade mecânica de rotação Ω . O campo girante do estator, de pulsação ω_s assim criado, induz a criação de um conjunto de correntes rotóricas sinusoidais, trifásicas, equilibradas de pulsação ω_r .

$$\begin{aligned} V_{s,a} &= \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \\ V_{s,b} &= \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{s,c} &= \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{AI. 3})$$

O campo girante, induzido no rotor, evolui em regime permanente à pulsação ω_r , então o rotor girará à velocidade angular eléctrica $\omega = p \cdot \Omega$ (p - número de pólos).

Para um observador situado no estator o conjunto das grandezas rotóricas evoluem à pulsação $\omega_s = \omega_r + \omega$. Sendo ω_r a pulsação correspondente às grandezas rotóricas vistas do rotor.³

O deslizamento estabelece uma relação entre a pulsação das correntes rotóricas e a das tensões estatóricas:

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (\text{AI. 4})$$

As indutâncias l_s , l_r , são as indutâncias do estator e rotor respectivamente. Podendo definir-se M_s , M_r , como os coeficientes de indutância mútua entre duas fases do estator, duas fases do rotor respectivamente e M_{sr} como a indutância mútua máxima entre uma fase do estator e uma fase do rotor.

Cada uma das indutâncias por fase decompõe-se numa indutância principal(ou própria, com o índice p) que participa no fluxo comum e uma indutância de fugas (índice σ):

$$l_s = l_{sp} + l_{sr}; l_r = l_{rp}$$

$$M_s = l_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{l_{sp}}{2} \quad (\text{AI. 5})$$

$$M_r = l_{rp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{l_{rp}}{2}$$

Uma primeira relação pode ser escrita entre os fluxos e as correntes:

$$[\phi]_6 = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} [I]_6; \quad [\phi]_6 = \begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix}_3; \quad [I]_6 = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}_3; \quad [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{AI. 6})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}; \quad [M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

α - representa o ângulo entre as fases do estator e do rotor

Considerando a condição de equilíbrio das duas armaduras trifásicas estator/rotor, as indutâncias estatóricas e rotóricas (L_s , L_r) e a indutância entre o estator e o rotor (M), se exprimem simplesmente em função das indutâncias por fases (L_s , L_r , M_{sr}) no cálculo do fluxo total de uma fase.

Por exemplo, para uma fase do estator:

$$\begin{aligned} \phi_{sa} &= L_s \cdot I_{sa} + M_s \cdot I_{sb} + M_s \cdot I_{sc} + M_{sr} \cdot \cos(\alpha) \cdot I_{ra} \\ &+ M_{sr} \cdot \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \cdot I_{rb} + M_{sr} \cdot \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \cdot I_{rc} \end{aligned} \quad (\text{AI. 7})$$

Cada uma das correntes rotóricas será obtida recorrendo as seguintes expressões:

$$I_{ra} = \hat{I}_r \cdot \cos(wr \cdot t - \varphi_2)$$

$$I_{rb} = \hat{I}_r \cdot \cos(wr \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2)$$

$$I_{rc} = \hat{I}_r \cdot \cos(wr \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_2)$$

$$\phi_{sa} = (l_s - M_s) \cdot I_{sa} + \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \hat{I}_r \cdot \cos(\alpha + wr \cdot t - \varphi_2)$$



(AI. 8)

O mesmo raciocínio pode ser aplicado à fase rotórica, obtendo-se as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \begin{cases} \phi_s = L_s \cdot [I_s] + M \cdot [I_r] \\ \phi_r = L_r \cdot [I_r] + M \cdot [I_s] \end{cases} \quad (\text{AI. 9})$$

A representação, em regime permanente sinusoidal, do sistema de equações AI.1 origina a seguinte expressão AI.10:

- Variação da corrente estatórica:

$$\frac{d\bar{I}_s}{dt} = j \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_s \quad (\text{AI. 10})$$

- Variação da corrente rotórica e velocidade:

$$\frac{d\bar{I}_r}{dt} = j \cdot \omega_r \cdot \bar{I}_r = j \cdot s \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_r \quad (\text{AI. 11})$$

$$\omega_s = \omega + \omega_r$$

Resultando o sistema de equações do sistema:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\phi}_s \\ 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + j \cdot s \cdot \omega_s \cdot \bar{\phi}_r \end{cases}$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} \hat{V}_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \\ \hat{V}_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{V}_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

(AI. 12)

$$\bar{V}_s = \hat{V}_s$$

$$\bar{I}_s = \hat{I}_s \cdot e^{-j\varphi^1}; \quad \bar{\phi}_s = \hat{\phi}_s \cdot e^{-j\psi^1}$$

$$\bar{I}_r = \hat{I}_r \cdot e^{-j\varphi^2}; \quad \bar{\phi}_r = \hat{\phi}_r \cdot e^{-j\psi^2}$$



Os sistemas de equações AI.9 e A.12 permitem a determinação das posições das respectivas correntes e dos fluxos num plano complexo. O fluxo rotórico apresenta um esfasamento de 90° em relação à corrente rotórica.

$$\bar{\phi}_r = \frac{j \cdot R_r \cdot \bar{I}_r}{s \cdot \omega_s} \quad (\text{AI. 13})$$

a)

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \psi_2.$$

b)

$$\varphi_2 = -\frac{\pi}{2} + \psi_2$$

No caso a) o deslizamento é maior que zero ($s > 0$), apresentando um funcionamento como motor. Na alínea b) o $s < 0$, funcionando como gerador [4]

Substituindo a expressão dos fluxos AI.9 pelas correntes na expressão 1.8, obtém-se o seguinte sistema em analogia com o esquema eléctrico do transformador (ver anexo C).

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot M \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{s} \cdot \bar{I}_r + j \cdot L_r \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_r + j \cdot M \cdot \omega_s \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{AI. 14})$$

Numa máquina assíncrona com rotor bobinado, pode-se considerar como no caso de um transformador a noção de razão de transformação entre as espiras;

$$n = N_s / N_r \text{ (Relação do número de espiras estator/rotor)} \quad (\text{AI. 15})$$

No caso da máquina assíncrona ser construída com um rotor em gaiola de esquilo, pode-se efectuar um raciocínio sobre os fluxos magnéticos equivalentes, totais existentes no entreferro provenientes do estator e do rotor. Considerando a relação de transformação n , como sendo a relação entre a indutância mútua estator/rotor (M_{sr}) e as indutâncias principais estatóricas e rotóricas (l_{sp}, l_{rp}):

$$n = l_{sp} / M_{sr}; M = l_{sc} / n \quad M_{sr}^2 = l_{sp} \cdot l_{rp} \quad (\text{AI. 16})$$

$$n = M_{sr} / l_{rp}; M = l_{rc} \cdot n \quad n^2 = l_{sc} / l_{rc} \quad (\text{AI. 17})$$

A indutância própria $l_{sc} = n \cdot M$, também denominada indutância magnetizante (L_m). Com efeito ela cria o fluxo no entreferro na ausência da corrente rotórica:

$$I_r = 0 \rightarrow \bar{\phi}_s^0 = L_s \cdot \bar{I}_s^0 = \bar{\phi}_{s\sigma}^0 + \bar{\phi}_{s,entreferro}^0 \quad (\text{AI. 18})$$

$$\left(\begin{array}{l} \bar{\phi}_{s\sigma}^0 = l_{s\sigma} \cdot \bar{I}_s^0 \\ \bar{\phi}_{s,entreferro}^0 = l_{sc} \cdot \bar{I}_s^0 \end{array} \right) \Rightarrow L_m = l_{sc} = n^2 \cdot l_{rc} \quad (\text{AI. 19})$$

Com base nas expressões AI.16 e AI.17 pode-se fazer aparecer as fugas magnéticas no modelo eléctrico AI.14:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s = l_{s\sigma} + n \cdot M \\ L_r = l_{r\sigma} + \frac{M}{n} \end{array} \right. \quad (\text{AI. 20})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \cdot \omega_s \cdot (L_s - n \cdot M) \cdot \bar{I}_s + j \cdot n \cdot M \cdot \omega_s \cdot \left(\bar{I}_s + \frac{\bar{I}_r}{n} \right) \\ 0 = \frac{R_r}{s} \cdot \bar{I}_r + j \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M}{n} \right) \cdot \bar{I}_r + j \cdot \frac{M}{n} \cdot \omega_s \cdot (n \cdot \bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{array} \right. \quad (\text{AI. 21})$$

Recorrendo uma vez mais à representação da máquina assíncrona como um transformador, pode-se definir um novo sistema de equações formado pelo conjunto dos parâmetros referenciados ao primário, observar a figura (C.2) do Anexo C.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r' = n^2 \cdot R_r \\ l_{r\sigma}' = n^2 \cdot l_{r\sigma} \\ l_{rc}' = n^2 \cdot l_{rc} = l_{sc} = L_m \\ \bar{I}_r = \frac{\bar{I}_r}{n} \end{array} \right. \quad (\text{AI. 22})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s L_s \sigma \bar{I}_s + j L_m \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ 0 = \frac{R_r}{s} \bar{I}_r + j \omega_s L_r \sigma \bar{I}_r + j L_m \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{cases} \quad (\text{AI. 23})$$

Após obtido o sistema anterior, é necessário definir as expressões que permitem o cálculo da potência e do binário de uma máquina assíncrona.

Numa conversão de energia electromagnética existem em jogo 4 formas de energia:

- Energia eléctrica absorvida pelo motor eléctrico
- Energia mecânica gerada
- Energia térmica devida às perdas e dissipação em calor
- Energia magnética armazenada no campo (de ligação) formado.

