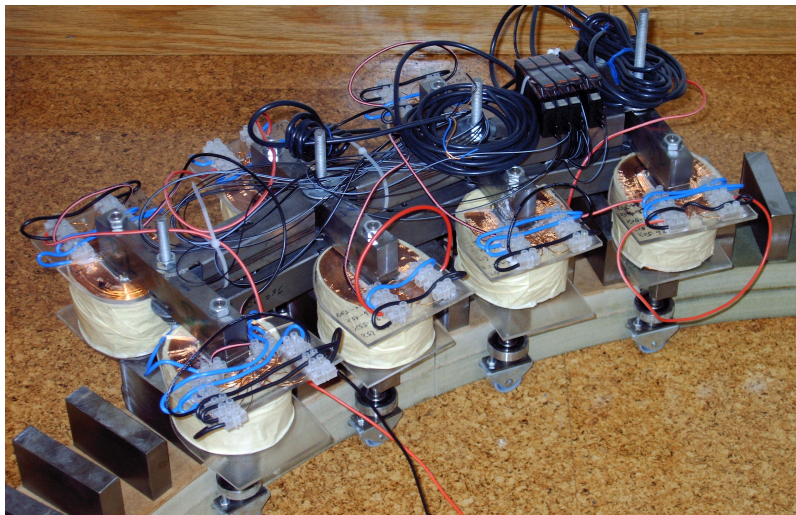




UNIVERSIDADE
DA
BEIRA INTERIOR

ACCIONAMENTO LINEAR DE
RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADO
PARA TRACÇÃO ELÉCTRICA LIGEIRA



DAVIDE SÉRGIO BAPTISTA DA FONSECA

TESE PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA

Orientadores

Professor Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita

Professora Doutora Maria do Rosário Alves Calado

MAIO DE 2008

Tese realizada sob a orientação de
Professor Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita
Professor Catedrático
e
Professora Doutora Maria do Rosário Alves Calado
Professora Auxiliar
Departamento de Engenharia Electromecânica
Universidade da Beira Interior

À Alice, à Inês e ao Raul

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Carlos Manuel Pereira Cabrita quero manifestar a minha profunda gratidão pelo seu apoio, orientação, dedicação, mas sobretudo pela amizade que sempre manifestou ao longo da execução deste trabalho.

À Professora Maria do Rosário Alves Calado, manifesto o meu apreço pela sua disponibilidade sempre manifestada, bem como pelo seu apoio e orientação.

Agradeço a todos os amigos do Departamento de Engenharia Electromecânica assim como a todos os membros do Centro de Accionamentos e Sistemas Eléctricos da Universidade da Beira Interior, em especial ao Mestre António Espírito Santo, pelo apoio, colaboração e encorajamento.

Dirijo igualmente uma palavra de apreço ao Professor António João Marques Cardoso, da Universidade de Coimbra, pelo seu incentivo, amizade, e pelos valorosos conselhos que sempre me transmitiu.

Agradeço aos meus amigos de sempre, ao Paulo, ao Rogério, e ao Jorge por estarem sempre presentes.

À minha família, particularmente à minha esposa Alice, desejo expressar o meu mais profundo agradecimento. Sem o seu apoio e sacrifício este trabalho não teria sido possível.

A todos um grande bem haja

Daide Sérgio Baptista da Fonseca

RESUMO

Em linhas gerais, um motor de relutância é uma máquina eléctrica na qual o binário, ou a força linear de tracção, são produzidos pela tendência que a sua parte móvel apresenta em deslocar-se para uma posição que maximize a energia armazenada no circuito magnético. O primeiro registo de uma máquina construída com base neste princípio data de 1838, e diz respeito a um motor de tracção construído para equipar uma locomotiva eléctrica no Reino Unido.

Devido ao facto do motor de relutância carecer de uma alimentação complexa, foi apenas a partir dos anos setenta do século XX que o seu interesse foi retomado, sobretudo no que respeita aos motores rotativos, tendo-se verificado a partir dessa altura um aumento crescente de publicações científicas e de realizações industriais. Contudo, é bastante escassa a literatura relativa às máquinas de relutância lineares, não se conhecendo ainda a existência de quaisquer aplicações industriais.

Atendendo às elevadas potencialidades do motor linear de relutância variável comutada para aplicações em tracção eléctrica ferroviária, desenvolve-se nesta tese um sistema de accionamento para ser utilizado em material circulante motor destinado a sistemas de tracção eléctrica ligeira, de baixa velocidade, especialmente vocacionados para transporte urbano de passageiros. Este sistema de accionamento é constituído por um conversor electrónico de potência, por uma unidade de controlo que engloba o dispositivo de detecção da posição relativa entre as saliências polares do primário e do secundário da máquina, e pela máquina de tracção propriamente dita, que é um motor linear de relutância variável comutado de fluxo transversal.

Como tarefas integrantes deste projecto, estabeleceu-se a estrutura mecânica e electromagnética da máquina tendo em atenção as condicionantes do traçado da via, a sua metodologia de cálculo optimizado, a escolha do conversor e do sistema de posicionamento mais adequados, a construção do motor, e a construção de um banco de ensaios estáticos e dinâmicos.

PALAVRAS CHAVE

Motor Rotativo de Relutância Variável Comutado

Motor Linear de Relutância Variável Comutado

Conversor Electrónico de Potência

Energia e Co-energia Magnéticas

Projecto, Construção e Ensaio

Simulação Dinâmica

Controlo Histerético

Cálculo Optimizado

Tolerância a Falhas

Detecção de Falhas

Fluxo Transversal

Tracção Eléctrica

Força de Tracção

Controlo PWM

ABSTRACT

In general terms, a reluctance motor is an electrical machine in which torque, or traction force, are produced by the tendency of its moveable part to move a position where the magnetic energy stored in its magnetic circuit is maximized. The earliest recorded switched reluctance motor was the one built in 1838 and employed to power a locomotive used in the Scottish Glasgow-Edinburgh railway line.

Because the switched reluctance motor needs a complex supply, it has been only on late seventeenth's that its properties recovered importance, especially in what concerned to the rotating motors, and from that has been observed an increased number of scientific publications and industrial applications. However, the longitudinal and transversal flux linear switched reluctance machines are rarely mentioned in scientific literature, and their industrial applications are practically inexistent.

Taking into account the excellent characteristics presented by the linear switched reluctance motor for railway electric traction applications, a complete drive to be used in motor rolling stock for light electric traction at low speeds, especially suitable for urban passenger transportation, is proposed and developed in this PhD Thesis. This drive system includes a power electronics converter, a control unit with a device for detection of different relative positions between primary and secondary, and a traction machine which is a transversal flux linear switched reluctance motor.

The tasks concerning this research project involved the establishment of the mechanical and electromagnetic architecture of the traction motor taking the railway line profile into account, the development of a methodology for motor optimized design, the choice of the most suitable power converter and positioning device, the construction of the motor, and the construction of an experimental setup for both standstill and dynamic tests.

KEYWORDS

Rotating Switched Reluctance Motor

Linear Switched Reluctance Motor

Project, Construction and Testing

Magnetic Energy and co-Energy

Power Electronics Converter

Dynamic Simulation

Hysteresis Control

Optimized Design

Transversal Flux

Electric Traction

Fault Tolerance

Fault Detection

Traction Force

PWM Control

ÍNDICE GERAL

	LISTA DE SÍMBOLOS	xxii
1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Enquadramento	2
1.2	Motivação	12
1.3	Estrutura da Tese	14
	Referências Bibliográficas	18
2	A MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA	21
2.1	Introdução	22
2.2	Princípio de Funcionamento	23
2.2.1	A Posição Alinhada	25
2.2.2	A Posição Não Alinhada	26
2.2.3	Restantes Posições	26
2.3	Introdução à Máquina Linear	27
2.4	Características Magnéticas das Máquinas de Relutância Variável Comutadas	31
2.5	Força de Tracção no MLRVC	34
	Referências Bibliográficas	37
3	DIMENSIONAMENTO DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA	39
3.1	Introdução	40
3.2	Estrutura da Máquina	42
3.3	Análise do Desempenho da MLRVC	44
3.4	Critérios de Dimensionamento da MLRVC	47
3.5	Inscrição em Curva da MLRVC	50
3.6	Dimensionamento da MLRVC	53
3.6.1	Definição das Variáveis de Entrada	55
3.6.2	Determinação dos Requisitos do Sistema de Tracção	56
3.6.3	Dimensionamento Geométrico da Máquina	58
3.6.4	Simulação da MLRVC	64
3.7	Conclusões	83
	Referências Bibliográficas	86

4	ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA	87
4.1	Introdução	88
4.2	Caracterização Magnética da MLRVC	91
4.3	Análise do Desempenho da MLRVC	97
4.3.1	Aplicação da Transformada Complexa Espacial à Análise de uma Máquina Tetrafásica	157
4.3.2	Diagnóstico de Falhas em MRVC Tetrafásicos	159
4.4	Estratégias de Comando, Estudo e Aplicabilidade	173
	Referências Bibliográficas	185
5	CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA	186
5.1	Introdução	187
5.2	Construção do Protótipo	188
5.3	Caracterização Ôhmica dos Enrolamentos da Máquina	195
5.4	Caracterização Térmica da Máquina	196
5.4.1	Curva de Aquecimento	197
5.4.2	Curva de Arrefecimento	204
5.4.3	Corrente Máxima Admissível nos Enrolamentos	206
5.4.4	Ensaio de Aquecimento/Arrefecimento do Protótipo	210
5.5	Caracterização Electromagnética da Máquina	219
5.5.1	Metodologia e Caracterização dos Ensaios	221
5.5.2	Resultados Obtidos	225
5.5.3	Conclusões	232
	Referências Bibliográficas	236
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	237
6.1	Contribuições Originais	238
6.2	Publicações	240
6.3	Sugestões para Trabalho Futuro	245
6.4	Observações Finais	246
A1	CONFIGURAÇÃO DO ENROLAMENTO DE EXCITAÇÃO	252

A2	CONVERSOR ELECTRÓNICO DE POTÊNCIA	257
A2.1	Circuito de Potência	258
A2.2	Circuito de Disparo	260
A3	DESENHO DE PROJECTO DOS COMPONENTES DA MÁQUINA	263
A4	PROPOSTA DE UM SISTEMA DE AFERIÇÃO DA POSIÇÃO	271

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1	– MRVC com 8 pólos no primário e 6 saliências polares no secundário - duas posições diferenciadas de alinhamento primário (estator) - secundário (rotor).	2
Figura 2.2	– Representação estrutural de um Motor Linear de Relutância Variável Comutado (MLRVC) com um primário.	27
Figura 2.3	– Representação estrutural de um Motor Linear de Relutância Variável Comutado (MLRVC) de duplo primário.	29
Figura 2.4	– Representação qualitativa das curvas de magnetização de um MRVC.	32
Figura 3.1	– Fluxograma da metodologia de dimensionamento utilizada.	41
Figura 3.2	– Esquematização de uma MLRVC plana de fluxo longitudinal.	42
Figura 3.3	– Dimensões características do MLRVC.	43
Figura 3.4	– Esquematização da MLRVC plana de fluxo transversal adoptada, e respectivas dimensões características.	44
Figura 3.5	– Triângulo de dimensionamento de uma MLRVC.	48
Figura 3.6	– Esquematização do primário e do secundário da máquina em curva, bem como das grandezas determinantes para calcular o raio de curvatura mínimo admissível.	50
Figura 3.7	– Esquematização das fases da máquina em curva, bem como das grandezas determinantes para calcular o afastamento necessário entre as fases.	51
Figura 3.8	– Representação do comprimento do primário numa curva de raio R .	53
Figura 3.9	– Diagrama de forças aplicadas a um veículo em rampa.	57
Figura 3.10	– Fluxograma do programa de simulação proposto.	65
Figura 3.11	– Índice de oscilação da força de tracção em função da posição de início de condução e da posição de comutação.	68
Figura 3.12	– Dependência da força de tracção relativamente ao par de controlo X_0 e X_C .	69
Figura 3.13	– Dependência do rendimento da máquina relativamente ao par de controlo X_0 e X_C .	70
Figura 3.14	– Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.	73
Figura 3.15	– Variação da força, em regime permanente, em função da largura das laminações da máquina, para diferentes valores do número de espiras por bobina.	79

Figura 3.16	– Raio de curvatura necessário ao protótipo laboratorial para que o número de passos polares do secundário numa semi-circunferência seja inteiro.	79
Figura 3.17	– Dimensões externas do protótipo laboratorial (comprimento).	80
Figura 3.18	– Dimensões externas do protótipo laboratorial (largura).	81
Figura 3.19	– Dimensões externas do protótipo laboratorial (altura).	81
Figura 3.20	– Formas de onda estimadas das correntes, das forças, da tensão de uma das fases e da potência na mesma fase, para o regime permanente do protótipo dimensionado.	85
Figura 4.1	– Curva de magnetização do aço macio.	92
Figura 4.2	– Evolução do comprimento médio do entreferro.	93
Figura 4.3	– Corrente nos enrolamentos de uma fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.	93
Figura 4.4	– Energia armazenada por uma fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.	94
Figura 4.5	– Força de tracção por fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.	95
Figura 4.6	– Força de tracção por fase em função da posição relativa e da corrente nos enrolamentos.	96
Figura 4.7	– Esquema eléctrico do conversor electrónico de potência do accionamento.	100
Figura 4.8	– Esquema eléctrico por fase do conversor electrónico de potência do accionamento.	101
Figura 4.9	– Desempenho global, do arranque ao regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.	105
Figura 4.10	– Desempenho global durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.	106
Figura 4.11	– Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.	107
Figura 4.12	– Desempenho da fase 1 durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.	108
Figura 4.13	– Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.	109
Figura 4.14	– Desempenho da fase 4 durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.	110
Figura 4.15	– Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.	111

Figura 4.16 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	112
Figura 4.17 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	113
Figura 4.18 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	114
Figura 4.19 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com a fase 1 em circuito aberto.	115
Figura 4.20 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com a fase 1 em circuito aberto.	116
Figura 4.21 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.	117
Figura 4.22 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.	118
Figura 4.23 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.	119
Figura 4.24 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.	120
Figura 4.25 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.	121
Figura 4.26 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.	122
Figura 4.27 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2.	123
Figura 4.28 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2.	124
Figura 4.29 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	125

Figura 4.30 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	126
Figura 4.31 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	127
Figura 4.32 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com a fase 1 em circuito aberto.	128
Figura 4.33 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com a fase 1 em circuito aberto.	129
Figura 4.34 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.	130
Figura 4.35 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.	131
Figura 4.36 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.	132
Figura 4.37 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.	133
Figura 4.38 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.	134
Figura 4.39 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.	135
Figura 4.40 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3.	136
Figura 4.41 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3.	137
Figura 4.42 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	138
Figura 4.43 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	139

Figura 4.44 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.	140
Figura 4.45 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com a fase 1 em circuito aberto.	141
Figura 4.46 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com a fase 1 em circuito aberto.	142
Figura 4.47 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.	143
Figura 4.48 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.	144
Figura 4.49 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.	145
Figura 4.50 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.	146
Figura 4.51 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.	147
Figura 4.52 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.	148
Figura 4.53 – Transformação de um enrolamento com quatro fases num sistema d-q-0 de componentes ortogonais.	158
Figura 4.54 – Vectores de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 1.	160
Figura 4.55 – Vectores de Park das tensões de fase, considerando falha de fase (circuito aberto) e as condições de funcionamento No. 1.	161
Figura 4.56 – Vectores de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 1.	162
Figura 4.57 – Vectores de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 2.	163
Figura 4.58 – Vectores de Park das tensões de fase, considerando falha de fase em circuito aberto e as condições de funcionamento No. 2.	164

Figura 4.59 – Vectores de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 2.	165
Figura 4.60 – Vectores de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 3.	166
Figura 4.61 – Vectores de Park das tensões de fase, considerando falha de fase em circuito aberto e as condições de funcionamento No. 3.	167
Figura 4.62 – Vectores de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 3.	168
Figura 4.63 – Erro relativo da força de tracção.	178
Figura 4.64 – Rendimento máximo da máquina.	178
Figura 4.65 – Máximos valores da função f_{optim2} .	179
Figura 4.66 – Rendimento da máquina com a maximização de f_{optim2} .	179
Figura 4.67 – Coeficiente de oscilação da força de tracção quando o rendimento é máximo.	180
Figura 4.68 – Coeficiente de oscilação da força de tracção quando o rendimento é máximo.	180
Figura 4.69 – Posição de início de condução para o controlo PWM.	181
Figura 4.70 – Posição de início de condução para o controlo histerético.	181
Figura 4.71 – Posição de comutação para o controlo PWM.	182
Figura 4.72 – Posição de desligar para o controlo PWM.	182
Figura 4.73 – Relação cíclica, α , para o controlo PWM.	182
Figura 4.74 – Posição de comutação para o controlo histerético.	183
Figura 4.75 – Valor de referência da corrente de fase, I_{REF} , para o controlo histerético.	183
Figura 5.1 – Vista geral do protótipo de MLRVC construído.	189
Figura 5.2 – Vista de topo da máquina, com o pormenor do sistema de apoio e guiamento do primário.	190
Figura 5.3 – Vistas de pormenor de um dente do primário da máquina com a respectiva bobina instalada.	191
Figura 5.4 – Vista de pormenor dos apoios do primário.	192
Figura 5.5 – Vistas de pormenor das travessas da máquina (peças que compõem o núcleo ferro-magnético transversal do primário).	192
Figura 5.6 – Vista geral do secundário da máquina.	193

Figura 5.7	– Pormenor de um troço de curva do secundário da máquina.	193
Figura 5.8	– Pormenores de uma peça do troço recto do secundário da máquina.	194
Figura 5.9	– Curva universal de aquecimento.	204
Figura 5.10	– Curva universal de arrefecimento.	205
Figura 5.11	– Curva de arrefecimento da MLRVC.	212
Figura 5.12	– Constante de tempo térmica da MLRVC durante o aquecimento.	215
Figura 5.13	– Temperatura de regime da MLRVC.	216
Figura 5.14	– Tempo máximo admissível para uma corrente de sobrecarga (curva de sobrecargas admissíveis).	218
Figura 5.15	– Tempo máximo admissível para uma sobrecarga (curva universal de sobrecargas).	218
Figura 5.16	– Vista geral do banco de ensaios.	220
Figura 5.17	– Pormenor do sistema de fixação mecânica da célula de carga.	220
Figura 5.18	– Esquema eléctrico simplificado, de alimentação das fases.	221
Figura 5.19	– Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 6mm após a posição de não alinhamento.	226
Figura 5.20	– Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 12mm após a posição de não alinhamento.	226
Figura 5.21	– Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 18mm após a posição de não alinhamento.	227
Figura 5.22	– Fluxo ligado com a fase 1 [Wb] em função da posição relativa e da corrente na fase.	227
Figura 5.23	– Fluxo ligado com a fase 2 [Wb] em função da posição relativa e da corrente na fase.	228
Figura 5.24	– Diferença entre os fluxos ligados [Wb], respectivamente com a fase 1 e com a fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.	228
Figura 5.25	– Força útil de tracção [N] desenvolvida pela fase 1 em função da posição relativa e da corrente na fase.	229
Figura 5.26	– Força útil de tracção [N] desenvolvida pela fase 2 em função da posição relativa e da corrente na fase.	229
Figura 5.27	– Diferença entre as forças úteis de tracção [N], respectivamente da fase 1 e da fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.	230

Figura 5.28 – Diferença, em valor percentual, entre os valores teóricos e experimentais do fluxo ligado com a fase 2 em função da posição relativa e da corrente na fase.	230
Figura 5.29 – Diferença, em valor percentual, entre os valores teóricos e experimentais da força desenvolvida no entreferro ligado com a fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.	231
Figura A1.1 – Vista geral do protótipo da MLRVC construída.	253
Figura A1.2 – Representação esquemática, em planta, da disposição das 8 bobinas.	254
Figura A1.3 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 1.	254
Figura A1.4 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 2.	255
Figura A1.5 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 3.	255
Figura A1.6 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 4.	256
Figura A2.1 – Vista geral da placa de potência.	258
Figura A2.2 – Desenho do circuito impresso da placa de potência.	259
Figura A2.3 – Circuito de disparo dos IGBT's.	261
Figura A2.4 – Projecto da placa de circuito impresso dos circuitos de disparo.	261
Figura A2.5 – Vista geral da placa de circuito impresso dos circuitos de disparo.	262
Figura A3.1 – Desenho de conjunto do circuito magnético em aço macio, de uma fase da máquina.	264
Figura A3.2 – Régua em aço macio, integrante da travessa superior do circuito magnético desenhado na figura anterior, com rasgo central para fixação do sistema de articulação.	265
Figura A3.3 – Perno roscado de fixação do circuito magnético e dos sistemas de apoio e guiamento mecânico do primário.	266
Figura A3.4 – Perfil em aço do sistema de ligação mecânica e de articulação entre fases consecutivas.	267
Figura A3.5 – Saliência polar do secundário, em aço macio, com dois furos cegos rosçados, para fixação ao suporte em MDF hidrófilo.	268

Figura A3.6 – Secção rectilínea do troço em MDF hidrófilo, do suporte do secundário, com os furos passantes para fixação das respectivas saliências polares.	269
Figura A3.7 – Secção curvilínea do troço em MDF hidrófilo, do suporte do secundário, com os furos passantes para fixação das respectivas saliências polares.	270
Figura A4.1 – Andamento esperado do sinal a obter por um sensor de proximidade, para a detecção de uma saliência polar do secundário.	272
Figura A4.2 – Diagrama de blocos correspondente às funções lógicas do sistema de aferição da posição.	275
Figura A4.3 – Pormenor da instalação dos sensores de proximidade.	276

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1	– Sistemas de accionamento em tracção eléctrica ferroviária.	7
Tabela 3.1	– Características do dimensionamento geométrico do veículo para aplicação no cálculo do MLRVC.	58
Tabela 3.2	– Parâmetros dimensionais do MLRVC 8/6, simulado para definição das posições de referência X_0 e X_C .	67
Tabela 3.3	– Topologias de enrolamento possíveis para o protótipo laboratorial.	82
Tabela 3.4	– Parâmetros do protótipo 8/6 seleccionado.	84
Tabela 4.1	– Sumário das condições de desempenho analisadas.	102
Tabela 4.2	– Esquematização das situações de funcionamento correspondentes aos oscilogramas expostos nas Figuras 4.9 a 4.52.	104
Tabela 4.3	– Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 1.	150
Tabela 4.4	– Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 2.	151
Tabela 4.5	– Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 3.	152
Tabela 4.6	– Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 4.	153
Tabela 4.7	– Velocidade média e coeficiente de ondulação da velocidade.	154
Tabela 4.8	– Força de tracção média e coeficiente de ondulação da força.	154
Tabela 4.9	– Valores das potências em jogo.	155
Tabela 4.10	– Sumário das diferentes estratégias de diagnóstico de falhas em MLRVCs.	159
Tabela 4.11	– Valores normalizados das componentes d e q do Vector de Park das correntes de fase.	169
Tabela 4.12	– Coeficiente de severidade de falha baseado nos valores normalizados das componentes d e q do Vector de Park das correntes de fase.	170
Tabela 4.13	– Valores médios das componentes d e q do Vector de Park das tensões de fase para uma fase em circuito aberto.	171

Tabela 5.1	– Valor da resistência das bobinas da máquina.	195
Tabela 5.2	– Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento.	211
Tabela A1.1	– Números de espiras por troços, em percentagem do número de espiras por ramo.	256
Tabela A4.1	– Estudo para um <i>encoder</i> de 4 bits.	273
Tabela A4.2	– Estudo para um <i>encoder</i> de 3 bits.	273
Tabela A4.3	– Mapas de Karnaugh.	274

LISTA DE SÍMBOLOS

A_B	Área seccional das bobinas
B	Densidade de fluxo magnético
b_p	Comprimento dos dentes do primário
b_s	Comprimento dos dentes do secundário
C_f	Comprimento da fase
C_m	Comprimento da máquina
c	Calor específico
c_p	Comprimento das cavas do primário
d_{cu}	Diâmetro do condutor da bobinagem
F	Força desenvolvida por uma fase
F	Força total desenvolvida pela máquina
F_R	Esforço de tracção
F_a	Força de atrito de rolamento
F_{max}	Força de tracção máxima desenvolvida pela máquina
F_{med}	Força de tracção media desenvolvida pela máquina
F_{min}	Força de tracção mínima desenvolvida pela máquina
F_{ref}	Força de tracção de referência para o dimensionamento da máquina
f_J	Força desenvolvida em cada instante pela fase J
f_{optim1}	Função de optimização das variáveis de controlo para o critério 1
f_{optim2}	Função de optimização das variáveis de controlo para o critério 2
f_{res}	Força resistente ao movimento (carga)
g	Comprimento do entreferro
H	Intensidade do campo magnético
H_f	Intensidade do campo magnético no ferro
H_g	Intensidade do campo magnético no entreferro
h	Coefficiente de transferência de calor
h	Tamanho do passo do método iterativo de Runge-Kutta
h_B	Altura das bobinas
h_p	Altura das cavas do primário
h_s	Altura das cavas do secundário
I	Intensidade, constante, da corrente nas fases
I	Intensidade da corrente de aquecimento nos enrolamentos das fases
I_{IN1}	Intensidade genérica da corrente na fase 1 (valor eficaz e valor médio)
I_{IN2}	Intensidade genérica da corrente na fase 2 (valor eficaz e valor médio)
I_{IN3}	Intensidade genérica da corrente na fase 3 (valor eficaz e valor médio)
I_{IN4}	Intensidade genérica da corrente na fase 4 (valor eficaz e valor médio)
I_N	Valor nominal da intensidade de corrente nos enrolamentos das fases

I_{REF}	Valor de referência da intensidade de corrente nas fases, para o controlo histerético
I_{bobina}	Valor eficaz da intensidade de corrente nos enrolamentos das fases
I_{dav}	Valor médio da componente directa do Vector de Park das correntes nas fases
I_{davn}	Valor médio normalizado da componente directa do Vector de Park das correntes nas fases
I_{max}	Valor eficaz máximo da intensidade de corrente nos enrolamentos das fases
I_{pu}	Valor eficaz da intensidade de corrente nos enrolamentos das fases, em valores por unidade
I_{qav}	Valor médio da componente em quadratura do Vector de Park das correntes nas fases
I_{qavn}	Valor médio normalizado da componente em quadratura do Vector de Park das correntes nas fases
I_{sc}	Valor eficaz da intensidade de corrente de sobrecarga nos enrolamentos das fases
i	Inclinação da rampa
i	Valor instantâneo da intensidade de corrente nos enrolamentos das fases
i_A	Valor instantâneo da intensidade da corrente no braço A do conversor electrónico de potência, associado à fase 1
i_B	Valor instantâneo da intensidade da corrente no braço B do conversor electrónico de potência, associado à fase 2
i_C	Valor instantâneo da intensidade da corrente no braço C do conversor electrónico de potência, associado à fase 3
i_D	Valor instantâneo da intensidade da corrente no braço D do conversor electrónico de potência, associado à fase 4
i_{DC}	Valor instantâneo da intensidade da corrente à entrada do conversor electrónico de potência
i_{IN1}	Valor instantâneo da intensidade de corrente na fase 1
i_{IN2}	Valor instantâneo da intensidade de corrente na fase 2
i_{IN3}	Valor instantâneo da intensidade de corrente na fase 3
i_{IN4}	Valor instantâneo da intensidade de corrente na fase 4
i_J	Valor instantâneo da intensidade de corrente nos enrolamentos da fase genérica J
i_d	Valor instantâneo da componente directa do Vector de Park das correntes nas fases
i_m	Valor instantâneo da intensidade de corrente nos enrolamentos da fase m
i_q	Valor instantâneo da componente em quadratura do Vector de Park das correntes nas fases
i_1	Valor instantâneo da intensidade de corrente nos enrolamentos da fase 1
J	Densidade de corrente
J	Índice referente ao número da fase

K_{CC}	Factor de correcção relativo à deformação geométrica da bobina relativamente à geometria idealizada, inerente à cabeça das bobinas
K_{CW}	Factor de correcção relativo à deformação geométrica da bobina relativamente à geometria idealizada, inerente à parte rectilínea das bobinas
K_F	Índice de oscilação da força de tracção
K_1	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{1v}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{1x}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi J}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi m}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi 1}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi 2}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi 3}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{1\phi 4}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_2	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{2v}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{2x}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi J}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi m}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi 1}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi 2}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi 3}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{2\phi 4}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_3	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{3v}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{3x}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi J}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi m}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi 1}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi 2}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi 3}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{3\phi 4}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_4	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{4v}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
K_{4x}	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{4\phi J}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{4\phi m}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{4\phi 1}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta

$K_{4\phi 2}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{4\phi 3}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
$K_{4\phi 4}$	Coeficiente utilizado no método iterativo de Runge-Kutta
k	Um inteiro usado para definir o número de iterações usadas na simulação
k_e	Factor de enchimento das cavas
k_{ripp}	Coeficiente de oscilação da força de tracção
L	Indutância da fase correspondente a uma determinada posição
l_B	Largura das bobinas
l_{Bmax}	Valor máximo possível da largura das bobinas
l_e	Comprimento médio de cada espira das bobinas
l_f	Comprimento médio das linhas de fluxo magnético no ferro
l_g	Comprimento médio do entreferro
l_m	Largura total da máquina
M	Massa da parte móvel da máquina (primário)
M	Massa de um corpo homogéneo
m	Número de fases
N	Número de espiras do enrolamento
N_J	Número de espiras da fase J
N_{bd}	Número de bobinas por dente do primário
N_{br}	Número de bobinas por ramo da fase
N_d	Número de espiras efectivas do enrolamento directo d
N_{df}	Número de dentes do primário por fase
N_e	Numero de espiras por bobina
N_m	Número de espiras da fase m
N_q	Número de espiras efectivas do enrolamento em quadratura q
N_r	Número de ramos por fase
N_{sc}	Número de saliências polares do secundário numa curva de 180°
N_1	Número de espiras da fase 1
N_1	Números de pólos do primário
N_2	Número de espiras da fase 2
N_2	Números de pólos do secundário
N_3	Número de espiras da fase 3
N_4	Número de espiras da fase 4
n	Número inteiro adimensional
P_N	Componente normal do peso do veículo, relativa ao sentido de deslocação
P_T	Componente tangencial do peso do veículo, relativa ao sentido de deslocação
P_{cu}	Perdas por efeito de Joule nos enrolamentos da máquina

P_d	Potência mecânica desenvolvida pela máquina
P_{diss}	Potência calorífica dissipada pela máquina para o meio envolvente
P_{in}	Potência calorífica fornecida à máquina
P_{in}	Potência eléctrica absorvida pela máquina
P_{out}	Potência mecânica útil desenvolvida pela máquina
Q	Energia de aquecimento da máquina
R	Raio mínimo admissível em curva
R	Resistência dos enrolamentos
\mathfrak{R}	Relutância do circuito magnético
R_F	Resistência do enrolamento à temperatura θ_{mF}
R_J	Resistência do enrolamento da fase J com todas as espiras em série
R_{amb}	Resistência do enrolamento à temperatura θ_{amb}
$R_{ambiente}$	Resistência do enrolamento à temperatura ambiente
R_b	Resistência de uma bobina com N_e espiras
R_m	Resistência do enrolamento da fase m com todas as espiras em série
R_{min}	Menor dos raios de curvatura utilizados
R_t	Resistência do enrolamento no instante t
R_θ	Resistência do enrolamento à temperatura θ
R_1	Resistência do enrolamento da fase 1 com todas as espiras em série
R_1	Resistência do enrolamento no instante t_1
R_2	Resistência do enrolamento da fase 2 com todas as espiras em série
R_2	Resistência do enrolamento no instante t_2
R_{20}	Resistência do enrolamento à temperatura de 20°C
R_3	Resistência do enrolamento da fase 3 com todas as espiras em série
R_4	Resistência do enrolamento da fase 4 com todas as espiras em série
R_{40}	Resistência do enrolamento à temperatura de 40 °C
$R1$	Raio da circunferência interior utilizada na definição do raio de curvatura mínimo
$R2$	Raio da circunferência exterior utilizada na definição do raio de curvatura mínimo
S	Área total da superfície de dissipação da máquina
S_{cu}	Secção do condutor da bobinagem
sc	Capacidade de sobrecarga da máquina
t	Tempo
t^*	Tempo em valores por unidade
t_i	Valor do tempo correspondente à iteração i do método iterativo de Runge-Kutta
t_{final}	Instante final de um ciclo de alimentação da máquina durante os ensaios estáticos

t_0	Instante inicial de um ciclo de alimentação da máquina durante os ensaios estáticos
t_1	Primeiro instante de medição da resistência dos enrolamentos da máquina durante o ensaio de arrefecimento
t_2	Segundo instante de medição da resistência dos enrolamentos da máquina durante o ensaio de arrefecimento
U_m	Energia acumulada num campo magnético por unidade de volume
U_{mfJ}	Energia acumulada no campo magnético, do material ferro-magnético da fase J , por unidade de volume
U_0	Tensão contínua à entrada do conversor electrónico de potência
u	Valor instantâneo da tensão aplicada aos enrolamentos das fases, nos ensaios estáticos
u_1	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 1, quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
u_2	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 2, quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
u_3	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 3, quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
u_4	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 4, quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
V	Tensão aplicada aos terminais de cada fase
V_J	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase J , quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
V_{Jav}	Valor médio da tensão aos terminais da fase J
V_{dav}	Valor médio da componente directa do Vector de Park das tensões de fase
V_m	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase m , quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
V_{qav}	Valor médio da componente em quadratura do Vector de Park das tensões de fase
V_0	Tensão contínua de alimentação
V_1	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 1, quando se têm todas as espiras da fase ligadas em série
v	Velocidade linear média da máquina
v_d	Valor instantâneo da componente directa do Vector de Park das tensões de fase
v_{max}	Valor instantâneo máximo da velocidade linear da máquina
v_{min}	Valor instantâneo mínimo da velocidade linear da máquina
v_n	Velocidade linear nominal da máquina
v_q	Valor instantâneo da componente em quadratura do Vector de Park das tensões de fase
v_1	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 1
v_2	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 2

v_3	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 3
v_4	Valor instantâneo da tensão aos terminais da fase 4
X_C	Posição relativa entre primário e secundário em que a tensão no enrolamento é comutada para desmagnetizar a fase excitada (posição de comutação)
X_{OFF}	Posição de desligação (controlo PWM no quarto quadrante)
X_0	Posição relativa entre primário e secundário de início de condução
x	Coordenada de posição
x_J	Posição relativa entre o primário e o secundário da fase J
x_n	Coordenada de posição correspondente à iteração n no método iterativo de Runge-Kutta
x_{n+1}	Coordenada de posição correspondente à iteração $n+1$ no método iterativo de Runge-Kutta
x_{passo}	Deslocamento de passo
x_0	Coordenada de posição inicial no método iterativo de Runge-Kutta
W'	Co-energia magnética
W_m	Energia magnética
W_{mJ}	Energia magnética correspondente à fase J
w	Largura das laminações da máquina
z	Número de incrementos de τ_s
α	Abertura angular, relativamente ao centro da curva, da distância entre duas fases contíguas
α	Ângulo de inclinação da rampa
α	Ângulo de passo
α	Relação cíclica do sinal PWM
α_{amb}	Coefficiente de temperatura do material condutor para a temperatura ambiente
α_{θ_1}	Coefficiente de temperatura do material condutor para a temperatura θ_1
α_1	Ângulo ao centro definido no estudo da inscrição em curva da máquina
α_2	Abertura angular, relativamente ao centro da curva, da distância entre dois pólos contíguas do secundário
α_{20}	Coefficiente de temperatura do material condutor para a temperatura de 20°C
α_{40}	Coefficiente de temperatura do material condutor para a temperatura de 40°C
Δt	Incremento de tempo associado ao tamanho do passo, no método iterativo de Runge-Kutta
Δx	Incremento da posição associado ao tamanho do passo, no método iterativo de Runge-Kutta
$\Delta\theta$	Varição de temperatura num corpo de massa M
$\Delta\theta_m$	Varição de temperatura de uma máquina eléctrica
δ	Coefficiente de atrito de rolamento
ϵ	Erro de truncatura local do método iterativo de Runge-Kutta

η	Rendimento
θ	Desfasamento angular entre o eixo da fase 1 da máquina e o eixo directo do sistema de componentes ortogonais d-q-0
θ	Temperatura num corpo de massa M
θ^*	Aquecimento da máquina em valores por unidade
θ_{Amax}	Temperatura ambiente definida nas normas internacionais CEI
θ_{Mmax}	Temperatura máxima admissível pelo material isolante
θ_{amb}	Temperatura ambiente durante o ensaio de aquecimento/arrefecimento
$\theta_{ambiente}$	Temperatura ambiente
θ_m	Temperatura da máquina
θ_{mF}	Temperatura final de estabilidade térmica da máquina no ensaio de aquecimento
θ_0	Temperatura inicial da máquina no ensaio de aquecimento
θ_1	Temperatura da máquina no instante t_1 do ensaio de arrefecimento
θ_2	Temperatura da máquina no instante t_2 do ensaio de arrefecimento
μ_0	Permeabilidade magnética do vazio
ρ	Resistividade do material condutor
ρ_{amb}	Resistividade do material condutor à temperatura ambiente
ρ_{20}	Resistividade do material condutor à temperatura de 20°C
ρ_θ	Resistividade do material condutor à temperatura θ
ρ_{θ_1}	Resistividade do material condutor à temperatura θ_1
ρ_{θ_2}	Resistividade do material condutor à temperatura θ_2
τ_{aq}	Constante de tempo térmica de aquecimento
τ_{arr}	Constante de tempo térmica de arrefecimento
τ_p	Passo polar do primário
τ_s	Passo polar do secundário
τ_{sc}	Passo polar do secundário em curva, medido ao longo do perímetro da mesma curva
ϕ	Fluxo magnético
ϕ_J	Fluxo magnético associado à fase J
ϕ_m	Fluxo magnético associado à fase m
ϕ_1	Fluxo magnético associado à fase 1
ϕ_2	Fluxo magnético associado à fase 2
ϕ_3	Fluxo magnético associado à fase 3
ϕ_4	Fluxo magnético associado à fase 4
Ψ	Fluxo ligado

CAPÍTULO

1

INTRODUÇÃO

Neste capítulo introdutório são abordados todos os aspectos relacionados com o enquadramento, a motivação, e a estrutura organizativa subjacentes a esta tese de doutoramento. No que respeita ao enquadramento, apresentam-se alguns conceitos genéricos sobre máquinas eléctricas, situando a máquina proposta no universo das máquinas eléctricas, particularmente no domínio das aplicações em tracção eléctrica ferroviária. No sub-capítulo respeitante à motivação, o autor discrimina as razões inerentes à escolha do tema, tecendo algumas considerações relacionadas com a complexidade do projecto de máquinas e accionamentos eléctricos. Finalmente, expõe-se a estrutura organizativa considerada para este trabalho, explicitando-se não só os conteúdos de cada capítulo, mas também as opções tipográficas adoptados e as respectivas justificações.

1.1 Enquadramento

As máquinas eléctricas, exceptuando o transformador, são sistemas electromagnéticos de conversão de energia mecânica em energia eléctrica – funcionamento no modo gerador –, ou vice-versa – funcionamento como motor. A sua influência no desenvolvimento da sociedade acentuou-se nos finais do Século XIX, devido essencialmente não só à procura crescente de energia eléctrica, mas também pelas vantagens que os accionamentos eléctricos industriais começavam a apresentar face aos clássicos accionamentos a vapor de então, ou seja, menor dimensão, maior potência específica, maior segurança, rendimento significativamente mais elevado, e maior limpeza e flexibilidade no que respeita ao ambiente fabril. Como é sabido, as primeiras máquinas eléctricas construídas com carácter industrial foram os geradores de corrente contínua, que tiveram continuidade nos motores do mesmo tipo, não só nas indústrias transformadoras mas também nos sistemas de transportes colectivos de passageiros, urbanos e de longo curso, devido aos trabalhos do norte-americano Thomas Alva Edison (Milan, Ohio, 11.2.1847 – West Orange, New Jersey, 18.10.1931) e do alemão Werner von Siemens (Lenthe, 13.12.1816 – Berlim, 6.12.1892). Posteriormente, graças aos trabalhos no domínio das correntes alternadas, levados a cabo nos Estados Unidos da América por Nikola Tesla (Similjan, Croácia, 10.7.1856 – New York, 7.1.1943) e por George Westinghouse (New York, 6.10.1846 – New York, 12.3.1914), tornou-se possível aproveitar industrialmente os campos girantes trifásicos assim como o transformador, para incrementar significativamente a eficiência e a fiabilidade da geração, do transporte, e da utilização da energia eléctrica.

Uma das aplicações dos accionamentos eléctricos, que mais tem contribuído para o desenvolvimento sustentado e estruturado das sociedades modernas, tanto economicamente como em termos ambientais, diz respeito à tracção eléctrica ferroviária, que representa um sector em constante desenvolvimento, e

cuja evolução pode ser historicamente sintetizada através dos seguintes degraus tecnológicos [1,2,3]:

- Nos primórdios das electrificações dos caminhos de ferro, sobretudo nos Estados Unidos na tracção urbana, e mais tarde na Europa, o accionamento por excelência foi o motor de corrente contínua com excitação em série, na medida em que apresenta um conjunto de características notáveis, como é sabido: a) permite uma alimentação directa, a partir do fio de contacto ou da catenária; b) a sua característica mecânica é bastante maleável, com a velocidade bastante dependente da carga e um binário de arranque muito favorável; c) permite um controlo reostático simples; d) permite o seu funcionamento como gerador em travagem reostática ou regenerativa, apenas por simples transformação da excitação em série para excitação independente.

Todavia, devido às limitações impostas pelo colector, no que concerne à tensão máxima admissível entre lâminas consecutivas, que se deve situar entre 20 V e 25 V, a tensão nominal de funcionamento dos motores de corrente contínua não deve ser superior a 1500 V, o que sempre limitou, por sua vez, a tensão nominal das instalações de tracção eléctrica, que se situa em 1500 V e 3000 V na grande tracção (transmissão por catenária), entre 550 V e 650 V nos fios aéreos de contacto na tracção urbana de superfície, e em 750 V no terceiro carril de metropolitanos.

Por questões de segurança e de simplicidade de dimensionamento do material circulante motor, todos os sistemas de tracção eléctrica urbana têm vindo a manter-se em corrente contínua, com as tensões nominais indicadas anteriormente, ao contrário da grande tracção, que atingiu o seu auge por volta dos anos 60 do século passado, dando lugar às electrificações em corrente alternada monofásica. Na prática, a limitação da tracção eléctrica em corrente contínua reside na reduzida tensão nominal, na medida em que as intensidades de corrente nas catenárias

são significativas, obrigando à utilização de cabos de grande secção e de um elevado número de subestações de alimentação, com a finalidade de se compensarem as quedas de tensão, por vezes bastante elevadas. Saliente-se que este sistema de tracção eléctrica atingiu um nível tecnológico significativo em França, Espanha, Itália, Reino Unido, Bélgica, Holanda, Polónia, e União Soviética.

- Em simultâneo com o desenvolvimento das electrificações em corrente contínua na grande tracção, os países da Europa Central – Suíça, Alemanha e Áustria –, assim como os países nórdicos – Noruega e Suécia –, ainda antes da Primeira Guerra Mundial optaram por electrificar os seus caminhos de ferro em corrente alternada monofásica a 15 kV, exactamente para reduzir as intensidades de corrente nas catenárias e aumentar desse modo a distância entre subestações de tracção. Por outro lado, para se aproveitar as excelentes características dos motores com colectores de excitação em série, a frequência de alimentação escolhida foi de $16 \frac{2}{3}$ Hz, para se poder utilizar como motor de tracção exactamente o motor monofásico com colectores, com uma comutação aceitável.

Todavia, este sistema de tracção não teve continuidade noutros países, uma vez que a frequência utilizada, não correspondendo à frequência comercial de distribuição, obrigava à existência de uma rede eléctrica exclusiva para o caminho de ferro, como sucede na Suíça, ou, como acontece com os restantes países que adoptaram este sistema, ao dimensionamento de subestações com conversão de frequência.

Saliente-se que, como é sabido, na comutação do motor de corrente contínua pura é gerada entre lâminas consecutivas do colector curto-circuitadas pelas escovas uma força electromotriz, designada por f.e.m. reactiva ou de comutação, proporcional à velocidade e que é neutralizada através de pólos auxiliares, conseguindo-se uma comutação

praticamente escura, isto é, com ausência de faíscas nos contactos entre as escovas e o colector. Porém, nos motores monofásicos de colector, designados na terminologia ferroviária por motores directos de corrente alternada, além da existência daquela f.e.m. de comutação, existe ainda uma outra f.e.m., devida ao facto do fluxo indutor ser alternado sinusoidal, e conhecida como f.e.m. estática ou de transformação, que é independente da velocidade e de difícil neutralização, sendo tanto mais elevada quanto maior for a frequência de alimentação do motor [2,3].

- A par das electrificações em corrente contínua a 1500 V e a 3000 V, e em corrente alternada monofásica a 15 kV e 16 2/3 Hz, a partir dos anos 10 do século passado a Itália desenvolveu na grande tracção a tecnologia das electrificações em corrente alternada trifásica, com duas fases de alimentação na catenária e a terceira fase nos carris, tendo electrificado 106 km a 3 kV e 15 Hz, 172 km a 10 kV e 45 Hz, e 1120 km a 3,7 kV e 16 2/3 Hz. Este sistema teve como finalidade aproveitar as vantagens do motor assíncrono trifásico de rotor bobinado, eliminando assim o colector, as escovas, e os difíceis fenómenos de comutação inerentes sobretudo aos motores monofásicos de colector. Contudo, não teve grande sucesso, e foi gradualmente convertido para corrente contínua a 3000 V, tendo a sua completa substituição sido verificada em 1976.
- Os primeiros trabalhos de investigação sobre a electrificação dos caminhos de ferro em corrente alternada monofásica à frequência comercial de distribuição tiveram lugar na Hungria a partir de 1923, tendo sido electrificados 190 km a 16 kV e 50 Hz. Em 1936 foi a vez dos caminhos de ferro alemães construírem a sua linha experimental a 20 kV e 50 Hz, com uma extensão de 56 km, tendo os trabalhos sido interrompidos durante a Segunda Guerra Mundial. Contudo, imediatamente a seguir ao final deste conflito, os caminhos de ferro franceses reiniciaram os ensaios naquela mesma linha, tendo construído

as suas próprias linhas em 1948 e 1951, onde ensaiaram diversos tipos de sistemas de accionamento – motores monofásicos de colectores com excitação em série alimentados directamente a 50 Hz, motores de corrente contínua rectificadas alimentados através de ignitrões, motores de indução trifásicos de rotor em gaiola alimentados por um grupo conversor rotativo de fases e de frequência, e motores de corrente contínua alimentados por um grupo conversor rotativo motor síncrono-gerador de corrente contínua.