A energia térmica correspondente às perdas têm origens diversificadas:

- Perdas joules (por vezes denominadas perdas no cobre: P_{cu})
- Perdas mecânicas devidas às diferentes fricções (enrolamentos, ventilação, etc.)
- Perdas por histerese e correntes de Foucault associadas ao campo magnético de ligação estator/rotor (P_{fe})

Numa máquina assíncrona em regime permanente sinusoidal, a variação de energia magnética é geralmente nula durante um ciclo de funcionamento completo (período eléctrico).

As perdas ferromagnéticas ocorridas no estator podem-se dividir em perdas por histerese (proporcionalmente a $\omega_s (\phi_s)^2$ e as perdas por correntes de Foucault (proporcionais a $(\omega_s)^2 (\phi_s)^2$).

No caso de funcionamento a frequência estatórica constante, estas perdas são geralmente representadas nos esquemas equivalentes por uma resistência em paralelo com a indutância cíclica estatórica L_s .

No rotor, as perdas no ferro são geralmente desprezadas porque a frequência das correntes rotóricas é muito pequena em relação à frequência estatórica.

A expressão do binário é obtida a partir do cálculo da potência activa absorvida pelo estator (nesta expressão, as perdas no ferro não são consideradas).

$$\begin{aligned} P_s &= 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\phi_1); \\ Q_s &= 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \sin(\phi_1); \\ S_s &= P_s + jQ_s; \end{aligned} \quad (\text{AI. 24})$$

$$\begin{aligned} \hat{V}_s &= \sqrt{2} \cdot V_s \\ \hat{I}_s &= \sqrt{2} \cdot I_s \end{aligned}$$

$$P_s = \text{Re} \left[\frac{3}{2} \cdot \bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^* \right] = P_{js} + P_{fe} + P_{tr} \quad (\text{AI. 25})$$

onde, as perdas joules e a potência transmitida ao rotor são calculadas respectivamente a partir das seguintes expressões:

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \hat{I}_s^2 \quad (\text{AI. 26})$$

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \hat{I}_s^2 \quad \text{e} \quad P_{tr} = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (\text{AI. 27})$$

As perdas no ferro são desprezadas, $P_{mag}=0$.

A potência activa absorvida pelo estator é obtida a partir da potência aparente S_s , por combinação dos sistemas de equações AI.9 e AI.14:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\phi}_s \\ 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + j \cdot s \cdot \omega_s \cdot \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{AI. 28})$$

onde

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_s &= L_s \cdot \bar{I}_s + M \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r &= L_r \cdot \bar{I}_r + M \cdot \bar{I}_s \end{aligned} \quad (\text{AI. 29})$$

$$S_s = \frac{3}{2} \cdot \bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^* = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \hat{I}_s^2 + \frac{3}{2} \cdot j \cdot \omega_s \cdot \bar{\phi}_s \cdot \bar{I}_s^*$$

Fazendo desaparecer a corrente rotórica no sistema de equações complexas:

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \cdot \bar{I}_s = j \cdot \frac{R_r}{s \cdot \omega_s L_r} \cdot \bar{I}_r - \frac{M}{L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (\text{AI. 30})$$

$$\bar{I}_r = - \frac{M \cdot \omega_s}{L_r \cdot \omega_s - j \cdot \left(\frac{R_r}{s} \right)} \cdot \bar{I}_s$$

No entanto é possível exprimir a corrente e o seu conjugado em função do fluxo estatórico:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{\phi}_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot \bar{I}_r = \frac{L_r \cdot \omega_s - j \cdot \left(\frac{R_r}{s} \right)}{\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s - j \cdot \left(\frac{R_r}{s} \right)} \cdot \frac{\bar{\phi}_s}{L_s} \quad (\text{AI. 31})$$

$$\bar{I}_s^* = \frac{L_r \cdot \omega_s + j \cdot \left(\frac{R_r}{s} \right)}{\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s + j \cdot \left(\frac{R_r}{s} \right)} \cdot \frac{\bar{\phi}_s^*}{L_s}$$

Obtém-se a seguinte expressão para a potência absorvida:

$$S_s = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \hat{I}_s^2 + \frac{3}{2} \cdot \omega_s \cdot \frac{\hat{\phi}_s^2}{L_s} \cdot \frac{-\frac{R_r}{s} + j \cdot L_r \cdot \omega_s}{\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s + j \cdot \frac{R_r}{s}} \quad (\text{AI. 32})$$

$$\hat{S}_s = P_s + j \cdot Q_s$$

(AI. 33)

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \hat{I}_s^2 + \frac{3}{2} \cdot \hat{\phi}_s^2 \cdot \omega_s^2 \cdot \left(\frac{M^2}{L_s^2} \right) \cdot \frac{\left(\frac{R_r}{s} \right)}{\left(\frac{R_r^2}{s^2} \right) + (\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s)^2}$$

Esta expressão reflecte, a existência de uma parcela referente às perdas joules do estator (P_j) e outra parcela à potência transmitida ao rotor (P_{tr}). A potência transmitida ao rotor traduz a acção da força magnetomotriz estatórica sobre a força magnetomotriz rotórica à velocidade angular de sincronismo Ω_s .

A expressão do binário electromagnético em regime permanente, apresenta a seguinte expressão:

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \hat{\phi}_s^2 \cdot \omega_s \cdot \left(\frac{M^2}{L_s^2} \right) \cdot \frac{\left(\frac{R_r}{s} \right)}{\left(\frac{R_r^2}{s^2} \right) + (\sigma \cdot L_r \cdot \omega_s)^2}$$

$$s = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (A1. 34)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \hat{\phi}_s^2 \cdot \left(\frac{M^2}{L_s^2} \right) \cdot \frac{R_r \cdot \omega_r}{R_r^2 + \sigma^2 \cdot L_r^2 \cdot \omega_r^2}$$

Exprimindo o binário em função do fluxo rotórico:

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \hat{\phi}_r^2 \cdot \frac{\omega_r}{R_r} \quad (A1. 35)$$

$$\hat{\phi}_r = \hat{\phi}_s \cdot \frac{M}{l_s} \cdot \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + \sigma^2 \cdot L_r^2 \cdot \omega_r^2}}$$

Anexo B

RESULTADOS DA ANÁLISE ESPECTRAL DE ALGUNS SINAIS

À análise matemática de ondas periódicas ou repetitivas (por vezes distorcidas) chama-se análise de Fourier. Esta teoria decompõe a onda em várias ondas sinusoidais ideais, cada uma com a sua própria frequência e amplitude. Em geral, em qualquer onda periódica ou repetitiva define-se da seguinte forma:

onda repetitiva = componente contínua (A_0) + fundamental (F_1) + harmónicas

Matematicamente, qualquer onda periódica pode ser representada na seguinte forma:

$$S(\omega t) = A_0 + A_1 \sin(\omega t) + A_2 \sin(2\omega t) + \dots + A_n \sin(n\omega t) + B_1 \cos(\omega t) + B_2 \cos(2\omega t) + \dots + B_n \cos(n\omega t)$$

onde

A_0 é amplitude da componente contínua;

$A_1, \dots, A_n$ é a amplitude da fundamental e harmónicos ímpares;

$B_1, \dots, B_n$ é a amplitude da fundamental e harmónicos pares;

Existem componentes ímpares quando a onda é formada por ciclos positivos e negativos iguais, isto é, quando existe simetria em relação ao eixo horizontal. Os componentes pares ocorrem quando a onda é formada por meios ciclos desiguais, não simétricos.

O sinal $S(\omega t)$ pode ser representado também sob a forma:

$$S(\omega t) = A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t) = S_n \sin(n\omega t + T_n)$$

em que

$$S_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} = \text{amplitude}$$

$$T_n = \arctan(B_n/A_n) = \text{fase}$$

Descrição dos resultados:

Primeiro resultado obtido no ensaio com o método simples por Takahashi; com uma tensão contínua de 520 V, um período de amostragem de 20 μ s e registando uma velocidade máxima de 1473 rpm (com funcionamento sem enfraquecimento de campo).

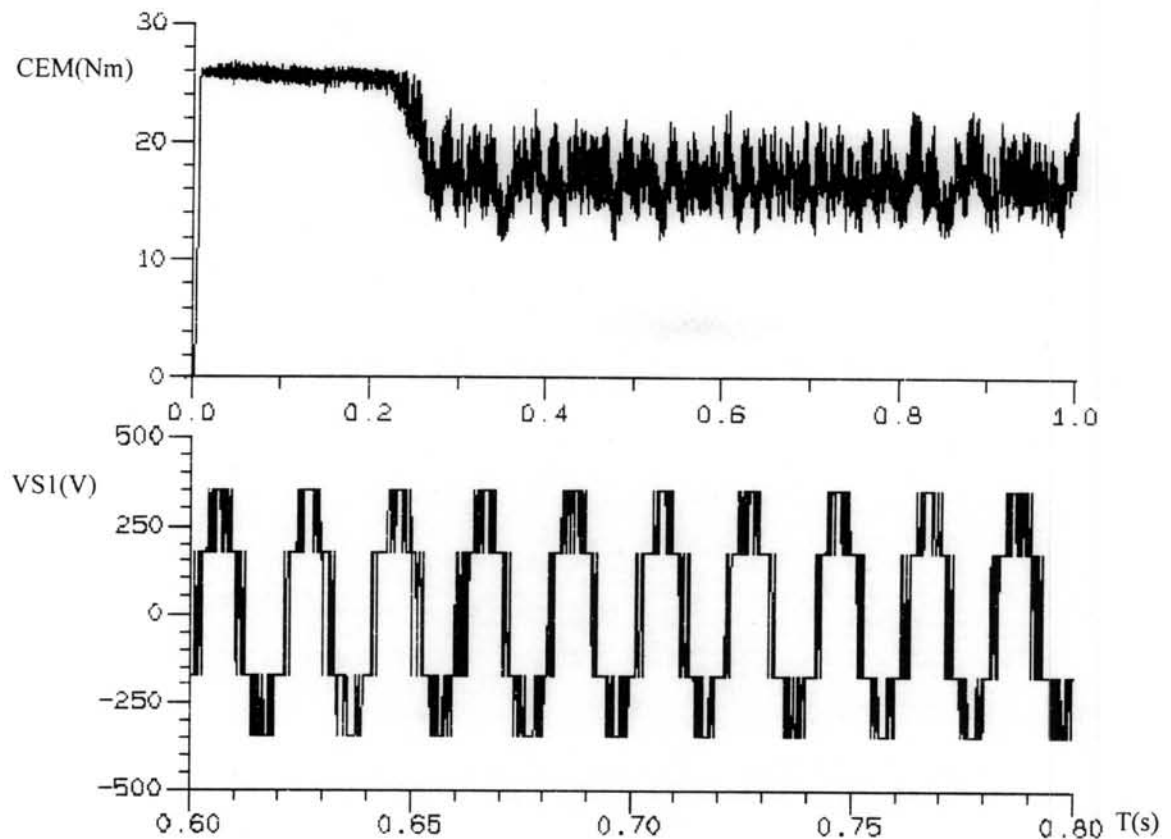


Figura (B.1): Curvas do binário (CEM) e tensão estatórica (VS1) com o funcionamento com o controlo por Takahashi

A análise foi efectuada à curva VS1, entre 0.3 e 1.0 seg. apresentando uma componente contínua igual a 1.024 V. O valor eficaz apresenta é de 236.73 V

A frequência correspondente ao harmónico n.º 1 é 1.43 Hz. Para o harmónico 35 é igual a $35 \times 1.43 = 50$ Hz.

Tabela B.1: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método Takahashi.

Harmónico (Nº)	Frequência (Hz)	Módulo	Módulo (%)	Fase (graus)
1	1.43	2.64E+00	100.00	-59.38

2	2.86	1.42E+00	54.02	116.32
3	4.29	1.38E+00	52.35	-106.59
4	5.71	1.59E+00	60.13	-22.98
5	7.14	3.17E+00	120.07	13.71
6	8.57	1.24E+00	46.91	77.29
7	10.00	2.06E+00	78.29	158.34
8	11.43	2.80E+00	106.28	-2.50
9	12.86	1.33E+00	50.31	-62.39
10	14.29	4.76E+00	180.66	29.68
11	15.71	1.44E+00	54.76	36.32
12	17.14	3.88E+00	147.33	48.83
13	18.57	2.31E+00	87.57	-34.87
14	20.00	3.32E+00	125.76	5.60
15	21.43	3.18E+00	120.50	26.27
16	22.86	3.66E+00	138.95	8.87
17	24.29	2.60E+00	98.63	39.81
18	25.71	4.77E+00	180.90	9.68
19	27.14	4.15E+00	157.41	27.51
20	28.57	1.22E+00	46.22	-19.38
21	30.00	2.56E+00	97.16	67.73
22	31.43	3.52E+00	133.58	11.83
23	32.86	1.66E+00	62.98	42.06
24	34.29	2.39E+00	90.69	53.17
25	35.71	6.14E+00	232.94	55.31
26	37.14	6.45E+00	244.73	34.28
27	38.57	7.84E+00	297.16	60.29
28	40.00	7.79E+00	295.44	55.67
29	41.43	7.60E+00	288.42	54.29
30	42.86	1.08E+01	407.76	74.10
31	44.29	1.77E+01	670.99	71.63
32	45.71	1.96E+01	743.43	56.36
33	47.14	2.95E+01	1119.24	66.19
34	48.57	7.11E+01	2696.99	62.79
35	50.00	2.95E+02	11171.08	-116.20
36	51.43	4.74E+01	1797.03	-113.92
37	52.86	2.59E+01	980.41	-117.53
38	54.29	1.68E+01	637.56	-99.84
39	55.71	1.73E+01	657.41	-108.98
40	57.14	1.14E+01	431.68	-127.30
41	58.57	8.49E+00	321.96	-115.09
42	60.00	9.64E+00	365.75	-103.07
43	61.43	8.50E+00	322.34	-117.40
44	62.86	7.63E+00	289.44	-123.30
45	64.29	4.18E+00	158.49	-91.33
46	65.71	5.80E+00	219.80	-105.16
47	67.14	3.73E+00	141.51	-118.75
48	68.57	6.83E+00	259.18	-125.59
49	70.00	3.24E+00	122.80	-138.79
50	71.43	3.33E+00	126.42	-163.59
51	72.86	3.47E+00	131.52	-96.41

52	74.29	2.96E+00	112.45	-90.96
53	75.71	2.07E+00	78.64	-45.35
54	77.14	2.96E+00	112.20	-91.02
55	78.57	2.26E+00	85.67	-123.53
56	80.00	1.07E+00	40.75	-111.38
57	81.43	3.86E+00	146.52	-94.92
58	82.86	3.77E+00	142.87	-72.24
59	84.29	1.22E+00	46.24	-164.01
60	85.71	3.98E+00	150.93	-110.39
61	87.14	5.05E+00	191.67	-52.66
62	88.57	2.66E+00	101.06	-59.15
63	90.00	1.67E+00	63.45	-90.61
64	91.43	3.40E+00	128.90	-145.09
65	92.86	4.22E+00	160.11	-143.82
66	94.29	2.57E+00	97.33	-88.74
67	95.71	1.71E+00	64.92	-81.97
68	97.14	2.20E+00	83.35	-134.49
69	98.57	2.04E+00	77.26	-48.86
70	100.00	1.59E+00	60.14	-48.29
71	101.43	3.02E+00	114.54	-118.57
72	102.86	1.94E+00	73.50	72.68
73	104.29	1.77E+00	67.24	156.43
74	105.71	2.67E+00	101.26	-122.07
75	107.14	2.52E+00	95.49	-77.26
76	108.57	3.18E+00	120.44	-72.87
77	110.00	2.34E+00	88.73	176.48
78	111.43	1.33E+00	50.48	-113.24
79	112.86	4.21E+00	159.76	-130.39
80	114.29	2.66E+00	101.04	-99.05

Com os dados da tabela anterior pode-se construir a seguinte representação gráfica;

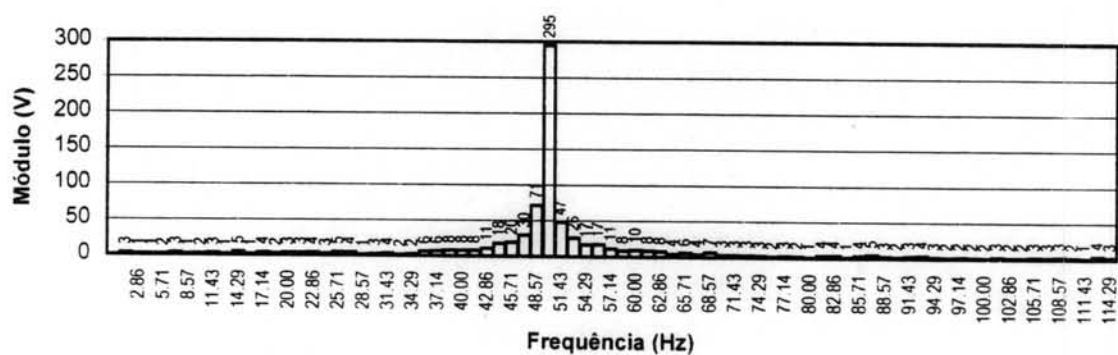


Figura (B. 2): Espectro da tensão de uma fase estatórica (Takahashi)

Os resultados que de seguida são ilustrados correspondem à simulação com o algoritmo de funcionamento a frequência de comutação global média constante e com uma tensão contínua de 520 V, um período de amostragem de 20 μ s, registando uma velocidade máxima de 1189 rpm (com funcionamento sem enfraquecimento de campo).