Em Maio de 1955, como consequência de um congresso ferroviário realizado em Lille, foi decidido que as futuras electrificações a realizar em corrente alternada monofásica seriam a 25 kV e 50 Hz, tendo este sistema sido adoptado de uma forma praticamente universal, a partir de então.

- Ainda com a finalidade de se aumentar a distância entre subestações de tracção, durante a década de 1970 o construtor norte-americano General Electric procedeu à electrificação de três linhas experimentais de grande tracção, situadas nos Estados Unidos, no Canadá e na África do Sul, a 50 kV e 50 Hz ou 60 Hz, não tendo alcançado grande sucesso devido aos elevados níveis de tensão no interior das locomotivas, construídas igualmente por aquele fabricante.

Como facilmente se constata, existem dois grandes sistemas de tracção eléctrica ferroviária, ou seja, a corrente contínua a 550 V – 750 V em redes urbanas e a 1500 V e 3000 V na grande tracção, e a corrente monofásica a 15 kV e 16 2/3 Hz e a 25 kV e 50 Hz. Como complemento desta breve evolução histórica, na Tabela 1.1 discriminam-se os sistemas de accionamento que têm vindo a ser utilizados no material circulante motor, sendo os motores de tracção designados com base na normalização ferroviária. Por exemplo, um mesmo motor de corrente contínua com excitação em série, se for alimentado directamente a partir da catenária e controlado apenas através de reóstato, é

designado por *motor directo de corrente contínua*. Contudo, se o seu controlo se realizar através de um talhador, passará a ser designado por *motor de corrente ondulada*, devido à forma de onda da corrente de tracção [2,3,4].

Sistemas de tracção eléctrica	Sistemas de accionamento	
	Motores de tracção	Controlo
Corrente contínua 550 V 750 V 1500 V 3000 V	Motor directo de corrente contínua	Reóstato
	Motor de corrente ondulada	Talhador
	Motor síncrono trifásico auto-pilotado, com anéis e escovas	Talhador e ondulator de tensão
	Motor de indução trifásico de rotor em gaiola	Talhador e ondulator de tensão ou de corrente
Corrente monofásica 15 kV 16 2/3 Hz 25 kV 50 Hz	Motor directo de corrente alternada	Transformador e graduador de tensão
	Motor de corrente rectificada	Transformador, graduador de tensão e rectificador a díodos
	Motor de corrente rectificada	Transformador e rectificador a tiristores
	Motor síncrono trifásico auto-pilotado, com anéis e escovas	Transformador, rectificador a tiristores e ondulator de tensão
	Motor de indução trifásico de rotor em gaiola	Transformador, rectificador a tiristores e ondulator de tensão

Tabela 1.1 – Sistemas de accionamento em tracção eléctrica ferroviária.

Presentemente, o sistema de accionamento normalizado em ambos os sistemas de tracção eléctrica é o motor de indução trifásico de rotor em gaiola associado ao ondulator de tensão. Contudo, tudo indica que este sistema de accionamento será substituído a muito curto prazo pelo motor síncrono trifásico com magnetos permanentes associado ao ondulator de tensão, sendo de referir que a quarta geração de comboios de alta velocidade fabricados pelo construtor francês ALSTOM, com a designação de AGV[®] (*Automotrice à Grande Vitesse*), a entrar em serviço dentro de poucos meses, já será equipada com este

novo sistema de accionamento. De facto, ao comparar-se o motor síncrono trifásico com magnetos permanentes com o motor de indução trifásico de rotor em gaiola, constata-se haver um conjunto de vantagens significativas, a saber:

- Potência e binário específicos mais elevados, o que se traduz numa redução de peso e de volume ocupado para a mesma potência, ou num incremento da potência instalada para a mesma bitola da via.
- Característica mecânica mais favorável, por se conseguir um binário máximo constante para toda a gama de velocidades.
- Velocidade de rotação mais elevada, o que permite otimizar as relações de transmissão, sobretudo na alta e na grande velocidade (até respectivamente 350km/h e 220km/h).
- Maior eficiência energética, uma vez que não existe enrolamento e, conseqüentemente, perdas por efeito de Joule no rotor.
- Maior fiabilidade, na medida em que o rotor é mais robusto, não se correndo o risco de fracturas nas barras da gaiola de esquilo.
- Maior disponibilidade operacional.

Em termos tecnológicos, sem dúvida que os accionamentos rotativos se apresentam como a solução mais eficaz na esmagadora maioria das aplicações em tracção eléctrica. No entanto, existem situações particulares em que os accionamentos lineares podem substituir vantajosamente aqueles accionamentos rotativos, nomeadamente quando se pretendem muito altas velocidades em regime permanente, como é o caso dos sistemas *maglev*, que utilizam motores lineares síncronos com magnetos permanentes, ou quando, por limitações de espaço, como sucede nos metropolitanos, interessa reduzir o diâmetro das rodas, como sucede por exemplo com o Metro de Copenhaga, equipado com motores lineares de indução.

Apesar dos accionamentos lineares não conseguirem competir com os accionamentos rotativos convencionais, no que respeita ao rendimento e ao factor de potência, pelo facto dos entreferros serem significativamente mais elevados, apresentam contudo um conjunto bastante interessante de vantagens, a levar em consideração [5]:

- O movimento de tracção é independente da aderência, o que torna os arranques e as travagens mais rápidas. Esta característica permite otimizar os mapas de serviço sobretudo no transporte urbano e suburbano.
- A construção é mais robusta, devido à própria geometria dos motores, na medida em que o primário, isto é, a parte electromagnética que contém o enrolamento, pode ser completamente encapsulada em material isolante, tornando assim a máquina independente das condições ambientais.
- A sua manutenção é praticamente inexistente, tanto mais que nem sequer existem rolamentos, que são por vezes sede de problemas relacionados com o suporte e o alinhamento dos veios.
- A sua disponibilidade operacional é praticamente igual a 100%.

Além do motor síncrono com magnetos permanentes e do motor de indução, é também possível utilizar em tracção eléctrica o motor linear de relutância variável comutado, na medida em que reúne as características necessárias para este tipo de aplicação, nomeadamente a sua robustez, o baixo custo, a simplicidade construtiva particularmente do secundário, o elevado rácio entre a densidade de força e o custo, a simplicidade do controlo, e a sua apetência para aplicações tolerantes a falhas.

O motor de relutância variável comutado, na sua versão rotativa, surgiu pela primeira vez em 1838, por iniciativa do britânico Davidson, curiosamente inserido como motor de tracção numa locomotiva eléctrica da linha ferroviária escocesa entre Glasgow e Edimburgh, sendo de salientar que a comutação da

corrente entre fases se processava manualmente através do respectivo maquinista. Consequentemente, como seria de esperar, a velocidade atingida era inferior à que se conseguiria alcançar se a locomotiva fosse empurrada manualmente [6]. Apesar do princípio da obtenção de força ou binário por variação de relutância de um circuito magnético ser amplamente conhecido e compreendido, o seu aproveitamento prático em termos de conversão electromecânica de energia sempre esteve bastante limitado devido à necessidade de equipamentos de comando (liga-desliga) que pudessem assegurar comutações de fase suficientemente rápidas por forma a que os motores construídos com base neste princípio pudessem ser competitivos com outras máquinas, sobretudo o motor de indução.

A invenção do tiristor em 1960 permitiu reacender o interesse pelos motores rotativos de relutância variável comutados, tendo começado a surgir não só publicações científicas neste domínio tecnológico mas também algumas realizações práticas que deram origem às primeiras patentes, como foi o caso das americanas números 3678352 e 3679953, registadas respectivamente em 1971 e 1972 por Bedford e Hoft [6].

No que respeita a publicações científicas, até 1980 são raras as contribuições existentes. Contudo, nesse ano, Lawrenson e a sua equipa apresentam um dos trabalhos mais marcantes [7], talvez a mais importante contribuição para o cálculo e dimensionamento do motor rotativo de relutância variável comutado, que abriu a porta para a construção em termos industriais das primeiras máquinas deste tipo, surgindo então, a partir dessa data, um conjunto de construtores como é o caso dos britânicos *Switched Reluctance Drives* (fundado pelo próprio Lawrenson), *Graseby Controls*, *Allenwest*, e *British Jeffrey Diamond*, e dos norte americanos *Magna Physics Corporation*, *Warner Electric*, e *Motornetics Corp.* Outros construtores especializados em accionamentos, como é o caso da francesa *Radio Energie*, passaram igualmente a apresentar na sua gama comercial motores de relutância variável comutados.

Adicionalmente, o número de trabalhos científicos e tecnológicos publicados sobre este tema tem vindo a aumentar significativamente, sobretudo na vertente do controlo e da regulação, sendo escassos os trabalhos relacionados com o dimensionamento propriamente dito. Por outro lado, verifica-se também que não tem sido dada uma especial atenção aos motores lineares de relutância variável comutados, apesar das suas promissoras vantagens relativamente aos motores lineares síncronos e de indução. Neste último campo, são de realçar um capítulo inserido em livro de I. Boldea e S. Nasar [8], onde se explicitam algumas linhas de conduta a adoptar no dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável comutados, assim como dois artigos da autoria de R. Krishnan e da sua equipa [9,10], que se referem especificamente à construção e ensaio de um actuador linear com 120 pólos no primário e 6 pólos no secundário, e à implementação da respectiva estratégia de controlo. Em 2002, Maria do Rosário Calado, na sua dissertação de doutoramento [11], propõe metodologias de cálculo analítico e numérico, comprovado experimentalmente através de um protótipo construído para o efeito.

Posteriormente a esta data, e até Abril de 2008, foram publicados em revistas e conferências internacionais, 40 artigos científicos sobre esta matéria, e registadas 2 patentes nos Estados Unidos, ambas da autoria do Prof. R. Krishnan. É ainda de salientar que, nesse conjunto de publicações, figuram 6 que foram elaboradas com base nos projectos de investigação em desenvolvimento no CASE – Centro de Accionamentos e Sistemas Eléctricos da Universidade da Beira Interior.

Dos trabalhos propostos e divulgados através daquelas 40 publicações, são de destacar o projecto completo de um sistema de propulsão para elevadores [12,13,14], a análise de sistemas lineares para tracção eléctrica, onde o autor apresenta uma comparação entre motores lineares de indução e de relutância variável comutados, ilustrando com diversos protótipos construídos [15], a análise teórica, a simulação e a construção de motores lineares de relutância de

fluxo transversal [16,17,18], e o estudo da influência dos parâmetros de cálculo na optimização do dimensionamento de motores lineares de relutância variável comutados de fluxo longitudinal [19].

1.2 Motivação

Conforme se salientou anteriormente, o volume de publicações científicas e tecnológicas relacionadas com motores e actuadores lineares de relutância variável comutados é bastante escasso, e devem-se essencialmente à equipa de investigação do Motion Control Laboratory, sediada na Universidade de Tecnologia do Estado da Virgínia, nos Estados Unidos, e liderada pelo Prof. R. Krishnan. Contudo, atendendo às elevadas potencialidades inerentes a este tipo de máquina eléctrica, tornando-a bastante promissora para inúmeras aplicações, domésticas, industriais, e na própria tracção eléctrica ferroviária, estamos plenamente convictos de que, a muito curto prazo, conhecerá um desenvolvimento científico e tecnológico acentuado, com o objectivo de se criarem condições para a sua utilização prática. Por conseguinte, a nossa motivação para a realização deste trabalho pode ser sumariada através dos seguintes objectivos, que foram plenamente alcançados:

- Contribuir para o desenvolvimento científico e tecnológico dos motores lineares de relutância variável comutados, estudando e analisando novas topologias electromagnéticas.
- Consolidar as actividades de investigação nesta área, que têm vindo a ser realizadas no seio do CASE – Centro de Accionamentos e Sistemas Eléctricos da Universidade da Beira Interior, aproveitando e dando continuidade a todo o “saber-fazer” já adquirido, relativo a máquinas lineares de relutância, nas vertentes da análise teórica, do dimensionamento optimizado, da construção, do ensaio, e do seu controlo.

- Estudar a aplicação destas máquinas em tracção eléctrica ferroviária ligeira, tendo em atenção que a sua utilização é bastante atractiva no transporte urbano de passageiros, a velocidades reduzidas, em ambientes com as características de cidade de montanha, como sucede com a cidade da Covilhã e com a própria região da Cova da Beira.
- Desenvolver uma metodologia inovadora de dimensionamento, com uma estrutura electromagnética de fluxo transversal, comparando-a com a topologia plana convencional, de fluxo longitudinal ou axial.
- Estudar e construir enrolamentos de excitação multi-camadas e com diversas tomadas, com o objectivo de tornar as máquinas tolerantes a falhas, aumentando assim a sua fiabilidade e disponibilidade operacional.
- Definir diferentes estratégias de controlo, no funcionamento como motor e como gerador. Saliente-se que, em sistemas de tracção eléctrica, é comum ter-se os motores de accionamento a funcionarem no modo gerador, nas situações de travagem regenerativa.
- Dimensionar, construir e ensaiar um protótipo inovador, de fluxo transversal, para aplicações em tracção eléctrica ligeira.

Uma outra vertente subjacente à nossa motivação, e porventura talvez a mais significativa, diz respeito à complexidade inerente ao projecto de máquinas eléctricas, complexidade essa que é bastante majorada quando se trata de construir máquinas em relação às quais não existe praticamente qualquer experiência acumulada de realizações similares anteriores. Através da utilização de computadores cada vez mais rápidos e potentes, tem vindo a ser possível desenvolver algoritmos de cálculo analítico e de análise numérica baseada no método dos elementos finitos, tornando o dimensionamento de máquinas eléctricas bastante mais eficiente. Contudo, como afirmou J. Corrales Martin [20], *“el cálculo de máquinas eléctricas, pese a lo trabajada que ha*

sido su racionalización, no es todavía una ciencia exacta y requiere aún la experiencia y el «ojo clínico» del constructor para llegar a resultados óptimos”.

1.3 Estrutura da Tese

A sequência dos assuntos abordados nesta tese corresponde, cronologicamente, à execução das tarefas previamente delineadas aquando da definição do plano de trabalho, submetido ao Conselho Científico da Universidade da Beira Interior, tendo-se optado por uma estrutura que compreende seis capítulos, numerados de 1 a 6, e quatro anexos, designados respectivamente por A1, A2, A3 e A4. Assim sendo, além deste primeiro capítulo, no Capítulo 2 abordam-se os seguintes assuntos:

- Estudo dos princípios da conversão electromecânica de energia.
- Geometria electromagnética de actuadores e motores lineares de relutância variável comutados, e seus princípios conceptuais.
- Produção de binário mecânico no veio e de força de tracção, em motores de relutância variável comutados rotativos e lineares.

Quanto ao Capítulo 3, os assuntos abordados são os seguintes:

- Apresentação de uma topologia, que se considera original, de um motor linear de relutância variável comutado, de fluxo magnético transversal, para aplicação em tracção eléctrica ligeira.
- Desenvolvimento de metodologias de dimensionamento de máquinas lineares de relutância variável comutadas.
- Aplicação das metodologias ao cálculo e à construção de uma máquina linear com topologia plana, de fluxo magnético transversal, para aplicações em tracção eléctrica ligeira, de baixa velocidade, no entanto extensível a máquinas lineares planas de fluxo longitudinal.

Por sua vez, no Capítulo 4 apresentam-se os seguintes aspectos:

- Desenvolvimento de uma metodologia para análise do funcionamento dinâmico de máquinas lineares de relutância variável comutadas.
- Aplicação da metodologia proposta à análise do desempenho do protótipo de fluxo transversal, cujo dimensionamento foi apresentado no capítulo anterior.
- Mapeamento das diferentes estratégias de controlo a adoptar para o accionamento, quer para o funcionamento no modo motor quer para o funcionamento no modo gerador.

Quanto ao Capítulo 5, onde se procede à caracterização experimental do protótipo para tracção eléctrica calculado, simulado e construído, discriminam-se os seguintes aspectos:

- Realização dos ensaios e procedimentos conducentes à obtenção dos parâmetros caracterizadores dos enrolamentos.
- Definição de uma metodologia de análise teórica da problemática do aquecimento em máquinas eléctricas, com a finalidade de se determinarem as constantes de tempo térmicas de aquecimento e de arrefecimento, a intensidade nominal da corrente, a curva das correntes admissíveis em função do tempo, e a curva universal de sobrecargas.
- Realização de ensaios de aquecimento e de arrefecimento, para se caracterizar termicamente o protótipo.
- Realização de ensaios de tracção, com a finalidade de se caracterizar a evolução da força estática em função da variação da corrente de fase e da posição relativa entre as saliências polares do primário e do secundário.
- Comparação entre os valores obtidos experimentalmente e os valores teóricos resultantes do método de simulação proposto no Capítulo 4.

Por sua vez, no Capítulo 6 apresentam-se os seguintes itens:

- Contributos originais.
- Lista de publicações científicas associadas a este projecto.
- Sugestão para trabalhos futuros a desenvolver.
- Condicionantes físicas e algumas complexidades inerentes ao projecto de máquinas eléctricas.

Imediatamente a seguir a este último capítulo, incluem-se quatro anexos, apresentando-se no Anexo A1 a configuração do enrolamento de excitação do protótipo, no Anexo A2 a descrição do conversor electrónico de potência construído, no Anexo A3 os desenhos técnicos de engenharia relativos ao projecto do protótipo, e no Anexo A4 a proposta de desenvolvimento de um sistema de aferição da posição a incluir no sistema electrónico de comando.

De um modo geral, todos os capítulos encontram-se divididos em sub-capítulos, numerados sequencialmente. Assim, por exemplo, o número de ordem 6.2 diz respeito ao sub-capítulo 2, integrado no Capítulo 6. Por outro lado, com o objectivo de se conferir aos diferentes capítulos um carácter de modularidade, as figuras, as tabelas e as expressões são também numeradas sequencialmente, incluindo-se antes do seu número de ordem o número do respectivo capítulo para melhor localização. Exemplificando-se, a Figura 3.1 representa a figura 1 do Capítulo 3, a Tabela 5.2 é a Tabela 2 do Capítulo 5, e a expressão (4.3) é a expressão 3 do Capítulo 4. Adicionalmente, para se manter a modularidade dos capítulos, cada um deles contém as suas próprias referências bibliográficas, ordenadas numericamente em função da ordem com que são citadas ao longo do texto, sendo a sua numeração indicada através de parêntesis rectos.

Na parte inicial desta tese, com paginação efectuada em numeração romana, além dos agradecimentos, do sumário e do *abstract*, e do índice geral, optou-se

por incluir igualmente um índice de figuras e de tabelas, para melhor localização, assim como toda a simbologia utilizada, como é habitual em trabalhos deste cariz.

Referências Bibliográficas

- [1] Carlos Cabrita, “Os Diferentes Sistemas de Tracção Eléctrica e sua Classificação”. *Revista Electricidade*, No. 161, pp. 117–125, Março 1981.
- [2] Carlos Cabrita, “Desenvolvimento Histórico e Tendências Actuais da Tracção Eléctrica”. *Revista Electricidade*, No. 377, pp. 120–132, Maio 2000.
- [3] Carlos Cabrita, Maria do Rosário Calado, Davide Fonseca e António Espírito Santo, “Design of the Commutator Series Motor Operating in Both Direct Current and Single-Phase Electric Traction”. *WSEAS Transactions on Power Systems*, No. 7, Vol. 1, pp. 1273–1281, July 2006.
- [4] Carlos Cabrita, “Evolução das Locomotivas Monofásicas de Frequência Industrial”. *Revista Electricidade*, No. 164, pp. 270–283, Junho 1981.
- [5] Carlos Cabrita, “Motor Linear de Indução. Análise Teórica, Projecto e Ensaio”. *Dissertação de Doutoramento*, Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, Dezembro 1988.
- [6] T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motor and their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, Reino Unido, 1993.
- [7] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda e N.N. Fulton, “Variable-speed Switched Reluctance Motors”, *IEE proc.*, part B, Vol. 127, No. 4, pp. 253–265, July 1980.
- [8] Ion Boldea e Sayed Nasar, “Linear Electric Actuators and Generators”, Cambridge University Press, Reino Unido, 1997.
- [9] H.-K. Bae, B.-S. Lee, P. Vijayraghavan e R. Krishnan “A Linear Switched Reluctance Motor: Converter and Control”, *IEEE Trans. on Industry App.*, Vol. 36, No. 5, pp. 1351–1359, Set-Oct 2000.
- [10] H.-K. Bae, B.-S. Lee, P. Vijayraghavan e R. Krishnan “Design of a Linear Switched Reluctance Machine”, *IEEE Trans. on Industry App.*, Vol. 36, No. 6, pp. 1571–1580, Nov-Dec 2000.

- [11] Maria do Rosário Calado, “Actuador Linear de Relutância Variável Comutado. Modelização, Dimensionamento, Construção e Ensaio”. Dissertação de Doutoramento, Universidade da Beira Interior, Julho 2002.
- [12] H.S. Lim, R. Krishnan e N.S. Lobo, “Design and Control of a Linear Propulsion System for an Elevator using Linear Switched Reluctance Motor Drives”, Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives IEMDC 2005, pp. 1584–1591, San Antonio, Texas, USA, May 15-18, 2005.
- [13] H.S. Lim, R. Krishnan, “Ropeless Elevator with Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, pp. 2209–2218, Aug 2007.
- [14] H.S. Lim, R. Krishnan e N.S. Lobo, “Design and Control of a Linear Propulsion System for an Elevator using Linear Switched Reluctance Motor Drives”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, pp. 534–542, Feb 2008.
- [15] R. Krishnan, “Propulsion with and without Wheels”, Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology ICIT 2005, pp. P11–P19, Hong Kong, Dec 14-17, 2005.
- [16] G. Baoming, K.S. Chin, N.C. Cheung e J. Yang, “Simulation Study of Transverse Flux Linear Switched Reluctance Drive”, Proceedings of the IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS 2005, Vol. 1, pp. 608–613, Nanjing, China, Sept 27-29, 2005.
- [17] Ferhat Daldaban, Nurettin Ustkoyuncu, “A New Double Sided Linear Switched Reluctance Motor with Low Cost”, Energy Conversion and Management, Vol.47, Issue 18-19, pp. 2983–2990, November 2006.
- [18] A.F. Filho e V. Rinaldi, “The Development of a Linear Switched Reluctance Motor with Improved Force Profile”, Proceedings of the 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives PEMD 2006, pp. 192–196, Dublin, Ireland, April 4-6, 2006.

- [19] V.S.C. Teixeira, D.N. Oliveira, H. Cunha, L.L.N. Reis e R.S.T. Pontes, “Influence of the Project Parameters on the LSRM Project Optimization”, Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives IEMDC 2007, Vol. 1, pp. 554–558, Antalya, Turkey, May 3-5, 2007.
- [20] J. Corrales Martin, “Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas”, Marcombo, Espanha, 1982.

CAPÍTULO

2

A MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA

Neste capítulo apresentam-se os princípios que regem as máquinas lineares de relutância variável comutadas. Para tal procede-se a uma abordagem prévia dos princípios de conversão electromecânica de energia e produção de binário da sua homóloga rotativa, de estudo mais generalizado. Por ser escassa e dispersa a bibliografia actualmente existente a respeito deste tipo de accionamento linear, far-se-á referência aos actuadores lineares de relutância variável, para melhor compreensão dos princípios conceptuais e de produção da força de tracção nas máquinas lineares.

2.1 Introdução

A máquina linear de relutância variável comutada (MLRVC), à semelhança da sua homóloga rotativa (MRVC), faz depender a produção de força da sua capacidade de deslocar a parte móvel de forma a ocupar posições sucessivas de máxima energia isto é, de relutância mínima. Para que tal aconteça é necessário que a parte móvel disponha de um grau de liberdade associado a uma variação da relutância da bobina excitada. Diferenciando os sistemas de accionamento linear dos rotativos, surge desde logo a natureza do grau de liberdade, ou seja a translação para as máquinas lineares e a rotação para as máquinas rotativas.

Tendo em atenção a diferenciação anteriormente referida, efectuar-se-á uma análise sucinta do funcionamento da MRVC no seu funcionamento como motor, e, posteriormente, executando as respectivas adaptações de conversão de binários em forças de tracção e de deslocamentos angulares em deslocamentos lineares, apresentar-se-á uma análise detalhada do funcionamento da máquina linear. Esta abordagem à máquina linear resulta da escassez de literatura sobre a mesma e da adopção de uma filosofia já experimentada noutras máquinas lineares, em que a sua aprendizagem partiu da extrapolação dos fenómenos existentes nas suas equivalentes rotativas.

Nas máquinas de enrolamento distribuído, como é o caso da máquina assíncrona, a potência desenvolvida resulta, como é sabido, da interacção entre dois campos magnéticos. Esta característica, associada à necessidade das máquinas lineares terem um primário (parte constituinte da máquina, onde se encontra o enrolamento excitado pela fonte) assimétrico relativamente à sua estrutura, contrariamente à sua congénere rotativa, introduz diferenças na distribuição dos campos magnéticos e, conseqüentemente, na potência desenvolvida, face à planificação da máquina rotativa. Este fenómeno é inexistente nas máquinas de relutância variável comutadas, visto possuírem enrolamentos concentrados e a potência desenvolvida não se basear na

interacção de campos magnéticos. Existem, no entanto, outros fenómenos diferenciadores da máquina linear relativamente à planificação da sua congénere rotativa, como é o caso da distribuição do fluxo de fugas, que apresenta diferenças entre fases, minimizáveis em função da geometria adoptada.

2.2 Princípio de Funcionamento

O Motor de Relutância Variável Comutado (MRVC) terá capacidade para desenvolver binário, independentemente da posição relativa entre primário e secundário, se existir sempre uma fase do primário onde uma variação da posição relativa implicar uma variação da respectiva indutância [1,2]. Para tal, o MRVC é, usualmente, construído com um número de fases m igual a metade do número de pólos no primário N_1 , sendo as fases constituídas por duas bobinas colocadas em pólos diametralmente opostos do primário e electricamente ligadas de forma a criarem fluxos aditivos. O secundário é constituído por material ferromagnético, sem qualquer tipo de enrolamento, com saliências polares para que o entreferro seja não uniforme, devido à existência dessas saliências.

Para que a máquina tenha capacidade de auto-arranque, em qualquer posição relativa, é necessário evitar a existência de zonas de indutância constante. Para que tal aconteça, o número de saliências polares do secundário N_2 deve ser diferente, usualmente menor e não múltiplo, do número de pólos no primário N_1 , e o arco polar do primário β_1 deverá ser, por sua vez, aproximadamente igual ao arco polar do secundário β_2 . A excitação sucessiva das diferentes fases da máquina, viabilizada pela utilização de conversores electrónicos de potência, fará com que a parte móvel procure, repetidamente, novas posições de alinhamento, ou seja, posições de relutância mínima, obtendo-se desta forma um movimento relativamente regular, de forma contínua.

Na Figura 2.1(a) podem-se observar as várias possibilidades para as posições relativas entre primário e secundário. Assim, constata-se que a fase P1-P1' se encontra na posição alinhada com as saliências secundárias S1 e S1', respectivamente, e a fase P3-P3' em posição não alinhada. As restantes fases estão em posições intermédias, de aproximação ou afastamento do alinhamento, consoante o sentido de rotação. Saliente-se ainda que, se considerarmos uma velocidade nula, estas duas fases serão as únicas com capacidade de arrancar com a máquina (cada qual em seu sentido).

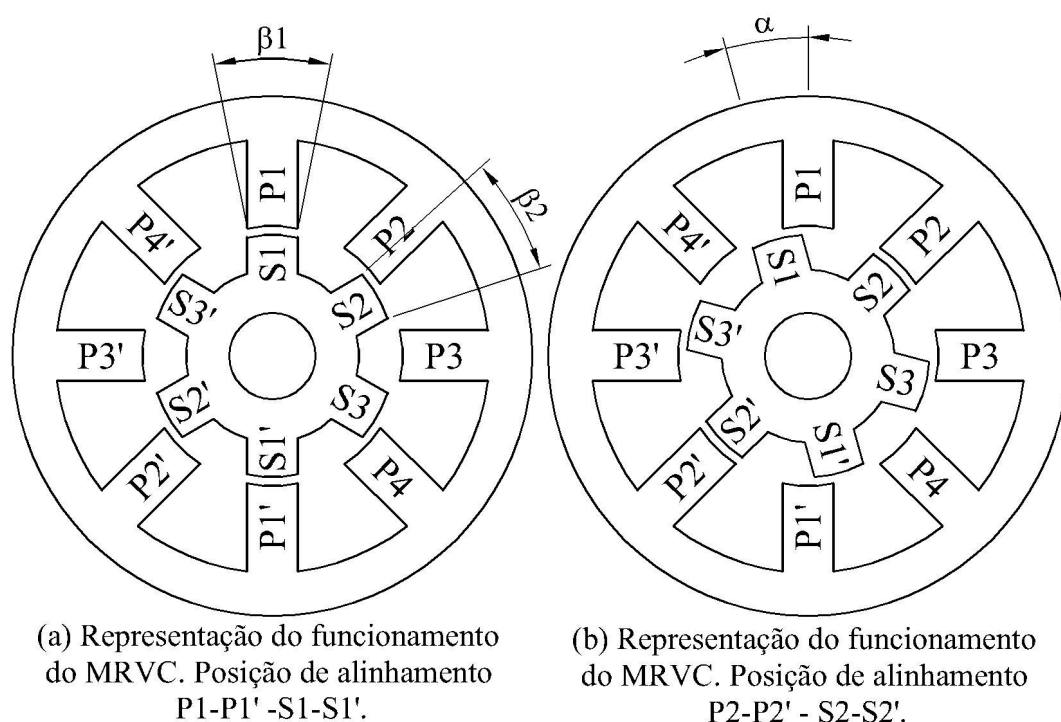


Figura 2.1 – MRVC com 8 pólos no primário e 6 saliências polares no secundário - duas posições diferenciadas de alinhamento primário (estator) - secundário (rotor).

Observe-se agora na Figura 2.1(b) o resultado da excitação da fase P2-P2'. Facilmente se verifica que a respectiva fase atinge a posição de alinhamento por deslocamento da parte móvel. Assim, conclui-se que o motor desenvolve pequenos deslocamentos (passos) por cada fase que se excita [1,3].

Estes pequenos deslocamentos, ou passos, apresentam uma amplitude, normalmente denominada de ângulo de passo, dada pela seguinte expressão:

$$\alpha = \frac{2\pi}{m \cdot N_2} \quad (2.1)$$

Conclui-se ainda que, para o motor executar uma rotação completa, são necessários $(m \cdot N_2)$ passos, e cada fase é excitada N_2 vezes (igualmente espaçadas no tempo se a velocidade for constante)* [2,4].

Importa agora analisar, mais detalhadamente, cada uma das posições relativas entre o primário e o secundário.

2.2.1 A Posição Alinhada

Sempre que o eixo de simetria polar do primário se encontra alinhado com o eixo de simetria de um par de saliências polares do secundário, como sucede, por exemplo, na Figura 2.1(a), com a fase P1-P1' e com as saliências polares do secundário S1-S1', então essa fase encontra-se na posição alinhada [1].

Nestas condições, se a respectiva fase for percorrida por uma corrente, o binário desenvolvido por essa corrente é nulo, uma vez que o entreferro, nessa posição, assume o seu valor mínimo, logo a relutância é mínima e a sua derivada em ordem à coordenada de posição é nula. No entanto, se houver uma pequena deslocação da parte móvel essa corrente irá produzir um binário que levará a fase a recuperar a posição de alinhamento inicial [1].

Note-se que, nesta explicação sucinta do princípio de funcionamento do MRVC, utiliza-se o termo “fase alinhada”, para o primário. Ora, como se compreende, “fase” corresponde a “par de pólos”, diametralmente opostos, respeitantes a essa fase.

* Este motor pode também ser utilizado como motor passo a passo, bastando para tal que o ângulo de passo, inversamente proporcional ao produto $m \cdot N_2$, seja suficientemente pequeno.

2.2.2 *A Posição Não Alinhada*

Sempre que o eixo de simetria de um par de pólos do primário, correspondente a uma mesma fase de excitação, se encontra alinhado com o eixo equidistante das saliências polares do secundário (ver, a título de exemplo, na Figura 2.1 (a) a fase P3-P3', ou na Figura 2.1 (b) a fase P4-P4'), então aquele par de pólos encontra-se na posição não alinhada [1].

Se a fase em questão for percorrida por uma corrente, o binário gerado por essa corrente é nulo. Este facto resulta da circunstância do entreferro, nessa posição, assumir o seu valor máximo, logo a relutância é máxima e a respectiva derivada em ordem à coordenada de posição é igualmente nula. No entanto, se houver uma pequena deslocação do rotor aquela corrente já produz um binário que levará o rotor à próxima posição de alinhamento, concluindo-se que a posição não alinhada é uma posição de equilíbrio instável [1]. Esta constatação baseia-se no facto de, num circuito magnético deformável, a peça móvel se movimentar sempre para uma posição estável, ou seja, para uma posição onde a relutância magnética seja mínima. Ora, no alinhamento a geometria é estável, na medida em que a relutância é mínima.

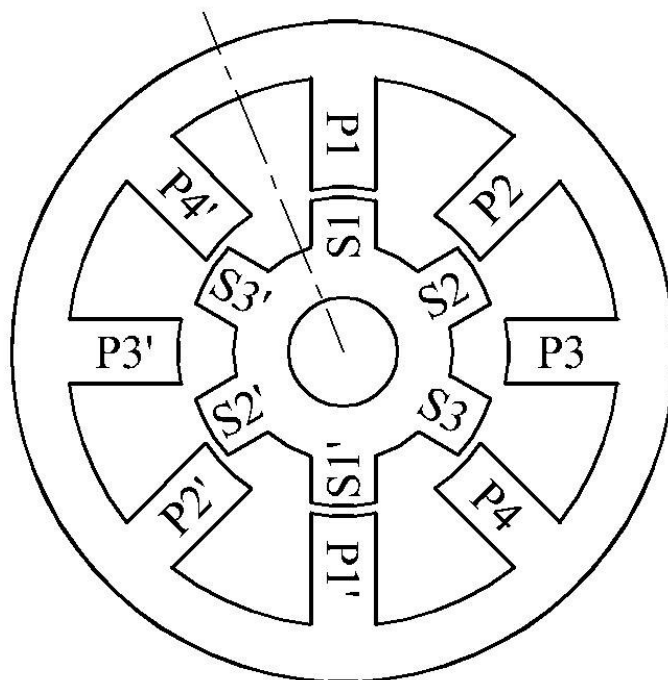
2.2.3 *Restantes Posições*

Nas posições intermédias, entre a posição não alinhada e a posição alinhada (ver na Figura 2.1 (a) as fases P2-P2' e P4-P4'), a corrente que circula no enrolamento irá produzir binário tendente a colocar a fase na posição alinhada. Assim, se a parte móvel se deslocar no sentido da posição alinhada da fase, o binário desenvolvido terá características de motor, caso contrario esse binário será denominado de binário travão [1,2,4].

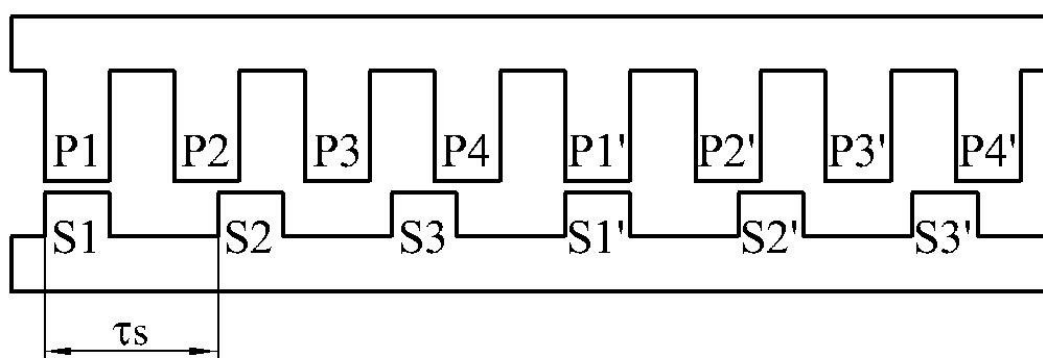
É importante notar que a sequência de excitação das fases da máquina determina o sentido de deslocamento da sua parte móvel, e que esse sentido impõe a sequência de excitação das fases.

2.3 Introdução à Máquina Linear

Considerando que este trabalho tem por base a utilização de uma máquina linear, importa apresentá-la, e referir o seu modo de obtenção partindo da sua homóloga rotativa.



(a) Representação da estrutura de um MRVC. Posição de alinhamento P1-P1' - S1-S1'.



(b) Representação da estrutura de um MLRVC com um primário. Posição de alinhamento P1-P1' - S1-S1'.

Figura 2.2 – Representação estrutural de um Motor Linear de Relutância Variável Comutado (MLRVC) com um primário.

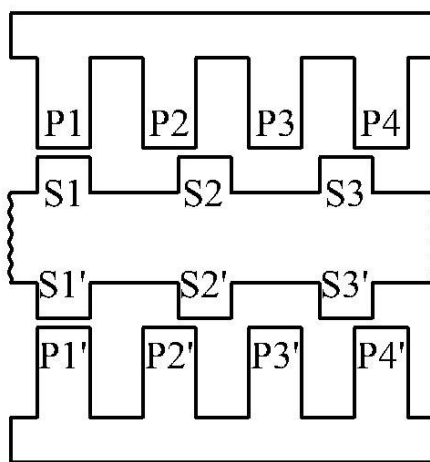
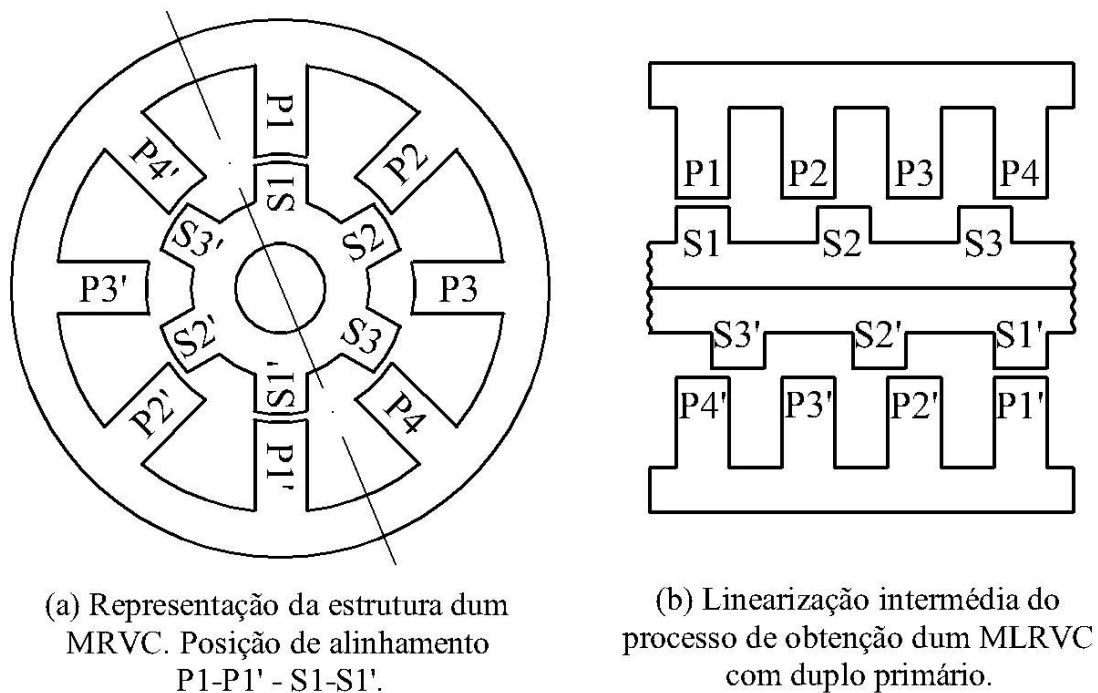
Uma máquina linear é um dispositivo electromecânico que converte energia eléctrica em energia mecânica sob a forma de um movimento de translação. À semelhança das suas congéneres rotativas, as máquinas lineares são dispositivos reversíveis, podendo funcionar como motor e como gerador. Desenvolvendo forças electromagnéticas de tracção entre a parte fixa e a parte móvel, a máquina linear é constituída pelo primário, termo pelo qual é normalmente designada a estrutura onde se encontram os enrolamentos de excitação, e pelo secundário, designação comum do restante circuito magnético da máquina e normalmente desempenhando uma função equivalente à do rotor das máquinas rotativas [5].

A forma mais evidente de entender a máquina linear de relutância variável comutada, e normalmente utilizada em todo o tipo de máquinas, consiste em imaginar a planificação da sua congénere rotativa. Este processo pode ser efectuado “cortando” o entreferro, radialmente, num ponto, e “desenrolando” simultaneamente o perímetro exterior do rotor e o perímetro interior do estator, como se mostra na Figura 2.2 [6].

A máquina assim obtida apresenta forças de atracção entre primário e secundário bastante significativas, carecendo de um cuidado especial no seu dimensionamento mecânico, podendo este ser optimizado por um cuidado especial ao nível da estratégia de controlo [5].

Em alternativa, a planificação da máquina de relutância pode ser efectuada por corte diametral da máquina rotativa, promovendo seguidamente o “desenrolar” de cada meia parte da máquina, como se mostra na Figura 2.3.

Notar que, deste processo, resultam duas “semi-máquinas” que desenvolvem forças de tracção em sentidos opostos. Assim, é necessário efectuar numa das “semi-máquinas” uma reorganização geométrica, conforme se mostra na Figura 2.3 (C), de forma a orientar as duas forças no mesmo sentido.



(c) Representação da estrutura dum MLRVC com duplo primário. Posição de alinhamento P1-P1' - S1-S1'.

Figura 2.3 – Representação estrutural de um Motor Linear de Relutância Variável Comutado (MLRVC) de duplo primário.

A máquina assim obtida tem dois entreferros e dois primários, apresentando como principal vantagem, sobre a sua congénere de um primário, o facto de as

forças de atracção entre o primário e o secundário se anularem, sendo assim mais fácil de dimensionar e controlar.

A utilização deste tipo de máquinas é aconselhada sempre que se pretenda obter um movimento linear directo, isto é, sem utilizar transmissões mecânicas complexas, independentemente da velocidade requerida ser superior ou inferior à velocidade nominal da máquina. Importa referir a já grande difusão deste tipo de máquinas na implementação de accionamentos, uma vez que apresentam um princípio de funcionamento bem adaptado para desenvolver força de tracção com velocidade praticamente nula (actuador).

Sempre que houver necessidade de produzir movimento linear, pode-se dizer que a máquina linear (comparativamente à sua congénere rotativa) apresenta as seguintes vantagens [5,6]:

- Transformação directa de energia eléctrica em energia mecânica com as características desejadas, e sem utilização de sistemas mecânicos complexos de transformação de velocidade e de transmissão de movimento.
- Simplicidade de construção e de instalação.
- Custos de produção inferiores.
- Maior eficácia na dissipação de calor, permitindo a utilização de correntes mais elevadas.
- Ausência de poluição sonora.
- Robustez e fiabilidade elevadas, e baixo custo de manutenção.

O conceito de eficiência de uma máquina eléctrica está normalmente associado ao rendimento, enquanto razão entre as energias fornecida e absorvida. Este conceito de eficiência é de difícil aplicação em accionamentos, nomeadamente os lineares, onde o objectivo é a produção de uma força estática, e,

consequentemente, sem produção de energia. Assim, os critérios normalmente considerados para aferir da qualidade dum accionamento são os seguintes [5]:

- O “rendimento específico”, que representa a razão entre a força de tracção desenvolvida e a potência eléctrica consumida.
- A “força específica”, designação dada à razão entre a força de tracção desenvolvida e a intensidade de corrente nos enrolamentos do primário
- O “coeficiente de optimização”, resultante da razão entre a força de tracção desenvolvida e o peso ou o volume da máquina.

Estes critérios podem aplicar-se na aferição do nível de optimização de uma máquina, desempenhando o “coeficiente de optimização” um papel importante na aferição do rendimento de uma máquina de tracção eléctrica, onde, para além de movimentar a carga, a máquina tem de providenciar força para se fazer traccionar.

2.4 Características Magnéticas das Máquinas de Relutância Variável Comutadas

O binário desenvolvido por um MRVC (força de tracção desenvolvida pelo MLRVC) depende significativamente da variação da relutância do caminho percorrido pelo fluxo magnético gerado pelo enrolamento do primário. Importa pois estabelecer uma caracterização magnética da máquina.

Foi anteriormente referido que a posição de alinhamento de uma fase do primário está associada ao máximo valor de indutância, visto ser esta a situação em que a relutância do circuito magnético equivalente é mínima. Tendo em conta a diferença existente entre os valores da permeabilidade magnética do ar e do ferro não saturado, pode considerar-se, para correntes na fase de reduzida intensidade, que a relutância equivalente do circuito magnético se encontra concentrada no entreferro. Nesta situação, correspondente à posição de

alinhamento, o circuito magnético satura com correntes de excitação relativamente reduzidas.