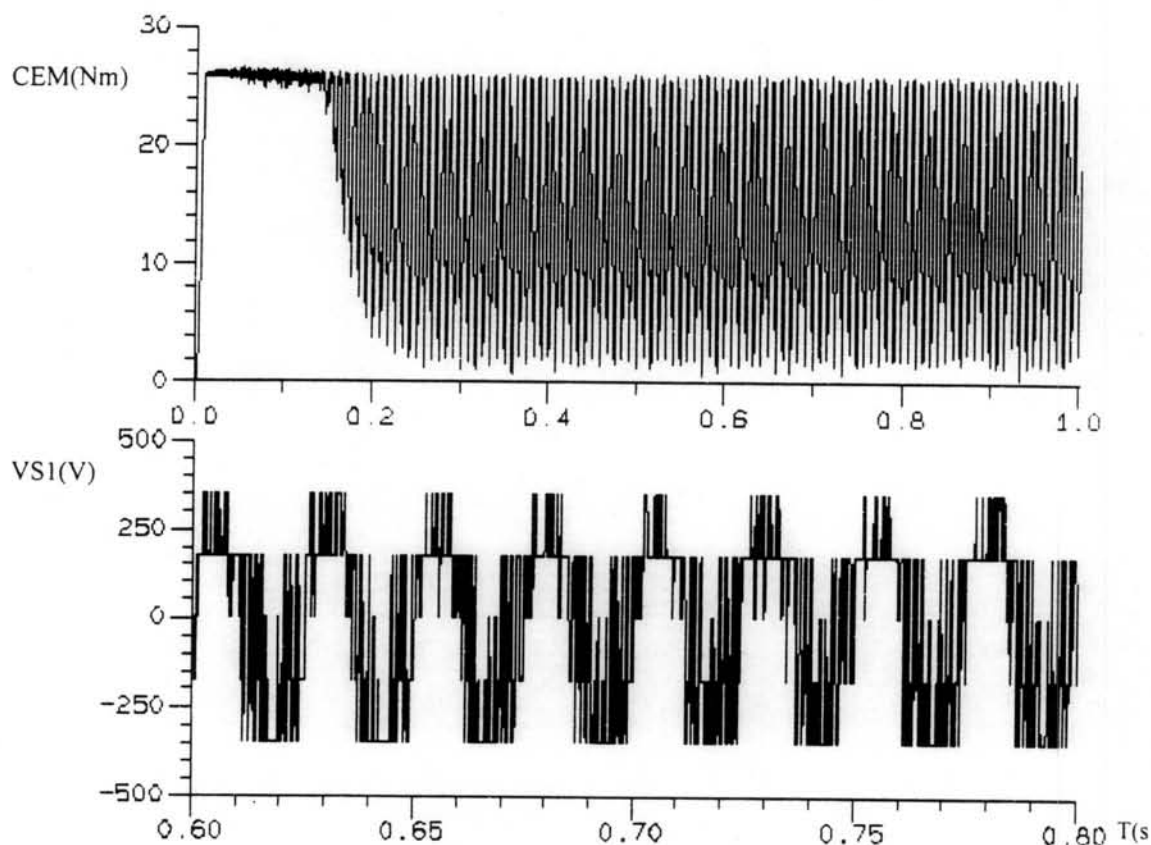


Figura (B.3): Curvas do binário e tensão estatórica funcionando com frequência de comutação global média

A análise foi efectuada à curva VS1, entre 0.3 e 1.0 seg. apresentando uma componente contínua igual a 1.375 V. O valor eficaz apresenta é de 219.64 V.

A frequência correspondente ao harmónico n.º 1 é 1.43 Hz. Para o harmónico 35 é igual a $35 \times 1.43 = 50$ Hz.

Tabela B. 2: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação global média

Harmónico (Nº)	Frequência (Hz)	Módulo	Módulo (%)	Fase (graus)
1	1.43	3.10E+00	100.00	-65.25
2	2.86	3.63E+00	116.97	-150.09
3	4.29	9.70E+00	312.64	-6.83

4	5.71	3.53E+00	113.71	-92.13
5	7.14	5.24E+00	168.77	-22.40
6	8.57	1.40E+00	44.96	-140.88
7	10.00	3.35E+00	107.94	73.44
8	11.43	1.68E+00	54.28	-11.36
9	12.86	5.02E+00	161.70	-160.49
10	14.29	4.39E+00	141.46	-101.65
11	15.71	4.20E+00	135.37	21.30
12	17.14	4.72E+00	152.19	-162.69
13	18.57	1.57E+00	50.55	176.59
14	20.00	4.07E+00	131.28	-101.60
15	21.43	3.80E+00	122.53	-77.27
16	22.86	3.20E+00	103.04	29.72
17	24.29	3.13E+00	101.01	15.87
18	25.71	5.72E+00	184.40	154.18
19	27.14	3.97E+00	127.91	-32.29
20	28.57	5.83E+00	187.99	-30.42
21	30.00	3.74E+00	120.52	-76.55
22	31.43	7.18E+00	231.44	-25.89
23	32.86	6.10E+00	196.52	-32.09
24	34.29	5.42E+00	174.63	-109.17
25	35.71	8.23E-01	26.52	-47.93
26	37.14	1.44E+01	464.87	-79.64
27	38.57	2.78E+01	896.80	-68.38
28	40.00	2.48E+02	7980.48	-79.23
29	41.43	2.80E+01	903.66	94.66
30	42.86	1.12E+01	361.98	100.40
31	44.29	6.22E+00	200.38	87.26
32	45.71	5.12E+00	165.04	65.77
33	47.14	1.09E+01	350.10	71.31
34	48.57	3.95E+00	127.23	-34.95
35	50.00	6.14E+00	197.93	125.31
36	51.43	6.33E+00	203.96	58.56
37	52.86	9.41E+00	303.34	169.57
38	54.29	2.11E+00	68.02	152.30
39	55.71	2.90E+00	93.41	39.93
40	57.14	4.38E+00	141.03	-73.22
41	58.57	4.29E+00	138.38	143.76
42	60.00	6.57E+00	211.82	76.10
43	61.43	8.43E+00	271.52	139.25
44	62.86	7.49E+00	241.48	136.20
45	64.29	3.04E+00	97.92	82.95
46	65.71	6.21E+00	200.02	106.28
47	67.14	2.23E+00	71.77	-75.57
48	68.57	6.17E+00	198.69	145.18
49	70.00	3.68E+00	118.61	109.83
50	71.43	5.40E+00	173.94	77.95
51	72.86	3.35E+00	108.08	-29.09
52	74.29	2.22E+00	71.51	77.88
53	75.71	1.68E+00	54.12	71.70

54	77.14	5.11E+00	164.60	84.37
55	78.57	6.58E+00	211.93	29.12
56	80.00	9.17E+00	295.52	14.64
57	81.43	6.08E-01	19.58	-51.30
58	82.86	3.87E+00	124.74	56.00
59	84.29	5.22E+00	168.08	4.97
60	85.71	3.35E+00	108.02	110.22
61	87.14	1.45E+00	46.70	-49.03
62	88.57	6.27E+00	202.12	53.95
63	90.00	1.16E+00	37.30	-52.95
64	91.43	3.90E+00	125.58	136.99
65	92.86	9.23E+00	297.55	-151.39
66	94.29	1.46E+00	46.93	-79.52
67	95.71	5.25E+00	169.22	46.90
68	97.14	2.68E+00	86.43	35.26
69	98.57	3.12E+00	100.45	-49.77
70	100.00	2.99E+00	96.41	30.25
71	101.43	2.65E+00	85.35	-127.12
72	102.86	1.18E+00	38.04	95.73
73	104.29	1.35E+00	43.46	26.60
74	105.71	3.53E+00	113.68	-150.04
75	107.14	1.02E+01	327.24	95.97
76	108.57	5.43E+00	174.94	-63.43
77	110.00	2.37E+00	76.35	-89.21
78	111.43	6.80E+00	219.09	17.33
79	112.86	3.08E+00	99.32	61.89
80	114.29	1.46E+00	47.06	-147.03

Com os dados da tabela anterior pode-se construir a seguinte representação gráfica;

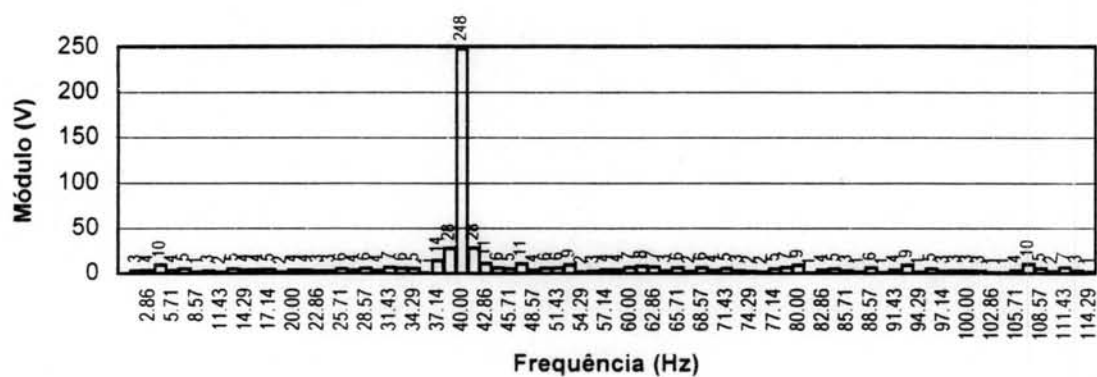


Figura (B.4): Espectro da tensão (frequência de comutação global média)

Os resultados de seguida ilustrados correspondem à simulação com o algoritmo de funcionamento a frequência de comutação singular média constante e com uma tensão contínua de 520 V e um período de amostragem de 20 μ s, registando uma velocidade máxima de 1038 rpm (com funcionamento sem enfraquecimento de campo).

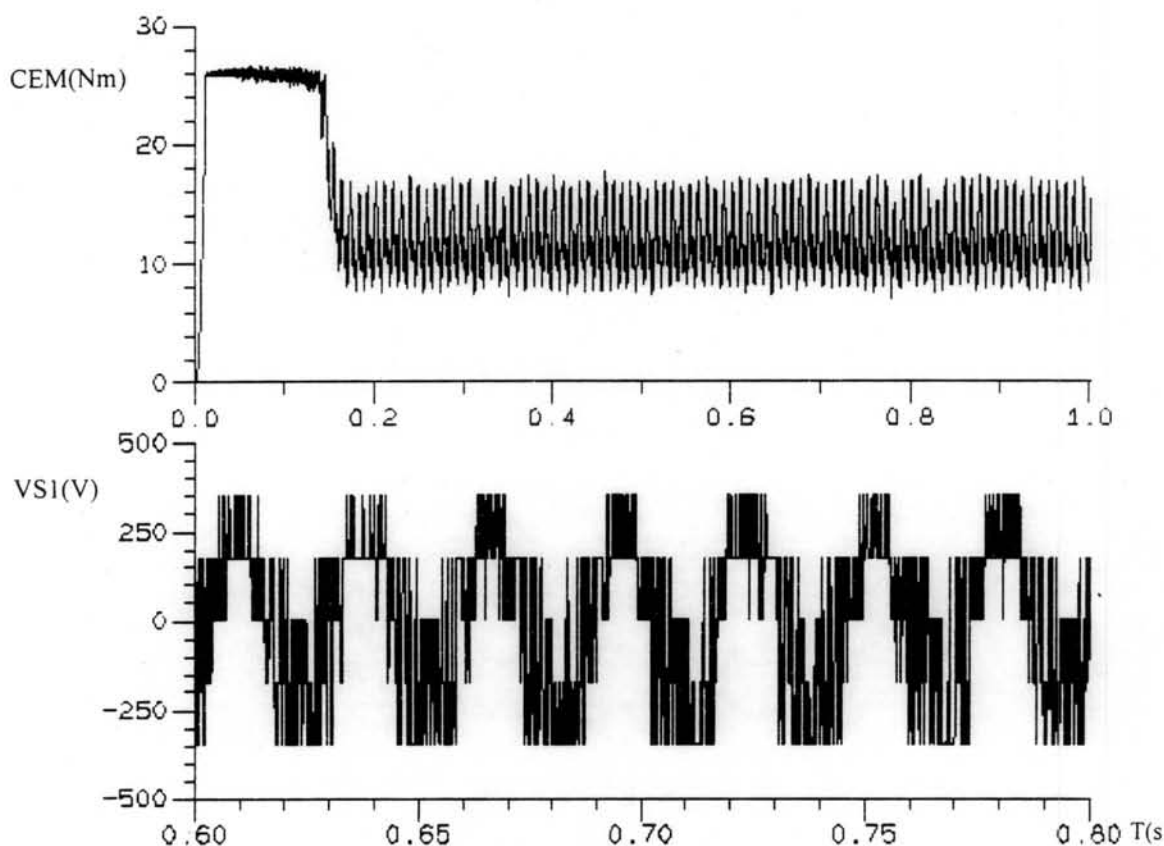


Figura (B.5): Curvas do binário e tensão numa das fases do estator com o funcionamento com frequência singular média de comutação

A análise foi efectuada à curva VS1, entre 0.3 e 1.0 seg. apresentando uma componente contínua igual a -1.072 V. O valor eficaz apresenta é de 201.83 V

A frequência correspondente ao harmónico n.º 1 é 1.43 Hz. Para o harmónico 35 é igual a $35 \times 1.43 = 50$ Hz.

Tabela B. 3: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média

Harmónico (Nº)	Frequência (Hz)	Módulo	Módulo (%)	Fase (graus)
1	1.43	8.52E+00	100.00	-168.19
2	2.86	3.73E+00	43.77	168.47

3	4.29	5.23E+00	61.45	-152.20
4	5.71	1.44E+01	168.78	161.95
5	7.14	1.03E+01	121.47	-157.21
6	8.57	2.80E+00	32.87	169.45
7	10.00	3.22E+00	37.79	122.68
8	11.43	8.05E+00	94.50	172.45
9	12.86	9.53E+00	111.88	170.18
10	14.29	1.52E+00	17.80	12.86
11	15.71	3.78E+00	44.40	147.09
12	17.14	9.87E+00	115.88	137.89
13	18.57	7.36E+00	86.47	163.66
14	20.00	1.01E+01	118.66	159.91
15	21.43	1.19E+01	140.30	141.20
16	22.86	1.08E+01	126.31	143.63
17	24.29	1.15E+01	134.61	153.90
18	25.71	1.38E+01	161.68	172.76
19	27.14	1.97E+01	231.22	151.12
20	28.57	1.97E+01	231.72	169.45
21	30.00	1.82E+01	213.95	131.14
22	31.43	3.02E+01	354.68	154.34
23	32.86	4.44E+01	521.56	154.35
24	34.29	1.39E+02	1633.01	150.76
25	35.71	1.44E+02	1686.11	-29.66
26	37.14	4.85E+01	569.34	-27.64
27	38.57	2.53E+01	296.61	-37.08
28	40.00	1.80E+01	211.32	-19.19
29	41.43	1.69E+01	198.24	-15.81
30	42.86	1.63E+01	191.87	-37.47
31	44.29	6.54E+00	76.78	6.07
32	45.71	8.05E+00	94.48	4.78
33	47.14	1.11E+01	130.17	-32.69
34	48.57	1.15E+01	134.57	-49.19
35	50.00	1.19E+01	139.42	-53.94
36	51.43	4.98E+00	58.42	44.58
37	52.86	3.63E+00	42.62	-27.68
38	54.29	8.61E+00	101.15	-21.38
39	55.71	4.73E+00	55.56	14.37
40	57.14	1.02E+01	120.09	-87.85
41	58.57	3.83E+00	44.95	-51.20
42	60.00	5.04E+00	59.20	-35.36
43	61.43	7.04E+00	82.71	-44.55
44	62.86	4.61E+00	54.08	-34.73
45	64.29	3.08E+00	36.21	14.69
46	65.71	1.70E+00	19.91	-155.11
47	67.14	6.41E+00	75.27	-60.63
48	68.57	7.71E+00	90.58	37.53
49	70.00	6.65E+00	78.12	162.45
50	71.43	5.24E+00	61.58	-70.34
51	72.86	2.59E+00	30.42	75.10
52	74.29	3.11E+00	36.55	-90.72

53	75.71	1.68E+00	19.72	128.33
54	77.14	5.79E+00	67.96	-99.93
55	78.57	3.88E+00	45.52	57.98
56	80.00	4.94E+00	58.00	-21.78
57	81.43	8.56E+00	100.47	-78.61
58	82.86	5.73E+00	67.30	-112.88
59	84.29	2.91E+00	34.21	172.70
60	85.71	1.36E+01	159.78	70.60
61	87.14	3.47E+00	40.74	62.91
62	88.57	3.89E+00	45.70	-133.69
63	90.00	8.97E+00	105.30	62.55
64	91.43	1.51E+01	177.63	-96.70
65	92.86	8.23E+00	96.62	-4.37
66	94.29	6.62E+00	77.72	-94.16
67	95.71	6.27E+00	73.66	-117.89
68	97.14	2.78E+00	32.69	171.59
69	98.57	4.31E+00	50.65	154.82
70	100.00	1.89E+00	22.16	-40.80
71	101.43	2.16E+00	25.39	-102.91
72	102.86	4.37E+00	51.27	-48.37
73	104.29	5.06E+00	59.43	-146.24
74	105.71	2.95E+00	34.63	-117.22
75	107.14	7.17E+00	84.15	114.32
76	108.57	5.84E+00	68.56	-74.57
77	110.00	3.07E+00	36.02	77.17
78	111.43	1.51E+00	17.70	116.12
79	112.86	2.31E+00	27.13	25.37
80	114.29	3.77E+00	44.21	-50.32

Com os dados da tabela anterior pode-se construir a seguinte representação gráfica;

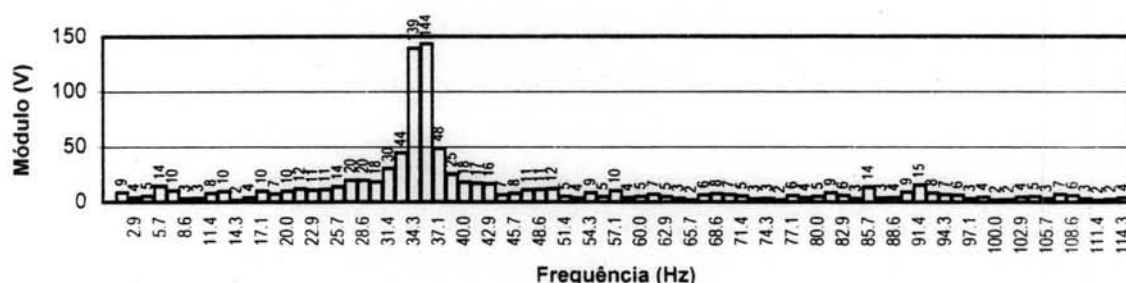


Figura (B.6): Espectro da tensão estatórica (frequência de comutação singular média)

Os resultados de seguida ilustrados correspondem à simulação com o algoritmo de funcionamento a frequência de comutação singular média constante, com uma tensão

contínua igual a 700 V e um período de amostragem de 20 μ s, registando uma velocidade máxima de 1389 rpm (com funcionamento sem enfraquecimento de campo).