Contrariamente, na posição não alinhada a probabilidade de se atingir a saturação do circuito magnético é muito reduzida. Tal facto deriva do grande percurso de entreferro entre o primário e o secundário, que origina um aumento da relutância e do fluxo de dispersão. Assim, para que o circuito magnético sature é necessária a existência de uma força magnetomotriz, directamente proporcional à intensidade da corrente, demasiado elevada.

A utilização das curvas de magnetização da máquina, qualitativamente representadas na Figura 2.4, permitem descrever a dependência entre o fluxo ligado a uma fase Ψ , a intensidade da corrente de excitação i que a percorre, e a posição relativa x entre primário e secundário.

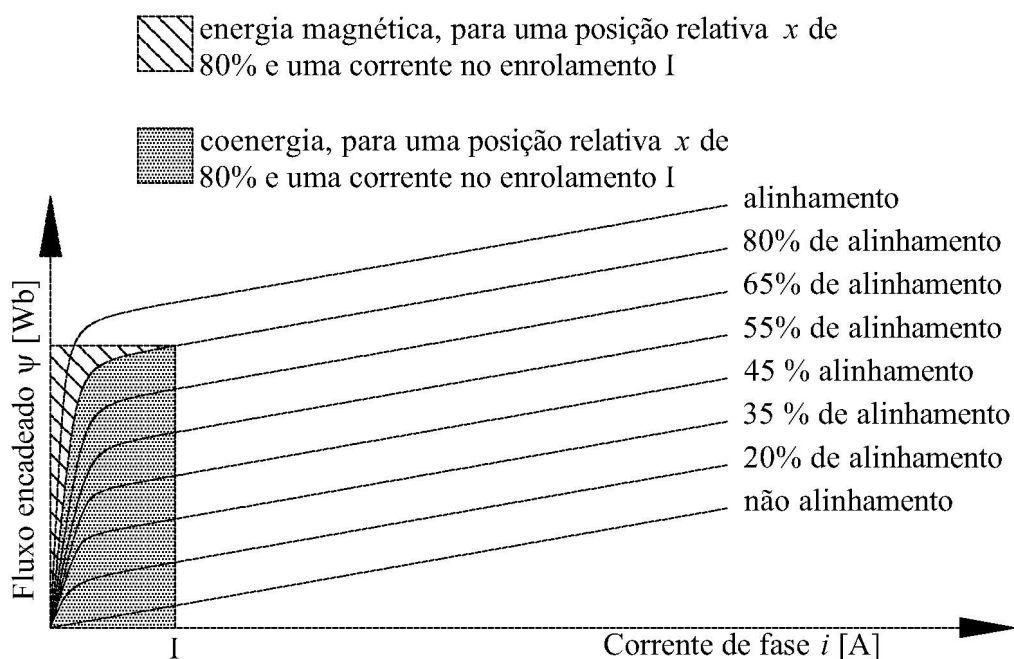


Figura 2.4 – Representação qualitativa das curvas de magnetização de um MRVC.

Na Figura 2.4 pode constatar-se que a característica inferior corresponde à posição não alinhada e que a característica superior está associada à posição

alinhada, encontrando-se as características das posições de alinhamento parcial na zona intermédia. As duas características extremas desempenham um papel fundamental, uma vez que representam os dois valores extremos de indutância de fase, estando a indutância de não alinhamento L_{na} , associada à posição não alinhada, e a indutância não saturada de alinhamento L_{an} , associada a uma situação de não saturação do circuito magnético na posição alinhada. Estes dois valores de indutância, juntamente com a diferença entre eles, intervêm de forma directa no dimensionamento da máquina, e condicionam o binário (ou a força), desenvolvido pela máquina.

O carácter não linear das características magnéticas da máquina coloca algumas limitações na análise do seu desempenho. Existindo diferentes formas de abordar o problema, todas elas comungam da necessidade de conhecer em pormenor as curvas de magnetização da máquina. A obtenção das curvas de magnetização torna-se, assim, imperiosa, podendo ser efectuada segundo duas abordagens distintas [7]:

1) Simulação computacional

Normalmente utilizada na fase de projecto da máquina, esta abordagem recorre a programas de elementos finitos, ou outros, adequados à simulação de modelos electromagnéticos, para estudar o desempenho electromagnético das diferentes configurações apresentadas pelo circuito magnético da máquina [2,8,9].

2) Experimentalmente

Para cada uma das posições relativas entre primário e secundário desejadas, bloqueia-se o elemento móvel e alimenta-se a fase do motor com uma tensão contínua durante um período de tempo suficiente para a corrente atingir o valor máximo admitido pelo enrolamento, mas sem o ultrapassar [1,7,10,11].

De cada ensaio resulta a informação de um regime transitório de corrente, na forma de uma tabela $i = f(t)$, que, juntamente com os valores da tensão utilizada

e da resistência do enrolamento, permitirá a obtenção das curvas de magnetização, com base na seguinte equação:

$$V = R \cdot i(t) + \left. \frac{\partial \psi(t)}{\partial t} \right|_{x = const.} \quad (2.2)$$

Assim, resolvendo-a em ordem a $\psi(t)$, obtém-se:

$$\psi(t) = \int_0^t (V - R \cdot i(t)) \cdot \partial t \Big|_{x = const.} \quad (2.3)$$

Em cada instante de tempo produz-se uma das combinações necessárias para a construção da tabela $\psi = f(i) \Big|_{x = const.}$.

2.5 Força de Tracção no MLRVC

A força produzida pelo motor linear de relutância variável comutado, à semelhança do seu congénere rotativo, resulta da variação da relutância do circuito magnético equivalente. Como a relutância está, essencialmente, concentrada no entreferro, devido à diferença de valores entre as permeabilidades magnéticas do ar e do ferro, a sua variação resultará do facto do entreferro ser variável.

O cálculo da força desenvolvida por uma fase depende do valor instantâneo da corrente na fase, ou do fluxo ligado às bobinas da fase, e da posição relativa entre primário e secundário. Assim, a expressão utilizada para o respectivo cálculo pode ser deduzida do princípio de D’Lambert, na seguinte forma [1,5,6]:

$$F(x,i) = \left. \frac{\partial W'(x,i)}{\partial x} \right|_{i = const.} \quad (2.4)$$

onde $W'(x,i)$ representa a co-energia, função da coordenada de posição x e do valor da corrente no enrolamento i nesse instante. A co-energia, por sua vez, é calculada através da expressão (2.6), encontrando-se representada graficamente

na Figura 2.4, tendo em conta a periodicidade da mesma, representada pela expressão (2.5), onde τ_S representa o passo polar do secundário (ver Figura 2.2), expresso na mesma unidade da coordenada de posição, e n um inteiro adimensional [1,12]:

$$W'(x,i) = W'(x + n \cdot \tau_S \pm x, i) \quad (2.5)$$

$$W'(x,i) = \int_0^i \psi(x,i) \cdot \partial i \quad (2.6)$$

Como se sabe, ψ representa o fluxo encadeado, também denominado fluxo ligado, e é representado pela lei de Hopkinson na seguinte forma:

$$\psi(x,i) = \frac{N^2 \cdot i}{\mathfrak{R}(x)} \quad (2.7)$$

onde N representa o número de espiras do enrolamento, i a corrente no enrolamento e $\mathfrak{R}(x)$ a relutância magnética correspondente à posição x .

Substituindo (2.7) em (2.6), e considerando a corrente constante I , obtém-se:

$$W'(x,I) = \frac{N^2 \cdot I^2}{2 \cdot \mathfrak{R}(x)} \quad (2.8)$$

Introduzindo a indutância da fase correspondente a uma determinada posição $L(x)$, (2.8) poderá ser reescrita na seguinte forma:

$$W'(x,I) = \frac{I^2 \cdot L(x)}{2} \quad (2.9)$$

Finalmente, por manipulação matemática de (2.8), (2.9) e (2.4), resulta:

$$F(x,I) = -\frac{N^2 \cdot I^2}{2 \cdot \mathfrak{R}^2(x)} \cdot \frac{\partial \mathfrak{R}(x)}{\partial x} \quad (2.10)$$

ou ainda:

$$F(x,I) = \frac{I^2}{2} \cdot \frac{\partial L(x)}{\partial x} \quad (2.11)$$

Sempre que, na análise da máquina, se utilize o fluxo ligado como variável de estado, o cálculo da força pode ser deduzido do princípio de D’Lambert, na seguinte forma [5,6,13]:

$$F(x, \psi) = - \left. \frac{\partial W_m(x, \psi)}{\partial x} \right|_{\psi = Const.} \quad (2.12)$$

sendo $W_m(x, \Psi)$ a energia magnética, que é uma função da coordenada de posição x e do valor do fluxo ligado Ψ nesse instante. A energia magnética é calculada usando a expressão (2.13), encontrando-se graficamente representada na Figura 2.4.

$$W_m(x, \psi) = \psi \cdot i(x, \psi) - W'(x, \psi) \quad (2.13)$$

Devido à geometria do entreferro e principalmente à saturação magnética, a função $\mathfrak{R}(x)$, do MRVC, é não linear, e de difícil interpolação polinomial. Como se verá adiante, o cálculo da força é, normalmente, efectuado com base em métodos numéricos implementados em máquinas de cálculo [2,12,14,15].

Saliente-se que nem toda a energia fornecida pela fonte é convertida em trabalho mecânico útil. Uma parcela, como não poderia deixar de ser, é aplicada na magnetização não estando disponível para trabalho mecânico, sendo posteriormente devolvida para a fonte. Este facto é importante no dimensionamento do controlador, da própria filosofia do controlo, e dos filtros capacitivos da fonte, e influencia significativamente o rendimento do sistema [1,2].

Devido às não linearidades anteriormente expostas, constata-se que o binário instantâneo apresenta flutuações consideráveis. Para a maioria das aplicações, o binário médio assume maior importância, binário esse que se obtém por simples integração do binário instantâneo ao longo do tempo [1,12].

Referências Bibliográficas

- [1] T.J.E. Miller, “Switched Reluctance Motors and their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, Reino Unido, 1993.
- [2] Hassan H. Moghbelli e Muhammad H. Rashid, “The Switched Reluctance Motor Drive: Characteristics and Performances”, EPE 91, pp. 1-391–1- 403, Firenze, Itália, 1991.
- [3] P. Gonçalves Baiona e C. Pereira Cabrita, “Dimensionamento de Motores de Relutância Variável Comutados”, Electricidade, No. 343, pp. 96–105, Abril 1997.
- [4] C.B. Gray, “Electrical Machines and Drive Systems”, Longman Scientific & Technical, 1989.
- [5] Maria do Rosário Alves Calado, “Actuador Linear de Relutância Variável Comutado. Modelização, Dimensionamento, Construção e Ensaio”, Dissertação de Doutoramento. Universidade da Beira Interior. Covilhã, Julho 2003.
- [6] I. Boldea e Sayed Nasar, “Linear Electric Actuators and Generators”, Cambridge University Press, Reino Unido, 1997.
- [7] C. Cossar e T.J.E. Miller, “Electromagnetic Testing of Switched Reluctance Motors”, ICEM’92, pp. 470–474, September 14-17, Manchester, Reino Unido, 1992.
- [8] Jeremiah O’Dwyer e Eberhard Vonhof, “Saturable Variable Reluctance Motor Simulation Using Spline Functions”, ICEM’94, Paris, França, 1994.
- [9] M. Moallem e C. M. Ong, “Predicting The Torque of a Switched Reluctance Machine From its Finite Element Field Solution”, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, No. 4, pp. 733–739, December 1990.
- [10] Virendra Kumar Sharma, S. S. Murthy e Bhim Singh, “An Improved Method for the Determination of Saturation Characteristics of Switched Reluctance Motors”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 48, No. 5, pp 995–1000, October 1999.
- [11] Adrian David Cheok e Nesimi Ertugrul, “Computed-Based Automated Test Measurement System for Determining Magnetization Characteristics of Switched Reluctance Motors”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 3, pp 690–696, June 2001.
- [12] J. Čorda, S. Maši e J.M. Stephenson, “Computation and Experimental Determination of Running Torque Waveforms in Switched-Reluctance

- Motors”, IEE proc., part. B, Vol. 140, No. 6, pp. 387–392, November 1993.
- [13] Nicholas J. Nagel e Robert D. Lorenz, “Modeling of a Saturated Switched-Reluctance Motor Using an Operating Poin Analysis and the Unsaturated Torque Equation”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 714–722, May/June 2000.
- [14] Peter N. Materu e Ramu Krishnan, “Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 4, pp. 523–529, November 1989.
- [15] A.A. Arkadan e B.W. Kielgas, “Switched Reluctance Motor Drive Systems Dynamic Performance Prediction and Experimental Verification”, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 9, No. 1, pp. 36– 44, March 1994.

CAPÍTULO

3

DIMENSIONAMENTO DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA

Neste capítulo apresenta-se o dimensionamento da máquina que servirá de suporte à realização desta dissertação. Para tal utiliza-se uma metodologia inovadora de dimensionamento de máquinas lineares de relutância variável comutadas baseada na estimativa do desempenho da máquina em regime permanente.

3.1 Introdução

O propósito inicial desta dissertação centrava-se exclusivamente em aspectos relacionados com o controlo de uma máquina linear de relutância variável comutada tolerante a falhas. Para melhor responder a esse objectivo é importante que a máquina possua as seguintes características [1]:

- Número de fases igual a quatro.
- Ligação em paralelo dos enrolamentos (bobinas) de cada uma das fases.
- Existência de pontos de acesso ao enrolamento para simulação de situações de avaria.

Paralelamente, pretendia-se avaliar a capacidade de utilização desta máquina em alta velocidade. Este facto implicaria a utilização de um percurso longo. Para se conseguir acomodar a máquina no espaço disponível, seria necessário que essa máquina funcionasse num circuito fechado, implicando que a mesma tivesse a capacidade de inscrição em curva de raio reduzido.

Todavia, como não se conseguiria dispor de uma máquina linear de relutância variável comutada que reunisse em si todos aqueles requisitos, é igualmente propósito desta dissertação a concepção e a construção de um protótipo original que obedeça a esses mesmos requisitos.

As razões anteriormente expostas conduziram então à opção de uma máquina linear de duplo primário e de fluxo transversal, onde existe a possibilidade de construir, para os fluxos gerados nas diferentes fases, trajectos magnéticos independentes. Esta opção abre assim caminho às seguintes vantagens:

- Existência de ligação articulada entre fases para melhor inscrição em curva.
- Maior independência entre fases, logo, maior predisposição para um funcionamento tolerante a falhas.

- Maior simetria electromagnética da máquina.

No que respeita à metodologia de dimensionamento do protótipo utilizado nesta dissertação, adoptaram-se, de forma sequencial, os critérios expostos no fluxograma que se representa na Figura 3.1.

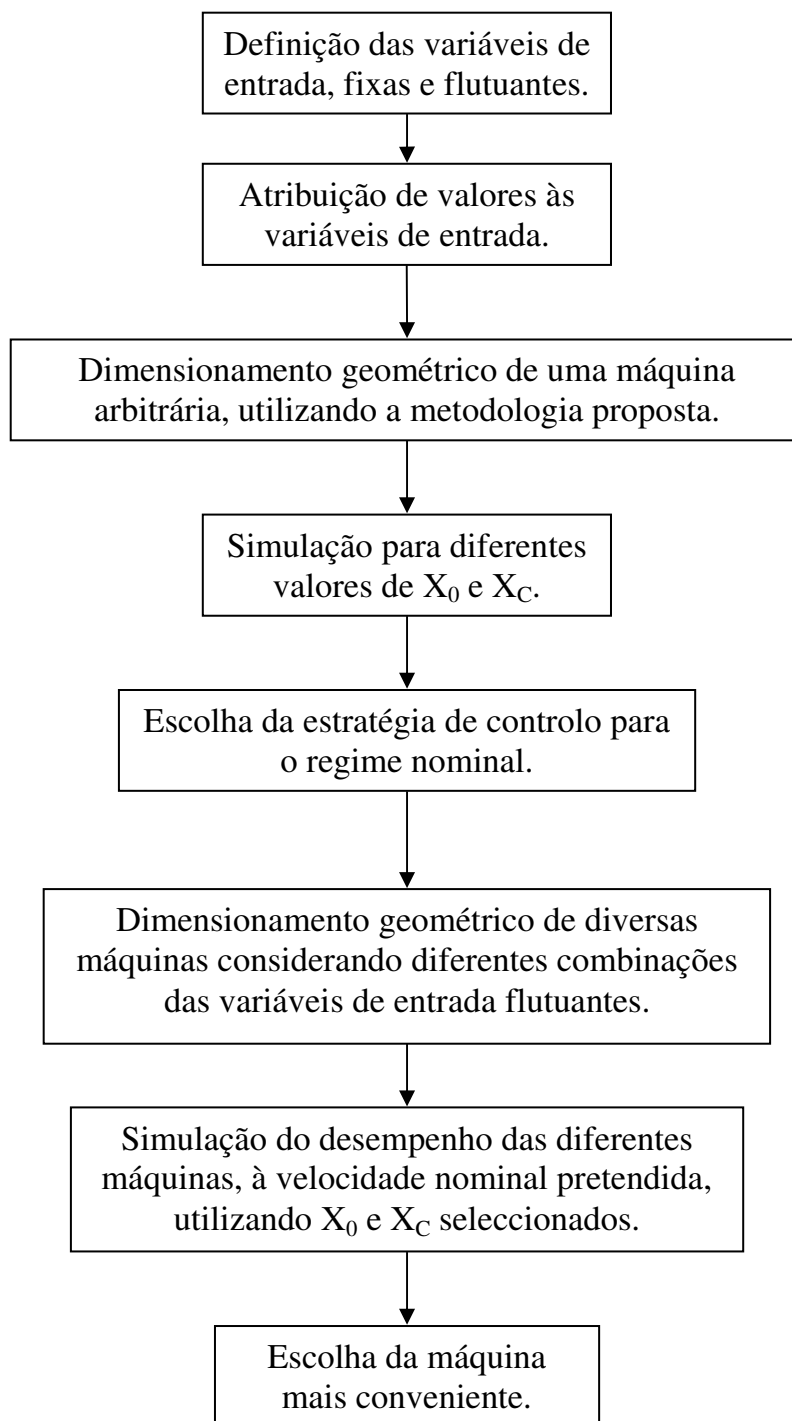


Figura 3.1 – Fluxograma da metodologia de dimensionamento utilizada.

Relativamente ao fluxograma apresentado, optou-se por designar como variáveis fixas aquelas cujos valores são previamente definidos, mantendo-se invariantes em todo o processo de dimensionamento. Contrariamente, as variáveis de entrada cujos valores são igualmente impostos à partida, mas que poderão ser alterados durante o processo de cálculo, têm a designação de variáveis flutuantes. Quanto aos parâmetros X_0 e X_C eles representam, respectivamente, a posição de início de condução e a posição em que a tensão no enrolamento é comutada para desmagnetizar a fase até então excitada.

3.2 Estrutura da Máquina

A estrutura da MLRVC, esquematizada na Figura 3.2, representa uma máquina plana de fluxo longitudinal, estudada em [2]. Constituída por um primário, esta máquina é assim designada pelo facto das linhas de fluxo magnético induzidas por uma fase se deslocarem ao longo do eixo longitudinal da máquina. Outra característica importante desta máquina prende-se com o facto do fluxo atravessar duas vezes o entreferro.

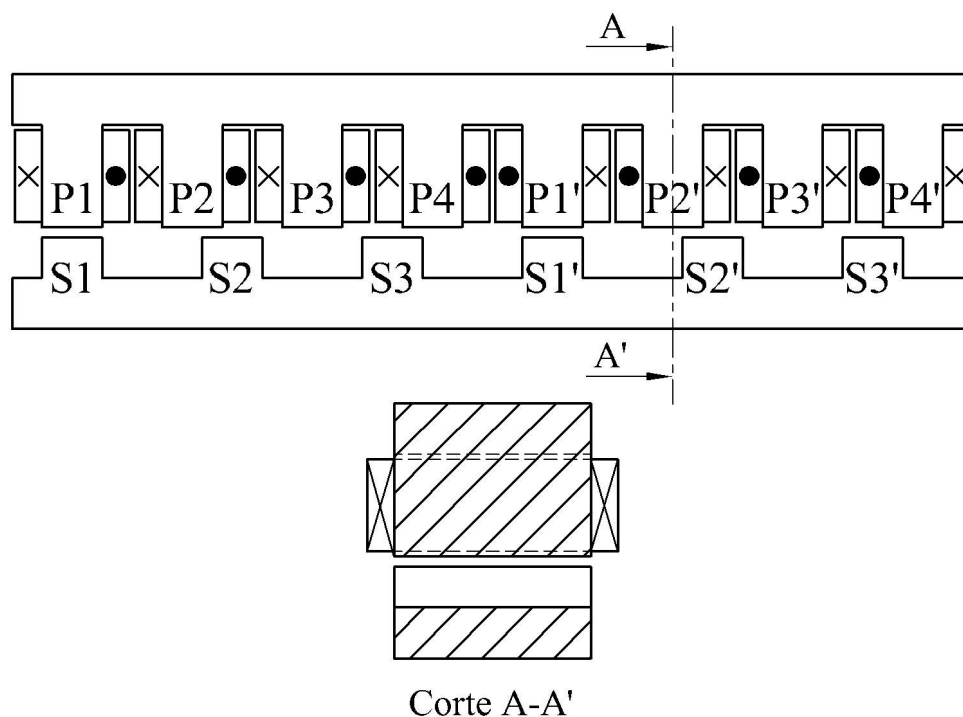


Figura 3.2 – Esquematização de uma MLRVC plana de fluxo longitudinal.

A mesma estrutura encontra-se representada em pormenor na Figura 3.3, onde se apresentam as dimensões características da máquina. Importa referir que o seu dimensionamento é antecedido pela escolha do material utilizado na construção dos circuitos magnéticos. Assim, o empilhamento de chapa magnética, constituída por uma liga de aço magnético e silício, de cristais orientados, será a solução que melhor permite reduzir a relutância magnética do circuito, bem como as perdas no ferro, devidas não só às correntes de Foucault mas também à histerese magnética. Note-se que este tipo de chapa magnética é um material magnético bastante macio, isto é, com uma área do ciclo de histerese extremamente reduzida.

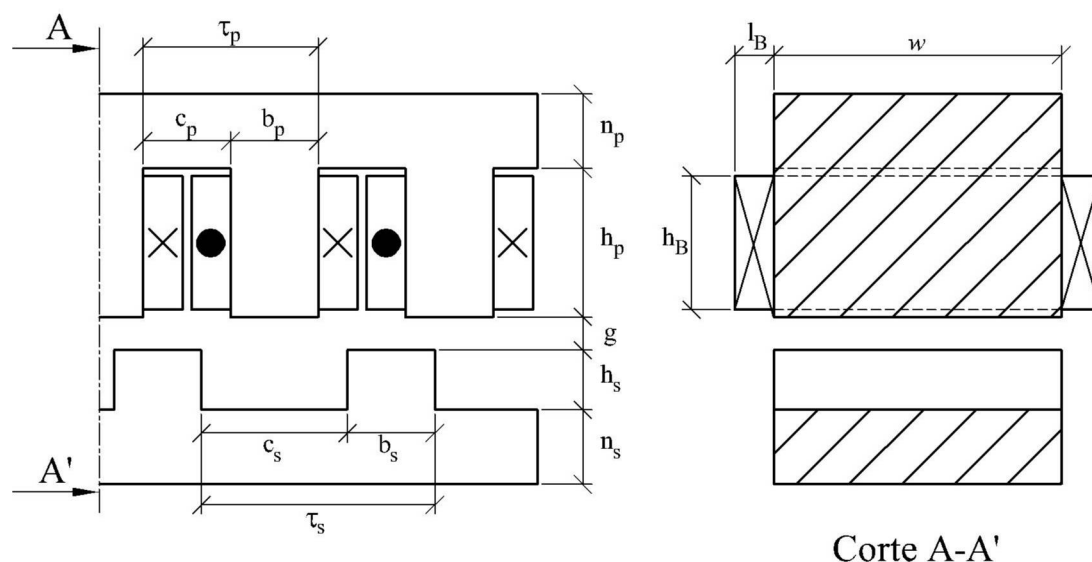


Figura 3.3 – Dimensões características do MLRVC.

As considerações explicitadas no preâmbulo deste capítulo apontam para a utilização de uma máquina com uma estrutura diferente. Essa máquina, representada na Figura 3.4, partilha com a máquina anterior o facto do fluxo gerado por uma fase atravessar duas vezes o entreferro. A Figura 3.4 também apresenta as dimensões características da máquina na sua nova geometria, podendo-se observar as correspondências dimensionais entre as duas estruturas analisadas. Importa referir, no entanto, as especificidades desta nova estrutura:

- 1º Contém um circuito magnético por fase, permitindo assim uma maior independência electromecânica entre fases e uma maior simetria da máquina.
- 2º As saliências polares S_j e S_j' (onde j representa o índice da saliência polar respectiva) da estrutura plana de fluxo longitudinal, surgem agrupadas num só elemento.
- 3º Apresenta a possibilidade de se regular o distanciamento entre fases, permitindo ligações articuladas entre elas e, assim, melhorar a inscrição em curva.

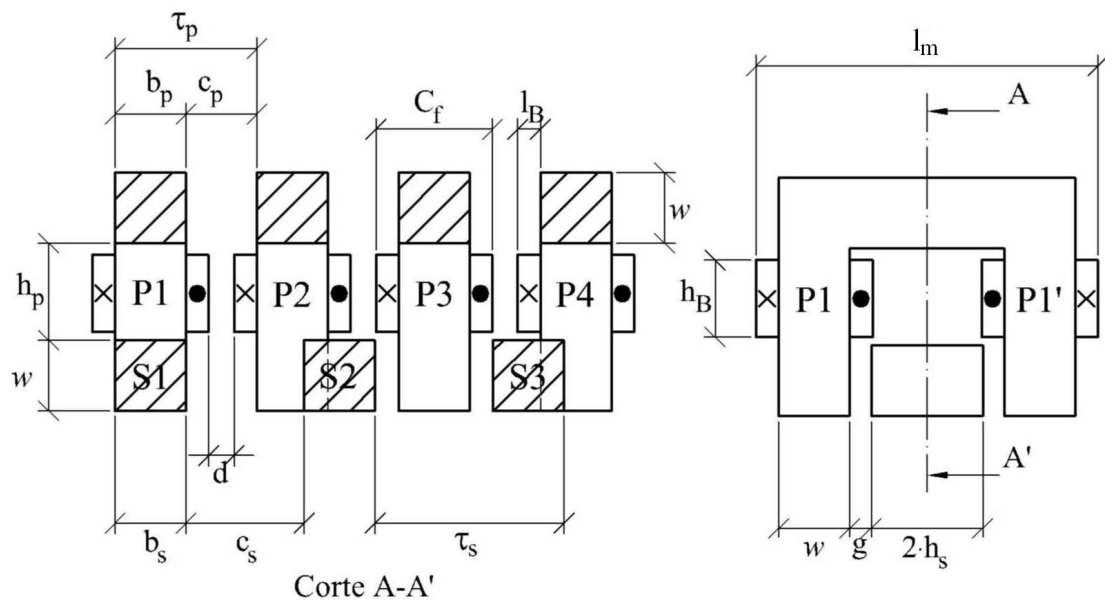


Figura 3.4 – Esquemática da MLRVC plana de fluxo transversal adoptada, e respectivas dimensões características.

3.3 Análise do Desempenho da MLRVC

Uma MLRVC, à semelhança da sua congénere rotativa, funciona através da alimentação sucessiva das suas diferentes fases, de forma a ocupar sucessivas posições de alinhamento. Para tal, a máquina necessita de um patamar de controlo entre o sistema de alimentação e as suas fases, patamar esse constituído por um circuito conversor de dois quadrantes, totalmente comandado, que alimenta de forma independente as diferentes fases.

Na máquina, assim concebida, à excitação de cada uma das fases encontra-se associado um passo ou deslocamento, denominado por deslocamento de passo, e definido, por analogia com (2.1), pela seguinte expressão:

$$x_{passo} = \frac{C_m}{m \cdot N_2} \quad (3.1)$$

sendo C_m o comprimento da máquina, m o número de fases e N_2 o número de saliências polares do secundário.

Independentemente do circuito utilizado, por aplicação da lei das tensões ou das malhas (2ª lei de Kirchhoff), ao circuito da fase excitada, obtém-se:

$$V = RI(t) + \frac{\partial \Psi(t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

sendo V a tensão à entrada do talhador, e aplicada ao enrolamento, R a resistência da fase, I a corrente de excitação, e Ψ o fluxo ligado à fase. Por sua vez, a expressão (3.2) pode ser reescrita em função da posição relativa entre primário e secundário, na seguinte forma:

$$V(x) = RI(x) + v \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x} \quad (3.3)$$

representando v o valor instantâneo da velocidade da máquina na posição x .

A resolução das equações (3.2) ou (3.3) requer o conhecimento das curvas de magnetização, principalmente quando se pretender entrar em linha de conta com os fenómenos decorrentes da saturação magnética. Devido à não linearidade da máquina, é usual a utilização de métodos numéricos para a resolução daquelas duas equações.

Para uma velocidade v constante, é preferível reescrever (3.3) na seguinte forma [1]:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial x} = \frac{V(x) - RI(x, \Psi)}{v} \quad (3.4)$$

A resolução desta equação obtém-se por recurso à implementação do método de Runge-Kutta, sendo:

$$h = \Delta x = v \cdot \Delta t \quad (3.5)$$

$$\varepsilon \leq h^4 \quad (3.6)$$

$$\psi(x_0) = 0 \quad (3.7)$$

$$\psi(x_{n+1}) = \psi(x_n) + \Delta\psi(x_n) \quad (3.8)$$

onde:

$$\Delta\psi(x_n) = \frac{1}{6} [K_1(x_n) + 2K_2(x_n) + 2K_3(x_n) + K_4(x_n)] \quad (3.9)$$

Os coeficientes K_1 , K_2 , K_3 e K_4 são obtidos, respectivamente, através das seguintes expressões:

$$K_1(x_n) = \frac{V(x_n) - RI[x_n, \psi(x_n)]}{v} \Delta x \quad (3.10)$$

$$K_2(x_n) = \frac{V(x_n) - RI\left[\left(x_n + \frac{\Delta x}{2}\right), \left(\psi(x_n) + \frac{K_1(x_n)}{2}\right)\right]}{v} \Delta x \quad (3.11)$$

$$K_3(x_n) = \frac{V(x_n) - RI\left[\left(x_n + \frac{\Delta x}{2}\right), \left(\psi(x_n) + \frac{K_2(x_n)}{2}\right)\right]}{v} \Delta x \quad (3.12)$$

$$K_4(x_n) = \frac{V(x_n) - RI[(x_n + \Delta x), (\psi(x_n) + K_3(x_n))]}{v} \Delta x \quad (3.13)$$

Os valores $I(x, \psi)$ utilizados nos cálculos das constantes $K_i(x_n)$, inexistentes na tabela, são obtidos a partir de interpolação numérica, sendo a mais aconselhada a “Cubic Spline Interpolation” [1,3].

Em virtude do método exposto utilizar o fluxo como variável de estado, o cálculo da força para cada posição, deduzido do princípio de D’Lambert, é efectuado recorrendo-se às seguintes expressões [4]:

$$F(x) = - \left. \frac{\partial W_m(x, \psi)}{\partial x} \right|_{\psi=const.} \quad (3.14)$$

$$F(x) = \frac{W_m[(x - \Delta x), \psi(x)] - W_m[(x + \Delta x), \psi(x)]}{2\Delta x} \quad (3.15)$$

3.4 Critérios de Dimensionamento da MLRVC

O funcionamento da MLRVC depende fortemente da relação dimensional entre os comprimentos das cavas e dos dentes do primário e do secundário. Para melhorar o desempenho da máquina, Lawrenson [5], secundado por outros autores [2,6], apresenta um conjunto de critérios para o dimensionamento de um MRVC. Estando este trabalho associado a uma MLRVC, far-se-ão as respectivas adaptações à especificidade da máquina. Assim, uma MLRVC deve obedecer às seguintes especificações:

- Apresentar um valor de indutância mútua entre fases tão reduzido quanto possível.
- Repetir as posições relativas, entre primário e secundário, durante um deslocamento igual ao comprimento da máquina.
- Possuir um valor de indutância mínima (L_{na}) tão reduzido quanto possível. Para tal, o comprimento das cavas do primário deveria ser ligeiramente superior ao comprimento dos dentes do secundário, sendo no entanto usual encontrar máquinas com estas dimensões iguais. Assim, impõe-se que:

$$c_p \geq b_s \quad (3.16)$$

- Ser capaz de arrancar em qualquer sentido independentemente da posição relativa entre primário e secundário.

- Minimizar a frequência de comutação da tensão nas fases. Para tal, os números de pólos do primário e do secundário devem respeitar as seguintes condições:

$$mmc(N_1, N_2) = mN_2 \quad (3.17)$$

$$mmc(N_1, N_2) > N_1 > N_2 \quad (3.18)$$

onde *mmc* significa *mínimo múltiplo comum*. N_1 e N_2 serão ambos inteiros e o número de fases m deve ser superior a 2.

Lawrenson, no mesmo trabalho citado anteriormente, propõe a utilização de um triângulo de dimensionamento, representado na Figura 3.5, para se calcular a melhor relação entre as dimensões polares e interpolares do primário e do secundário.

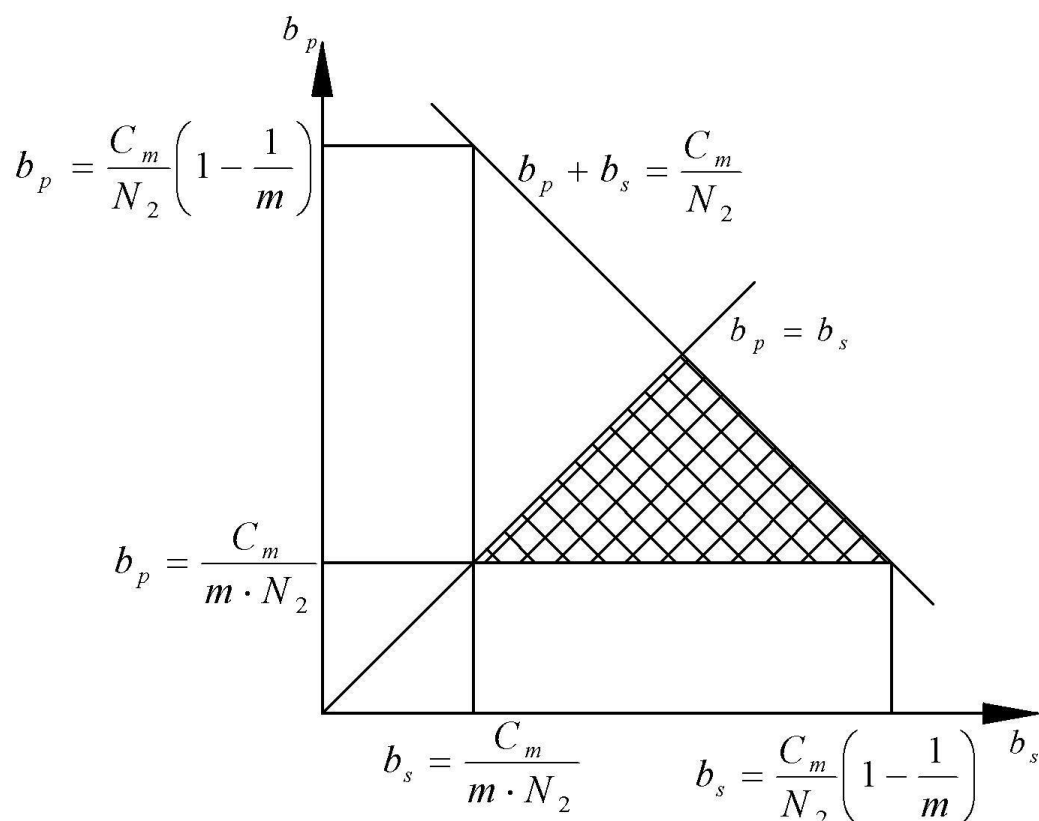


Figura 3.5 – Triângulo de dimensionamento de uma MLRVC.

Assim, esse triângulo de dimensionamento é a representação das seguintes condições limite:

- 1) O valor mínimo dos comprimentos dos dentes do primário e do secundário é dado pela seguinte relação:

$$\min(b_p, b_s) > \frac{C_m}{m N_2} \quad (3.19)$$

onde C_m representa o comprimento da máquina, sendo igual, como se torna evidente, ao produto entre o dobro do número de fases e o passo polar do primário:

$$C_m = 2m\tau_p \quad (3.20)$$

- 2) O valor máximo do comprimento dos dentes é governado pela seguinte equação:

$$b_p + b_s \leq \frac{C_m}{N_2} \quad (3.21)$$

- 3) O comprimento dos dentes do secundário deverá ser igual ou superior ao comprimento dos dentes do primário. Usualmente, na prática, esses comprimentos são iguais, evitando-se desta forma a existência de zonas de indutância máxima constante, melhorando-se assim o perfil da força de tracção.

Aplicando o exposto a uma máquina tetrafásica, obtém-se $N_1 = 8$ e $N_2 = 6$, vindo assim:

$$\frac{\tau_p}{3} \leq b_p = b_s \leq \frac{\tau_p}{2} \quad (3.22)$$

Considerando que a máquina terá de apresentar o mesmo comprimento no primário e no secundário, obtém-se a seguinte relação:

$$2m\tau_p = N_2\tau_s \quad (3.23)$$

3.5 Inscrição em Curva da MLRVC

A inscrição da máquina em curva impõe algumas limitações dimensionais que importa analisar.

Assim, a primeira consideração a ter em conta, no dimensionamento da máquina em curva, tem que ver com a necessidade de o primário e o secundário não colidirem mecanicamente.

Atendendo à Figura 3.6, conclui-se que, para não haver contacto mecânico entre o primário e o secundário, é necessário respeitar as seguintes condições:

$$R1 < R - h_s \quad (3.24)$$

$$R2 < R + h_s + g \quad (3.25)$$

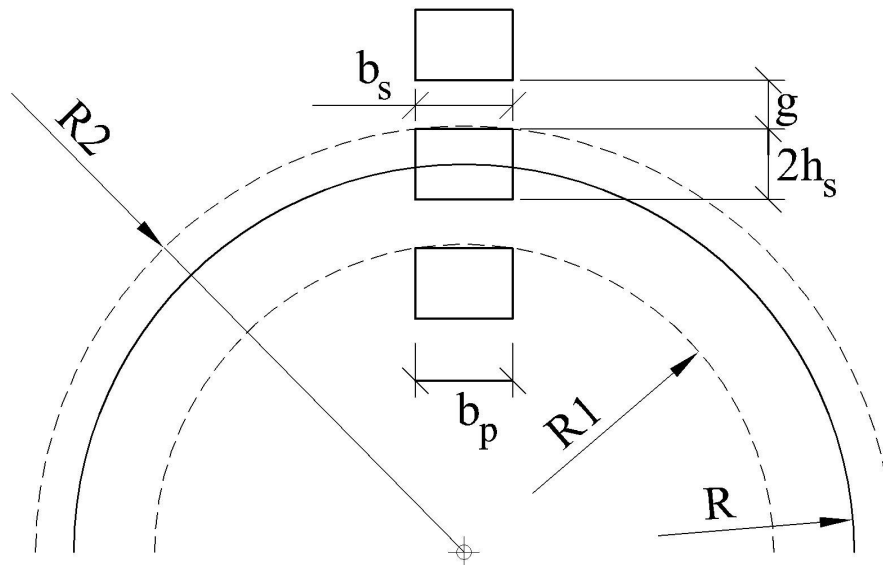


Figura 3.6 – Esquematização do primário e do secundário da máquina em curva, bem como das grandezas determinantes para calcular o raio de curvatura mínimo admissível.

A condição expressa em (3.26), resultante da manipulação matemática de (3.24) e (3.25), e considerando ainda $b_s = b_p$, representa o raio mínimo admissível em curva, de uma determinada máquina:

$$R > h_s + \frac{g}{2} + \frac{b_p^2}{8g} \quad (3.26)$$

O segundo critério prende-se com o afastamento necessário entre fases, para que a máquina se articule e melhor se adapte ao perfil da curva.

Para que as fases não se sobreponham, facilmente se constata, da Figura 3.7, a observância da seguinte relação:

$$\alpha_1 < \frac{\alpha}{2} = \sin^{-1} \left(\frac{\tau_p}{2R} \right) \quad (3.27)$$

onde R representa o raio de curvatura mínimo admissível.

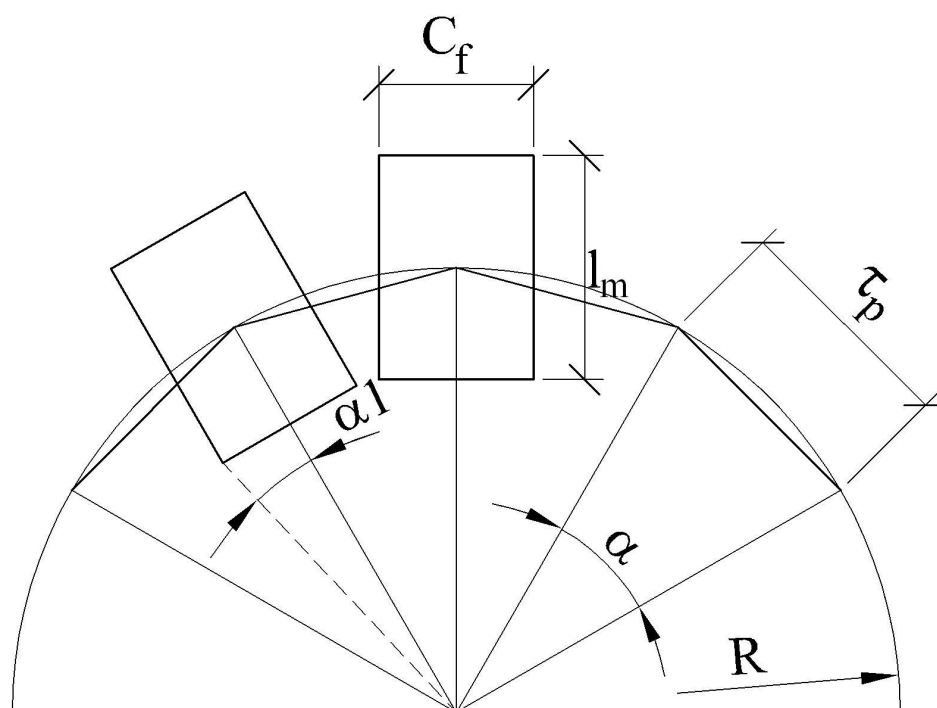


Figura 3.7 – Esquemática das fases da máquina em curva, bem como das grandezas determinantes para calcular o afastamento necessário entre as fases.

Simultaneamente, e por dedução geométrica, obtém-se:

$$\alpha_1 = \sin^{-1} \left(\frac{\frac{C_f}{2}}{\sqrt{\left(\frac{C_f}{2}\right)^2 + \left(R - \frac{l_m}{2}\right)^2}} \right) \quad (3.28)$$

Finalmente, por manipulação matemática de (3.27) e (3.28), tem-se a seguinte

relação entre as diferentes dimensões da máquina, para que este segundo critério seja respeitado:

$$C_f < \frac{2R\tau_p - l_m\tau_p}{\sqrt{4R^2 - \tau_p^2}} \quad (3.29)$$

O afastamento necessário entre fases pode ser respeitado utilizando um outro artifício geométrico disponível. Assim, é sabido que o passo polar do primário pode ter vários incrementos de τ_s , uma vez que, para a máquina funcionar, é apenas necessário garantir que, quando uma das fases se encontra na posição alinhada, as outras tenham o mesmo afastamento relativo a uma qualquer saliência polar do secundário. Desta forma, pode incrementar-se largamente o afastamento entre fases, garantindo o respeito por este critério de inscrição em curva, sem necessidade de o tornar influente no dimensionamento da máquina.

O terceiro e último aspecto a ter em conta prende-se com a necessidade de ajustar o passo polar do secundário, para que o comprimento angular do primário da máquina seja igual ao comprimento angular do seu secundário.

Assim, para que tal se verifique, é necessário reescrever a expressão (3.23), adaptando-a às novas circunstâncias, resultando assim:

$$2m\alpha = N_2\alpha_2 \quad (3.30)$$

onde α representa a abertura angular, relativamente ao centro da curva, da distância entre duas fases contíguas (ver Figura 3.8), distância essa, em linha recta, denominada por passo polar do primário, e α_2 representa a abertura angular, relativamente ao centro da curva, da distância entre dois pólos contíguas do secundário.

Importa pois definir α_2 em função da máquina deslocando-se em linha recta e do raio de curvatura. Assim, por manipulação matemática de (3.30), obtém-se:

$$\alpha_2 = \frac{4m}{N_2} \sin^{-1}\left(\frac{\tau_p}{2R}\right) \quad (3.31)$$

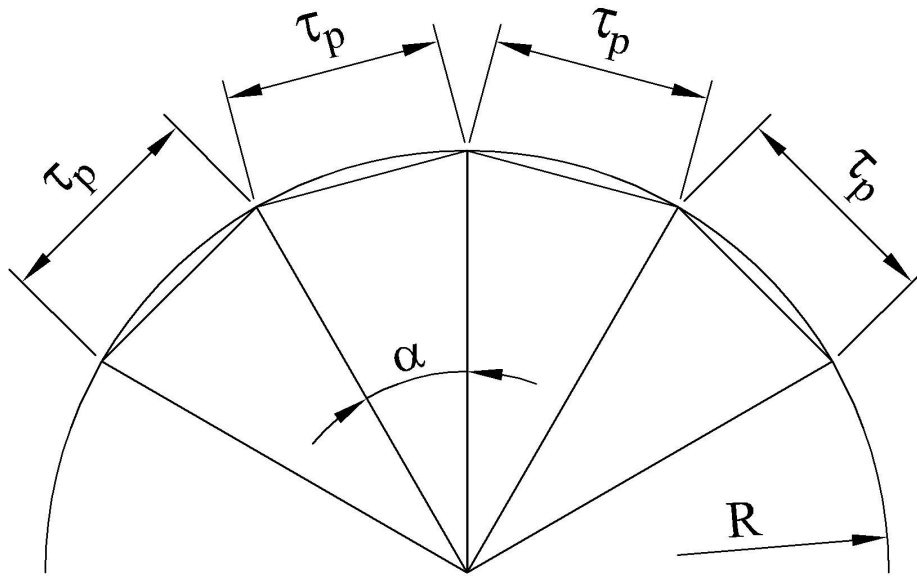


Figura 3.8 – Representação do comprimento do primário numa curva de raio R. e se, por imposição do segundo critério de inscrição em curva, se tiver:

$$\tau_p = 2b_p + z\tau_s \quad (3.32)$$

onde z representa o número de incrementos de τ_s efectuados, virá então:

$$\alpha_2 = \frac{4m}{N_2 + 2mz} \sin^{-1} \left(\frac{2b_p + z\tau_s}{2R} \right) \quad (3.33)$$

que, para uma máquina de quatro fases e seis pólos no secundário, resulta na seguinte expressão:

$$\tau_{sc} = \frac{8R}{3+4z} \sin^{-1} \left(\frac{2b_p + z\tau_s}{2R} \right) \quad (3.34)$$

onde τ_{sc} representa a dimensão, ao longo do perímetro, do passo polar do secundário em curva.

3.6 Dimensionamento da MLRVC

O dimensionamento de uma máquina consiste na procura de um objectivo tendo em conta um conjunto de premissas.

Objectivo: Desenvolver uma determinada potência mecânica, dita nominal, caracterizada por uma determinada força a uma dada velocidade, também elas nominais. A especificação destes objectivos é analisada na secção 3.6.1.

Premissas: Condições que a máquina deve respeitar para melhor se adaptar à aplicação objecto. De entre várias, destaca-se a tensão de alimentação do conversor, o número de fases e a frequência de trabalho do talhador de tensão associado a cada uma das fases. É no entanto possível especificar outros aspectos, potencialmente críticos em aplicações específicas, como sejam a temperatura de funcionamento, as dimensões exteriores máximas, o peso, o tipo de ambiente de trabalho ou o nível de ruído máximo admissível.

Algumas premissas anteriormente referidas foram já definidas. Assim, e a título de exemplo, o número de fases será de quatro e a estrutura será plana de fluxo transversal e duplo primário.

A escolha da tensão de alimentação deverá evitar a utilização de um transformador. Optou-se, neste trabalho, pelo valor da tensão de saída de um rectificador monofásico de onda completa a díodos, em que a alimentação é efectuada a partir da rede de distribuição de energia eléctrica em baixa tensão ($\approx 200V$).

A frequência de trabalho do conversor é limitada pelos tempos de comutação dos semicondutores que o constituem e respectivos circuitos de disparo, e pela frequência de trabalho da máquina de cálculo (PIC, DSPIC, μP ou DSP).^{*} Paralelamente, a frequência de talhamento da tensão de alimentação é directamente proporcional à velocidade e inversamente proporcional ao deslocamento de passo. Assim sendo, a combinação destes dois factores deve requerer, do conversor, uma frequência de trabalho relativamente baixa para que se possa efectuar o talhamento da tensão de fase entre X_0 e X_C , incrementando-se, desta forma, a versatilidade do accionamento.

^{*} PIC – Microcontroller; DSPIC – Digital Signal Controller; μP – Microprocessor; DSP – Digital Signal Processor.

3.6.1 Definição das Variáveis de Entrada

Qualquer metodologia de dimensionamento de máquinas eléctricas requer a atribuição de valores a um conjunto de grandezas, normalmente denominadas por variáveis de entrada. Assim, as variáveis de entrada previamente definidas por variáveis fixas são aquelas que resultam dos requisitos da aplicação, ou seja:

- Força de tracção nominal de referência, F_{ref} .
- Velocidade nominal, v_n .

A estas variáveis acrescem ainda os seguintes parâmetros e variáveis:

- Tensão contínua de alimentação do conversor electrónico de energia, V_0 .
- Estrutura da máquina.
- Número de fases, m .
- Número de pólos do secundário, N_2 .
- O menor dos raios de curvatura utilizados R_{min} .

Por sua vez, as variáveis de entrada previamente definidas por variáveis flutuantes são as seguintes:

- Comprimento dos dentes do primário, b_p .
- Comprimento do entreferro, g .
- Largura das laminações da máquina, w .
- Número de espiras por bobina, N_e .
- Diâmetro do condutor, d_{cu} .
- Número de ramos (circuitos paralelos de corrente) de cada uma das fases da máquina, N_r .
- Número de bobinas em cada ramo, N_{br} .

A posição de início de condução para dimensionamento, X_0 , e a posição de comutação para dimensionamento, X_C , podem também ser consideradas variáveis flutuantes.

3.6.2 *Determinação dos Requisitos do Sistema de Tracção*

É objectivo deste trabalho desenvolver uma solução de accionamento inovadora para aplicação ferroviária no âmbito dos transportes de montanha e dos transportes colectivos de pessoas em cidades com pequena ou média dimensão (entre 50 000 e 100 000 habitantes).

Deste modo, a máquina linear deverá ser capaz de deslocar o veículo com uma velocidade média de 30 ms^{-1} , correspondente a 108 kmh^{-1} , em percursos planos, sendo admissível que a velocidade máxima sofra uma redução de 50 %, situando-se nos 15 ms^{-1} , sempre que o veículo se encontre numa rampa com a inclinação máxima de dimensionamento (70 %).

Imposta que está a velocidade, importa agora aferir a força de tracção necessária a esta aplicação. Para tal, antes de mais, é fundamental estimar um valor tão próximo quanto possível para o coeficiente de atrito de rolamento (δ). Tratando-se de um veículo, como facilmente se depreende das suas características, que se deslocará sobre carris em aço, estipulou-se um coeficiente de atrito de rolamento $\delta = 0,0025$, valor usualmente utilizado no dimensionamento ferroviário, considerando os carris e a mesa de rolamento das rodas em aço em bom estado [7].

Atendendo a que a propulsão se efectua através de um motor linear, o accionamento do veículo é independente do coeficiente de atrito estático no arranque, usualmente designado por coeficiente de aderência.

Dado que a força máxima necessária se encontra associada à tracção em rampa, far-se-á o cálculo da mesma exclusivamente para esta situação.

Como facilmente se depreende da Figura 3.9 e da Física Geral, para que o veículo se desloque com velocidade constante é necessário que o somatório das forças aplicadas a esse veículo, com direcção tangente ao plano inclinado de deslocamento, seja nulo.

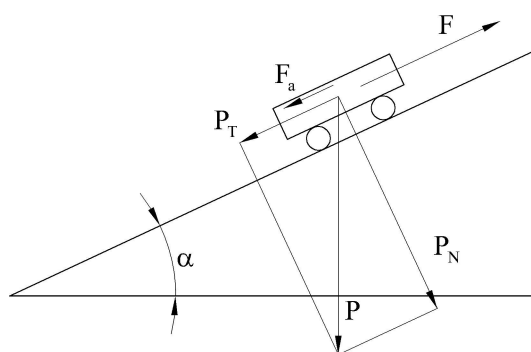


Figura 3.9 – Diagrama de forças aplicadas a um veículo em rampa.

Assim, conclui-se que:

$$F = F_a - P_T \quad (3.35)$$

sendo F a força de tração, P_T a componente tangencial do peso e F_a a força de atrito de rolamento, dada, como é sabido, pela seguinte expressão:

$$F_a = P_N \delta \quad (3.36)$$

Da manipulação matemática de (3.35) e (3.36) obtém-se a seguinte expressão para o cálculo da força de tração necessária:

$$F = P \delta \cos \alpha + P \sin \alpha \quad (3.37)$$

onde $\sin \alpha$ representa a inclinação máxima de dimensionamento previamente fixada em 70 ‰. Note-se que se tem $i[\%] = 1000 \sin \alpha$.

Como se constata de (3.37), a força de tração depende do peso do veículo, como não poderia deixar de ser. Assim, com base nos valores usualmente praticados no material circulante motor ferroviário em tração eléctrica ligeira, para uma lotação máxima de 20 passageiros, considera-se o peso bruto, isto é, o somatório da tara com a carga, aproximadamente igual a 82500 [N] (750 [N/pessoa] x 30 pessoas + 60000 [N] de tara).

Como se compreende, a construção e ensaio de um protótipo deste tipo à escala real seria incomportável com as instalações laboratoriais existentes, pelo que se optou pela construção de um modelo à escala reduzida, possibilitando desta

forma o desenvolvimento e o ensaio de uma unidade de controlo para este tipo de aplicação. Na Tabela 3.1 resumem-se os valores obtidos para o dimensionamento geométrico do veículo, valores estes que representam o ponto de partida para o dimensionamento do accionamento.

Grandezas	Modelo à escala real	Modelo à escala reduzida
Força de tracção, F_{ref}	6000 [N]	60 [N]
Velocidade em patamar, v_n	30 [ms ⁻¹]	10 [ms ⁻¹]
Potência máxima de tracção, $P_{out}=F \cdot v$	$180 \cdot 10^3$ [W]	600 [W]

Tabela 3.1 – Características do dimensionamento geométrico do veículo para aplicação no cálculo do MLRVC.

3.6.3 Dimensionamento Geométrico da Máquina

Considerando o triângulo de dimensionamento, particularmente as expressões (3.16) e (3.22), obteve-se a seguinte relação para o comprimento dos dentes do secundário b_s , e para o comprimento das cavas do primário c_p :

$$b_s = c_p = b_p \quad (3.38)$$

Como é sabido, (3.39) representa o passo polar do primário e (3.40) o passo polar do secundário, isto é:

$$\tau_p = b_p + c_p \quad (3.39)$$

$$\tau_s = b_s + c_s \quad (3.40)$$

Por manipulação matemática de (3.23), (3.38), (3.39) e (3.40) obtém-se:

$$c_s = \frac{b_p (4m - N_2)}{N_2} \quad (3.41)$$

Saliente-se que o valor atribuído a b_p deve adaptar-se à velocidade requerida, para não solicitar à unidade de controlo uma frequência de comutação elevada. No entanto, o valor de b_p deve ser suficiente para conferir resistência ao dente

para que este suporte as forças atractivas entre primário e secundário. Assim, impõe-se:

$$b_p \geq 18\text{mm} \quad (3.42)$$

Largura das laminações da máquina, w

A largura das laminações da máquina, à semelhança de todas as outras variáveis flutuantes, será escolhida por análise da sua influência no desempenho esperado, no entanto, o seu valor está também condicionado pela necessidade de conferir ao dente do primário a resistência mecânica que lhe permita lidar com as forças atractivas entre primário e secundário, aconselhando-se assim:

$$w \geq 18\text{mm} \quad (3.43)$$

Máximo valor eficaz da intensidade de corrente no condutor constituinte das bobinas do primário, I_{max}

A intensidade da corrente deve estar limitada a um valor que não dê origem a perdas por efeito de Joule que venham a provocar temperaturas de funcionamento, em regime permanente, superiores às temperaturas admissíveis para as respectivas classes de isolamento dos materiais isolantes. Assim, dado que a potência dissipada por efeito de Joule está relacionada com o valor eficaz da intensidade de corrente, é este valor que deve ser limitado. Na prática, a sua determinação é feita com base na densidade de corrente J , cujos valores empíricos são atribuídos tomando como base o que se afirmou anteriormente no que respeita às temperaturas. Evidentemente que os valores de J estão também intimamente associados ao sistema de ventilação, ou seja, serão tanto mais elevados quanto mais enérgicos forem os sistemas de arrefecimento. Para o caso concreto das máquinas em estudo, atendendo a que a ventilação é natural, aconselha-se o valor de $3,5 \cdot 10^6$ [A/m²]. Importa pois estimar o valor eficaz da intensidade de corrente máxima admissível num condutor de diâmetro d_{cu} .

Considerando o valor de densidade de corrente $J = 3,5 \times 10^6$ [A/m²], usual em máquinas eléctricas convencionais, resulta a seguinte expressão:

$$I_{max} = S_{cu} \times 3,5 \times 10^6 \quad (3.44)$$

que, em máquinas bobinadas com condutor de secção circular, se traduz na seguinte expressão para o cálculo dessa secção:

$$S_{cu} = \pi \left(\frac{d_{cu}}{2} \right)^2 \quad (3.45)$$

Após a selecção do condutor a utilizar, é possível definir o máximo valor eficaz da corrente no enrolamento, ou seja:

$$I_{max} = 3,5 \times 10^6 \pi \left(\frac{d_{cu}}{2} \right)^2 \quad (3.46)$$

Altura das cavas do secundário, h_s

De acordo com [8], o valor de h_s nas máquinas rotativas deverá ser 20 a 30 vezes superior a g . No entanto, dado que, nas máquinas lineares, os valores de g são substancialmente superiores, de acordo com [2] é usual estipular para h_s um valor 10 a 15 vezes superior, tendo-se optado por considerar a seguinte relação:

$$h_s = 14 g \quad (3.47)$$

Largura da bobina, l_B , e dimensionamento do passo polar do primário, τ_p

Para garantir uma maior simetria da máquina, as bobinas colocadas no mesmo dente são enroladas de forma a constituir um único enrolamento. Assim, no cálculo da largura das bobinas é necessário determinar a área seccional das mesmas A_B , definida pela seguinte expressão:

$$A_B = N_e \cdot N_{bd} \frac{\pi d_{cu}^2}{4 k_e} = l_B h_B \quad (3.48)$$

onde h_B representa a altura das bobinas, k_e o factor de enchimento das cavas, ao qual é comum atribuir o valor de 0,5 (50% de enchimento) para se garantir espaço suficiente para a acomodação das bobinas nas cavas, e N_{bd} o número de bobinas por dente, determinado de acordo com a seguinte relação:

$$N_{bd} = \frac{N_{br} N_r}{N_{df}} \quad (3.49)$$

em que N_{df} representa o número de dentes do primário por fase, normalmente igual a 2.

Como é evidente, o factor de enchimento será tanto mais elevado quanto menor for o número de condutores, sendo as máquinas mais favorecidas exactamente as de grande potência, onde a sua bobinagem é efectuada com condutores maciços de secção quadrada ou rectangular.

O valor de l_B é determinante para o comprimento do segundo critério de inscrição em curva. Assim, optou-se por efectuar o cálculo da largura das bobinas de forma iterativa.

Caso se verifique a seguinte condição:

$$\sqrt{A_B} < g + h_s \quad (3.50)$$

o valor inicial para o cálculo da largura da bobina será determinado através da seguinte expressão:

$$l_B = \sqrt{A_B} \quad (3.51)$$

e, quando se verifica a condição expressa através de (3.50), o cálculo do valor inicial de l_B obedece à seguinte expressão:

$$l_B = g + h_s \quad (3.52)$$

Após o cálculo da largura da bobina, deve verificar-se se o valor obtido respeita a condição expressa em (3.29), ou seja:

$$l_B < 1,15 l_{Bm\acute{a}x} = 1,15 \frac{\frac{2\tau_p(R_{min} - g - w - h_s)}{\sqrt{4R_{min}^2 - \tau_p^2}} - b_p}{2 + \frac{2\tau_p}{\sqrt{4R_{min}^2 - \tau_p^2}}} \quad (3.53)$$

Caso a condição expressa através de (3.53) seja verificada, então a largura da bobina será obtida recorrendo-se à seguinte expressão:

$$l_B = l_{Bm\acute{a}x} \quad (3.54)$$

Caso contrário, incrementa-se o passo polar do primário τ_p de um valor igual ao passo polar do secundário τ_s , até que se verifique a condição (3.53).

O factor multiplicativo 1,15 da expressão (3.53) pretende evitar que a máquina se torne demasiado extensa em comprimento, tornando o método mais criterioso sempre que a diferença entre o valor da largura da bobina e o valor máximo dessa largura seja reduzida.

Uma vez determinado o valor de l_B optou-se por impor as seguintes restrições para se limitar o valor do fluxo de fugas (fluxo magnético gerado pelo enrolamento e que não circula no circuito ferromagnético da máquina, não sendo assim aproveitado de forma útil para a geração da força de tracção):

$$l_B \leq 1,3w \quad (3.55)$$

$$l_B \leq 1,3b_p \quad (3.56)$$

Importa ainda referir que o cálculo de l_B , na topologia da Figura 3.2, é matematicamente expresso pela seguinte expressão:

$$l_B = \frac{c_p}{2} \quad (3.57)$$

Altura das cavas do primário, h_p

A altura das cavas do primário h_p está condicionada pela necessidade de espaço para acomodaco das bobinas, pelo que se considera:

$$h_p = h_B = \frac{A_B}{l_B} \quad (3.58)$$

onde h_B representa a altura da bobinagem do primário.

Resistência das bobinas do primário, R_b

Como é sabido, a resistência de um condutor percorrido por correntes de média e baixa frequência, é dada pela seguinte expressão:

$$R_b = \frac{\rho N_e l_e}{S_{cu}} \quad (3.59)$$

onde R_b representa a resistência de uma bobina com N_e espiras, l_e o comprimento médio de cada espira da bobina e ρ a resistividade do material de que é feito o condutor.

Para se caracterizar completamente a resistência das bobinas, é necessário determinar o seu comprimento médio. Sendo de difícil determinação, na sua forma exacta, é usual estimar-se um comprimento médio de acordo com a seguinte expressão [2,9]:

$$l_e = 2w + 1,2\pi b_p \quad (3.60)$$

que, no entanto, apenas se adapta a enrolamentos com geometria convencional utilizados em máquinas rotativas, pelo que se optou por utilizar a seguinte expressão, que se mostrou bastante precisa:

$$l_e = 2 \cdot K_{CW} \cdot w + \pi \cdot K_{CC} \cdot (b_p + l_B) \quad (3.61)$$

onde K_{CW} e K_{CC} são factores de correcção relativos à deformação geométrica da bobina relativamente à geometria idealizada. Assim, K_{CW} deve ser maior ou igual a 1 e deve aproximar-se de 1 à medida que o valor de w vai crescendo. Por outro lado, K_{CC} deve ser menor ou igual a 1 e deve aproximar-se de 1 à medida que o valor de b_p vai decrescendo, tendo-se optado neste trabalho por considerar $K_{CW} = 1,1$ e $K_{CC} = 0,9$.

3.6.4 Simulação da MLRVC

De acordo com o fluxograma metodológico definido, e apresentado na Figura 3.1, a simulação de desempenho esperado para a máquina em projecto é uma ferramenta fundamental na sua optimização dimensional.

O algoritmo de simulação que se propõe, de acordo com o sub-capítulo 3.3, baseia-se na aplicação das expressões (3.5) a (3.15) numa estrutura de cálculo sinteticamente definida pelo fluxograma da Figura 3.10.

Tendo em conta que apenas uma das fases é objecto de cálculo, e que os valores associados às restantes fases do primário se obtêm por desfasamento das ondas obtidas para a fase calculada, então o número de iterações calculadas para um passo polar do secundário foi associado ao número de fases para que o desfasamento entre fases fosse igual a um número inteiro de iterações. Tem-se assim:

$$\Delta x = \frac{\tau_s}{m k} \quad (3.62)$$

onde k é um inteiro, de acordo com (3.6) inversamente proporcional ao erro máximo admissível, e directamente proporcional ao tempo dispendido no cálculo. Neste trabalho optou-se por considerar $k = 250$, podendo este valor ser diferente consoante a capacidade de cálculo da máquina utilizada e a precisão desejada.

Por facilidade de cálculo considera-se que todas as bobinas de uma mesma fase do primário se encontram ligadas em série, e que a tensão à entrada do talhador V , e aplicada ao enrolamento, resulta da seguinte expressão:

$$V = N_r V_0 \quad (3.63)$$

Como facilmente se entende, a metodologia utilizada na simulação da máquina faz uso das curvas de magnetização, sendo estas calculadas para todas as posições iteradas, e agrupadas sob a forma de uma tabela de consulta, definida para cada máquina simulada.

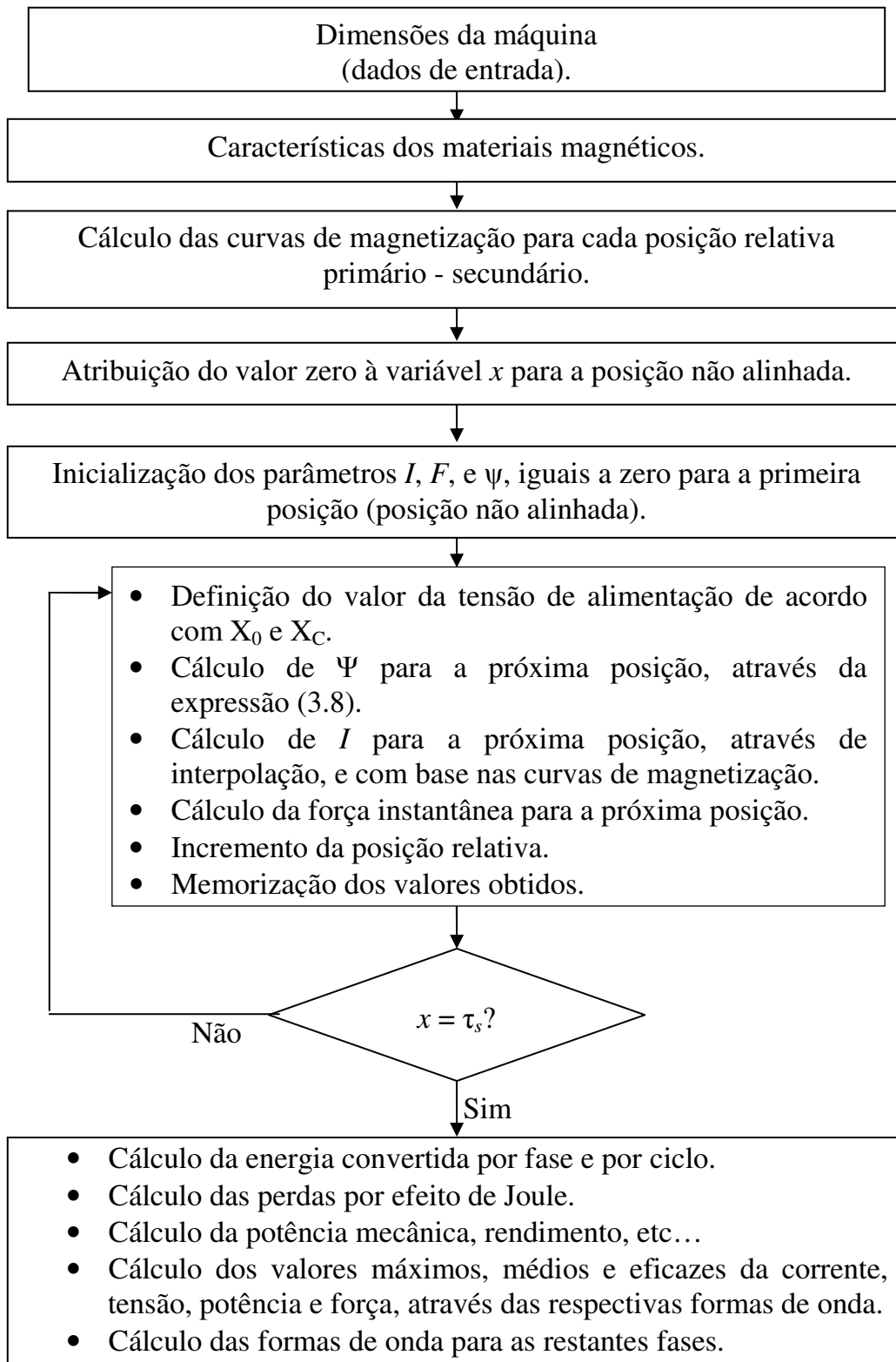


Figura 3.10 – Fluxograma do programa de simulação proposto.

Para a determinação do valor da intensidade da corrente de excitação associada a cada par (x, Ψ) considera-se, separadamente, cada um dos valores da densidade de fluxo B , da curva característica $B = f(H)$ do material ferromagnético. O respectivo valor do fluxo ligado Ψ é determinado de acordo com a seguinte expressão:

$$\Psi = N B w b_P \quad (3.64)$$

onde N representa o número de espiras de uma fase dado por:

$$N = N_e N_r N_{br} \quad (3.65)$$

Por sua vez, a determinação do valor da corrente de excitação I associada a cada par (x, Ψ) é efectuada com recurso à seguinte expressão:

$$I(x) = \frac{H l_f(x) + \frac{B l_g(x)}{\mu_0}}{N} \quad (3.66)$$

onde l_g é o comprimento médio do entreferro, em determinada posição relativa x , percorrido pelas linhas de fluxo magnético, e l_f é o comprimento médio das linhas de fluxo magnético no ferro, para a mesma posição.

Assim, considerando $x = 0$ na posição não alinhada e $0 < x < 0,5\tau_s$, os valores de l_g e l_f serão obtidos respectivamente através das seguintes expressões.

$$l_g(x) = 2(g + h_s) - \frac{4h_s x}{\tau_s} \quad (3.67)$$

$$l_f(x) = 2(h_P + 2 \times (h_S + g + w)) - l_g(x) \quad (3.68)$$

Escolha dos valores de X_0 e X_C para o regime nominal

A escolha dos valores de X_0 e X_C utilizados no regime nominal é efectuada tendo em conta os seguintes aspectos:

- Maximização da força de tracção.
- Maximização do rendimento (eficiência energética).

- Minimização das oscilações da força de tracção. Refira-se que esta oscilação é inversamente proporcional ao número de fases m da máquina.

A máquina, exaustivamente simulada, tem a estrutura que se apresenta na Figura 3.4, tendo resultado de um dimensionamento geométrico aleatório, e cujos parâmetros dimensionais se expõem na Tabela 3.2, com a finalidade de se proceder à análise exaustiva do seu desempenho.

Dados de entrada para dimensionamento geométrico		Dados gerados pelo dimensionamento geométrico	
Número de fases, m	4	Passo polar do primário, τ_p [mm]	84
Tensão contínua de alimentação, V_0 [V]	200	Comprimento dos dentes do secundário, b_s [mm]	18
Velocidade nominal, v_n [m/s]	10	Passo polar do secundário, τ_s [mm]	48
Largura das laminações, w [mm]	18	Altura de cava do primário, h_p [mm]	33,6
Número de ramos de cada uma das fases, N_r	4	Altura de cava do secundário, h_s [mm]	42
Comprimento do entreferro, g [mm]	3	Altura de cada bobina, h_B [mm]	33,6
Diâmetro do condutor constituinte das bobinas, d_{cu} [mm]	0,5	Largura de cada bobina, l_B [mm]	23,4
Número de bobinas em cada ramo, N_{br}	1	Comprimento total da máquina, C_m [mm]	316,8
Comprimento dos dentes do primário, b_p [mm]	18	Raio de curvatura da semi-circunferência do circuito do protótipo laboratorial, R [m]	0,734
Raio de curvatura mínimo necessário, R_{min} [mm]	0,7	Passo polar do secundário na curva de raio R , α_2 [graus]	3,75
Número de pólos do secundário, N_2	6	I_{max} [A]	0,7
Número de espiras em cada bobina, N_e	1000	Largura total da máquina, l_m [mm]	172,8

Tabela 3.2 – Parâmetros dimensionais do MLRVC 8/6, simulado para definição das posições de referência X_0 e X_C .

Um dos aspectos em análise na escolha de X_0 e X_C consiste na oscilação da força de tracção, quantificável através do seu índice de oscilação, K_F , assim definido:

$$K_F = \frac{F_{m\acute{a}x} - F_{m\grave{i}n}}{F_{med}} \quad (3.69)$$

onde $F_{m\acute{a}x}$, $F_{m\acute{i}n}$ e F_{med} representam, respectivamente, os valores maximo, mınimo e medio da forca de traccao desenvolvida pela maquina.

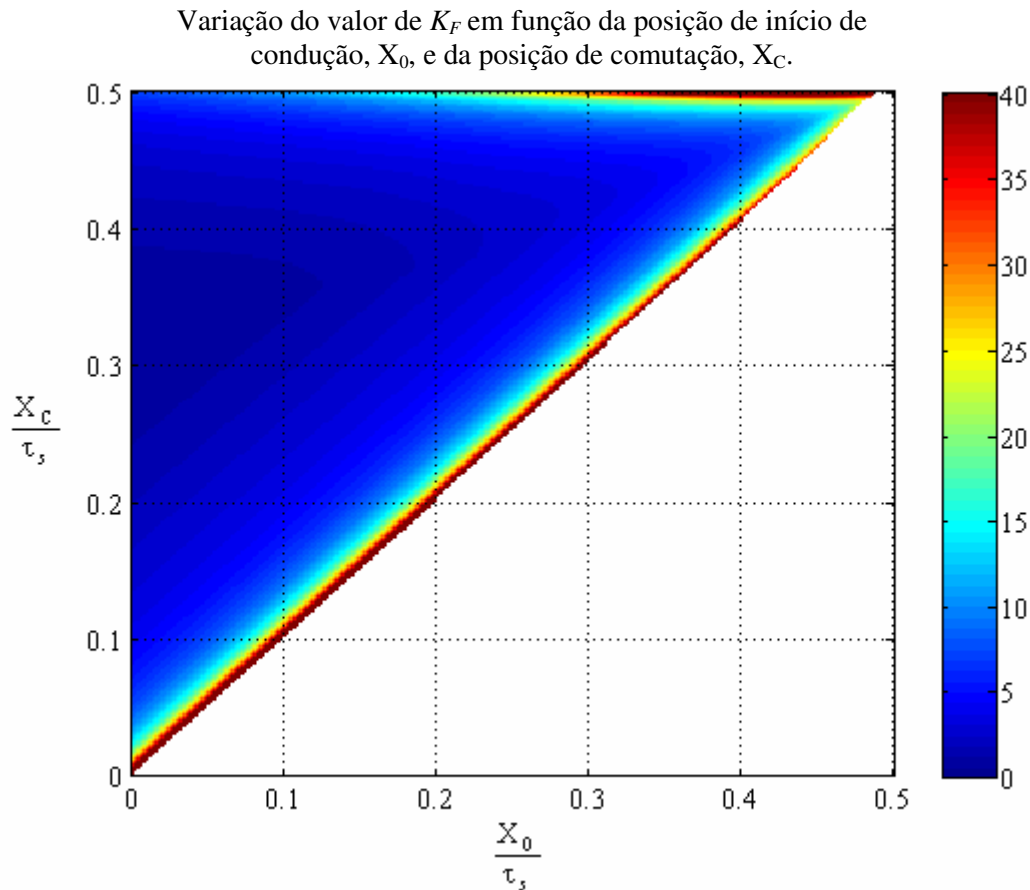


Figura 3.11 – ndice de oscilaao da forca de traccao em funcao da posicao de incio de conducao e da posicao de comutaao.

No grafico da Figura 3.11, onde se ilustra a variaao do ndice de oscilaao da forca de traccao em funcao da posicao de incio de conducao e da posicao de comutaao, pode-se constatar o seguinte:

- Os intervalos de conducao curtos conduzem aos ndices de oscilaao da forca de traccao mais elevados.
- Os valores de X_C demasiado tardios (superiores a $\pm 0,45 \tau_s$) implicam uma penalizaao do ndice de oscilaao, uma vez que dao origem ao aparecimento de intensidades de corrente com valores significativos em posicoes posteriores  posicao alinhada.

Importa agora aferir os valores de X_0 e X_C que melhor maximizem a força de tracção, no sentido de respeitar o segundo critério de escolha.

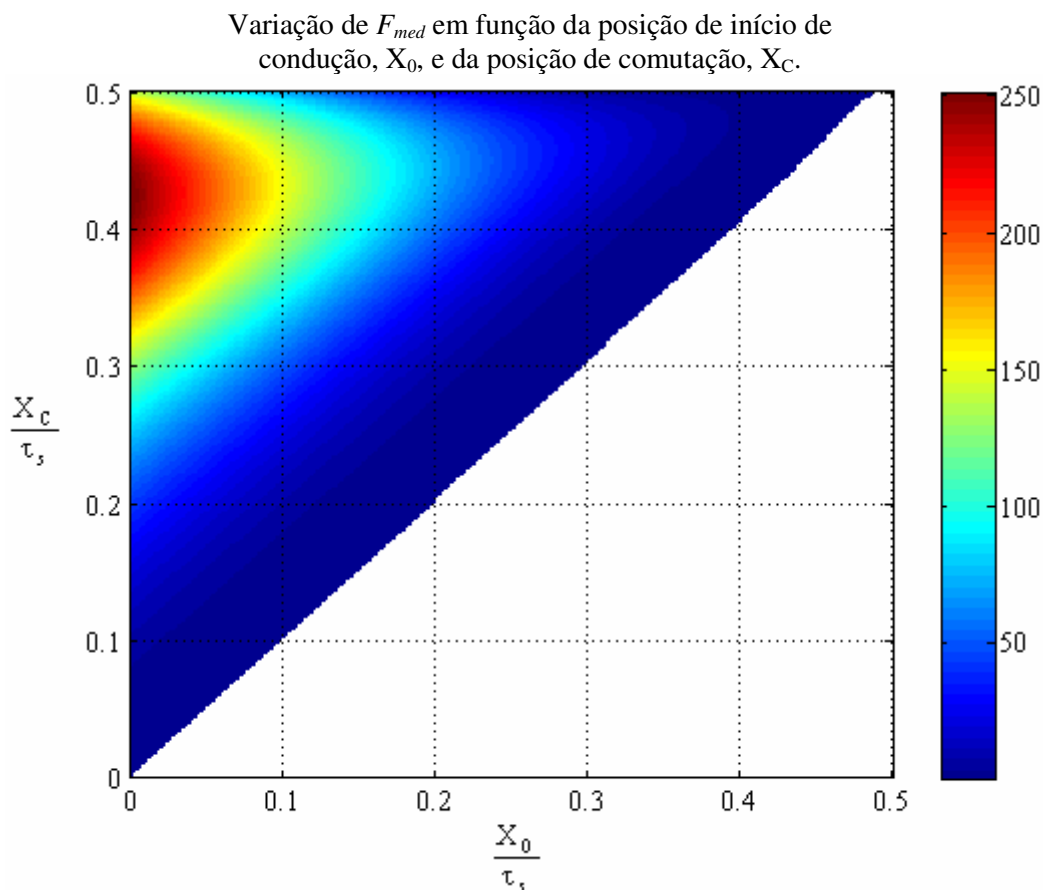


Figura 3.12 – Dependência da força de tracção relativamente ao par de controlo X_0 e X_C .

Na Figura 3.12, onde se ilustra a dependência da força de tracção relativamente a X_0 e X_C , e de onde foram excluídas as situações menos vantajosas, de forma a tornar a zona de análise mais clara, constata-se que a produção de força segue a mesma tendência de optimização que o índice de oscilação.

Por fim, e considerando que se pretende dimensionar um motor, e não um actuador, há que analisar a influência do par de controlo X_0 e X_C sobre o rendimento.

Importa referir que o valor de rendimento analisado corresponde ao rendimento electromagnético da máquina, não incluindo por essa razão as perdas

mecânicas, podendo afirmar-se com segurança que as referidas perdas serão directamente proporcionais ao peso (volume) da máquina.

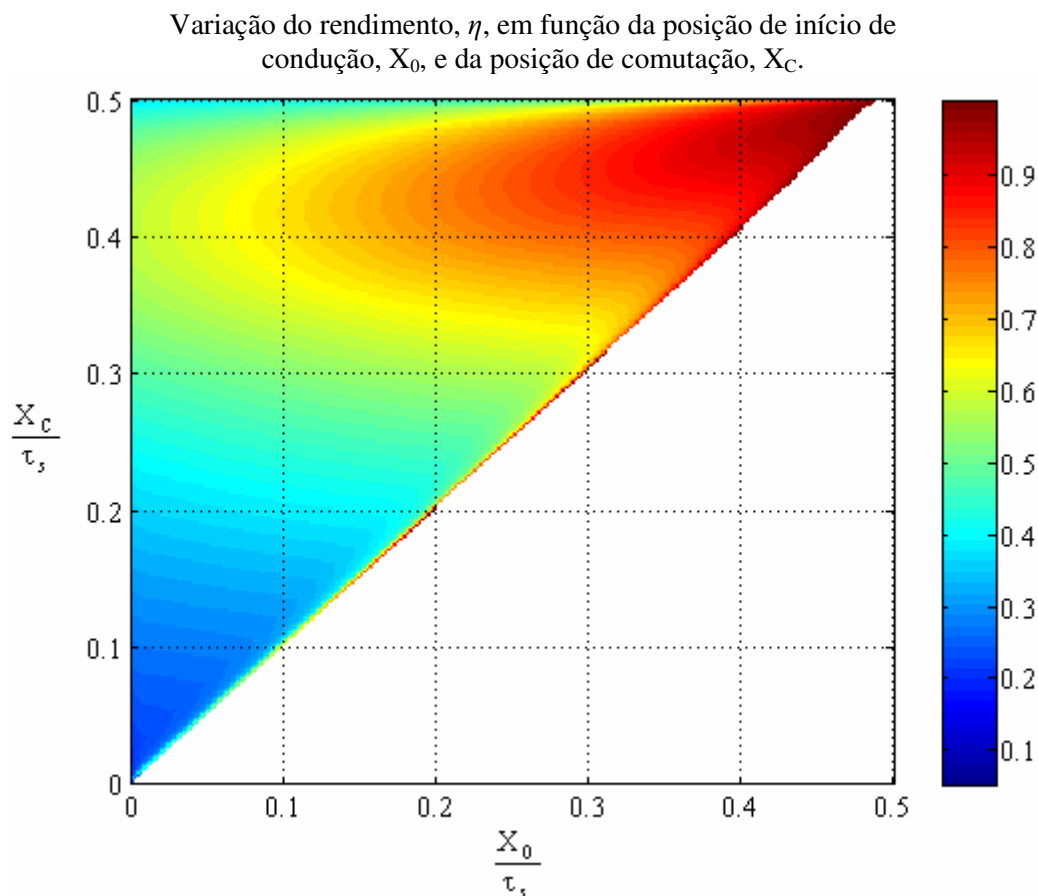


Figura 3.13 – Dependência do rendimento da máquina relativamente ao par de controlo X_0 e X_C .

Da Figura 3.13, onde se ilustra a dependência do rendimento face a X_0 e X_C , e à semelhança dos outros dois parâmetros analisados, conclui-se que o valor de X_C que melhor optimiza o desempenho energético da máquina deve tender de $0,45\tau_s$ em regimes com períodos de condução curtos para $0,4\tau_s$ em regimes com períodos de condução mais longos. Tal facto fica a dever-se aos seguintes factores:

- A regulação do período de condução para posições mais próximas da posição alinhada, onde o entreferro é menor, beneficia o rendimento.

- Os tempos de condução mais elevados (diferenças maiores entre X_C e X_0) podem disponibilizar forças mais elevadas, no entanto, visto a intensidade de corrente ser maior, inclusive no momento da comutação, será de esperar um crescimento das perdas por efeito de Joule e do tempo de extinção. Relativamente a este segundo aspecto, torna-se óbvia a necessidade de reajustar, diminuindo, o valor de X_C sempre que se reduza o valor de X_0 .

Assim sendo, o par de condução que, aparentemente, melhor compromisso apresenta entre os diferentes factores será $X_0 = 0$ e $X_C = 0,4 \tau_S$.

Esta escolha resulta do facto de a amplitude de variação do rendimento ser muito menor que a amplitude de variação da força e do respectivo índice de oscilação. Para além disso, importa não esquecer que a maximização da força implicará uma máquina de menores dimensões, minimizando-se, desta forma, as perdas por atrito, não contabilizadas na aferição do rendimento electromagnético.

Escolha da máquina mais conveniente

Primeiramente, importa referir que o valor da força, resultante do dimensionamento geométrico, F_{ref} , corresponde à força desenvolvida no entreferro da máquina, e não à resultante da soma vectorial entre a força no entreferro e uma qualquer força de atrito.

A procura da máquina mais conveniente far-se-á de acordo com a seguinte metodologia:

- Análise da influência de N_e , w , b_p e g nas dimensões e no desempenho da máquina. Para tal fixou-se o valor de 0,5 mm para o diâmetro do condutor, e, uma vez que a máquina procurada apresenta uma potência de 600W, a tensão de alimentação é 200V e a corrente máxima no condutor é de 0,7 A, considerou-se $N_r = 4$.

- Uma vez definidos os valores de b_p , g e w importa verificar a influência do diâmetro do condutor nas dimensões e no desempenho da máquina.

Saliente-se ainda os seguintes aspectos:

- Ao comprimento dos dentes do primário apenas foram atribuídos valores múltiplos de 3 para se garantir que o passo polar do secundário não fosse uma dízima infinita.
- A máquina deve permitir a realização de ensaios em situação de avaria, pelo que o enrolamento será seccionado de forma a permitir isolar uma porção mínima de 2,5% da totalidade do número de espiras. Assim, o número total de espiras terá de ser múltiplo de 40.
- As grandezas dimensionais devem ser números inteiros quando expressas em milímetros, para se facilitar o processo de fabrico (maquinação).

Na Figura 3.14, onde, para maior clareza, não se apresentam as máquinas cuja força desenvolvida é insuficiente, e aquelas em que a densidade de corrente no cobre é superior a $3,5 \cdot 10^6$ [A/m²], considerando a velocidade nominal v , $X_0 = 0$ e $X_C = 0,4 \tau_s$, pode observar-se a variação do rendimento em função das diferentes grandezas dimensionais da máquina.

Pode observar-se que o rendimento é inversamente proporcional quer relativamente a b_p quer relativamente a g . Além do mais, os valores de N_e e w necessários tendem a crescer com o aumento de g ou de b_p . Assim sendo, os valores escolhidos para g e b_p serão os seu valores mínimos, ou seja $g = 3\text{mm}$ e $b_p = 18\text{mm}$. Importa agora analisar a influência de N_e e w nas restantes dimensões da máquina, bem como, aprofundar a análise da sua influência no desempenho físico da máquina.

Variação do rendimento em função da posição de N_e e de w , considerando diferentes combinações de b_p e g

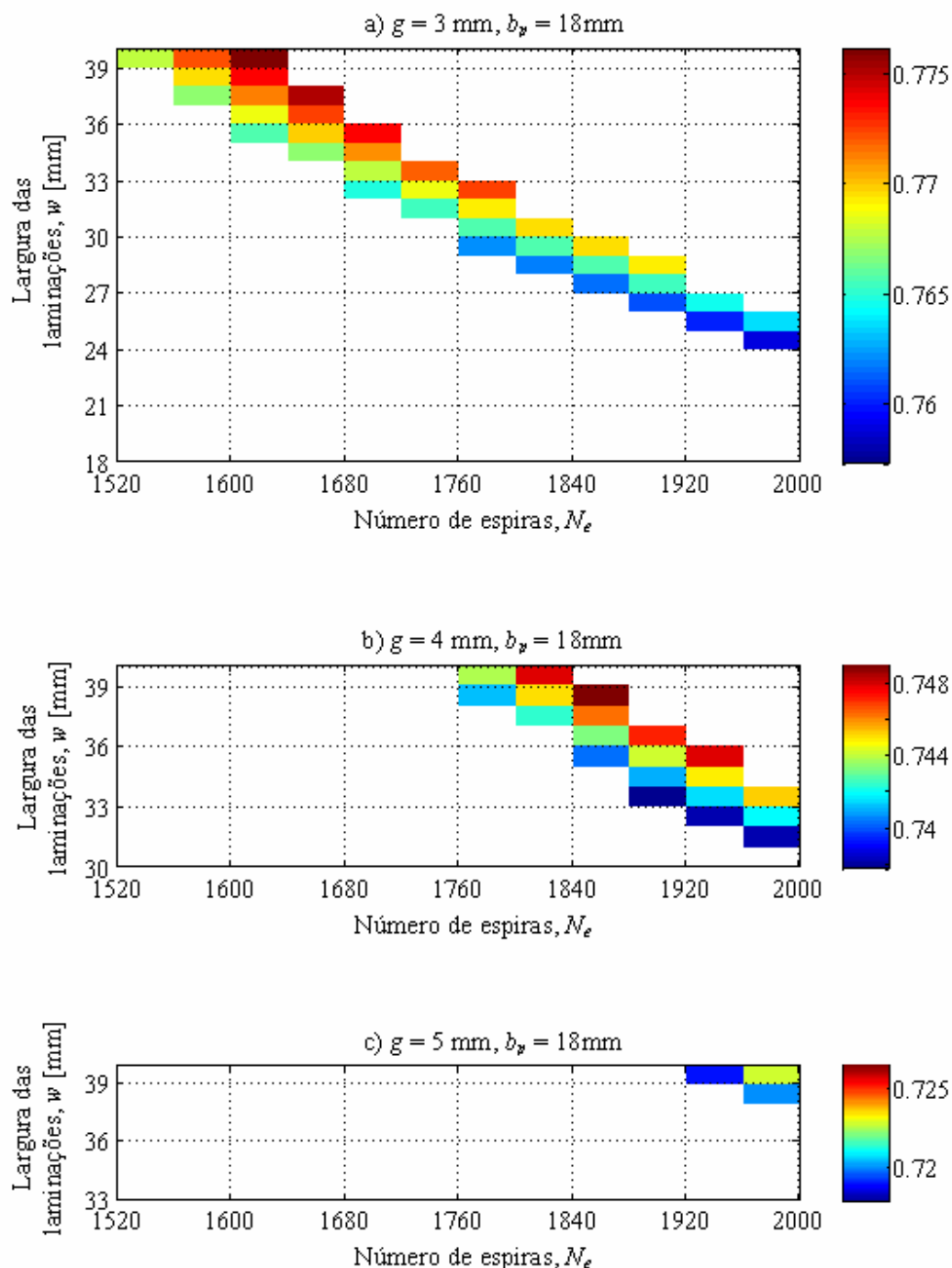


Figura 3.14 – Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.