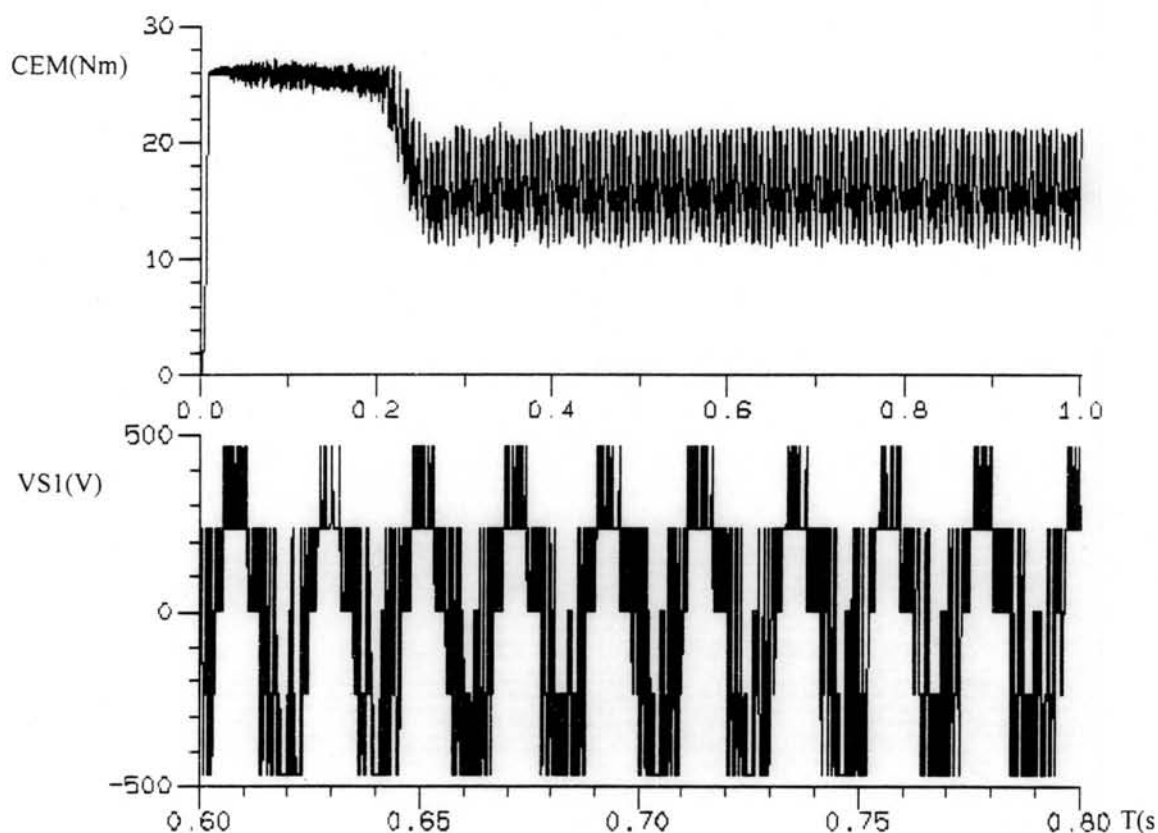


Figura (B.7): Curvas do binário e tensão estatórica (VS1) funcionando com frequência de comutação singular média (EC= 700 V)

A análise foi efectuada à curva VS1, entre 0.3 e 1.0 seg apresentando uma componente contínua igual a -3.316 V. O valor eficaz apresenta é de 271.27 V.

A frequência correspondente ao harmónico n.º 1 é 1.43 Hz. Para o harmónico 35 é igual a $35 \times 1.43 = 50$ Hz.

Tabela B. 4: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média (EC=700V)

Harmónico (Nº)	Frequência (Hz)	Módulo	Módulo (%)	Fase (graus)
1	1.43	2.45E+00	100.00	-58.09
2	2.86	5.56E+00	226.89	-60.00
3	4.29	1.83E+00	74.46	-147.48
4	5.71	1.82E+00	74.04	-18.65
5	7.14	1.01E+01	410.18	-18.92
6	8.57	8.31E+00	338.99	-41.26

7	10.00	6.53E+00	266.19	21.28
8	11.43	5.65E+00	230.41	-28.14
9	12.86	4.21E+00	171.60	-114.41
10	14.29	2.83E+00	115.43	-164.63
11	15.71	3.78E+00	154.00	38.83
12	17.14	4.31E+00	175.90	18.22
13	18.57	8.08E+00	329.46	174.11
14	20.00	6.40E+00	260.76	-69.95
15	21.43	1.12E+01	455.46	-126.12
16	22.86	2.67E+00	108.84	24.02
17	24.29	2.03E+00	82.79	-21.48
18	25.71	1.99E+00	81.31	-28.73
19	27.14	6.36E+00	259.34	32.30
20	28.57	5.18E+00	211.26	108.75
21	30.00	4.97E+00	202.65	-39.26
22	31.43	5.72E+00	233.02	-101.20
23	32.86	3.22E+00	131.44	146.56
24	34.29	1.34E+00	54.82	92.55
25	35.71	2.76E+00	112.43	-175.68
26	37.14	4.32E+00	176.23	59.27
27	38.57	1.65E+01	671.79	13.26
28	40.00	1.43E+01	584.13	2.86
29	41.43	1.70E+01	692.60	-41.81
30	42.86	1.09E+01	445.29	-37.00
31	44.29	1.94E+01	789.22	4.11
32	45.71	4.14E+01	1689.28	-9.50
33	47.14	2.98E+02	12163.91	167.06
34	48.57	2.22E+01	906.69	177.59
35	50.00	2.12E+01	862.93	155.99
36	51.43	9.63E+00	392.79	159.66
37	52.86	1.50E+01	609.56	-170.74
38	54.29	4.01E+00	163.58	133.05
39	55.71	3.65E+00	148.80	-173.07
40	57.14	8.27E+00	337.17	-175.29
41	58.57	2.66E+00	108.45	178.38
42	60.00	4.85E+00	197.55	166.69
43	61.43	5.58E+00	227.33	102.81
44	62.86	2.99E+00	122.03	102.87
45	64.29	6.92E+00	282.13	163.32
46	65.71	2.55E+00	104.12	137.59
47	67.14	5.77E+00	235.14	67.30
48	68.57	1.00E+01	408.83	-137.92
49	70.00	8.45E+00	344.34	-170.28
50	71.43	6.21E+00	253.03	144.37
51	72.86	2.23E+00	91.11	-70.33
52	74.29	3.17E+00	129.08	-22.85
53	75.71	2.67E+00	108.80	14.21
54	77.14	3.75E+00	152.75	133.93
55	78.57	4.03E+00	164.31	-166.34
56	80.00	2.57E+00	104.86	29.56

57	81.43	3.27E+00	133.13	10.63
58	82.86	5.96E+00	243.10	-103.91
59	84.29	3.53E+00	144.10	130.44
60	85.71	3.19E+00	130.16	-54.59
61	87.14	6.65E+00	271.32	160.64
62	88.57	7.83E+00	319.09	-179.73
63	90.00	5.12E+00	208.68	-147.63
64	91.43	4.05E+00	165.17	170.78
65	92.86	1.10E+01	447.77	-75.33
66	94.29	1.02E+01	414.83	25.43
67	95.71	3.24E+00	131.92	-40.03
68	97.14	1.99E+00	81.33	96.06
69	98.57	4.79E+00	195.43	114.31
70	100.00	5.24E+00	213.49	73.01
71	101.43	3.85E+00	156.84	6.00
72	102.86	2.24E+00	91.26	-152.57
73	104.29	7.36E+00	300.11	-164.82
74	105.71	8.84E+00	360.62	179.82
75	107.14	2.56E+00	104.45	143.12
76	108.57	3.92E+00	160.02	-133.77
77	110.00	1.86E+00	75.79	115.11
78	111.43	6.72E+00	274.12	-169.59
79	112.86	3.97E+00	161.91	94.87
80	114.29	6.60E+00	268.96	69.10

Com os dados da tabela anterior pode-se construir a seguinte representação gráfica;

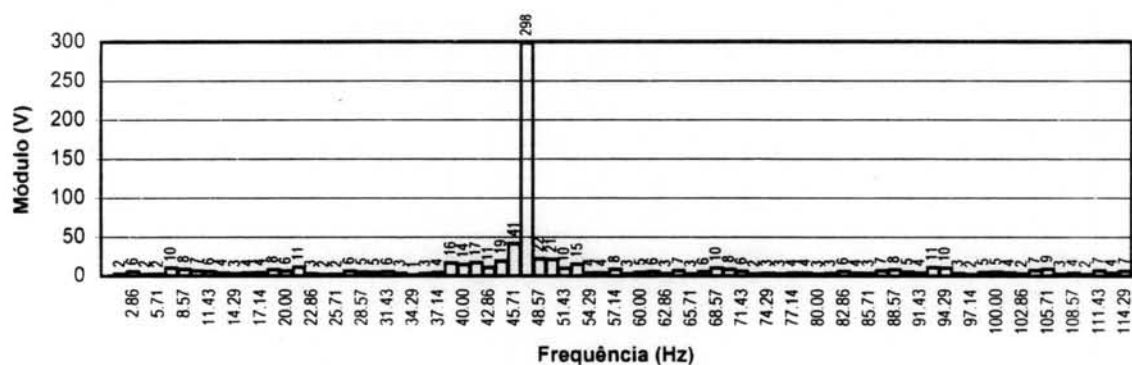


Figura (B. 8): Espectro da tensão (VS1), para o caso de uma elevação na tensão contínua de alimentação

Os resultados que de seguida são ilustrados correspondem à simulação com o algoritmo de funcionamento a frequência de comutação singular média constante, com uma tensão

contínua igual a 520 V e um período de amostragem (T_a) de 50 μ s, registando uma velocidade máxima de 1077 rpm (com funcionamento sem enfraquecimento de campo).