Variação do rendimento em função da posição de N_e e de w , considerando diferentes combinações de b_p e g

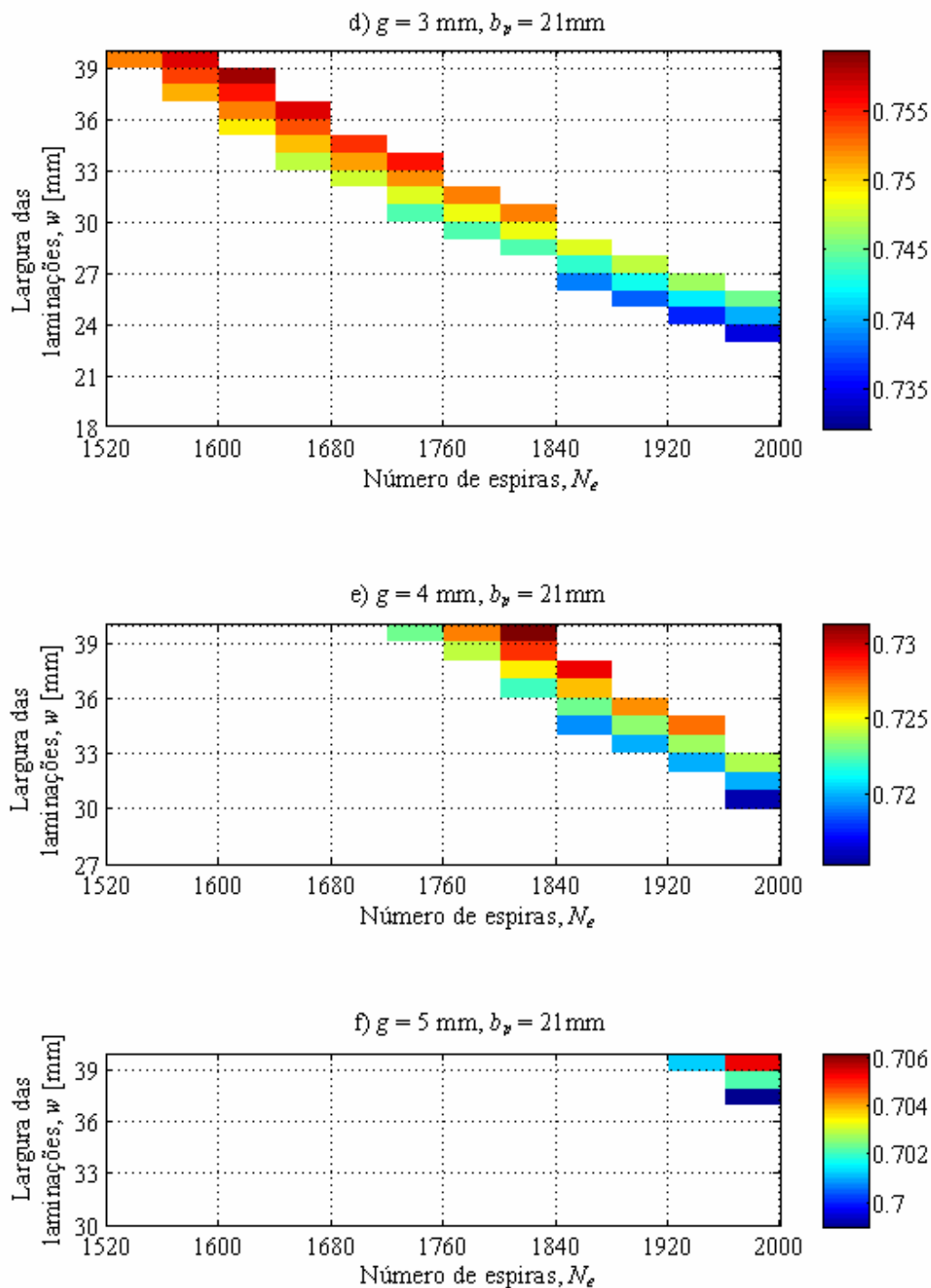


Figura 3.14 (cont.) – Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.

Varição do rendimento em função da posição de N_e e de w , considerando diferentes combinações de b_p e g

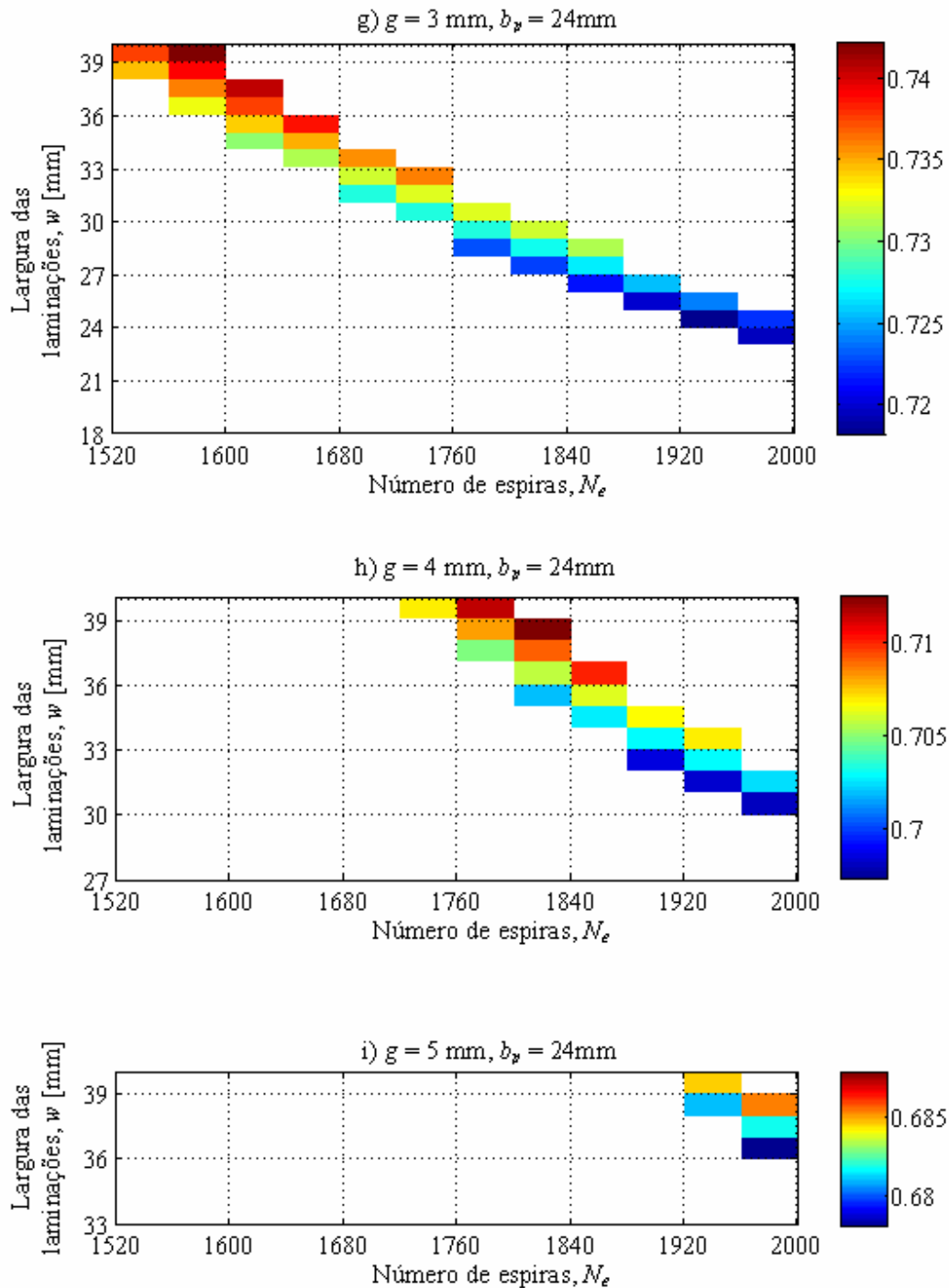
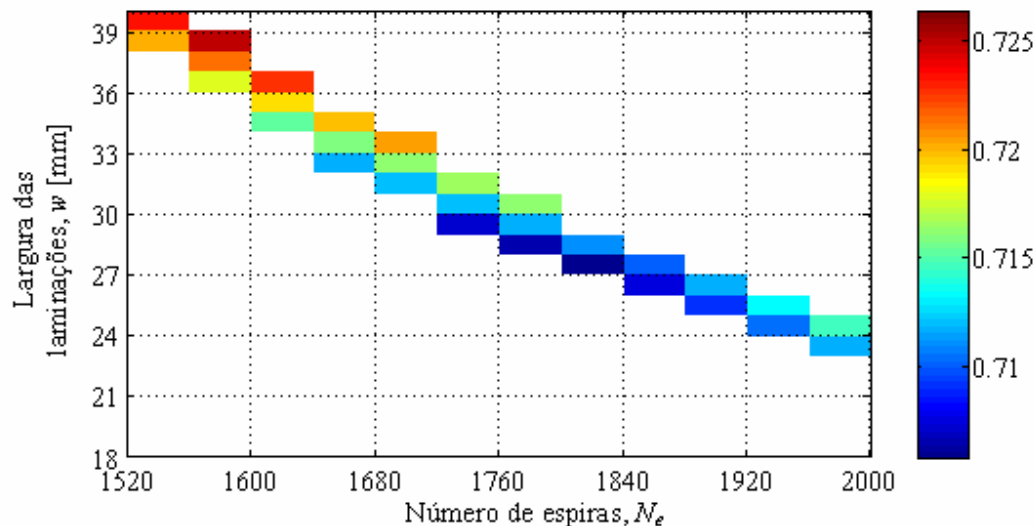


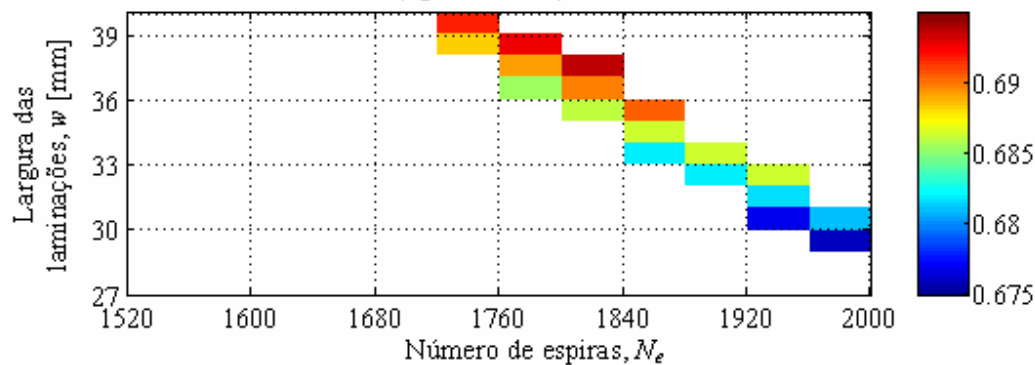
Figura 3.14 (cont.) – Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.

Variação do rendimento em função da posição de N_e e de w , considerando diferentes combinações de b_p e g

j) $g = 3 \text{ mm}, b_p = 27 \text{ mm}$



l) $g = 4 \text{ mm}, b_p = 27 \text{ mm}$



m) $g = 5 \text{ mm}, b_p = 27 \text{ mm}$

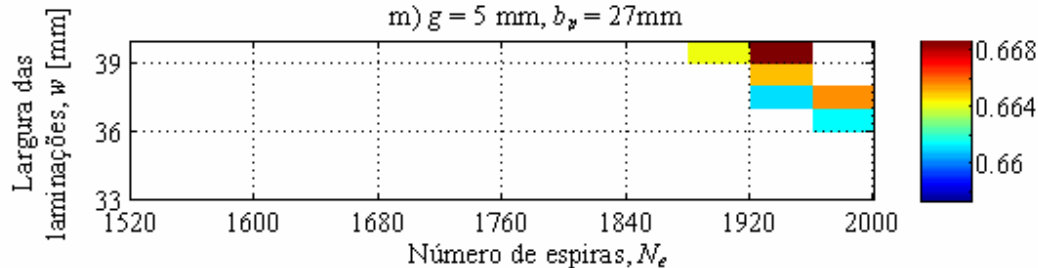


Figura 3.14 (cont.) – Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.

Varição do rendimento em função da posição de N_e e de w , considerando diferentes combinações de b_p e g

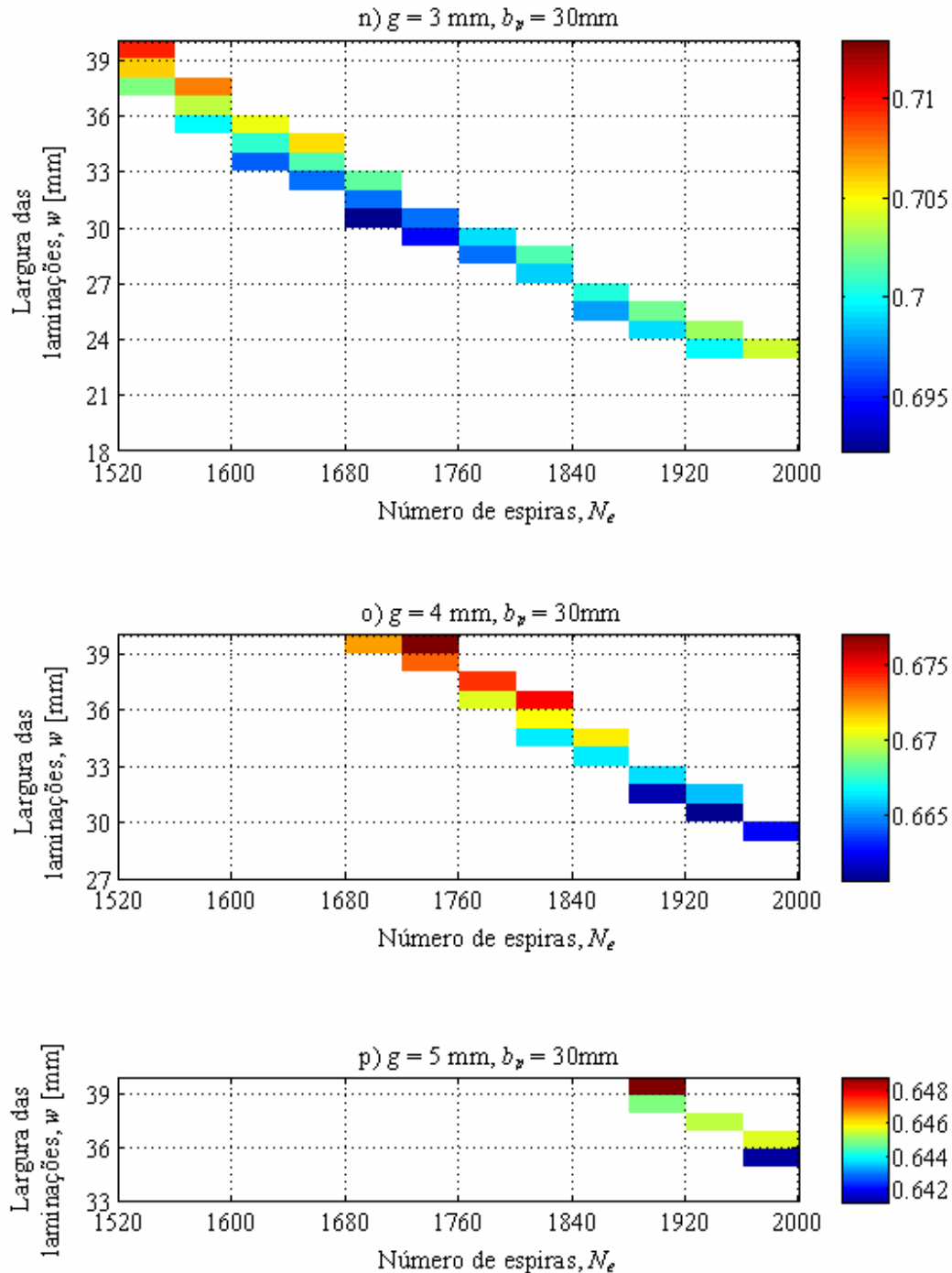


Figura 3.14 (cont.) – Dependência do rendimento esperado relativamente às principais dimensões da máquina.

A escolha da máquina mais conveniente, ainda dependente dos valores atribuídos a w e a N_e , para a nossa aplicação laboratorial, baseou-se nos seguintes critérios:

- Maximização do rendimento.
- Raio de curvatura mínimo necessário para um número inteiro de pólos do secundário numa semi-circunferência.
- Equilíbrio volumétrico.

Importa referir que o cobre é mais caro que o aço, e tem um peso específico superior a este último, pelo que sempre que necessário a opção será “mais aço” em substituição de “mais cobre”. Além do mais, a um incremento do número de espiras está, fatalmente, associado um aumento de l_B , e, conseqüentemente um incremento nas necessidades de aço para a construção do núcleo ferro-magnético.

O raio de curvatura, para além de garantir um número inteiro de pólos do secundário ao longo de um percurso circular de 180° , deve garantir que os mesmos sejam divisíveis por 4 ou 5 de forma a minimizar os custos de construção.

Na Figura 3.15 pode-se observar a dependência da força desenvolvida pelas diferentes máquinas consoante os valores de N_e e w utilizados. Como seria de esperar, ao crescimento de w está associada uma diminuição do nível de saturação do núcleo ferro-magnético, e, como é sabido, este fenómeno é indesejável em máquinas de relutância variável pois condiciona a taxa de variação da energia armazenada no circuito magnético. Paralelamente, pode-se concluir que o incremento de N_e , na gama de valores em análise, penaliza o valor da força desenvolvida pela máquina na medida em que a diminuição do valor da intensidade de corrente na bobina, provocada pelo aumento no valor da resistência e da indutância da mesma, apresenta um maior peso no valor final do produto ($N_e I$), que o incremento efectuado para N_e .

Por conseguinte, conclui-se que a força de tracção desenvolvida pela máquina apresenta uma dependência antagónica à do rendimento relativamente à largura das laminações da máquina e ao número de espiras de cada bobina.

Dependência da força desenvolvida em regime nominal pelo protótipo laboratorial relativamente a N_e e w .

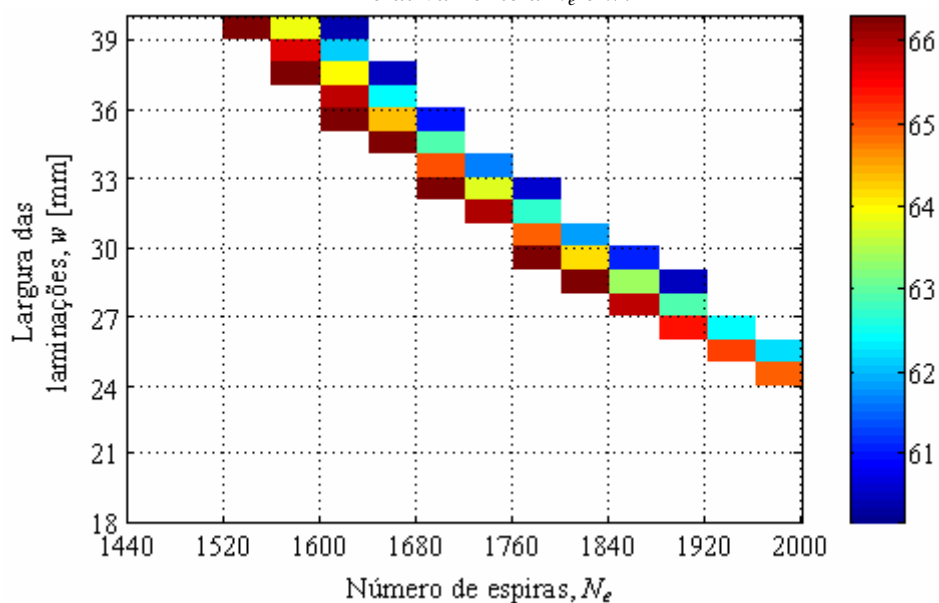


Figura 3.15 – Variação da força, em regime permanente, em função da largura das laminações da máquina, para diferentes valores do número de espiras por bobina.

Dependência do raio de curvatura do protótipo laboratorial relativamente a N_e e w .

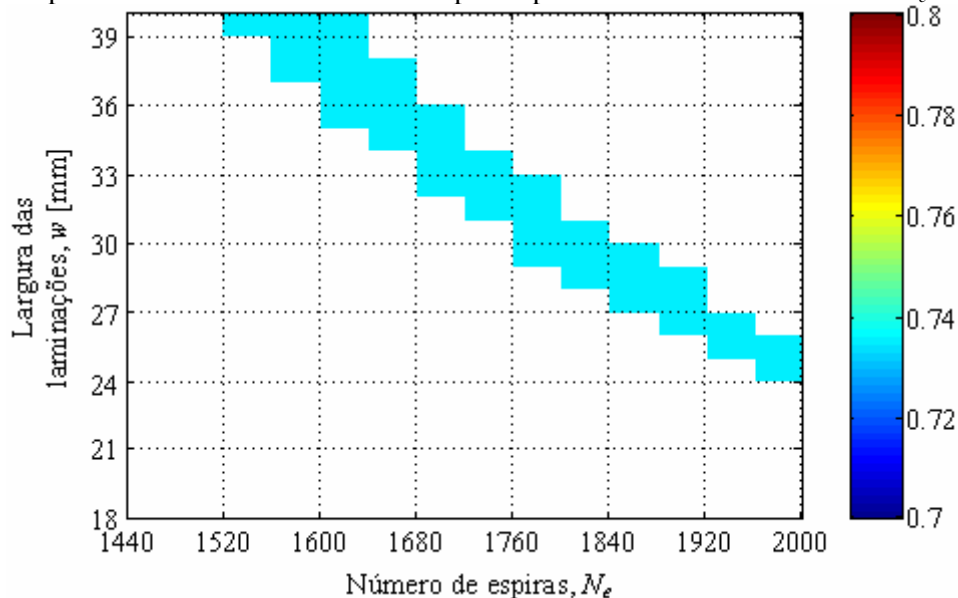


Figura 3.16 – Raio de curvatura necessário ao protótipo laboratorial para que o número de passos polares do secundário numa semi-circunferência seja inteiro.

Dependência do comprimento total do protótipo laboratorial relativamente a N_e e w .

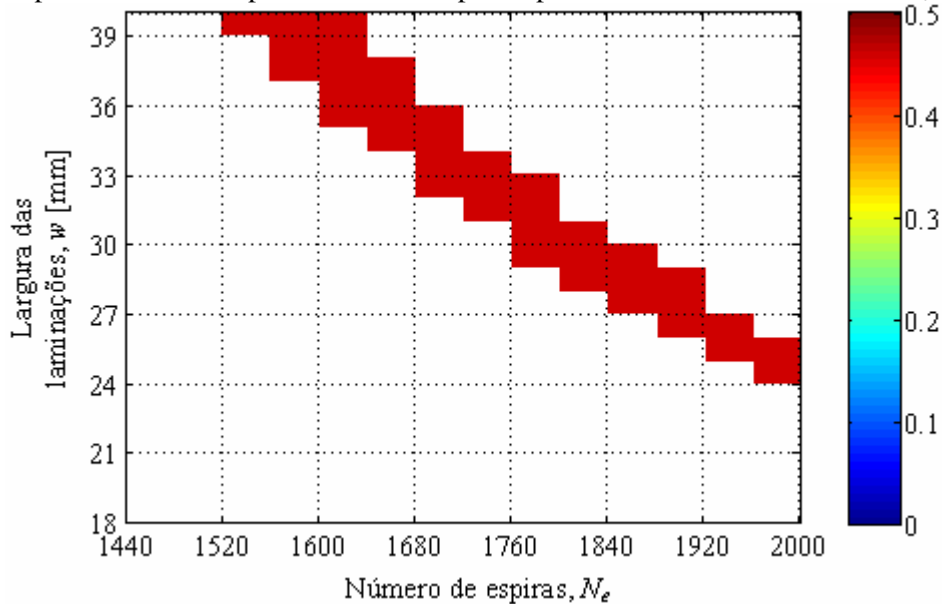


Figura 3.17 – Dimensões externas do protótipo laboratorial (comprimento).

Da análise da Figura 3.16 e da Figura 3.17, onde se mostra a dependência, respectivamente, do raio de curvatura e do comprimento do protótipo, dos parâmetros N_e e w , constata-se que, para os valores escolhidos para b_p e g , respectivamente 18 mm e 3 mm, tanto o raio da curva como o comprimento não apresentam qualquer variação, no entanto não é possível generalizar esta conclusão a dimensionamentos futuros.

Por outro lado, a Figura 3.18 e a Figura 3.19 apenas comprovam as dependências, mais que esperadas, entre w , N_e , largura da máquina (l_m) e altura da máquina (h_m).

Assim, e considerando as diferentes condicionantes escolheram-se os seguintes valores: $N_e = 1680$ espiras e $w = 33$ mm.

Seguidamente, analisa-se a escolha efectuada para o diâmetro do condutor. Assim, consideraram-se três valores normalizados para D_{cu} e, para cada um deles, assim como para vários valores de N_r , procurou-se um número de espiras que, simultaneamente, fosse múltiplo de 40, desse origem a bobinas que coubessem no espaço reservado apresentando um coeficiente de enchimento

inferior a 50%, e garantisse um valor ligeiramente inferior a 1 para I_{pu} , sendo I_{pu} definida pela seguinte expressão:

$$I_{pu} = \frac{I_{bobina}}{I_{max}} \quad (3.70)$$

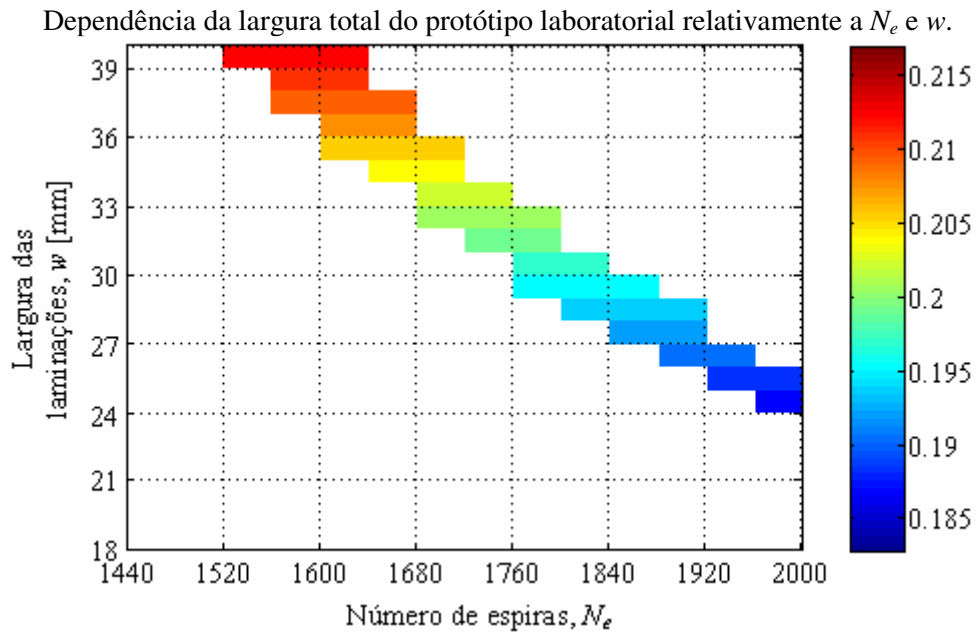


Figura 3.18 – Dimensões externas do protótipo laboratorial (largura).

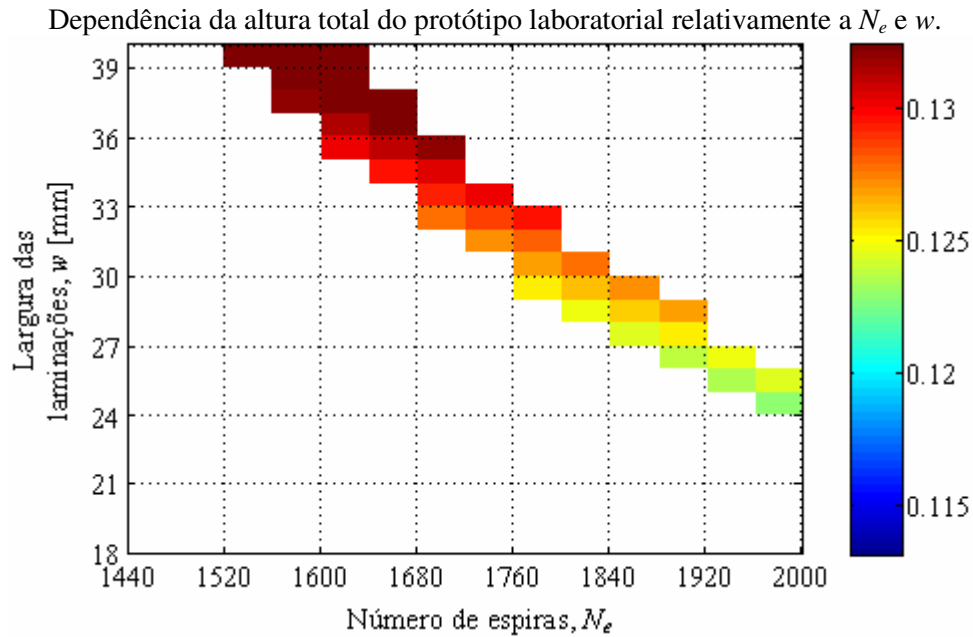


Figura 3.19 – Dimensões externas do protótipo laboratorial (altura).

	I_{pu}			Rendimento, η [%]			Força, F_{med} [N]		
	D_{cu} [mm]			D_{cu} [mm]			D_{cu} [mm]		
N_r	0,2	0,5	0,8	0,2	0,5	0,8	0,2	0,5	0,8
1	0.905	0.911	0.916	34.57%	62.49%	73.05%	1.44	13.93	38.37
2	0.906	0.925	1.132	46.13%	70.40%	76.85%	3.65	29.88	86.73
4	0.912	0.962		56.51%	76.78%		8.43	63.91	
6	0.901			62.12%			13.18		
8	0.904			65.63%			18.13		
10	0.906			68.18%			23.11		
12	0.901			70.26%			27.89		
14	0.926			71.58%			33.71		
16	0.916			73.05%			38.37		
18	0.923			74.13%			43.71		
20	0.910			75.26%			48.08		
22	0.907			76.17%			52.91		
24	0.997			76.10%			63.42		

Tabela 3.3 – Topologias de enrolamento possíveis para o protótipo laboratorial.

	Coeficiente de enchimento do enrolamento, k_e [%]			Número de espiras de cada bobina, N_e			I_{pu}		
	D_{cu} [mm]			D_{cu} [mm]			D_{cu} [mm]		
N_r	0,2	0,5	0,8	0,2	0,5	0,8	0,2	0,5	0,8
1	7.95%	24.11%	40.38%	6680	3240	2120	0.905	0.911	0.916
2	12.38%	35.12%	48.76%	5200	2360	1280	0.906	0.925	1.132
4	18.67%	50.00%		3920	1680	640	0.912	0.962	
6	23.71%			3320			0.901		
8	27.81%			2920			0.904		
10	31.43%			2640			0.906		
12	34.86%			2440			0.901		
14	37.33%			2240			0.926		
16	40.38%			2120			0.916		
18	42.86%			2000			0.923		
20	45.71%			1920			0.910		
22	48.19%			1840			0.907		
24	48.00%			1680			0.997		

Tabela 3.3 (cont.) – Topologias de enrolamento possíveis para o protótipo laboratorial.

Como resultado desta análise, na Tabela 3.3 sumarizam-se os resultados obtidos. Como se pode constatar, independentemente do diâmetro do condutor, e desde que o enrolamento apresente um número adequado de caminhos paralelos N_r , e um mesmo coeficiente de enchimento (o mesmo é dizer-se “utilizando o

mesmo peso em cobre”), os diferentes enrolamentos conduzem a máquinas com rendimentos e forças de tracção semelhantes.

Conclui-se assim que a utilização de um diâmetro (calibre) de condutor reduzido (0,2 mm) resulta num valor bastante elevado para N_r , o que dificultaria o trabalho de bobinagem e diminuiria o coeficiente de enchimento real obtido. Contrariamente, um valor elevado para o diâmetro do condutor (0,8mm) tornaria o enrolamento bastante curto, dificultando a possibilidade de se conciliar esta solução com a necessidade de se obter um número de espiras múltiplo de 40.

Como conclusão, optou-se por construir os enrolamentos da máquina com 4 bobinas de 1680 espiras, com um condutor de 0,5mm de diâmetro, por ser a solução que melhor compromisso apresenta entre os diferentes objectivos.

Os parâmetros dimensionais do protótipo laboratorial construído, resultantes da metodologia de dimensionamento proposta, encontram-se expostos na Tabela 3.4, sendo de referir que algumas das dimensões poderão ser objecto de correcção para efeitos de construção mecânica.

Para finalizar, na Figura 3.20 apresentam-se as formas de onda mais representativas do desempenho estimado à velocidade constante de 10 m/s.

3.7 Conclusões

Do presente capítulo conclui-se da necessidade da definição de uma topologia capaz de aliar a inscrição em curva, uma maior propensão para aplicações tolerantes a falhas e menores forças de atracção entre primário e secundário, diminuindo-se desta forma a complexidade da unidade de controlo e possibilitando uma maior densidade de força de tracção.

Paralelamente, apresentou-se uma metodologia de dimensionamento original e inovadora, que permite otimizar os indicadores de desempenho da máquina, evitando-se de forma significativa os habituais sobredimensionamentos,

inerentes às metodologias de cálculo analítico clássicas. Ou seja, em termos práticos, conseguem-se obter as forças e as potências de tracção previamente definidas, à custa do mínimo volume de material possível.

Por outro lado, consegue-se ainda, uma redução substancial do tempo de cálculo relativamente aos métodos de dimensionamento computacionalmente assistidos, nomeadamente os que recorrem à análise com base em elementos finitos.

Desempenho requerido		Dados gerados pelo dimensionamento geométrico	
F_{ref} [N]	60	τ_s [mm]	48
v [m/s]	10	h_p [mm]	57
R_{min} [m]	0,7	h_s [mm]	42
Dados de entrada para o dimensionamento geométrico		τ_p [mm]	132
		l_b [mm]	24
m	4	h_b [mm]	50
V_0 [V]	200	b_s [mm]	18
g [mm]	3	I_{max} [A]	0,69
b_p [mm]	18	R [mm]	735
N_r	4	N_{sc}	48
N_{br}	1	C_m [mm]	461
N_2	6	l_m [mm]	203
D_{cu} [mm]	0,5	Resultados da simulação	
w [mm]	33	I_{pu}	0,96
N_e	1680	F_{med} [N]	64
		η	0,77

Tabela 3.4 – Parâmetros do protótipo 8/6 seleccionado.

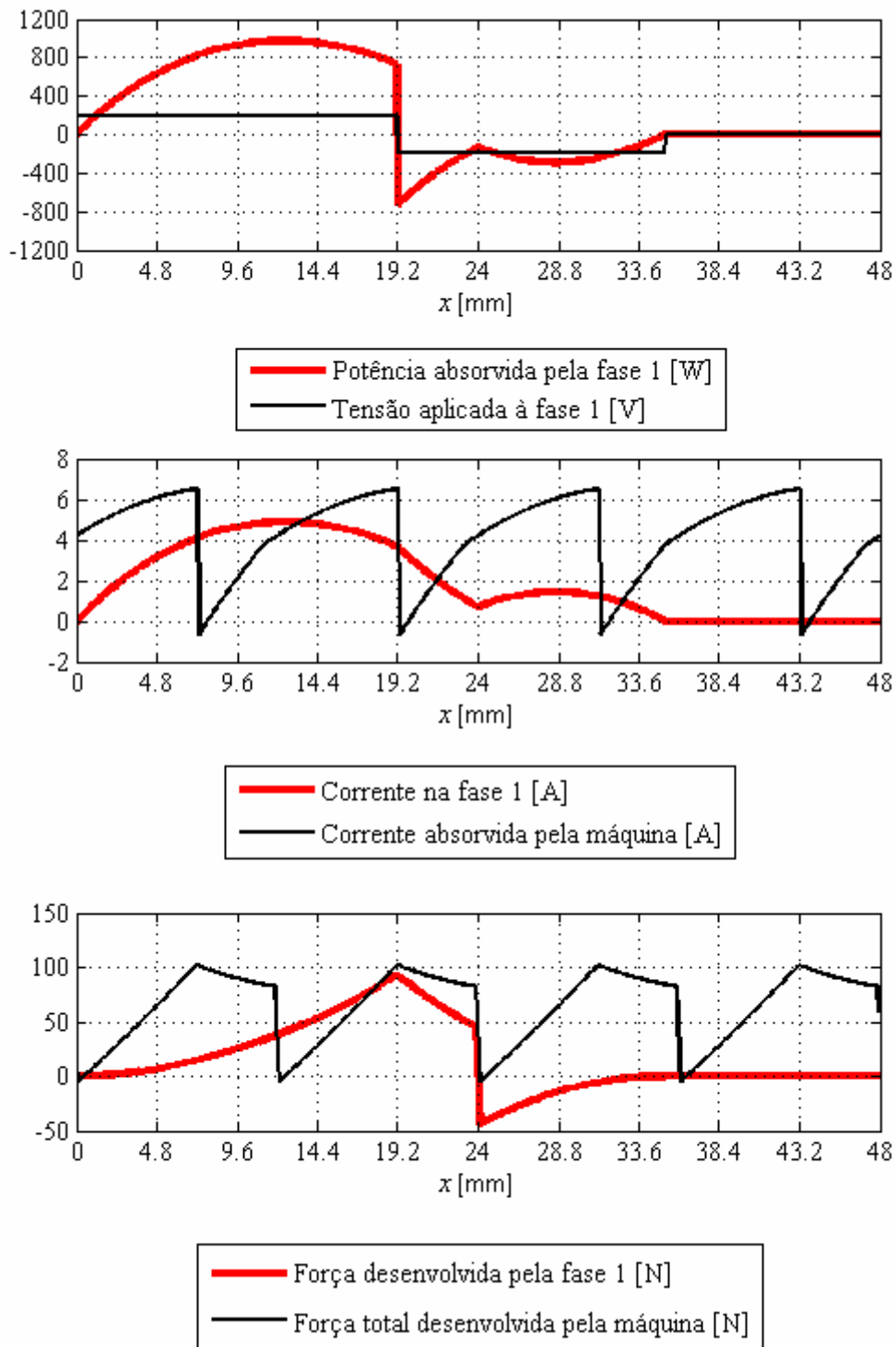


Figura 3.20 – Formas de onda estimadas das correntes, das forças, da tensão de uma das fases e da potência na mesma fase, para o regime permanente do protótipo dimensionado.

Referências Bibliográficas

- [1] D. S. B. Fonseca, “O Motor de Relutância Variável Comutado e a Tolerância a Falhas”, Trabalho de Síntese das Provas de Aptidão Pedagógica e Capacidade Científica. Universidade da Beira Interior, Janeiro/Fevereiro 2002.
- [2] Maria do Rosário Alves Calado, “Actuador Linear de Relutância Variável Comutado. Modelização, Dimensionamento, Construção e Ensaio”, Dissertação de Doutoramento. Universidade da Beira Interior, Julho 2003.
- [3] Jeremiah O’Dwyer e Eberhard Vonhof, “Saturable Variable Reluctance Motor Simulation Using Spline Functions”, ICEM’94, Paris, 1994.
- [4] Nicholas J. Nagel and Robert D. Lorenz, “Modeling of a Saturated Switched-Reluctance Motor Using an Operating Point Analysis and the Unsaturated Torque Equation”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 714–722, Maio/Junho 2000.
- [5] P. J. Lawrenson et al, “Variable-speed Switched Reluctance Motors”, IEE proc., part B, Vol. 127, No. 4, pp. 253–265, Julho 1980.
- [6] P. Gonçalves Baiona e C. Pereira Cabrita, “Dimensionamento de Motores de Relutância Variável Comutados”, Electricidade, No. 343, pp. 96–105, Abril 1997.
- [7] Helvécio Lapertosa Brina, “Estradas de Ferro”, 2 Volumes, Livros Técnicos e Científicos Editora, Rede Ferroviária Federal S.A., Rio de Janeiro, Brasil, 1982.
- [8] T.J.E. Miller, “Switched Reluctance Motors and their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, Reino Unido, 1993.
- [9] Ion Boldea e Sayed Nasar, “Linear Electric Actuators and Generators”, Cambridge University Press, Reino Unido, 1997.

CAPÍTULO

4

ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA

Neste capítulo apresenta-se uma metodologia, suposta original, para análise do funcionamento dinâmico de máquinas lineares de relutância variável comutadas. Com recurso a esta metodologia, far-se-á a análise teórica do funcionamento do protótipo dimensionado e descrito no capítulo anterior, bem como o mapeamento das diferentes estratégias de controlo a adoptar, quer em funcionamento no modo motor quer em funcionamento no modo gerador.

4.1 Introdução

O dimensionamento e a construção de máquinas eléctricas de estrutura convencional baseiam-se, essencialmente, na associação das características das máquinas não só com três parâmetros fundamentais de início do cálculo, e que são, como é sabido [1], a densidade de fluxo no entreferro (também designada por carga magnética), a carga linear específica ou densidade linear de corrente (também designada por carga eléctrica), e a densidade de corrente nos condutores dos enrolamentos, mas também com duas dimensões geométricas – o diâmetro e o comprimento do induzido. Saliente-se que todos estes parâmetros de partida do cálculo têm como base técnica e científica, na maioria das situações, a experiência e o empirismo dos construtores. Como afirmou, e muito bem, o saudoso Professor Juan Corrales Martin [1], existe um aspecto que não deve nunca ser descurado pelos projectistas – *o cálculo de máquinas eléctricas, apesar dos aperfeiçoamentos que tem vindo a sofrer nos últimos tempos, não é todavia uma ciência exacta, requerendo a experiência e o olho clínico do construtor para se atingirem resultados óptimos, apesar do elevado número de recomendações baseadas em realizações anteriores.*

Esta filosofia de orientação tem vindo a ser seguida por todos os projectistas, na medida em que permite avaliar a sequência do cálculo e proceder às alterações julgadas pertinentes, com o objectivo de se optimizarem as dimensões finais e o desempenho electromecânico.

De facto, na prática, o número elevado de variáveis que intervêm no projecto, face ao número limitado de especificações técnicas que é necessário satisfazer, tornam o cálculo, do ponto de vista matemático, como que um sistema indeterminado de equações com número infinito de soluções. Basta pensar-se que nem todas as leis do electromagnetismo e dos materiais se conseguem formular algebricamente – comportamento térmico dos materiais isolantes, saturação dos materiais magnéticos, reactâncias transitórias, e fluxos

magnéticos de dispersão. Modernamente, através de meios de cálculo poderosos como são as análises baseadas no método dos elementos finitos bi e tri-dimensionais, é possível otimizar o dimensionamento do ponto de vista electromagnético e térmico, complementando o cálculo analítico convencional, na medida em que os fenómenos citados se conseguem definir numericamente em todos os pontos do espaço físico constituinte da máquina.

Como se salientou, de forma pormenorizada no capítulo anterior, o cálculo da Máquina de Relutância Variável Comutada (MRVC) obedece em grande parte ao olho clínico do projectista, sendo igualmente fundamental a utilização de métodos analíticos numéricos, na medida em que a saturação representa a base do seu funcionamento. Além disso, não existe qualquer experiência acumulada por parte dos construtores, uma vez que são máquinas que não se produzem industrialmente em grande escala, sobretudo as de estrutura linear.

Por outro lado, como complemento ao dimensionamento, e visto que esta máquina necessita para o seu funcionamento de uma regulação electrónica da sua alimentação, torna-se essencial proceder-se à análise teórica do seu desempenho para melhor se estruturar a estratégia de controlo aplicada ao sistema electrónico de regulação.

Caracterizada por apresentar um comportamento não linear, onde a saturação magnética está associada a um entreferro não homogéneo, a MRVC é impossível de caracterizar na forma de uma expressão analítica, por contraponto com as máquinas convencionais de entre as quais se destaca o Motor de Indução.

A análise do funcionamento das MRVCs tem sido objecto de inúmeros estudos, conducentes à obtenção de modelos teóricos mais ou menos precisos. De entre as várias abordagens possíveis destaca-se a utilização da metodologia exposta no capítulo 3, que consiste na aplicação do método de Runge-Kutta para a resolução das equações diferenciais que regem o sistema, utilizando-se para o

efeito tabelas de consulta, contendo a informação relativa às características de magnetização da máquina, sendo as tabelas determinadas por recorrência à linearização da variação do valor médio do comprimento do entreferro e aos valores da curva de magnetização $B-H$ do material constituinte do núcleo magnético. Assim, o desempenho da máquina é caracterizado pelo seguinte sistema de equações diferenciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \phi_1(t)}{\partial t} = \frac{V_1(t) - R_1 i_1(x, \phi_1)}{N_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \phi_J(t)}{\partial t} = \frac{V_J(t) - R_J i_J(x, \phi_J)}{N_J} \\ \vdots \\ \frac{\partial \phi_m(t)}{\partial t} = \frac{V_m(t) - R_m i_m(x, \phi_m)}{N_m} \\ \frac{\partial v(t)}{\partial t} = \frac{\left(\sum_{J=1}^m f_J(x, \phi_J) \right) - f_{res}(t)}{M} \\ \frac{\partial x(t)}{\partial t} = v(t) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

onde J representa o índice de cada uma das m fases, x a posição do primário, ϕ_J o fluxo magnético resultante da corrente i_J que percorre as N_J espiras da fase J , M a massa do primário, f_J a força desenvolvida em cada instante pela fase J , f_{res} a força resistente ao movimento (carga), v a velocidade do primário, R_J a resistência das N_J espiras de cada fase, e V_J a tensão aplicada ao enrolamento da fase J .

Por outro lado, a força desenvolvida por cada uma das fases, é calculada segundo o princípio D'Lambert. Todavia, considerando o fluxo constante obtém-se [2]:

$$f_J(x, \phi_J) = - \left. \frac{\partial W_{mJ}(x, \phi_J)}{\partial x} \right|_{\phi=const.} \quad (4.2)$$

onde W_{mJ} representa a energia armazenada no circuito ferromagnético da fase J .