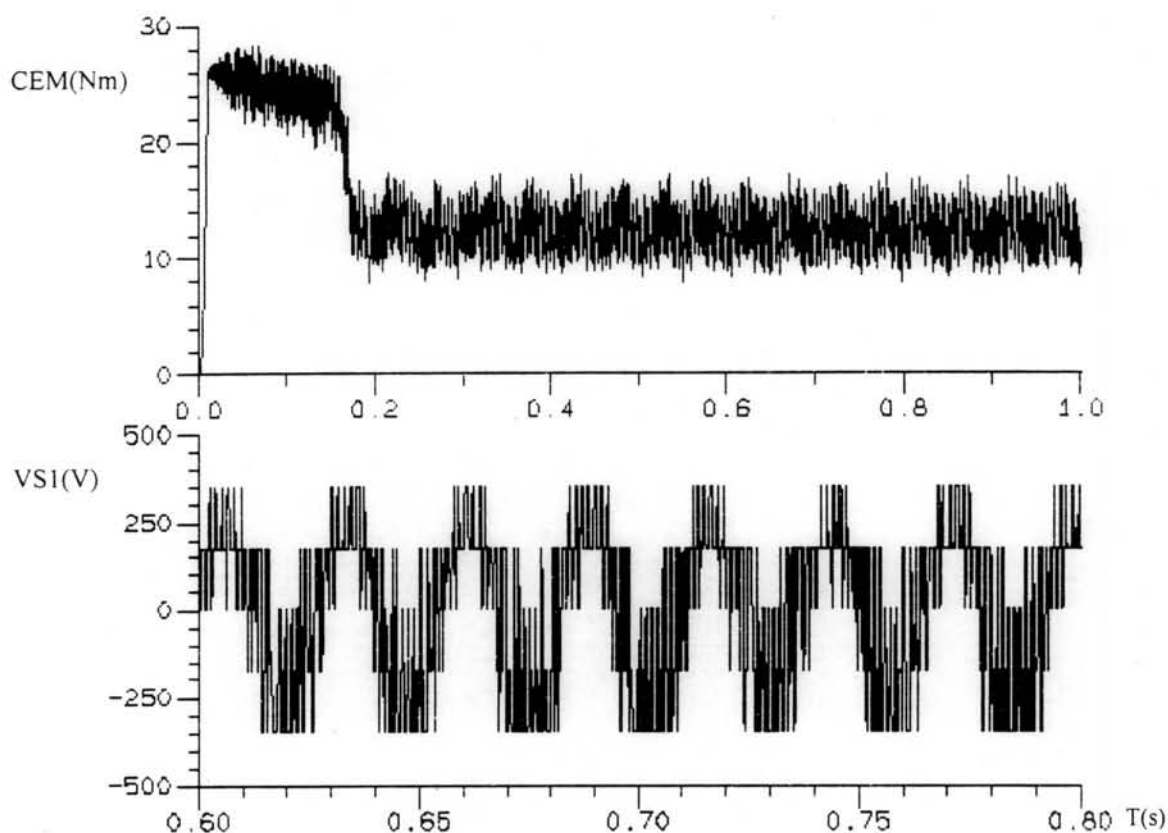


Figura (B.9): Curvas do binário(CEM) e tensão estatórica de uma fase (VS1) funcionando com frequência de comutação singular média com $T_a = 50 \mu$ s

A análise foi efectuada à curva VS1, entre 0.3 e 1.0 seg apresentando uma componente contínua igual a 2.566 V. O valor eficaz apresenta é de 211.36 V.

A frequência correspondente ao harmónico nº1 é 1.43 Hz. Para o harmónico 35 é igual a $35 \times 1.43 = 50$ Hz.

Tabela B. 5: Tabela com os resultados da análise harmónica efectuada à curva VS1- método de funcionamento com frequência de comutação singular média ($T_a = 50 \mu$ s)

Harmónico (Nº)	Frequência (Hz)	Módulo	Módulo (%)	Fase (graus)
1	1.43	4.15E+00	100.00	-20.47
2	2.86	2.42E+00	58.37	-50.14
3	4.29	1.13E+01	271.87	12.48
4	5.71	5.91E+00	142.32	19.80
5	7.14	6.79E+00	163.43	-2.61

6	8.57	1.43E+01	344.51	63.90
7	10.00	5.86E+00	140.99	20.39
8	11.43	8.34E+00	200.83	-28.94
9	12.86	8.31E+00	200.07	24.65
10	14.29	9.09E+00	218.93	13.07
11	15.71	8.05E+00	193.77	48.84
12	17.14	7.78E+00	187.18	-51.55
13	18.57	4.23E+00	101.78	-30.16
14	20.00	1.01E+01	242.83	52.20
15	21.43	6.05E+00	145.66	57.59
16	22.86	1.19E+01	285.62	57.86
17	24.29	1.04E+01	249.24	21.08
18	25.71	1.17E+01	280.59	39.09
19	27.14	1.70E+01	409.64	53.67
20	28.57	1.40E+01	337.37	-12.04
21	30.00	2.03E+01	487.84	17.07
22	31.43	2.44E+01	586.34	13.03
23	32.86	3.51E+01	845.29	33.08
24	34.29	5.03E+01	1210.23	30.14
25	35.71	1.53E+02	3690.35	31.38
26	37.14	1.40E+02	3362.25	-145.89
27	38.57	4.71E+01	1134.17	-144.09
28	40.00	3.14E+01	756.57	-138.23
29	41.43	1.59E+01	381.80	-145.20
30	42.86	1.29E+01	309.86	-136.78
31	44.29	1.62E+01	389.43	-116.68
32	45.71	1.06E+01	255.95	-141.62
33	47.14	1.12E+01	270.67	-147.94
34	48.57	3.84E+00	92.54	-130.69
35	50.00	7.55E+00	181.80	-117.99
36	51.43	8.96E+00	215.58	-117.05
37	52.86	6.12E+00	147.28	-167.85
38	54.29	7.89E+00	190.05	-140.91
39	55.71	1.30E+01	313.35	-140.59
40	57.14	6.81E+00	163.88	-85.90
41	58.57	7.23E+00	174.03	-127.39
42	60.00	5.17E+00	124.56	-89.06
43	61.43	5.14E+00	123.71	149.02
44	62.86	2.60E+00	62.64	-158.91
45	64.29	7.96E-01	19.16	29.88
46	65.71	2.57E+00	61.98	-164.28
47	67.14	5.55E-01	13.36	-28.72
48	68.57	2.66E+00	63.92	-54.61
49	70.00	5.88E+00	141.51	-126.91
50	71.43	5.20E+00	125.07	-132.21
51	72.86	3.07E+00	73.82	-154.79
52	74.29	2.00E+00	48.14	-143.40
53	75.71	1.14E+00	27.49	-139.75
54	77.14	5.25E+00	126.29	-146.25
55	78.57	1.33E+00	32.06	-167.14

56	80.00	6.40E+00	154.09	67.59
57	81.43	9.85E+00	237.16	161.26
58	82.86	8.54E-01	20.55	-24.80
59	84.29	4.85E+00	116.69	-106.61
60	85.71	4.41E+00	106.24	100.47
61	87.14	9.40E-01	22.64	-94.14
62	88.57	5.08E+00	122.32	135.60
63	90.00	2.92E+00	70.20	-71.71
64	91.43	3.28E+00	78.88	-52.03
65	92.86	8.81E+00	212.02	-158.00
66	94.29	4.82E+00	116.00	-146.13
67	95.71	1.42E+00	34.08	176.51
68	97.14	8.47E+00	203.94	-84.15
69	98.57	3.56E+00	85.65	-151.26
70	100.00	7.86E+00	189.25	-177.15
71	101.43	7.25E+00	174.45	-22.86
72	102.86	1.79E+00	43.15	45.46
73	104.29	3.85E+00	92.70	-19.82
74	105.71	3.28E+00	78.95	18.83
75	107.14	1.36E+00	32.70	171.01
76	108.57	3.39E+00	81.62	74.33
77	110.00	1.21E+00	29.07	173.78
78	111.43	3.16E+00	76.03	40.65
79	112.86	5.76E+00	138.74	-15.75
80	114.29	5.13E-01	12.35	-26.35

Com os dados da tabela anterior pode-se construir a seguinte representação gráfica;

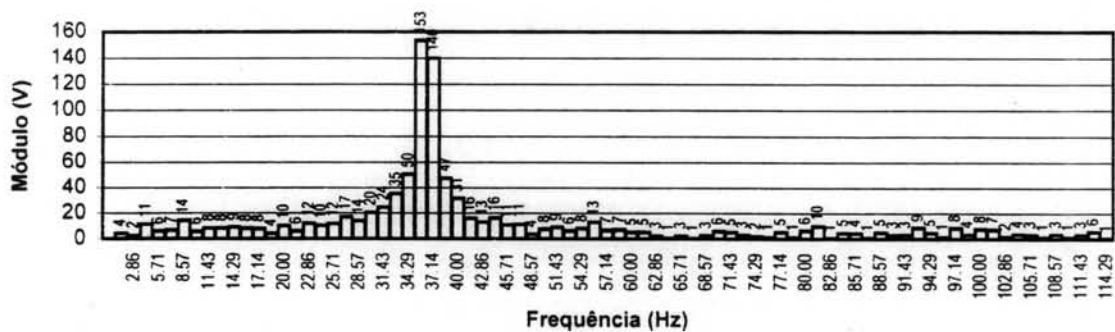


Figura (B.10): Espectro obtido para a tensão estatórica com um período de amostragem (T_a) igual a 50 μ s

Anexo C

DESCRIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA ASSÍNCRONA UTILIZADA NAS SIMULAÇÕES

Alimentação

A máquina é alimentada através de um inversor de tensão. Por defeito à alimentação corresponde uma tensão contínua (E_c) é igual a 520V. Esta tensão contínua é obtida a partir da rede 220/380V, recorrendo a um rectificador e a um filtro capacitivo.