4.2 Caracterização Magnética da MLRVC

A resolução do sistema de equações (4.1) requer, por um lado, o conhecimento das características de magnetização de cada uma das fases da máquina e, por outro, o estabelecimento de uma relação unívoca que permita, partindo dos valores de x e ϕ , obter os valores da corrente na fase e da força desenvolvida por essa mesma fase.

Como é sabido, a energia acumulada num campo magnético por unidade de volume, U_m , considerando uma densidade de fluxo B , pode ser calculada utilizando a seguinte expressão [3]:

$$U_m = \int_0^B \vec{H} \partial \vec{B} \quad (4.3)$$

Considere-se como exemplo a posição alinhada de uma fase da MLRVC dimensionada no capítulo anterior, e ainda que a densidade de fluxo B apresenta uma distribuição homogénea em todo o circuito magnético. Então, a energia acumulada no campo magnético resulta da soma da energia acumulada na parte do circuito em ferro com a energia acumulada no restante circuito, isto é, ar.

Tendo em conta que o material ferromagnético utilizado é o aço macio, cuja curva de magnetização se apresenta na Figura 4.1, é possível, usando a curva de magnetização, obter o valor da intensidade do campo magnético H_f no ferro, para um determinado valor de ϕ . Por conseguinte, sabendo que:

$$\phi = B \cdot w \cdot b_p \quad (4.4)$$

obtém-se a intensidade do campo magnético no entreferro, H_g , através de:

$$H_g = \frac{B}{\mu_0} \quad (4.5)$$

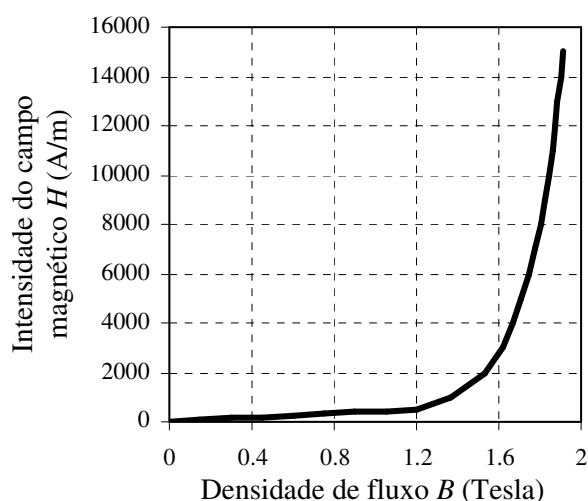


Figura 4.1 – Curva de magnetização do aço macio.

Assim, a determinação do valor da corrente de excitação I associada a cada par (x, ϕ) é efectuada com recurso à seguinte expressão:

$$I(x_J, \phi_J) = \frac{H_f l_f(x_J) + \frac{\phi l_g(x_J)}{w \cdot b_P \cdot \mu_0}}{N_J} \quad (4.6)$$

onde l_g é o comprimento médio do entreferro, em determinada posição relativa da fase J , x_J , percorrido pelas linhas de força do fluxo magnético, e l_f é o comprimento médio das linhas de força do fluxo magnético no ferro, para a mesma posição.

Deste modo, considerando $x_J = 0$ na posição não alinhada e $0 < x_J < 0,5\tau_s$, os valores de l_g e l_f encontram-se representados na Figura 4.2, e são obtidos respectivamente através das seguintes expressões:

$$l_g(x_J) = 2(g + h_s) - \frac{4h_s x_J}{\tau_s} \quad (4.7)$$

$$l_f(x_J) = 2(h_P + 2 \times (h_S + g + w)) - l_g(x_J) \quad (4.8)$$

Apresenta-se ainda na Figura 4.3 a representação gráfica dos valores da corrente que constam na tabela de consulta utilizada na simulação da máquina.

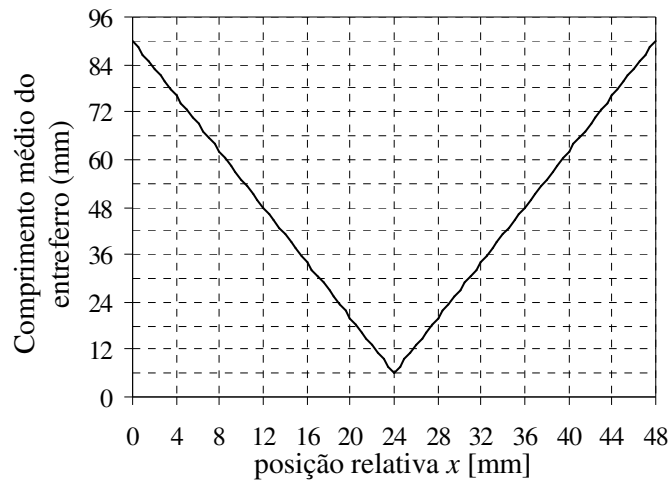


Figura 4.2 – Evolução do comprimento médio do entreferro.

Corrente nas espiras de uma fase em função da posição e do fluxo magnético $I_J(\Phi, x_J)$ [A]

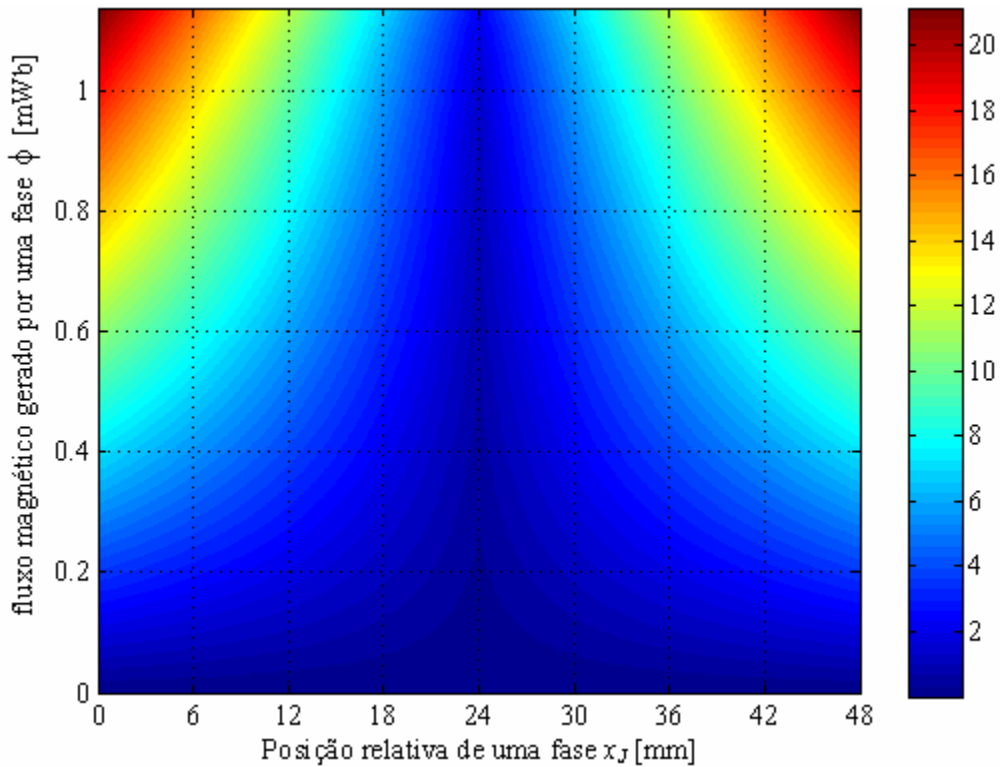


Figura 4.3 – Corrente nos enrolamentos de uma fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.

Aplicando (4.3) ao aço macio, obtém-se a seguinte expressão para o cálculo da energia armazenada na fase J :

$$W_{mJ}(x_J, \phi) = b_P \cdot w \cdot l_f(x_J) \cdot U_{mfJ}(\phi) + \frac{\phi^2 \cdot l_g(x_J)}{2 \cdot \mu_0 \cdot b_P \cdot w} \quad (4.9)$$

onde U_{mfJ} representa a energia acumulada no campo magnético, do material ferro-magnético da fase J , por unidade de volume. A Figura 4.4 apresenta, de uma forma gráfica, os valores da energia magnética, armazenada no circuito magnético de uma fase, que constam da tabela de consulta utilizada na simulação da máquina

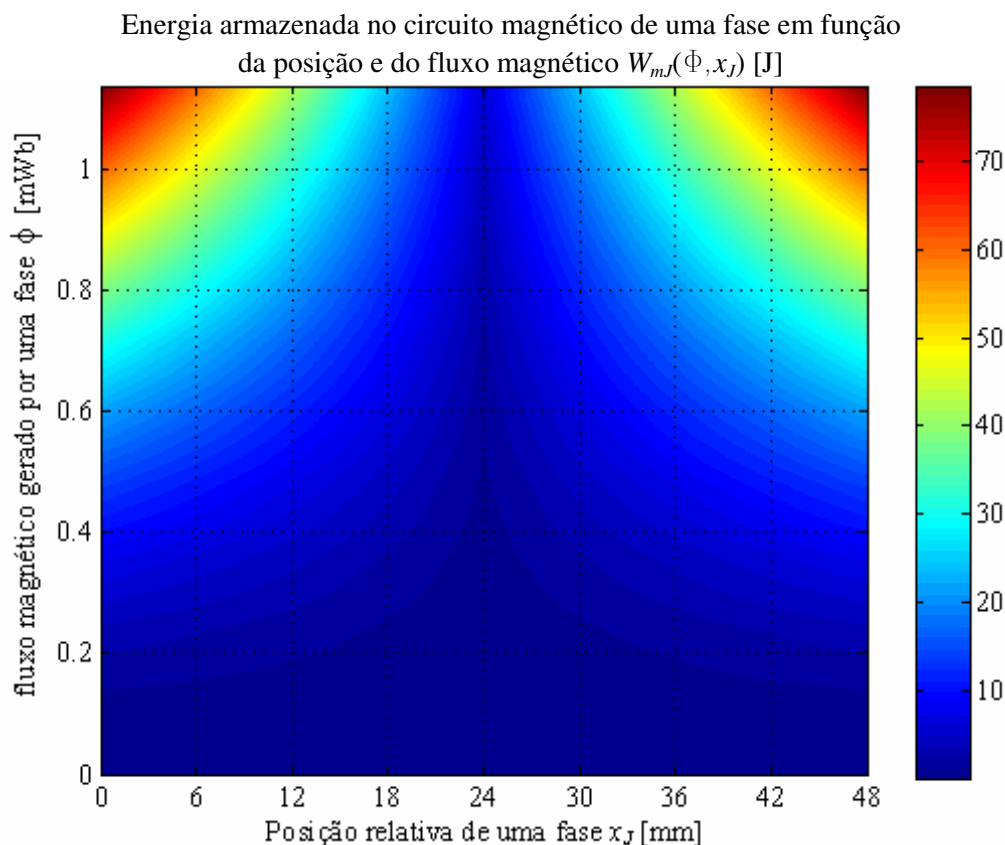


Figura 4.4 – Energia armazenada por uma fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.

A determinação de um valor específico de I , ou W_m , é efectuada com base nas tabelas de consulta usando uma interpolação segundo o método da “Cubic Spline Interpolation”. É possível utilizar-se uma tabela de consulta para a força de tracção, em detrimento da tabela de energia, apresentando essa solução, todavia, erros significativos em posições próximas das posições alinhada e não alinhada. Este facto deve-se à descontinuidade nesses pontos da derivada da função $l_g(x_J)$ [4].

O cálculo da força, para uma determinada posição x_J , é efectuado definindo-se um incremento Δx , tão reduzido quanto possível, sempre inferior a x_J e a $(-x_J + \tau_S/2)$ se $x_J < \tau_S/2$. No caso de ser $x_J > \tau_S/2$, então Δx deve ser inferior a $(x_J - \tau_S/2)$ e a $(-x_J + \tau_S)$. Assim, o cálculo da força é efectuado através da seguinte expressão:

$$f_J(x_J, \phi) = \frac{W_m[(x_J - \Delta x), \phi] - W_m[(x_J + \Delta x), \phi]}{2\Delta x} \quad (4.10)$$

Na Figura 4.5 representa-se o valor da força de tracção em função do fluxo magnético, gerado nos pólos de uma fase, e da posição. Pode verificar-se a descontinuidade, referida anteriormente, nas posições alinhada e não alinhada.

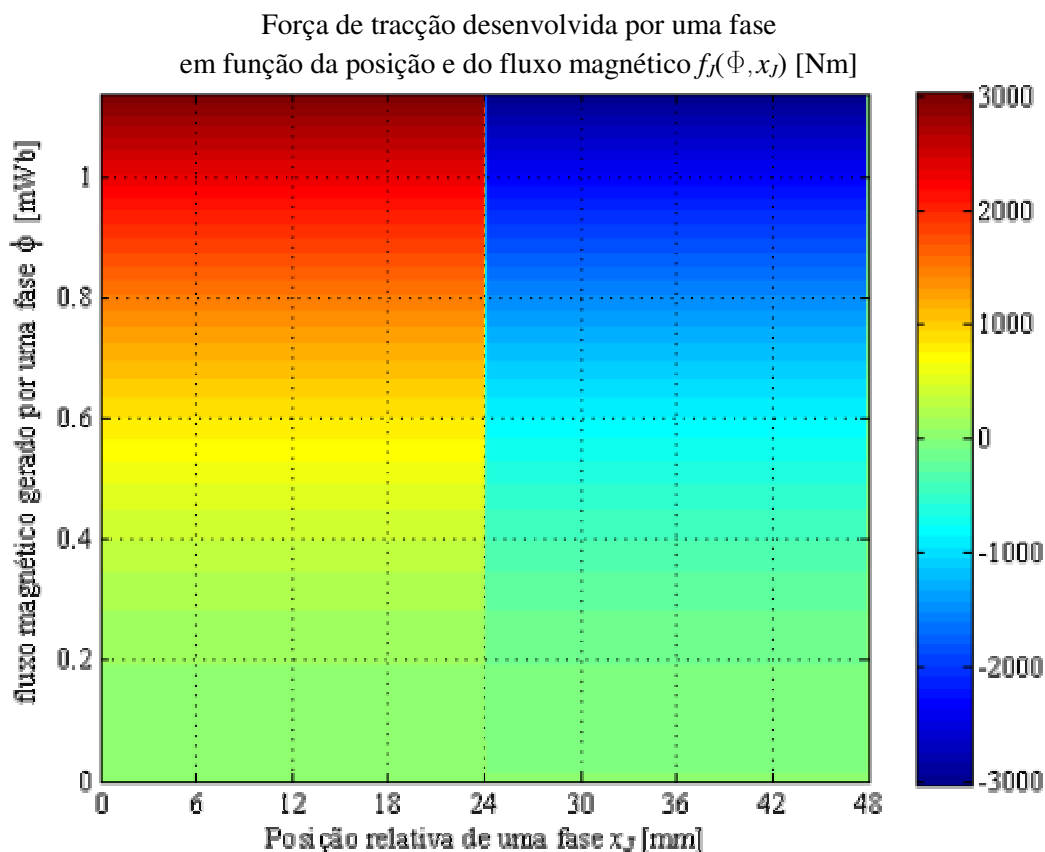


Figura 4.5 – Força de tracção por fase em função da posição relativa e do fluxo magnético.

Saliente-se ainda que a força de tracção não depende da posição, desde que se tenha $0 < x_J < \tau_S/2$ ou $\tau_S/2 < x_J < \tau_S$. Este facto acontece porque as derivadas de l_g e l_f , em ordem à posição, nestes intervalos, são constantes devido à linearidade

assumida para a variação de l_g . No entanto, o mesmo não se pode afirmar se se avaliar a variação da força com a posição mantendo a corrente de excitação constante, como se mostra na Figura 4.6, onde a graduação de cores do ábaco se encontra em escala logarítmica para permitir uma maior visibilidade nas regiões em que a força de tracção é mais reduzida.

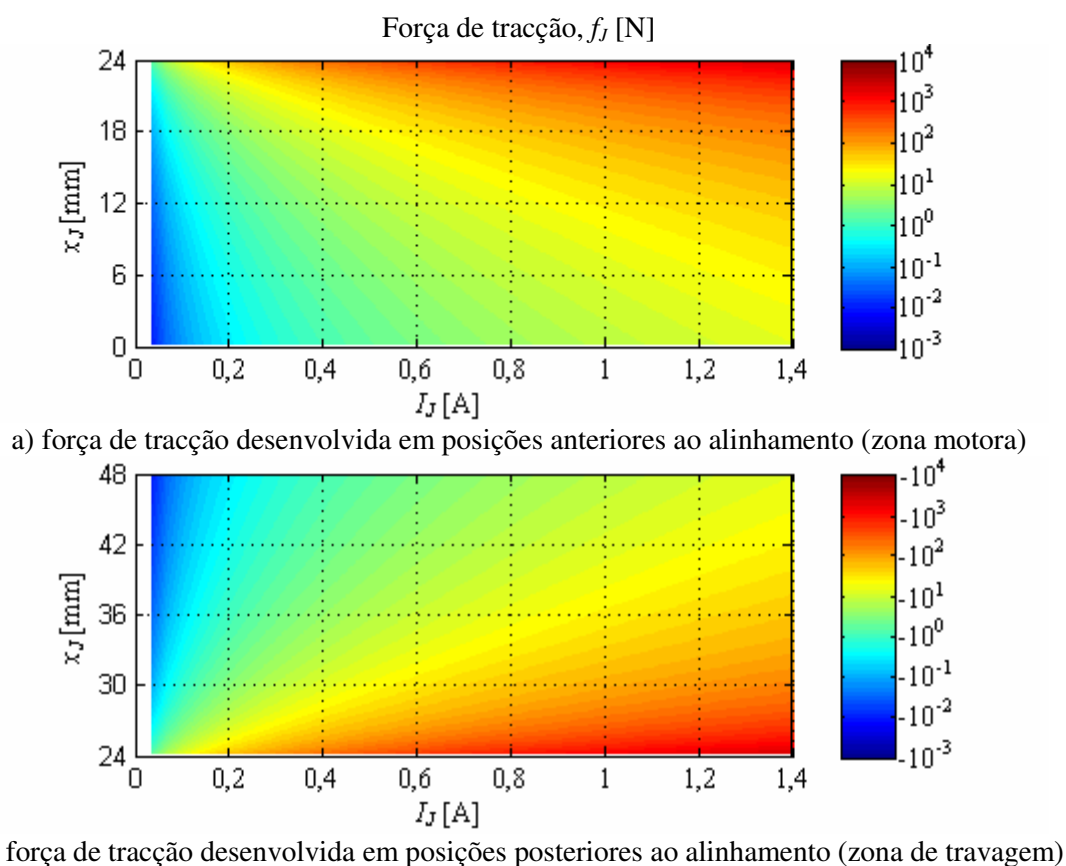


Figura 4.6 – Força de tracção por fase em função da posição relativa e da corrente nos enrolamentos.

Tal como seria de esperar, as zonas em que as forças de tracção desenvolvidas pela máquina são mais elevadas, correspondem à situação em que o entreferro apresenta valores médios mais reduzidos.

Refira-se ainda que, como o algarismo zero não consta da escala logarítmica, as situações em que a força é nula não se representam nos ábacos da Figura 4.6.

4.3 Análise do Desempenho da MLRVC

A metodologia utilizada para o cálculo do desempenho da máquina é baseada no método de Runge-Kutta, aplicado ao sistema de equações diferenciais (4.1). Assim, considerando um valor suficientemente reduzido para os incremento temporais Δt , assim como os valores conhecidos das correntes, tensões, velocidade e posição num instante qualquer t_i , obtêm-se as seguintes expressões para o cálculo dos valores das correntes, velocidade e posição para o instante seguinte ($t_i + \Delta t$):

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_1(t_i + \Delta t) = \phi_1(t_i) \frac{K_{1\phi 1} + 2K_{2\phi 1} + 2K_{3\phi 1} + K_{4\phi 1}}{6} \\ \vdots \\ \phi_J(t_i + \Delta t) = \phi_J(t_i) \frac{K_{1\phi J} + 2K_{2\phi J} + 2K_{3\phi J} + K_{4\phi J}}{6} \\ \vdots \\ \phi_m(t_i + \Delta t) = \phi_m(t_i) \frac{K_{1\phi m} + 2K_{2\phi m} + 2K_{3\phi m} + K_{4\phi m}}{6} \\ v(t_i + \Delta t) = v(t_i) \frac{K_{1v} + 2K_{2v} + 2K_{3v} + K_{4v}}{6} \\ x(t_i + \Delta t) = x(t_i) \frac{K_{1x} + 2K_{2x} + 2K_{3x} + K_{4x}}{6} \end{array} \right. \quad (4.11)$$

onde os valores das constantes K se obtêm de acordo com as seguintes expressões:

$$K_{1\phi 1} = \frac{[u_1(t_i) - R_1 i_1(x(t_i), \phi_1(t_i))]}{N_1} \Delta t \quad (4.12)$$

$$K_{1\phi 2} = \frac{[u_2(t_i) - R_2 i_2(x(t_i), \phi_2(t_i))]}{N_2} \Delta t \quad (4.13)$$

$$K_{1\phi 3} = \frac{[u_3(t_i) - R_3 i_3(x(t_i), \phi_3(t_i))]}{N_3} \Delta t \quad (4.14)$$

$$K_{1\phi 4} = \frac{[u_4(t_i) - R_4 i_4(x(t_i), \phi_4(t_i))]}{N_4} \Delta t \quad (4.15)$$

$$K_{1v} = \frac{\left(\sum_{J=1}^m f_J(x(t_i), \phi_J(t_i)) \right) - f_{res}(t_i)}{M} \Delta t \quad (4.16)$$

$$K_{1x} = v(t_i) \Delta t \quad (4.17)$$

$$K_{2\phi 1} = \frac{\left[u_1 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_1 i_1 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{1x}}{2} \right), \left(\phi_1(t_i) + \frac{K_{1\phi 1}}{2} \right) \right) \right]}{N_1} \Delta t \quad (4.18)$$

$$K_{2\phi 2} = \frac{\left[u_2 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_2 i_2 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{1x}}{2} \right), \left(\phi_2(t_i) + \frac{K_{1\phi 2}}{2} \right) \right) \right]}{N_2} \Delta t \quad (4.19)$$

$$K_{2\phi 3} = \frac{\left[u_3 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_3 i_3 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{1x}}{2} \right), \left(\phi_3(t_i) + \frac{K_{1\phi 3}}{2} \right) \right) \right]}{N_3} \Delta t \quad (4.20)$$

$$K_{2\phi 4} = \frac{\left[u_4 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_4 i_4 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{1x}}{2} \right), \left(\phi_4(t_i) + \frac{K_{1\phi 4}}{2} \right) \right) \right]}{N_4} \Delta t \quad (4.21)$$

$$K_{2v} = \frac{\left(\sum_{J=1}^m f_J \left[\left(x(t_i) + \frac{K_{1x}}{2} \right), \left(\phi_J(t_i) + \frac{K_{1\phi J}}{2} \right) \right] \right) - f_{res} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right)}{M} \Delta t \quad (4.22)$$

$$K_{2x} = \left[v(t_i) + \frac{K_{1v}}{2} \right] \Delta t \quad (4.23)$$

$$K_{3\phi 1} = \frac{\left[u_1 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_1 i_1 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{2x}}{2} \right), \left(\phi_1(t_i) + \frac{K_{2\phi 1}}{2} \right) \right) \right]}{N_1} \Delta t \quad (4.24)$$

$$K_{3\phi 2} = \frac{\left[u_2 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_2 i_2 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{2x}}{2} \right), \left(\phi_2(t_i) + \frac{K_{2\phi 2}}{2} \right) \right) \right]}{N_2} \Delta t \quad (4.25)$$

$$K_{3\phi3} = \frac{\left[u_3 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_3 i_3 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{2x}}{2} \right), \left(\phi_3(t_i) + \frac{K_{2\phi3}}{2} \right) \right) \right]}{N_3} \Delta t \quad (4.26)$$

$$K_{3\phi4} = \frac{\left[u_4 \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right) - R_4 i_4 \left(\left(x(t_i) + \frac{K_{2x}}{2} \right), \left(\phi_4(t_i) + \frac{K_{2\phi4}}{2} \right) \right) \right]}{N_4} \Delta t \quad (4.27)$$

$$K_{3v} = \frac{\left(\sum_{J=1}^m f_J \left[\left(x(t_i) + \frac{K_{2x}}{2} \right), \left(\phi_J(t_i) + \frac{K_{2\phi J}}{2} \right) \right] \right) - f_{res} \left(t_i + \frac{\Delta t}{2} \right)}{M} \Delta t \quad (4.28)$$

$$K_{3x} = \left[v(t_i) + \frac{K_{2v}}{2} \right] \Delta t \quad (4.29)$$

$$K_{4\phi1} = \frac{\left[u_1(t_i + \Delta t) - R_1 i_1 \left((x(t_i) + K_{3x}), (\phi_1(t_i) + K_{3\phi1}) \right) \right]}{N_1} \Delta t \quad (4.30)$$

$$K_{4\phi2} = \frac{\left[u_2(t_i + \Delta t) - R_2 i_2 \left((x(t_i) + K_{3x}), (\phi_2(t_i) + K_{3\phi2}) \right) \right]}{N_2} \Delta t \quad (4.31)$$

$$K_{4\phi3} = \frac{\left[u_3(t_i + \Delta t) - R_3 i_3 \left((x(t_i) + K_{3x}), (\phi_3(t_i) + K_{3\phi3}) \right) \right]}{N_3} \Delta t \quad (4.32)$$

$$K_{4\phi4} = \frac{\left[u_4(t_i + \Delta t) - R_4 i_4 \left((x(t_i) + K_{3x}), (\phi_4(t_i) + K_{3\phi4}) \right) \right]}{N_4} \Delta t \quad (4.33)$$

$$K_{4v} = \frac{\left(\sum_{J=1}^m f_J \left[(x(t_i) + K_{3x}), (\phi_J(t_i) + K_{3\phi J}) \right] \right) - f_{res}(t_i + \Delta t)}{M} \Delta t \quad (4.34)$$

$$K_{4x} = [v(t_i) + K_{3v}] \Delta t \quad (4.35)$$

Como se constata, a metodologia apresentada requer o conhecimento da massa da parte móvel da máquina, tendo-se considerado, por cálculo aproximado, $M=18\text{kg}$, valor este que foi corroborado experimentalmente.

Considere-se que o conversor electrónico de potência apresenta a topologia de meia ponte H representada na Figura 4.7.

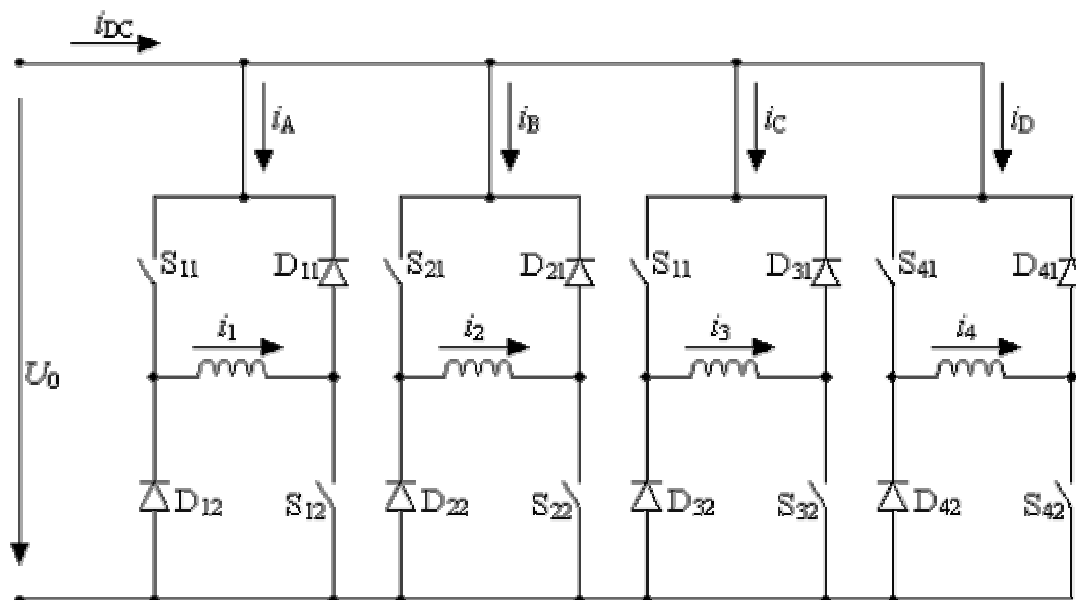


Figura 4.7 – Esquema eléctrico do conversor electrónico de potência do accionamento.

A metodologia de cálculo do desempenho da máquina, metodologia essa que se expôs anteriormente, pressupõe que todas as espiras do enrolamento de uma fase estejam ligadas em série ($N_{rJ} = 1$). No entanto, a máquina que se propõe neste trabalho apresenta quatro enrolamentos com 1680 espiras cada, ligados em paralelo ($N_{rJ} = 4$).

Assim, como se representa na Figura 4.8 em que se tem $N_{rJ} = 4$, se N_{rJ} for superior à unidade então:

- $N_J = N_{rJ} \times N_e$.
- Se S_{J1} e S_{J2} estiverem ambos na situação de condução, então $u_J = N_{rJ} \times U_0$.
- Se S_{J1} e S_{J2} estiverem ambos na situação de corte e $i_J > 0$, então ambos os díodos, D_{J1} e D_{J2} , estão na situação de condução, logo $u_J = -N_{rJ} \times U_0$.
- Se S_{J1} estiver na situação de condução juntamente com D_{J1} , então $u_J = 0$.
- Se S_{J2} estiver na situação de condução juntamente com D_{J2} , então $u_J = 0$.

Note-se que, como i_j representa a corrente no enrolamento de uma fase, por sua vez a corrente absorvida pela fase respectiva, i_{INj} , é obtida através do produto ($N_{rj} \times i_j$). Note-se que, no esquema da Figura 4.7, se considera $N_{rj} = 1$ daí ser $i_j = i_{INj}$.

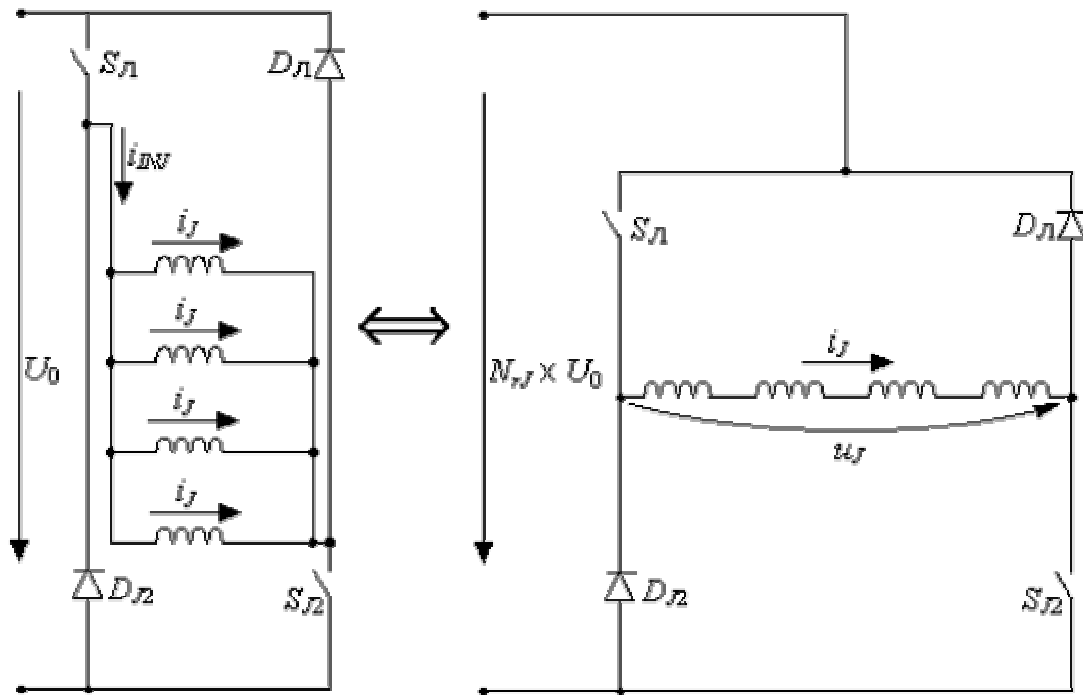


Figura 4.8 – Esquema eléctrico por fase do conversor electrónico de potência do accionamento.

Paralelamente, a corrente de alimentação da máquina, i_{DC} , é obtida a partir da soma das correntes i_A , i_B , i_C e i_D , ou seja:

$$i_{DC} = i_A + i_B + i_C + i_D \quad (4.36)$$

Por outro lado, as correntes i_A , i_B , i_C e i_D podem ser obtidas, respectivamente, a partir das correntes i_{IN1} , i_{IN2} , i_{IN3} e i_{IN4} e do estado de condução dos semicondutores da fase correspondente.

Assim, cada fase da máquina será alimentada entre a posição X_0 e a posição X_C , ou seja, entre estas duas posições, os interruptores electrónicos S_{J1} são comutados de acordo com uma função PWM linear, e S_{J2} estará permanentemente na situação de condução. Após a posição X_C , ambos os

interruptores S_{J1} e S_{J2} passam à situação de bloqueio, e os díodos correspondentes iniciam a sua condução até que a corrente na fase se extinga. A Tabela 4.1 sumaria as diferentes condições de funcionamento consideradas, em termos de variáveis de controlo e solicitação de carga (esforço de tracção), constatando-se que as condições de funcionamento No.1 correspondem ao regime de dimensionamento. Em todas as situações a frequência do sinal PWM é igual a 10 kHz.

Condições de funcionamento	Posição de início de condução X_0 [mm]	Posição de comutação X_C [mm]	Relação cíclica α (%)	Esforço de tracção F_R [N]
No. 1	0	19,2 ($0,4 \times \tau_S$)	100%	60
No. 2	0	19,2 ($0,4 \times \tau_S$)	50%	60
No. 3	9,6 ($0,2 \times \tau_S$)	21,6 ($0,45 \times \tau_S$)	80%	30

Tabela 4.1 – Sumário das condições de desempenho analisadas.

Paralelamente, definiu-se a posição não alinhada da fase 1 como sendo a posição de partida, e, no momento do arranque, apenas a fase 4 tem capacidade de desenvolver força, pelo que se considerou que a alimentação de cada uma das fases se fará apenas após a posição não alinhada para se evitar que, durante o arranque da máquina, se alimente uma fase, no caso concreto a fase 1, sem que esse facto se reflecta em produção de força. Para além do mais, a alimentação da fase 1 nestas circunstâncias levaria a um crescimento rápido da corrente e, conseqüentemente, a uma aceleração desnecessária do processo de degradação e envelhecimento térmico dos materiais isolantes da máquina.

As máquinas de relutância variável comutadas são, quase unanimemente, consideradas as que apresentam melhores características de tolerância a falhas. Importa pois analisar, simultaneamente, o desempenho da máquina em situação de falha [5].

Saliente-se que, para efeitos de análise, não se considera qualquer tipo de acção conducente à minimização dos efeitos decorrente da falha. Naturalmente, a análise das consequências de algumas das falhas será feita exclusivamente para a fase 1, podendo considerar-se que, em regime permanente e caso a falha ocorra noutra fase, o desempenho da máquina possa ser extrapolado a partir do desempenho em regime permanente e falha na fase 1.

Para cada uma das condições especificadas analisaram-se os efeitos das seguintes falhas:

- S_{J1} ou S_{J2} em circuito aberto.
- S_{J1} ou S_{J2} em curto-circuito.
- Um ou mais ramos (caminhos paralelos) de uma fase em circuito aberto.

Importa referir que S_{J1} , S_{J2} e a fase J em circuito aberto, no que se refere ao desempenho global da máquina, são falhas absolutamente equivalentes.

A análise de um circuito aberto num dos ramos de uma fase é efectuada considerando um número diferente de ramos paralelos nas diferentes fases.

Seguidamente, apresentam-se os oscilogramas de diversas grandezas fundamentais de desempenho, tendo em conta as diferentes condições de funcionamento e as avarias consideradas separadamente.

Para melhor orientação na análise dos oscilogramas, apresenta-se na Tabela 4.2 uma esquematização, de tipo índice, dos oscilogramas expostos.

Na Figura 4.9 pode-se observar a evolução do desempenho global, do ponto de vista electromecânico, da máquina ao longo de todo o processo de arranque desde a imobilidade até ao regime permanente caracterizado por uma velocidade estabilizada.

Como se pode depreender da Figura 4.9, a visualização integral de todo o processo de arranque não permite obter conclusões significativas no que respeita à evolução temporal de grandezas cujo espectro harmónico incluía

harmônicos de alta frequência preponderantes. Assim, a restante análise será repartida em dois períodos distintos, o período inicial – arranque – e o período final, de maior interesse em aplicações de tracção – regime permanente.

Modos de funcionamento	Caracterização do funcionamento	Condições de funcionamento (Tabela 4.1)		
		No. 1	No. 2	No. 3
sem falhas	desempenho global, do arranque ao regime permanente	Figura 4.9	-----	-----
	desempenho global no arranque	Figura 4.10	-----	-----
	desempenho global em regime permanente	Figura 4.11	Figura 4.27	Figura 4.40
	desempenho da fase 1 no arranque	Figura 4.12	-----	-----
	desempenho da fase 1 em regime permanente	Figura 4.13	Figura 4.28	Figura 4.41
	desempenho da fase 4 no arranque	Figura 4.14	-----	-----
	desempenho da fase 4 em regime permanente	Figura 4.15	-----	-----
3 ramos da fase 1 em circuito aberto	desempenho global em regime permanente	Figura 4.16	Figura 4.29	Figura 4.42
	desempenho da fase 1 em regime permanente	Figura 4.17	Figura 4.30	Figura 4.43
	desempenho da fase 4 em regime permanente	Figura 4.18	Figura 4.31	Figura 4.44
fase 1 em circuito aberto	desempenho global em regime permanente	Figura 4.19	Figura 4.32	Figura 4.45
	desempenho da fase 4 em regime permanente	Figura 4.20	Figura 4.33	Figura 4.46
S ₁₁ em curto-circuito	desempenho global em regime permanente	Figura 4.21	Figura 4.34	Figura 4.47
	desempenho da fase 1 em regime permanente	Figura 4.22	Figura 4.35	Figura 4.48
	desempenho da fase 4 em regime permanente	Figura 4.23	Figura 4.36	Figura 4.49
S ₁₂ em curto-circuito	desempenho global em regime permanente	Figura 4.24	Figura 4.37	Figura 4.50
	desempenho da fase 1 em regime permanente	Figura 4.25	Figura 4.38	Figura 4.51
	desempenho da fase 4 em regime permanente	Figura 4.26	Figura 4.39	Figura 4.52

Tabela 4.2 – Esquematização das situações de funcionamento correspondentes aos oscilogramas expostos nas Figuras 4.9 a 4.52.

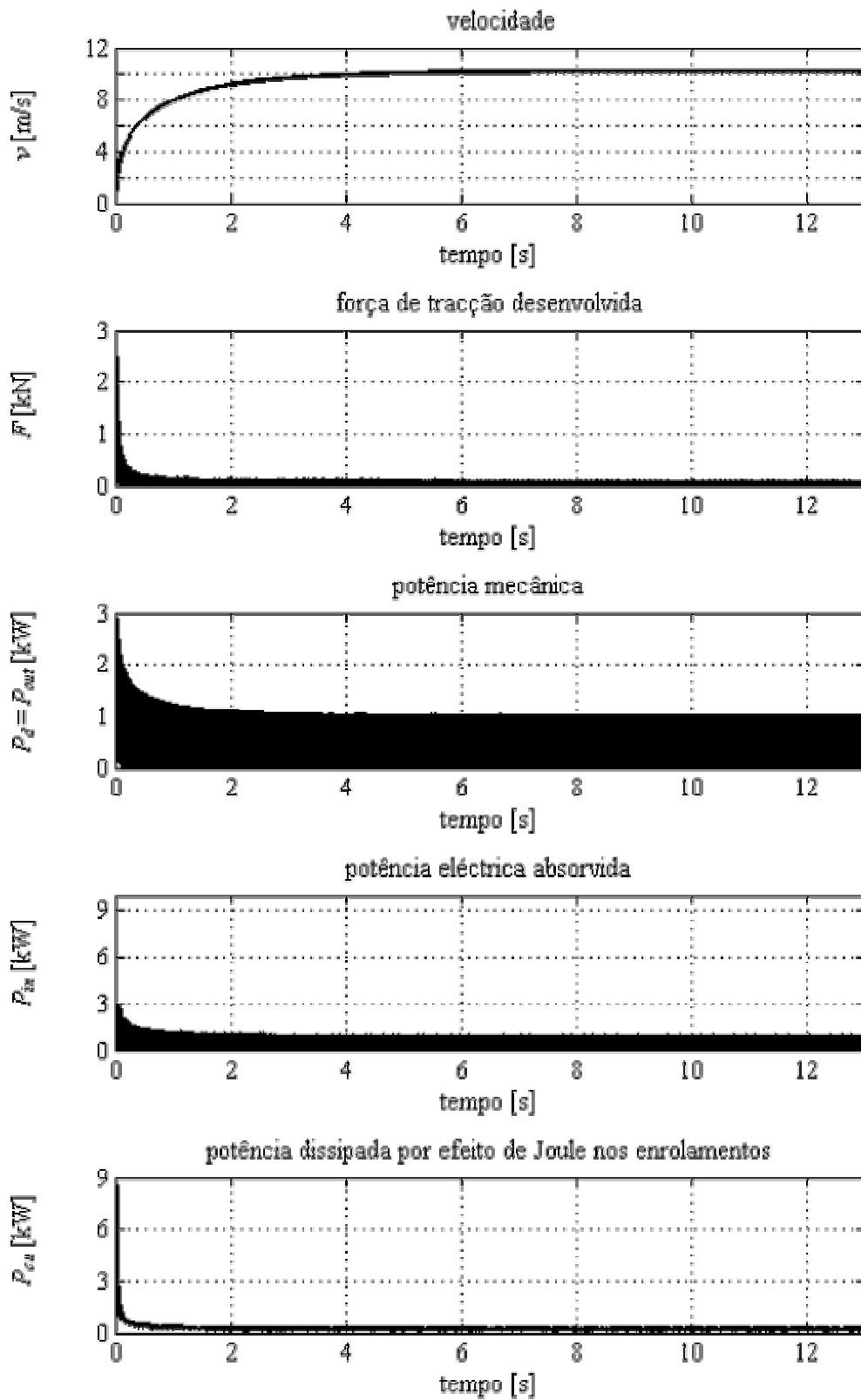


Figura 4.9 – Desempenho global, do arranque ao regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.

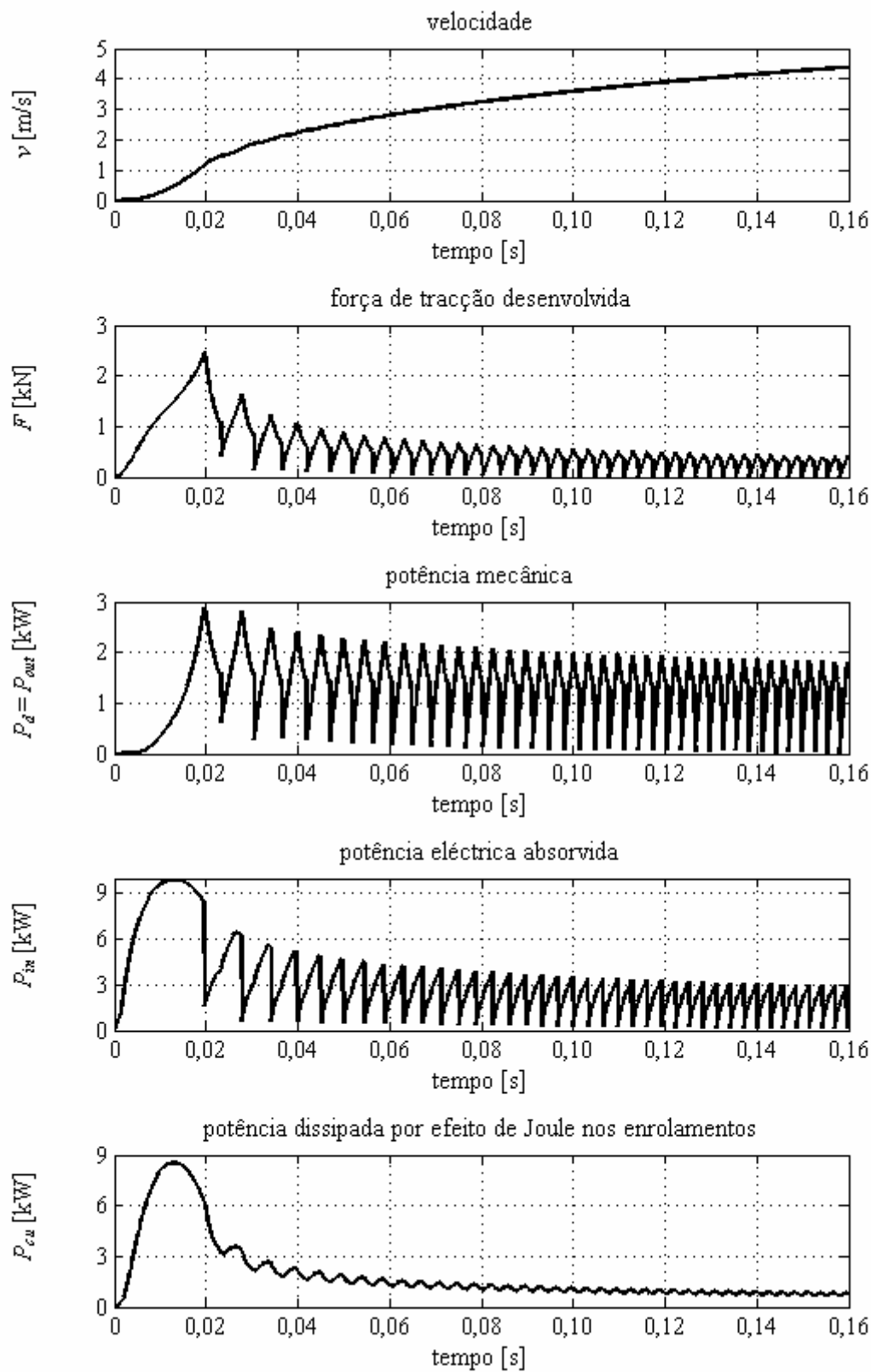


Figura 4.10 – Desempenho global durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.

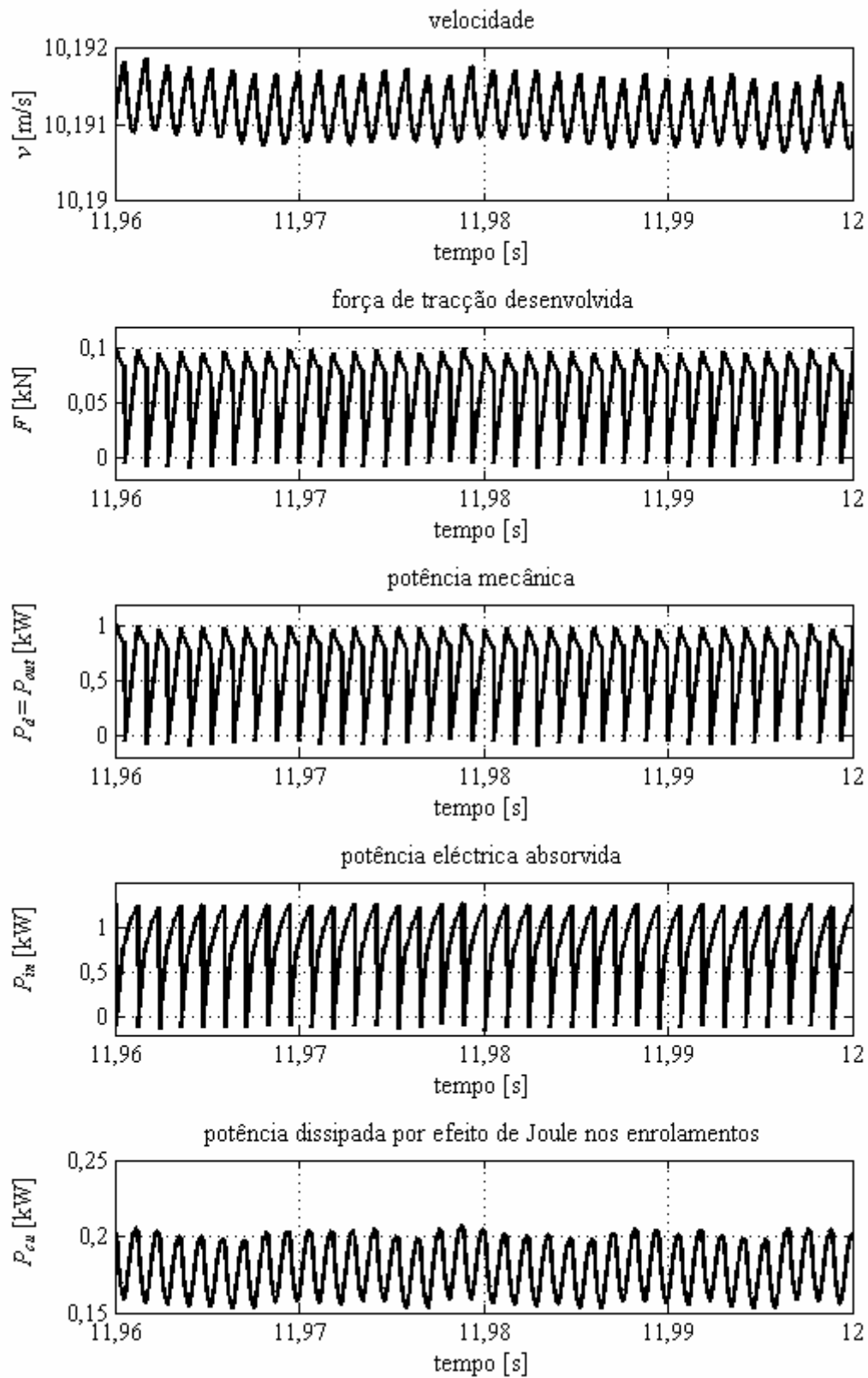


Figura 4.11 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.

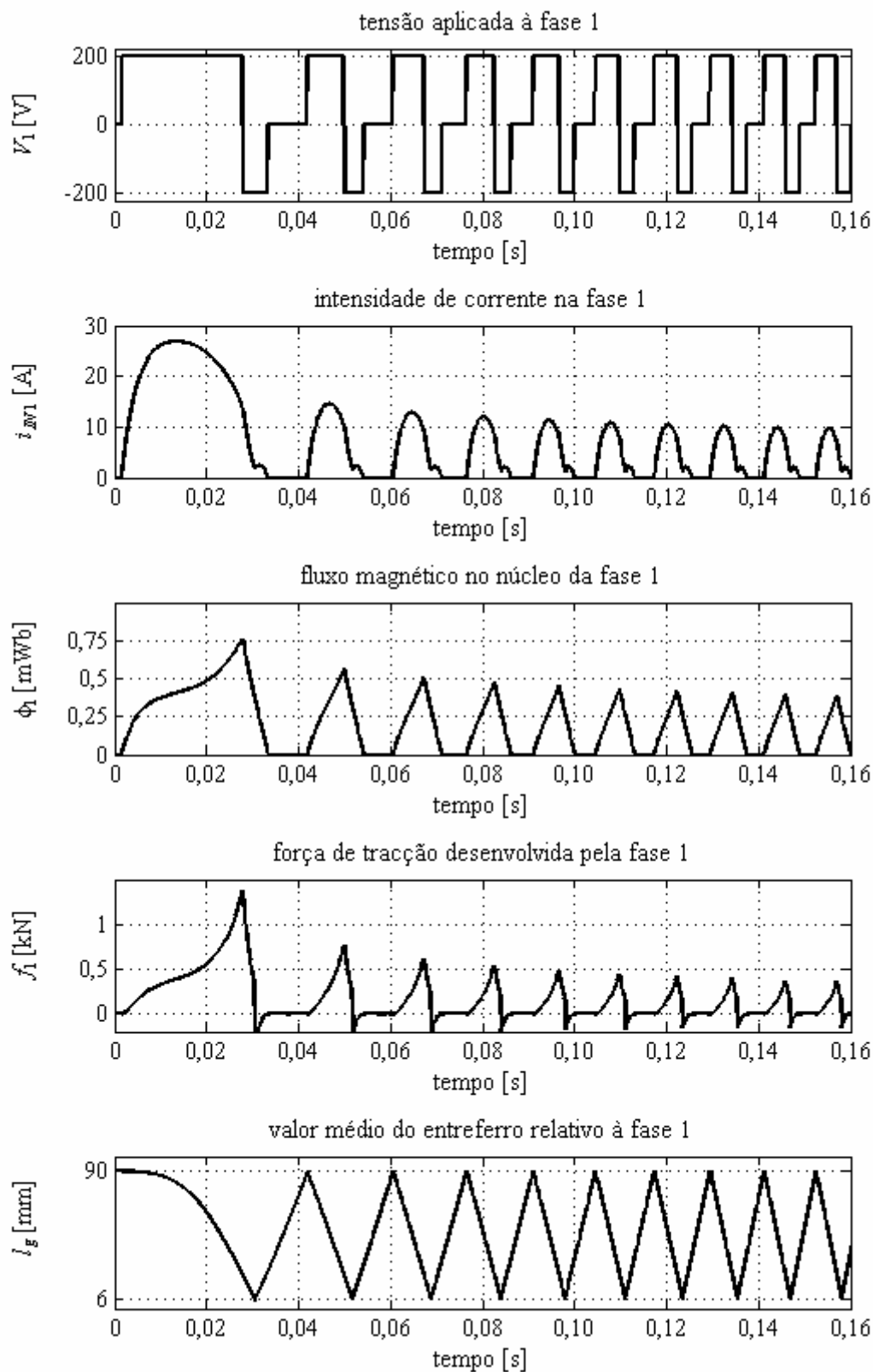


Figura 4.12 – Desempenho da fase 1 durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.

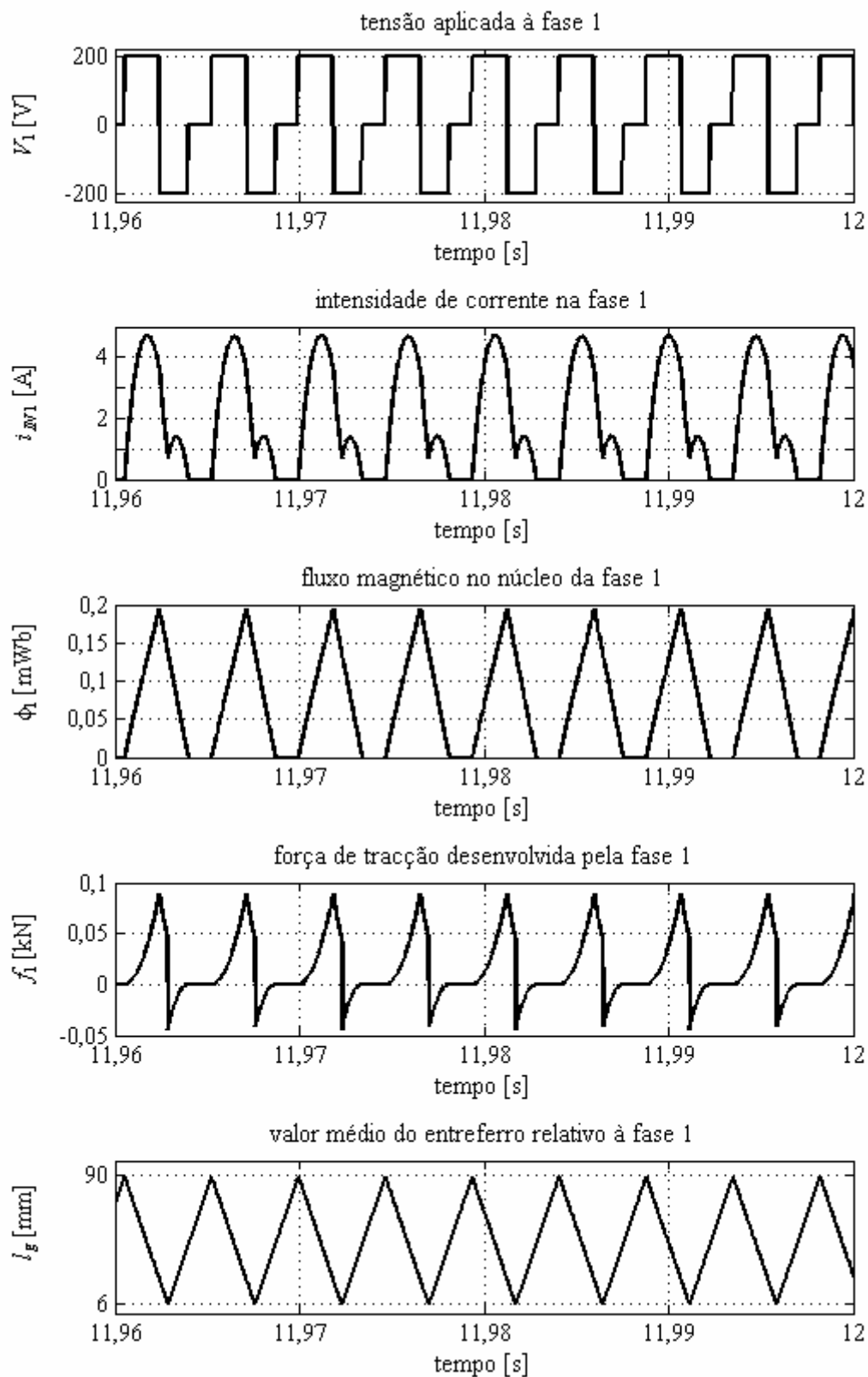


Figura 4.13 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.

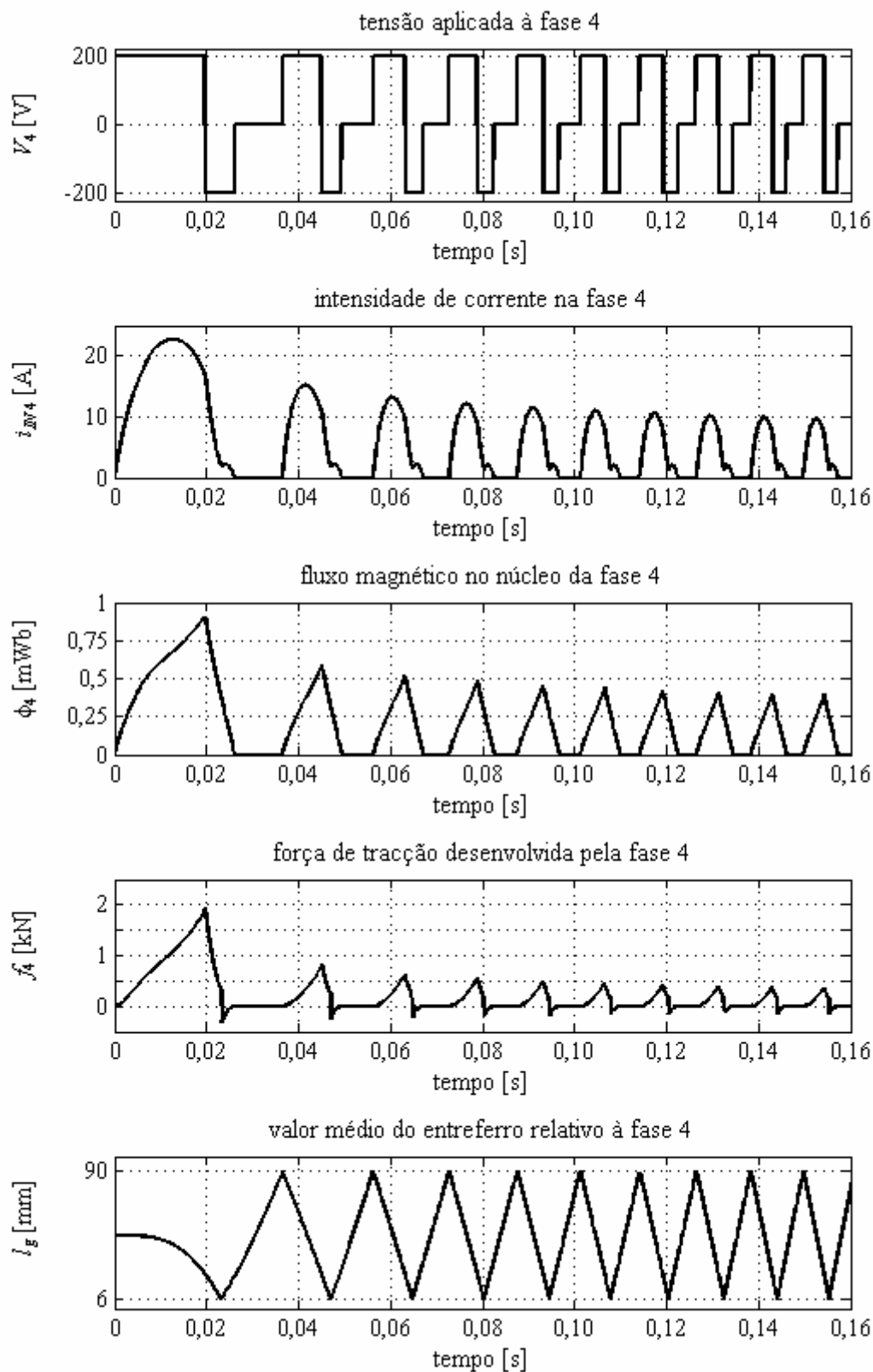


Figura 4.14 – Desempenho da fase 4 durante o arranque, para as condições de funcionamento No. 1.

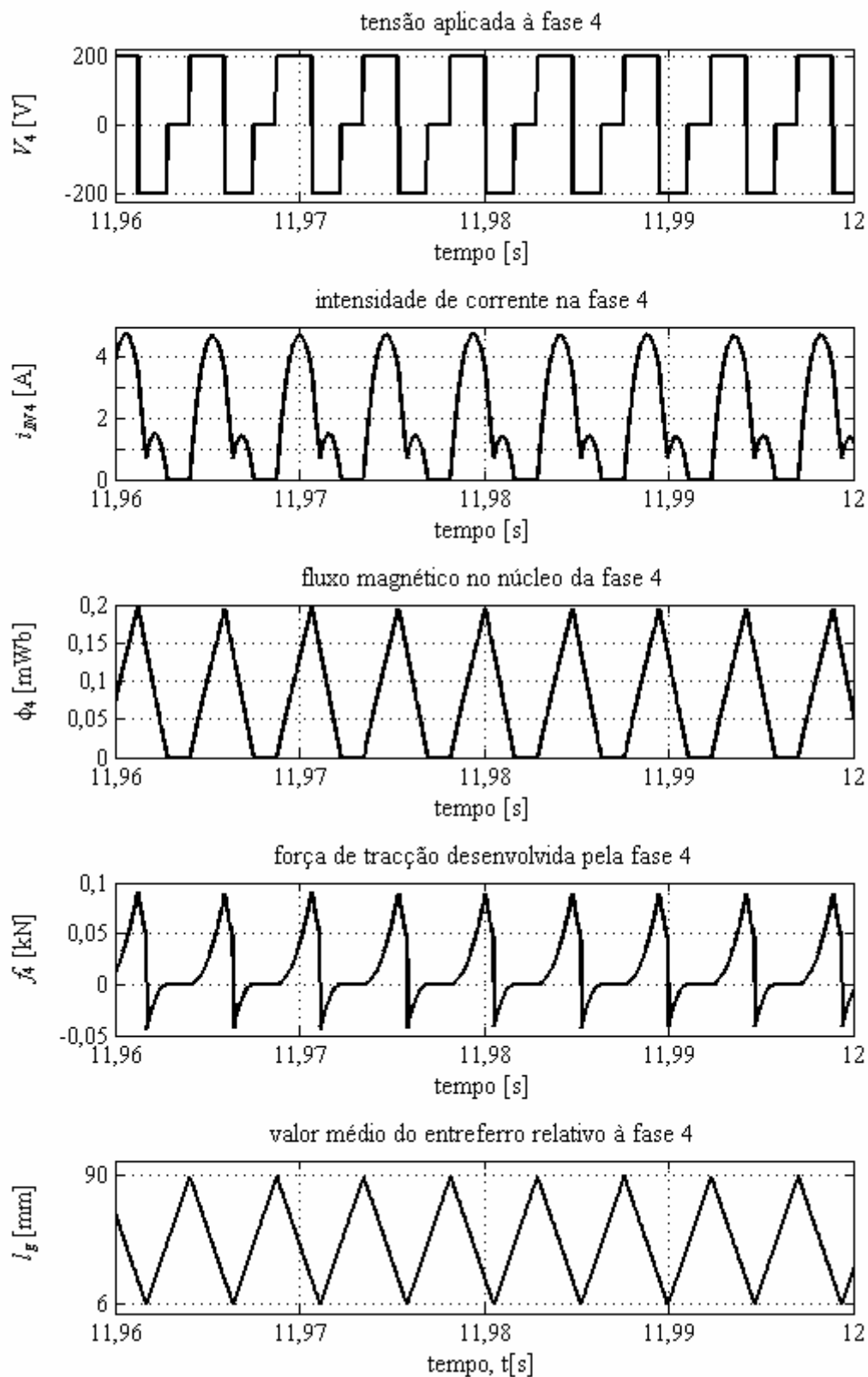


Figura 4.15 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1.

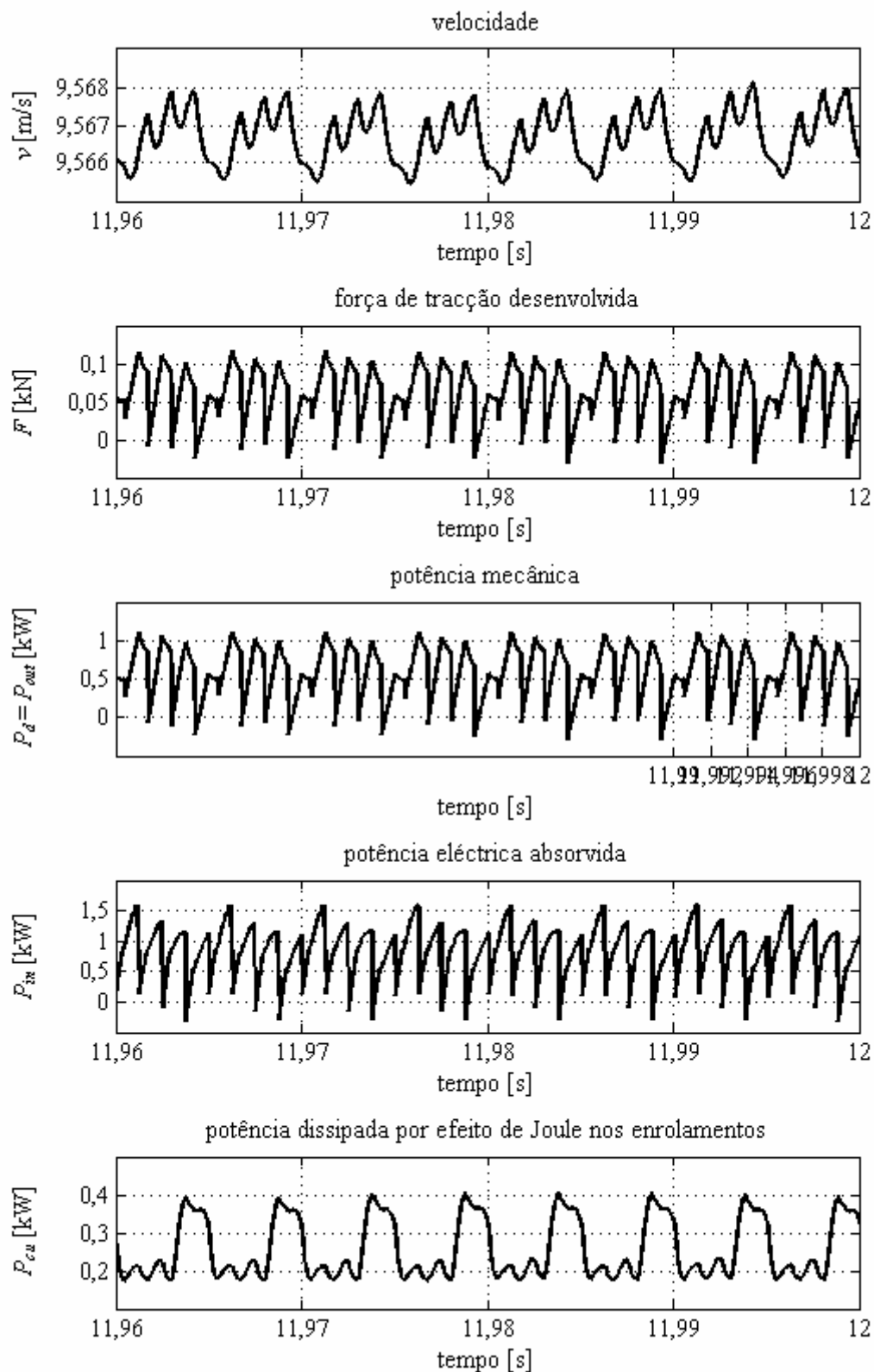


Figura 4.16 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

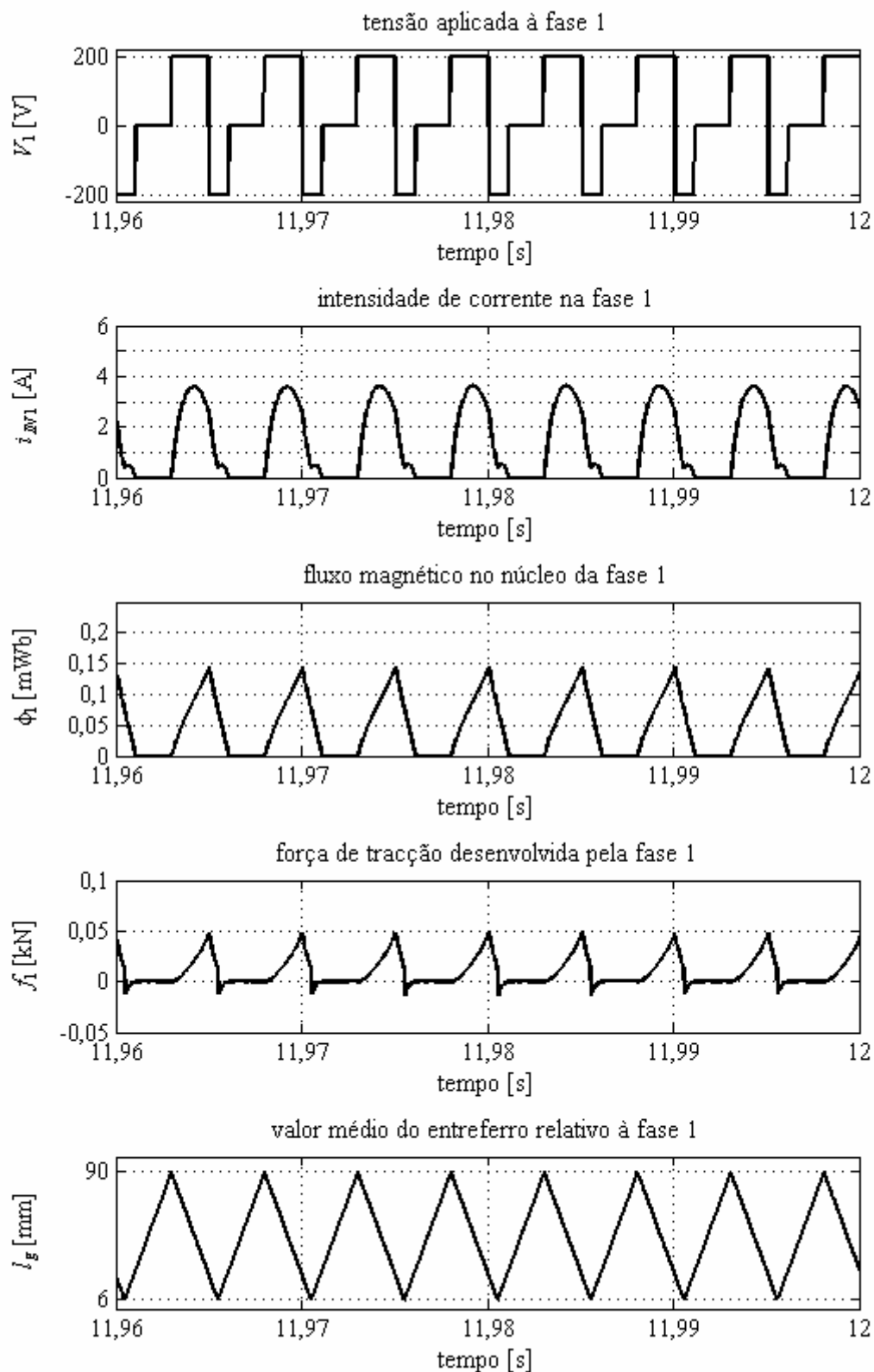


Figura 4.17 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

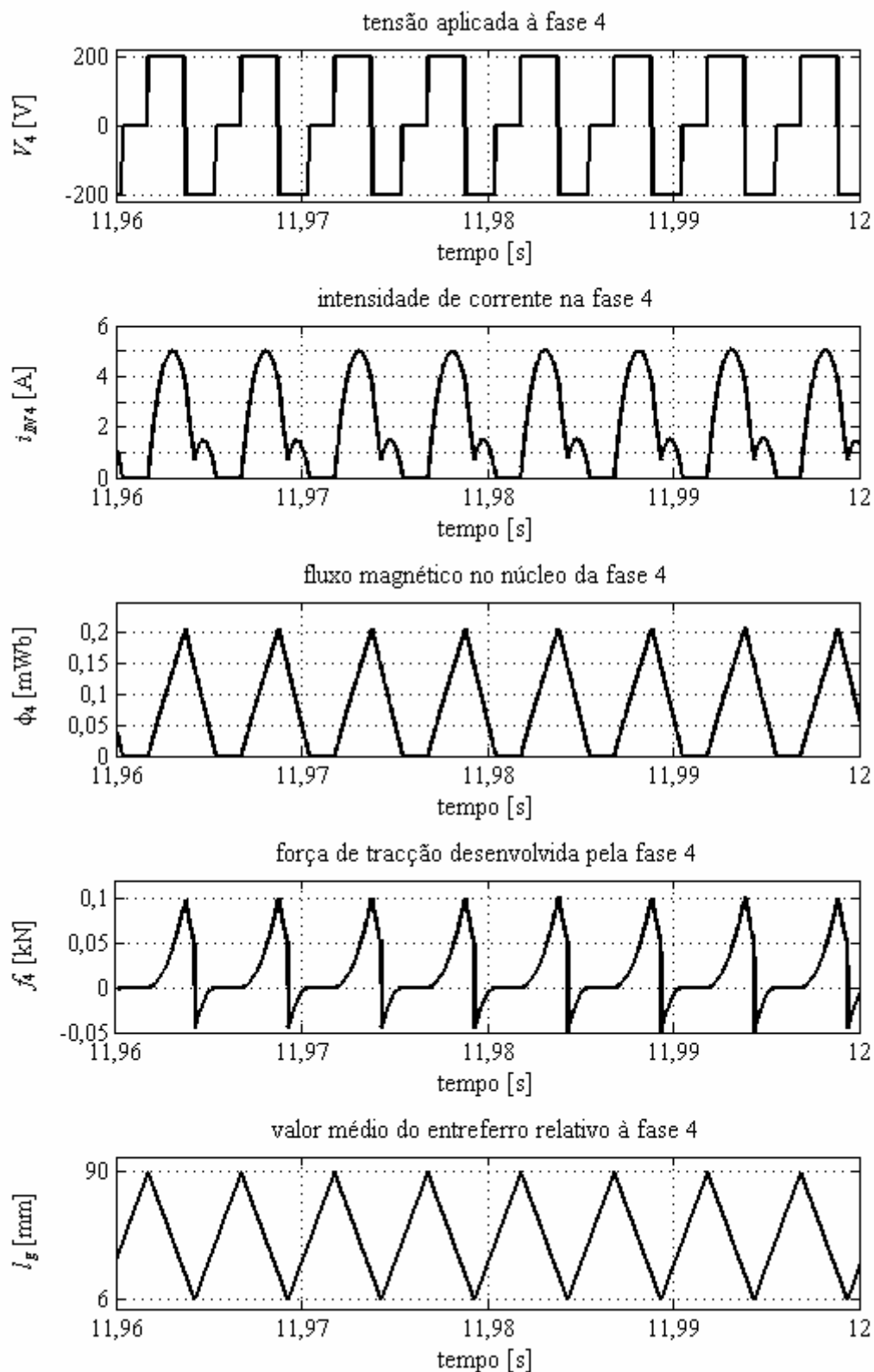


Figura 4.18 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

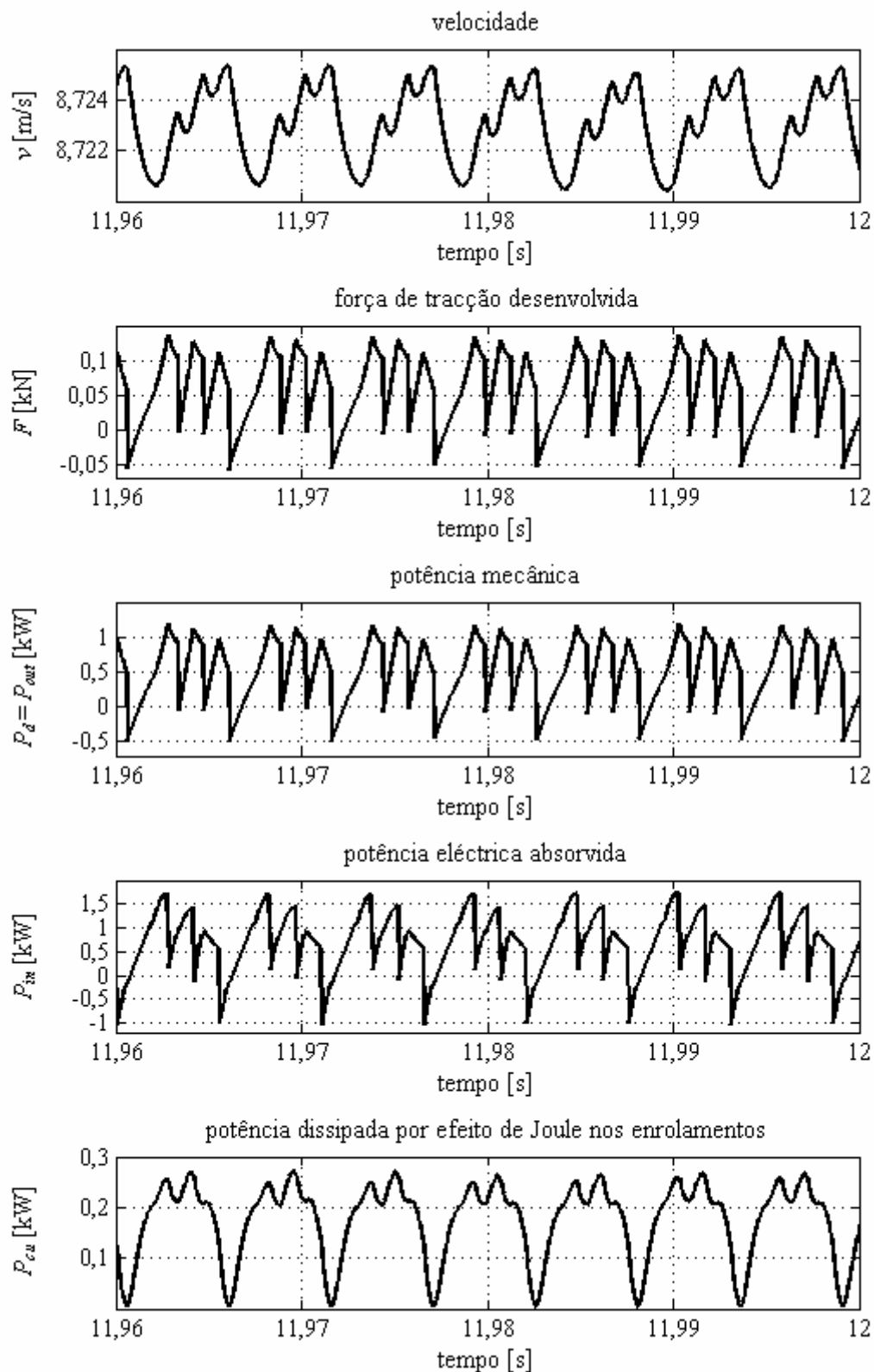


Figura 4.19 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com a fase 1 em circuito aberto.

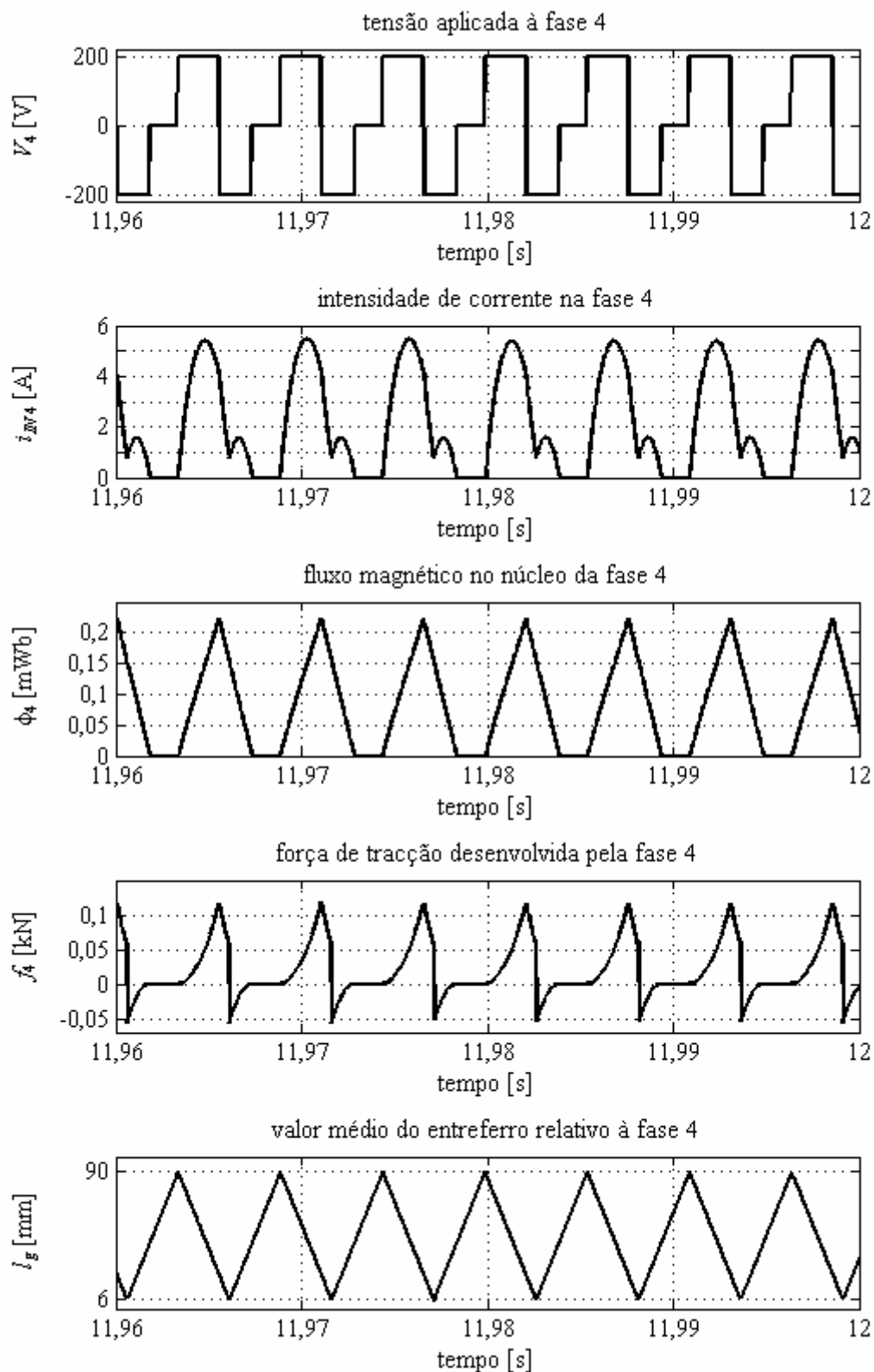


Figura 4.20 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com a fase 1 em circuito aberto.

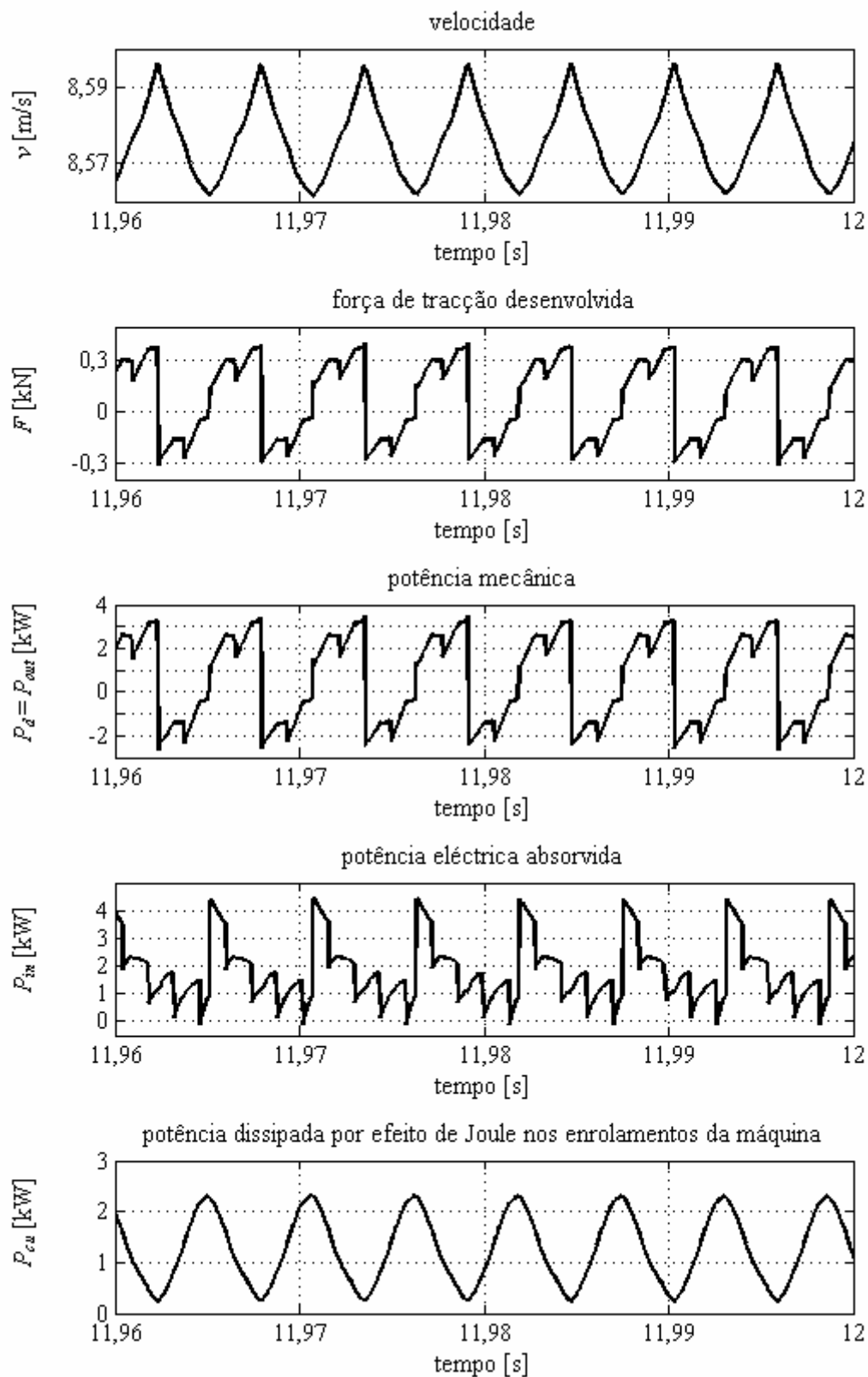


Figura 4.21 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.

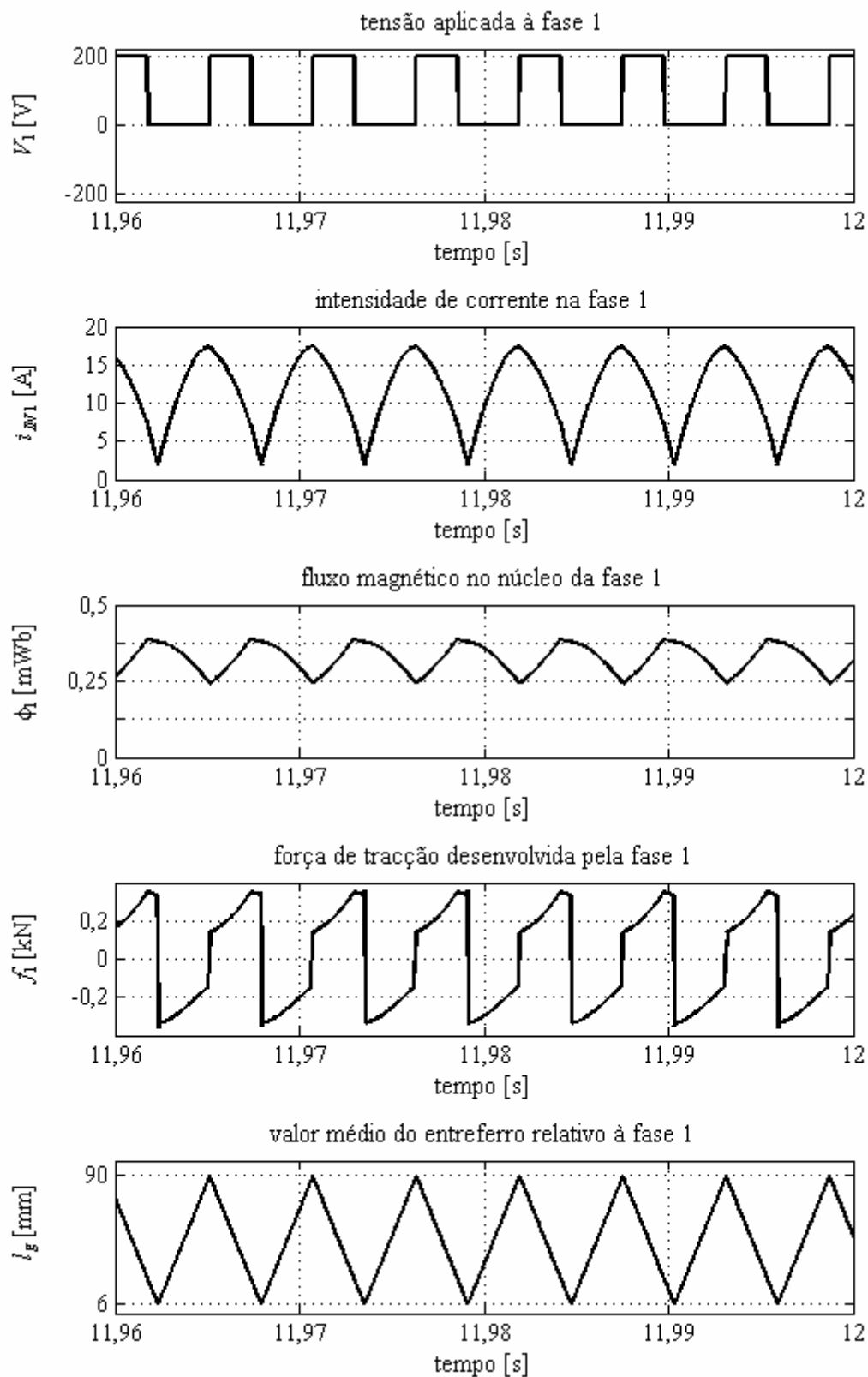


Figura 4.22 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.