Máquina Assíncrona

A máquina assíncrona apresenta a seguintes características:

- Tensão eficaz estatórica nominal:
220 V/380 V
- Corrente eficaz estatórica nominal
14.4 A/ 8.3 A

Frequência estatórica nominal: 50 Hz

Velocidade mecânica nominal: 1430 rpm

Número de pólos: 4

Potência mecânica nominal: 4kW

Factor de potência: $\cos(\varphi) = 0.88$

Binário nominal: 26.7 Nm

Fluxo estatórico eficaz nominal $220/100 \cdot \pi = 0.7$ Wb

Parâmetros eléctricos estabelecidos por defeito:

Resistência estatórica: 1.6

Resistência rotórica: 1.15

Indutância estatórica: 182 mH

Indutância rotórica: 194.9 mH

Indutância mútua estator/rotor: 182 mH

Estes parâmetros correspondem ao esquema equivalente eléctrico no qual as fugas estão referenciadas ao ramo secundário. Este esquema é obtido de uma forma simples a partir dos ensaios clássicos de identificação (ensaios com o rotor bloqueado e operação na situação de sincronismo).

Parâmetros mecânicos do motor em velocidade:

Coeficiente de viscosidade: 0.01 Nm/(rad/s)

Coeficiente de inércia: 0.025 kg.m²

Esquemas equivalentes da máquina assíncrona:

A máquina assíncrona pode ter um esquema equivalente do tipo

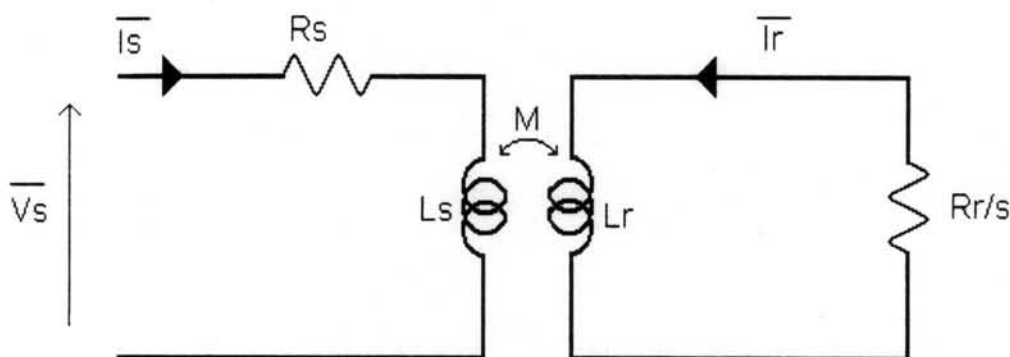


Figura (C.1): Modelo da máquina assíncrona em regime permanente

Do modelo acima ilustrado pode-se definir em esquema equivalente generalizado [4]:

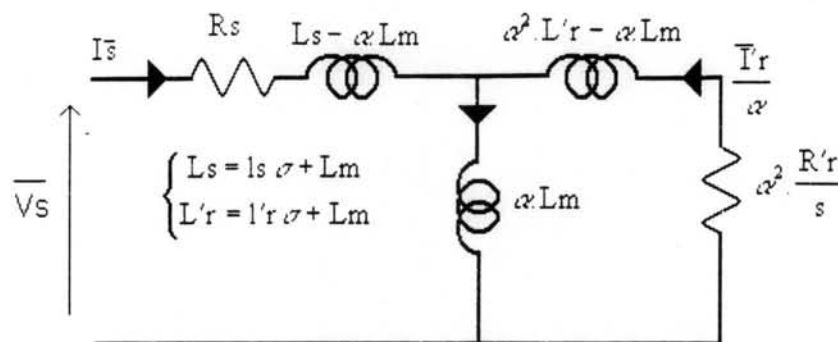


Figura (C.2): Esquema equivalente geral referenciado ao primário em regime permanente

O valor de α pode apresentar os seguintes valores:

- $\alpha=1$, no caso do esquema com a separação das indutâncias de fugas.
- $\alpha=L_m/L'_r$, no caso das fugas referenciadas ao primário.
- $\alpha=L_s/L_m$, representa o esquema com as fugas referenciadas ao secundário.

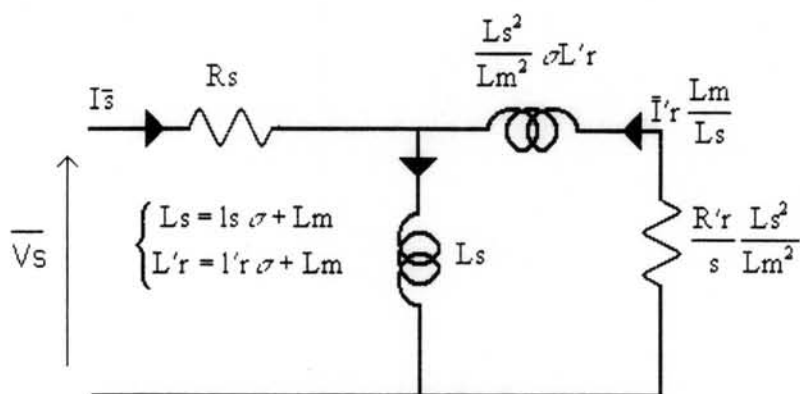


Figura (C.3): Esquema equivalente com as fugas no secundário

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. B. Dewan, G. R. Slemon, A. Straughen
Power Semiconductor Drives
John Wiley & Sons, Inc, 1984
- [2] B. K. Bose
Power Electronics and AC Drives
Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1986
- [3] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley JR, Alexander Kusko
Máquinas Eléctricas - Conversão Electromecânica da Energia Processos, Dispositivos e Sistemas
Editora MC Graw-Hill do Brasil, 1975
- [4] Xavier Roboam
De la Modélisation à la Commande des Machines Asynchrones
Edition Avril 1996
- [5] J. P. Caron, J. P. Hautier
Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone
Méthodes et Pratiques de l'ingénieur, Collection P. BORNE, Editions Technip, 1995
- [6] F. Blaschke
The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines
Siemens Review, Vol 34, May 1972
- [7] E. G. Von Westerholt
Commande non Linéaire d'une Machine Asynchrone, Filtrage Étendu du Vecteur d'état, Contrôle de Vitesse sans Capteur Mécanique
Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, 1994
- [8] New AC Drive Technologies
http://northshore.shore.net/~achatha/new_ac_tech.html
- [9] I. Takahashi, T. Noguchi
A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of na Indution Motor
IEEE Trans on Industrial Applications, Vol IA - 22 , N° 5, September 1986
- [10] James N. Nash
Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder
IEEE Trans on Industrial Applications, Vol. 33, N° 2, March/April 1997
- [11] M. Grandpierre
Commande Numérique de Machines à Commutation Électronique. Automates de Commande Rapprochée. Méthode de Simulation Numérique (SOSIE)t
Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, 1987

- [12] Manual de utilização do *POSTMAC*
INP Toulouse, 1987
- [13] Christophe Lochot
Nouvelle Loi de Controle Direct du Couple de la Machine Asynchrone a Frequence de Commutation Fixe
Diplome d'Etudes Approfondies, Automatique Informatique Industrielle, INP Toulouse 1993-1994
- [14] Mika Aaitonen, Pekka Tiitinen, Jarkko Lalu, Samuti Heikkilä
Regulação Directa do Binário em Accionamento trifásicos
Revista de Engenharia Industrial, Janeiro 1996, Ano1
- [15] El Hassan, X. Roboam, B. de Fornel, E. V. Westerholt
Torque Dynamic Behavior of Induction Machine DTC in 4 Quadrant Operation
IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimarães, Portugal, july 1997
- [16] P. Tiitinen, P. Pohjalainen, J. Lalu
The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control
EPE Journal, Vol. 5 n°1. March 1995
- [17] X. Roboam,
Variateur de vitesse pour machine asynchrone, commande en vitesse sans capteur mécanique
Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, 1981
- [18] J. Chatelain
Machines électriques
Vol. 1, Dunod Presses polytechniques Romandes 1983
- [19] B. de Fornel
Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par convertisseurs statiques. Etude des ondes de courant et de tension. Comportement en régime permanent et transitoire
Thèse de docteur es sciences, INP Toulouse, 1976
- [20] B. de Fornel
Alimentation des machines asynchrones
Collection des techniques de l'ingénieur, D 3 620
- [21] Giovanni Griva, Thomas G. Habetler, Francesco Profumo and Michele Pastorelli
Performance Evaluation of a Direct Torque Controlled Drive in the Continuous PWM-Square Wave Transition Region
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, N° 4, July 1995
- [22] I. Takahashi, T. Kanmachi
Ultra-Wide Speed Control With a Quick Torque Response AC Servo by a DSP
EPE'91, Firenze 1991

[23] I. Boldea, S. A. Nasar

*Torque Vector Control (TVC) - A Class of Fast and Robust Torque- Speed and position
Digital Controllers For Electric Drives*

Electric Machines and Power Systems, 15: 135-147, 1988