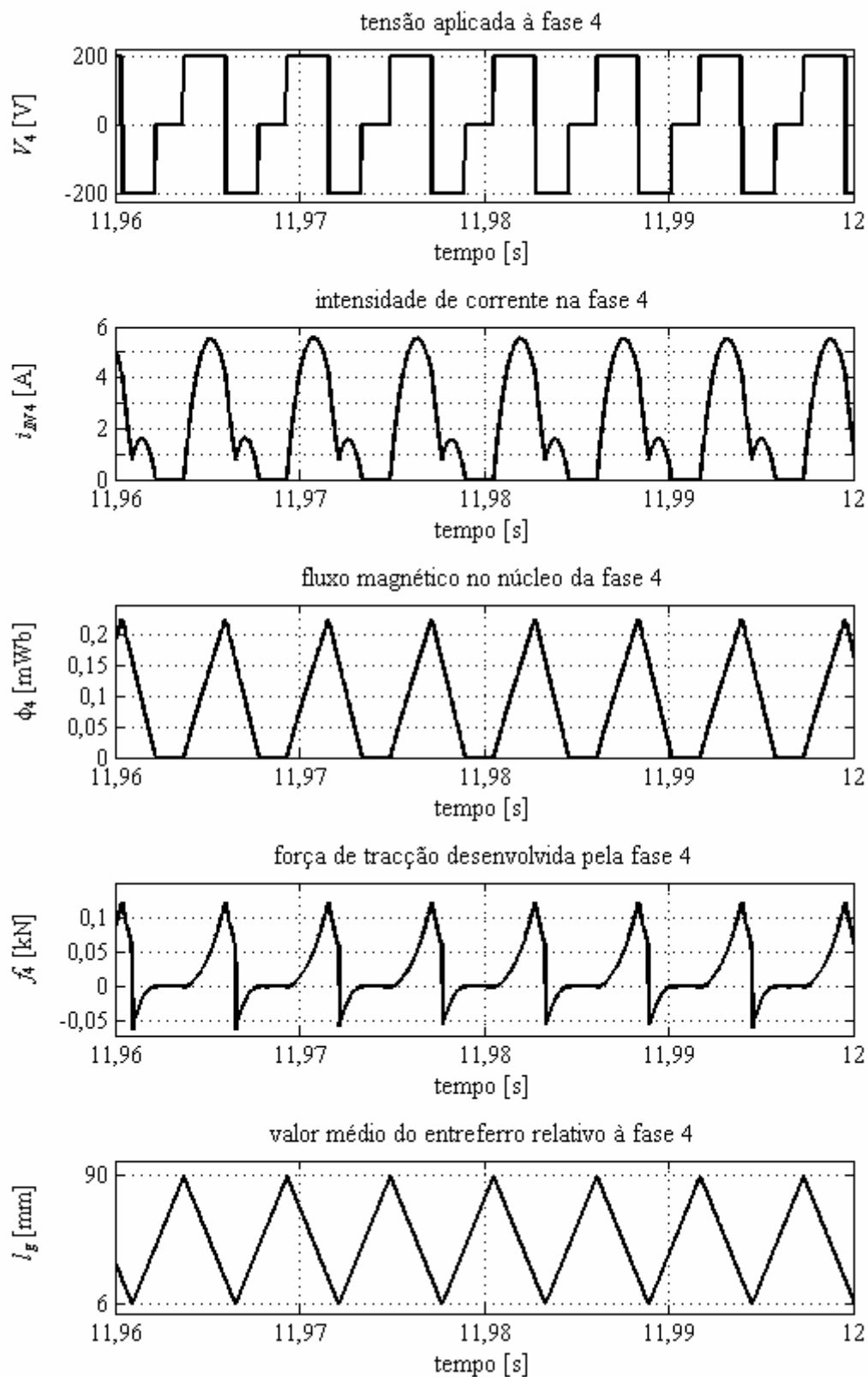


Figura 4.23 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{11} em curto-circuito.

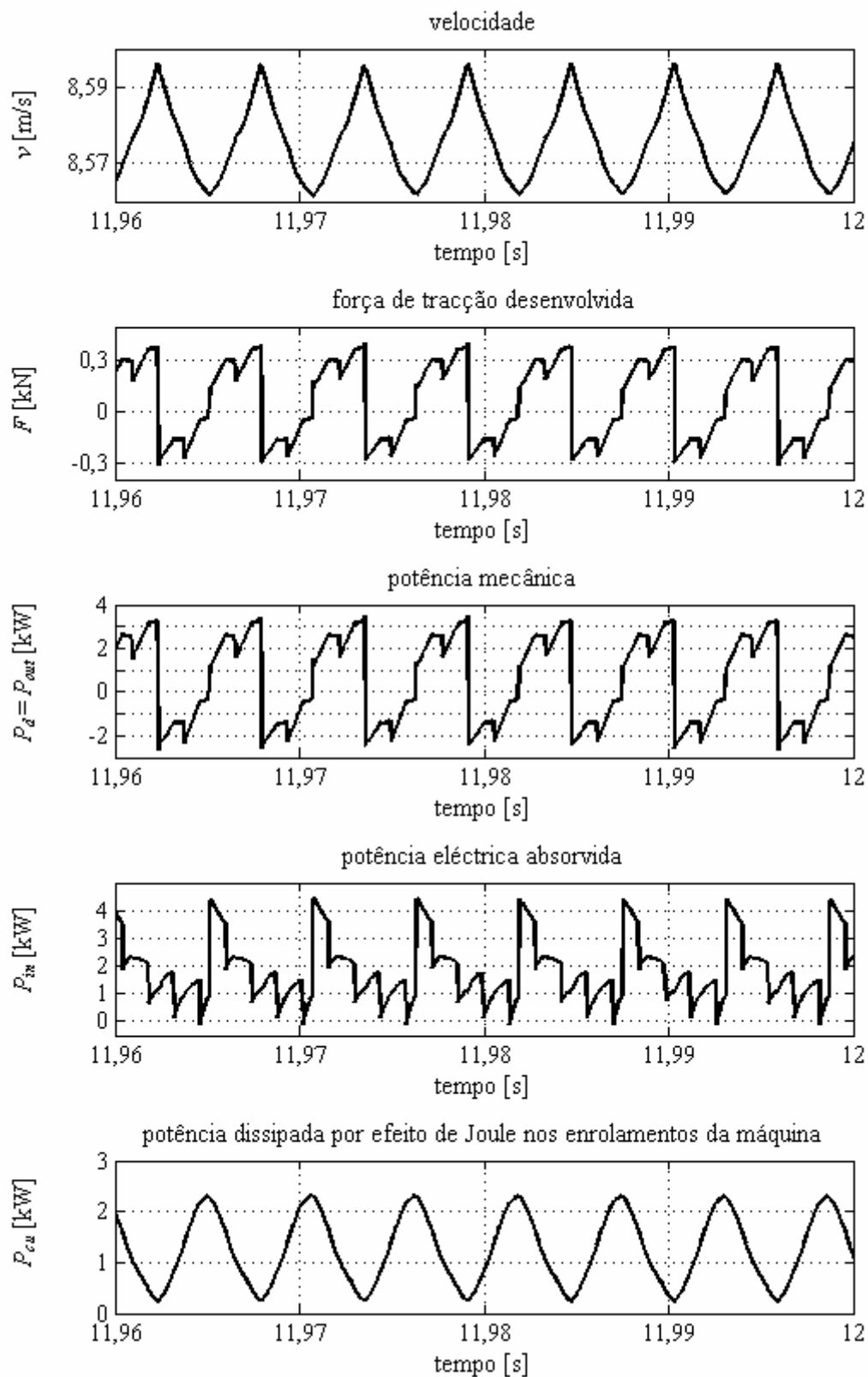


Figura 4.24 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.

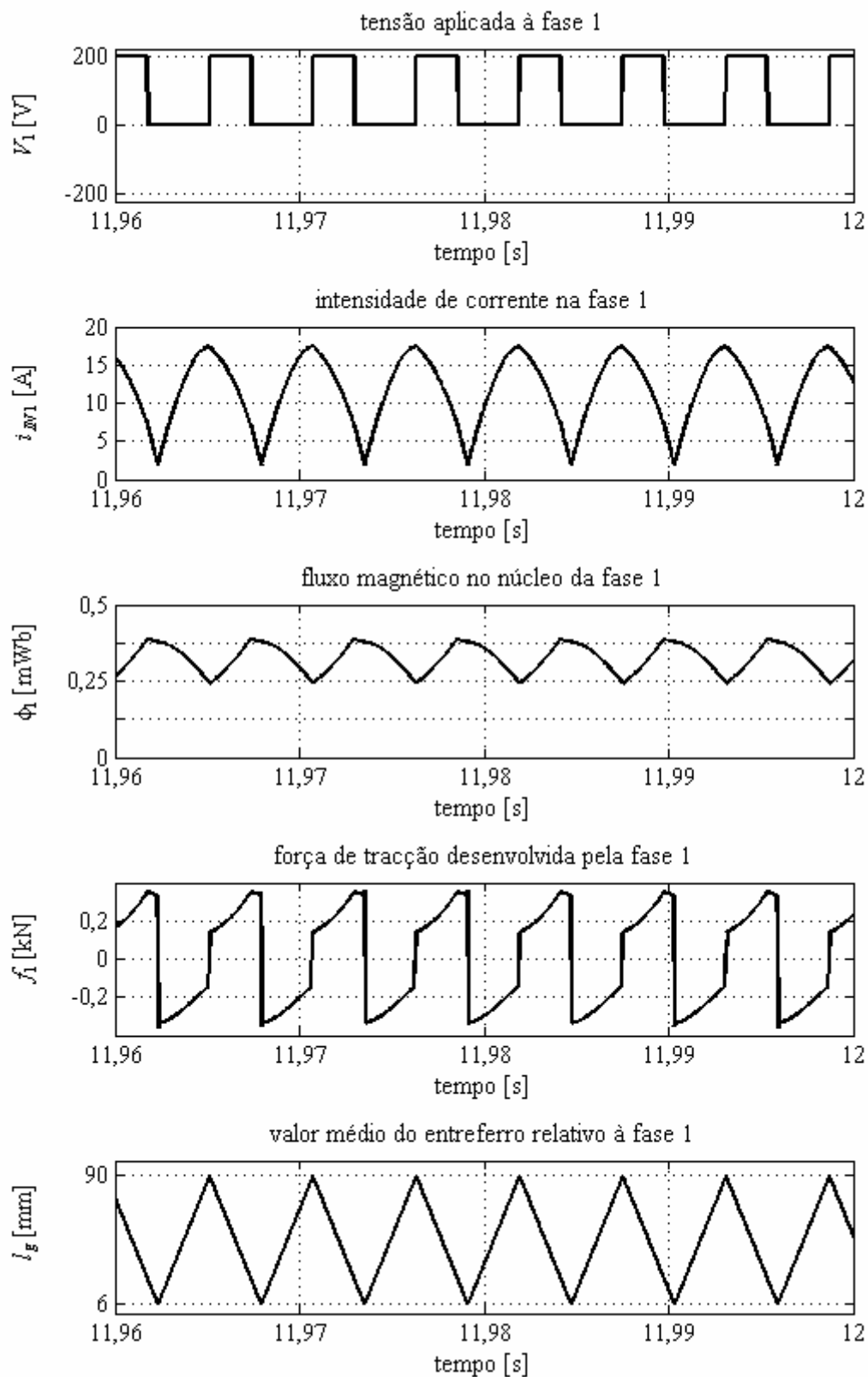


Figura 4.25 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.

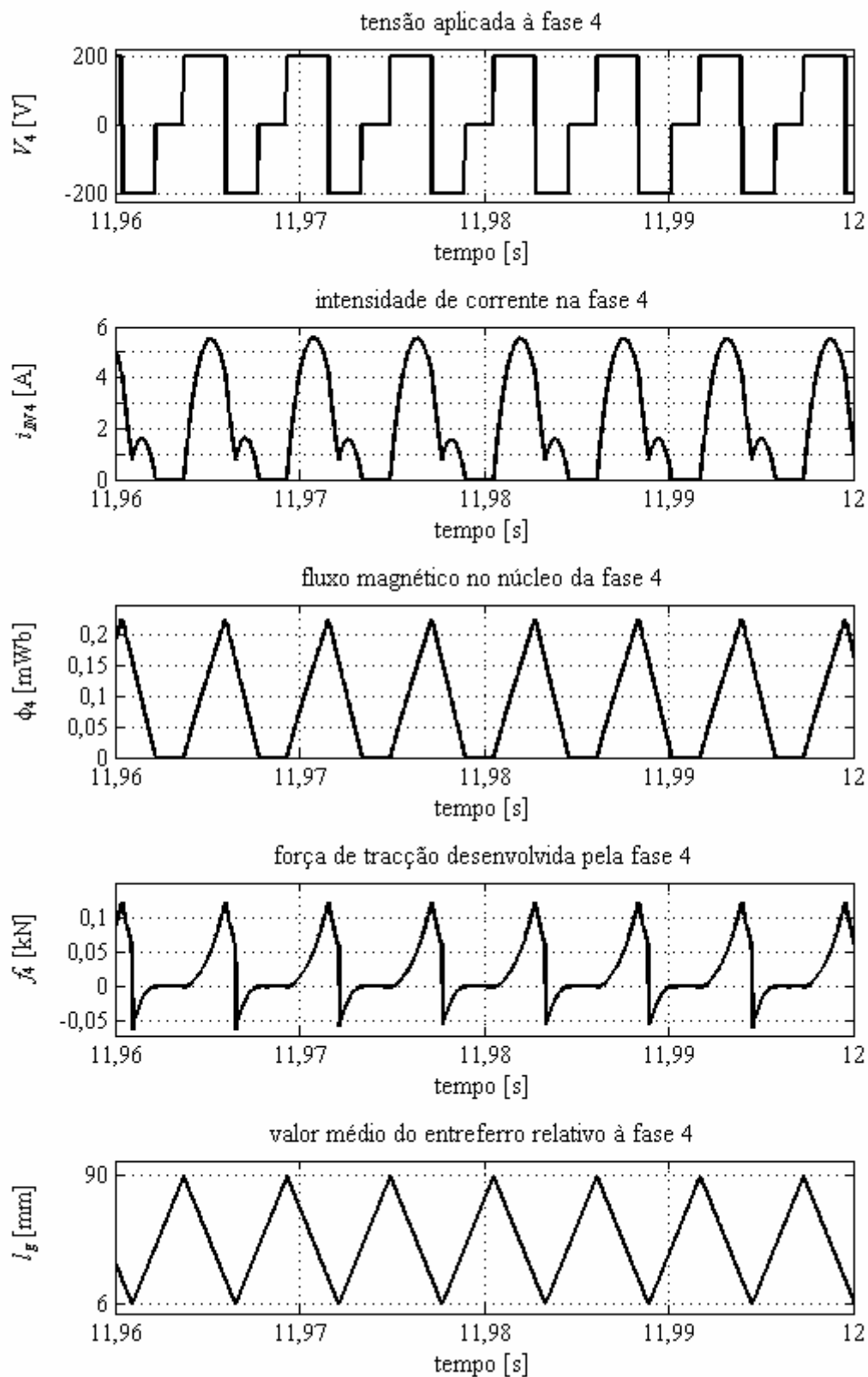


Figura 4.26 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 1 e com S_{12} em curto-circuito.

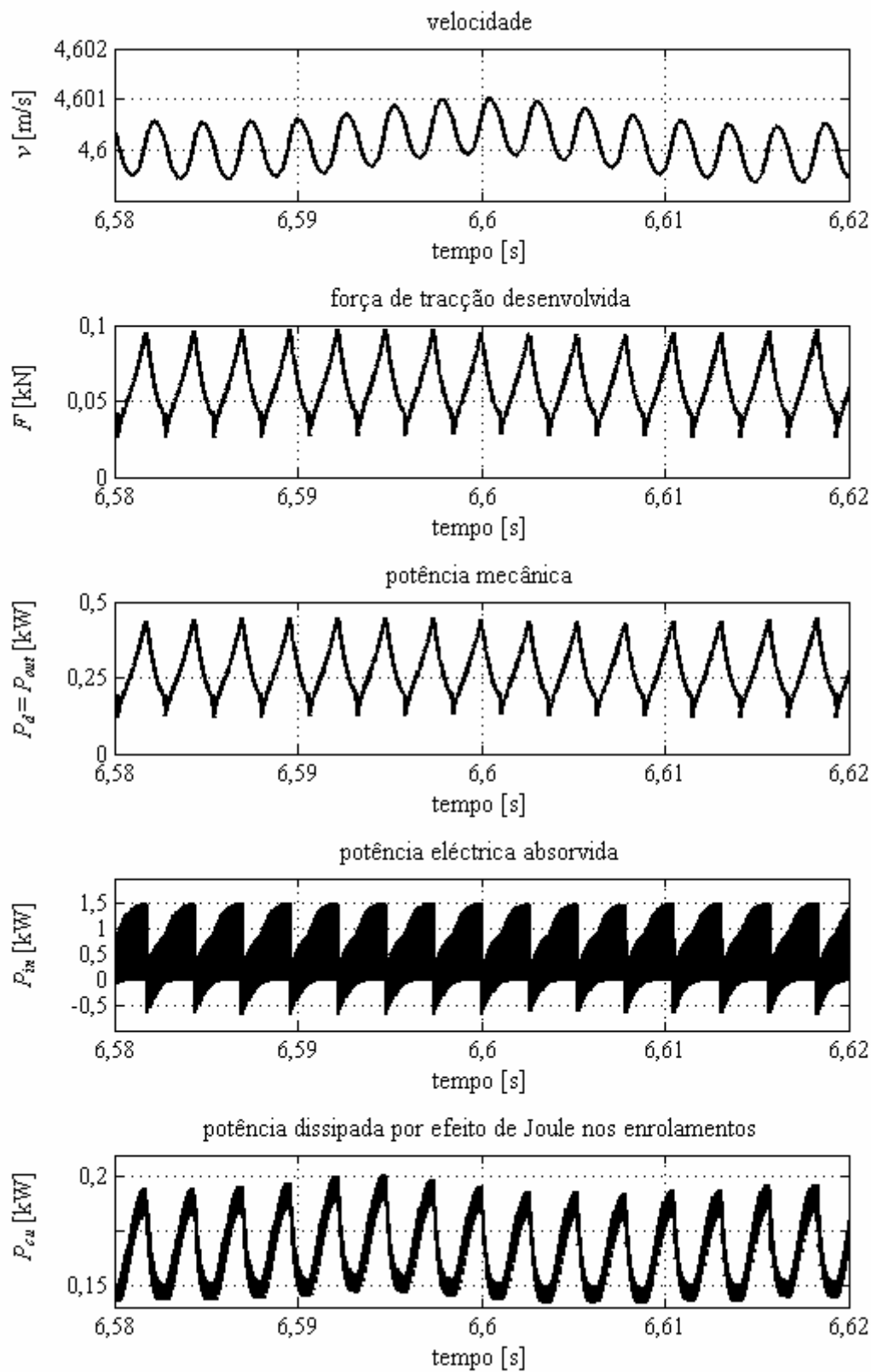


Figura 4.27 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2.

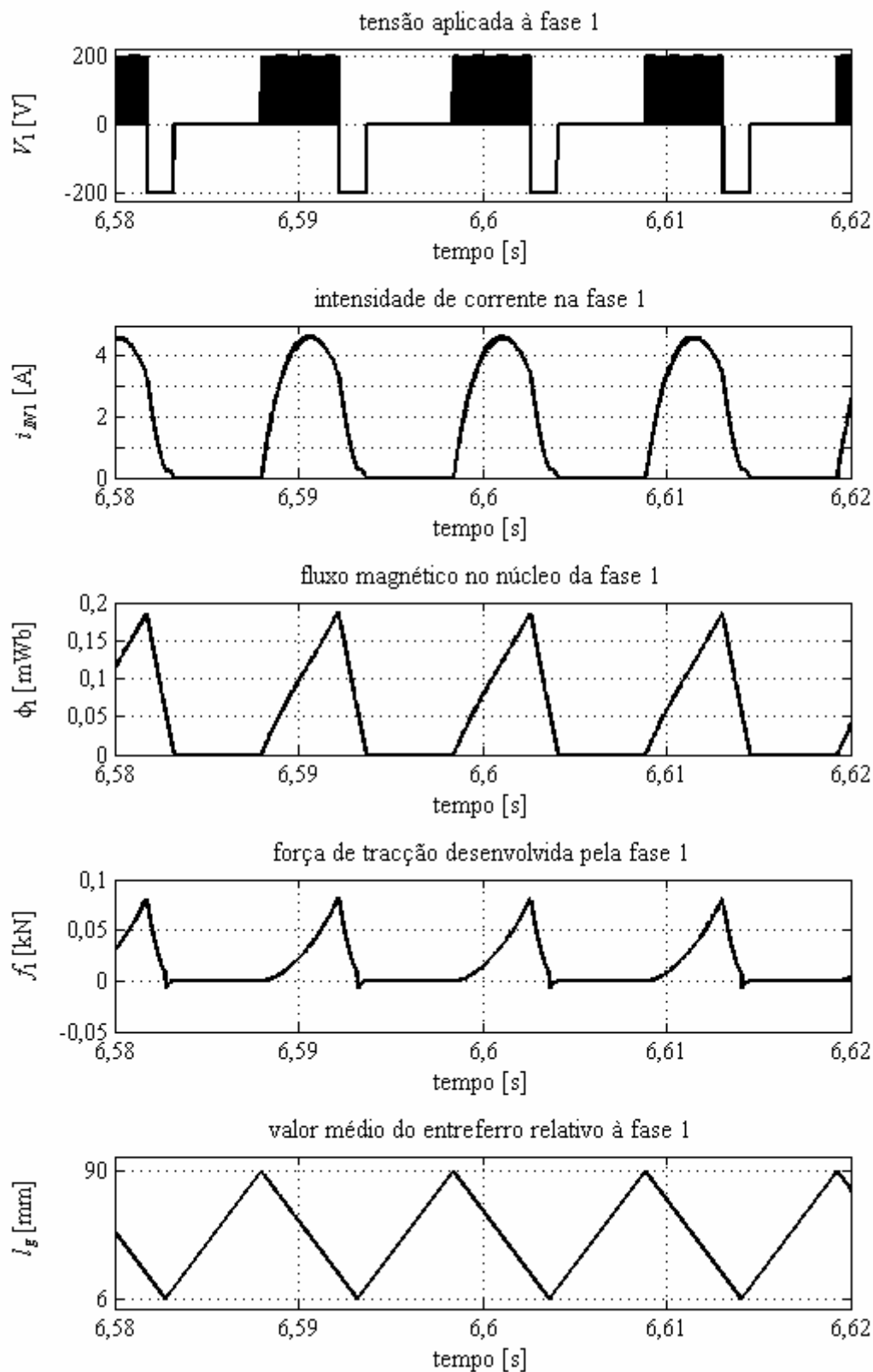


Figura 4.28 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2.

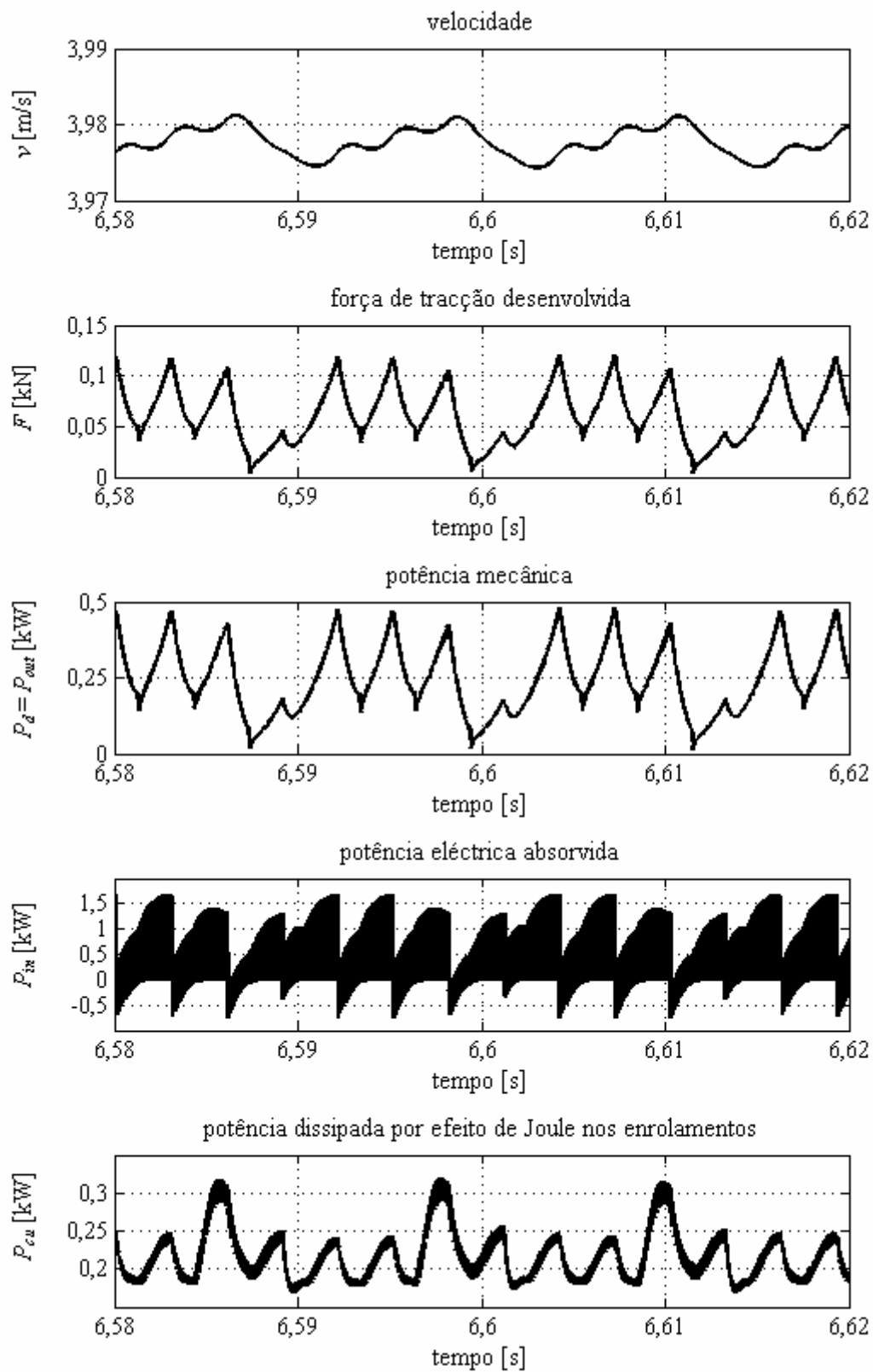


Figura 4.29 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

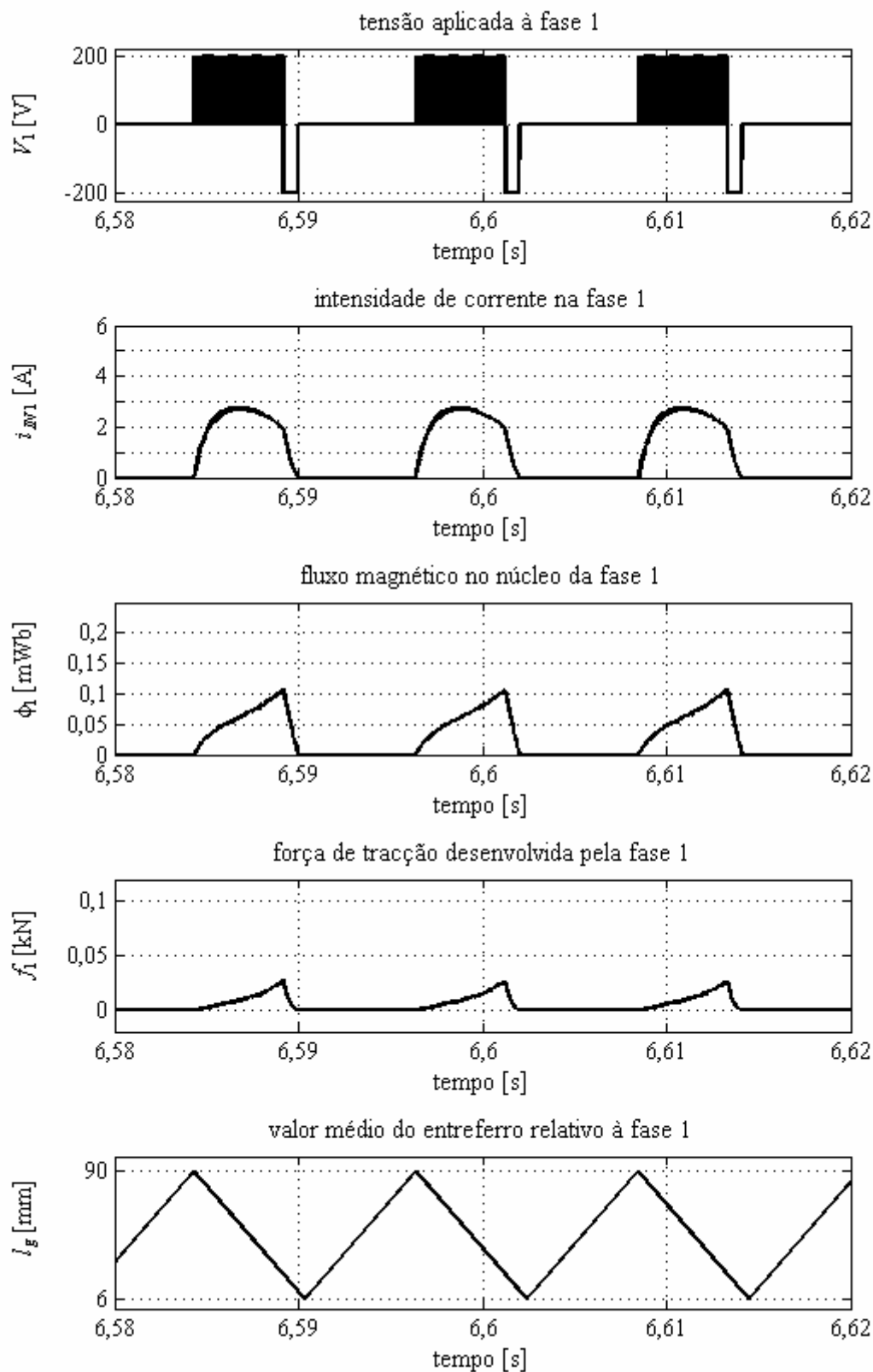


Figura 4.30 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

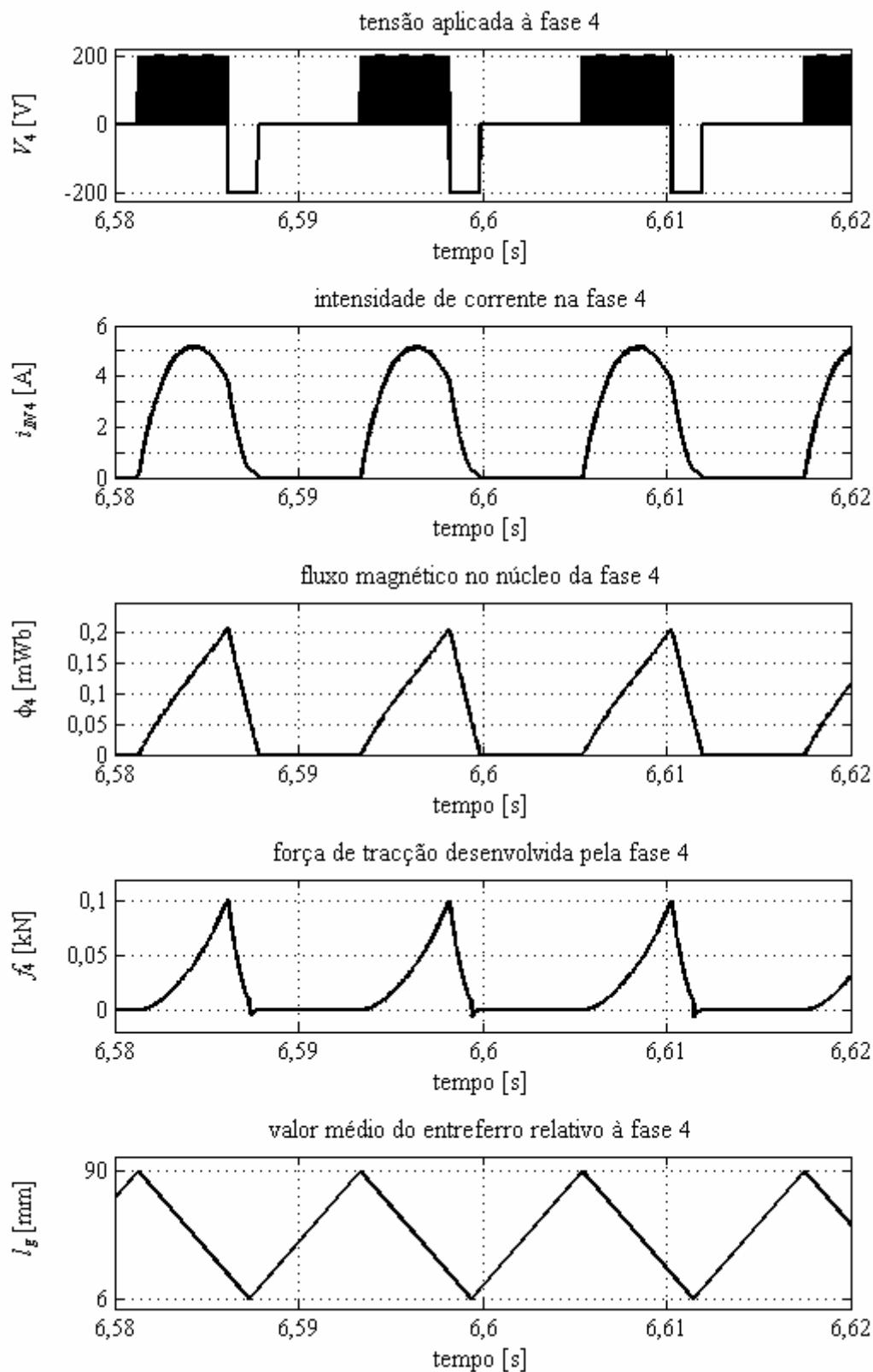


Figura 4.31 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

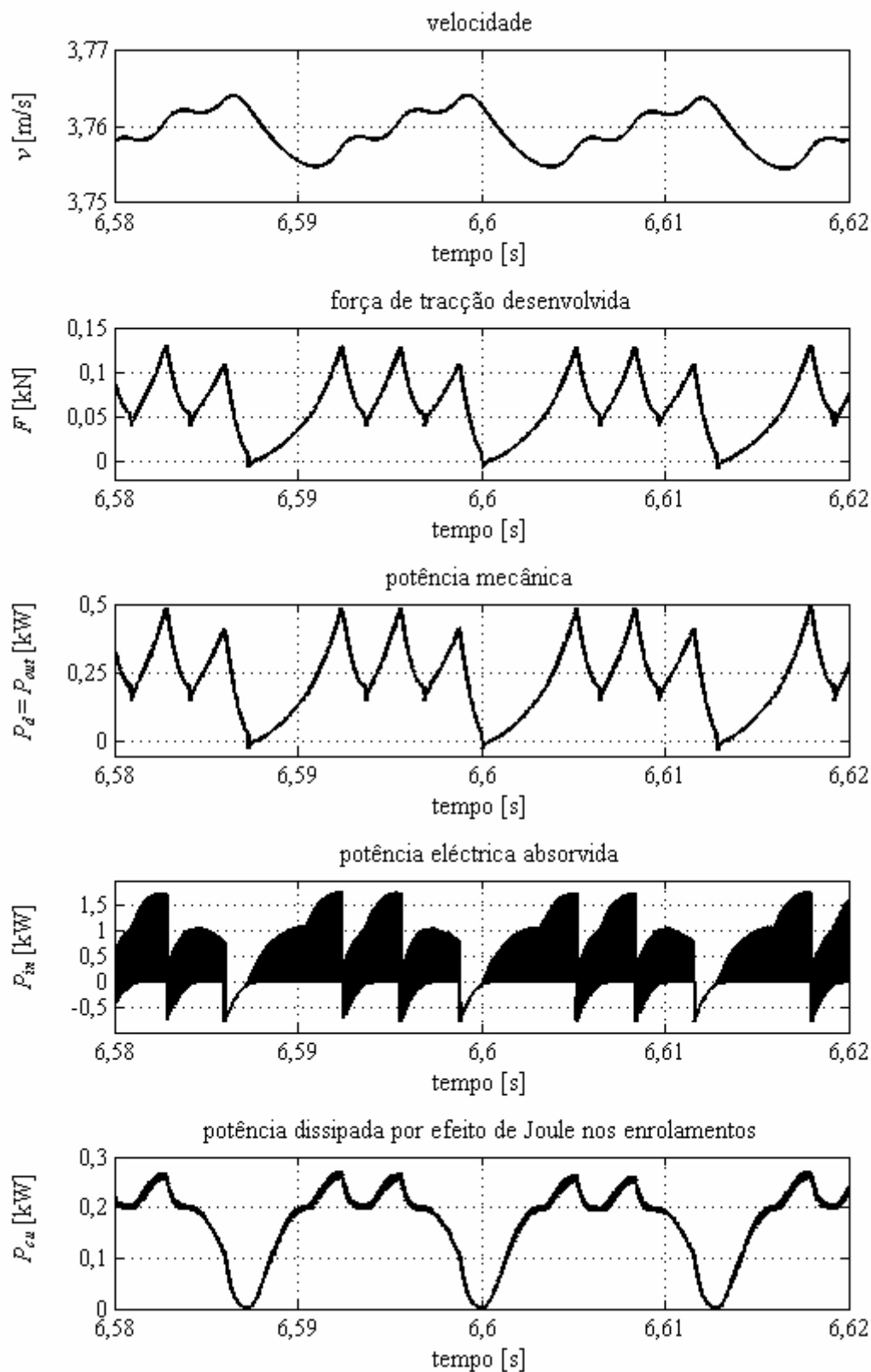


Figura 4.32 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com a fase 1 em circuito aberto.

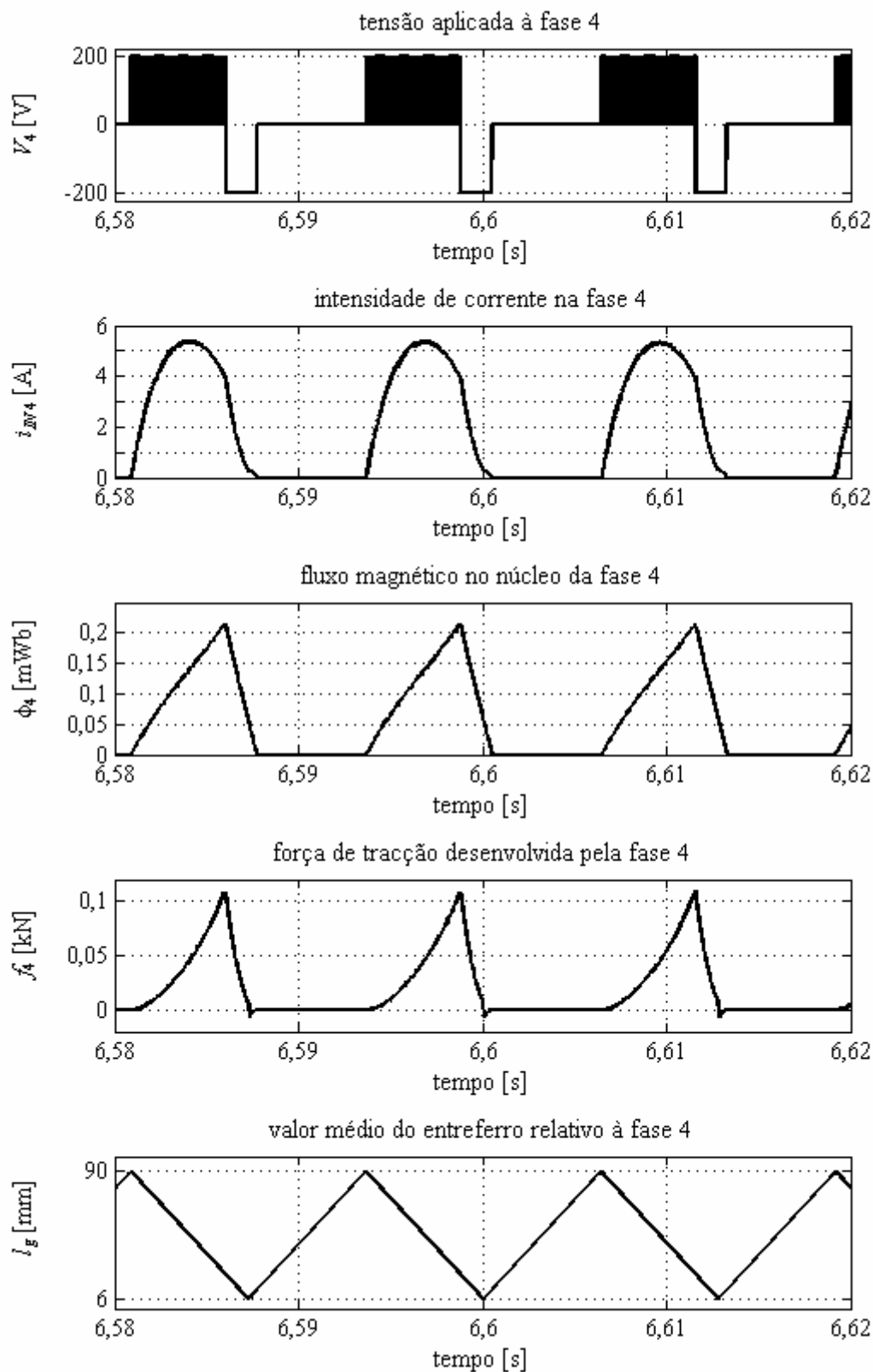


Figura 4.33 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com a fase 1 em circuito aberto.

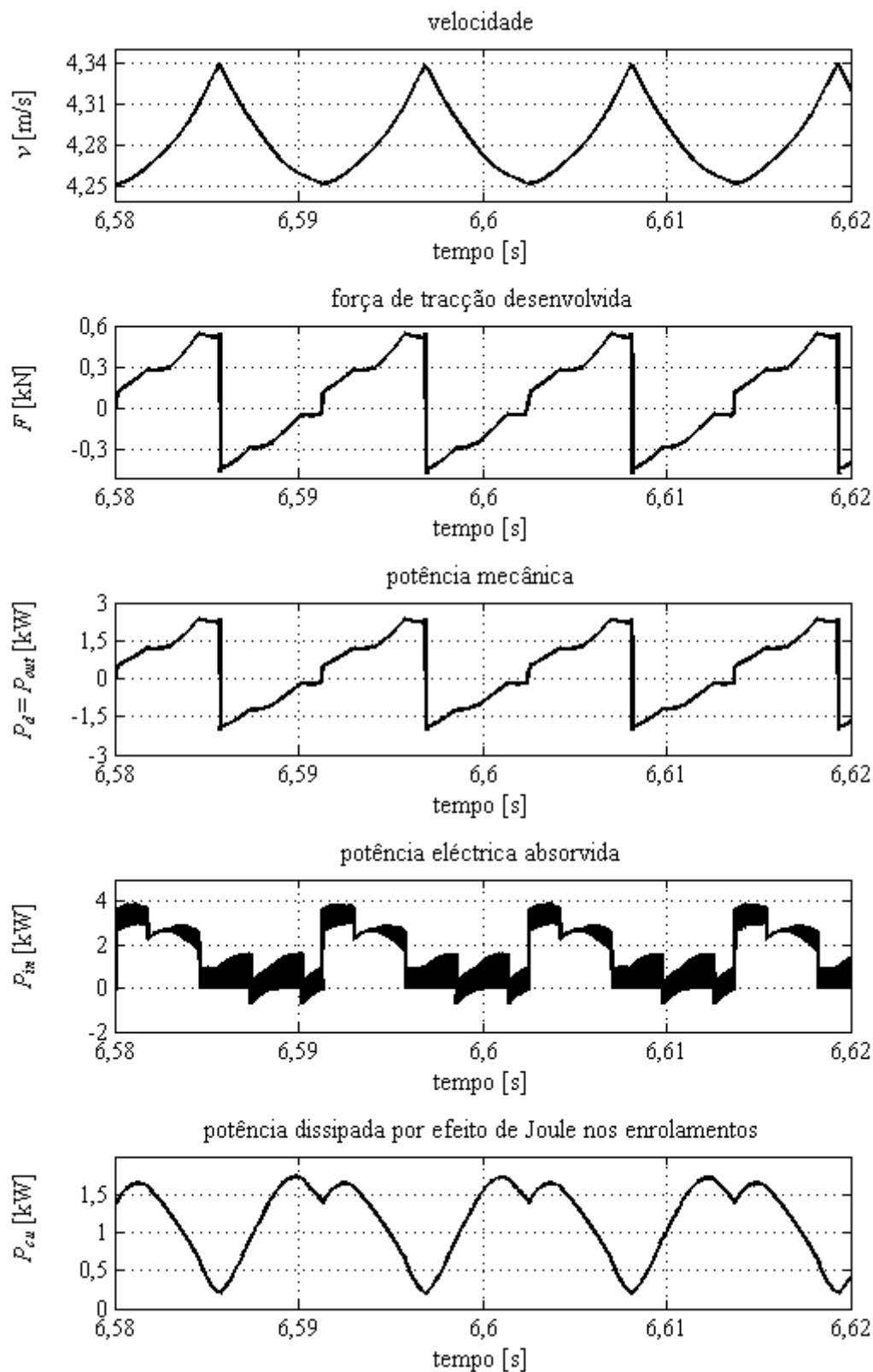


Figura 4.34 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.

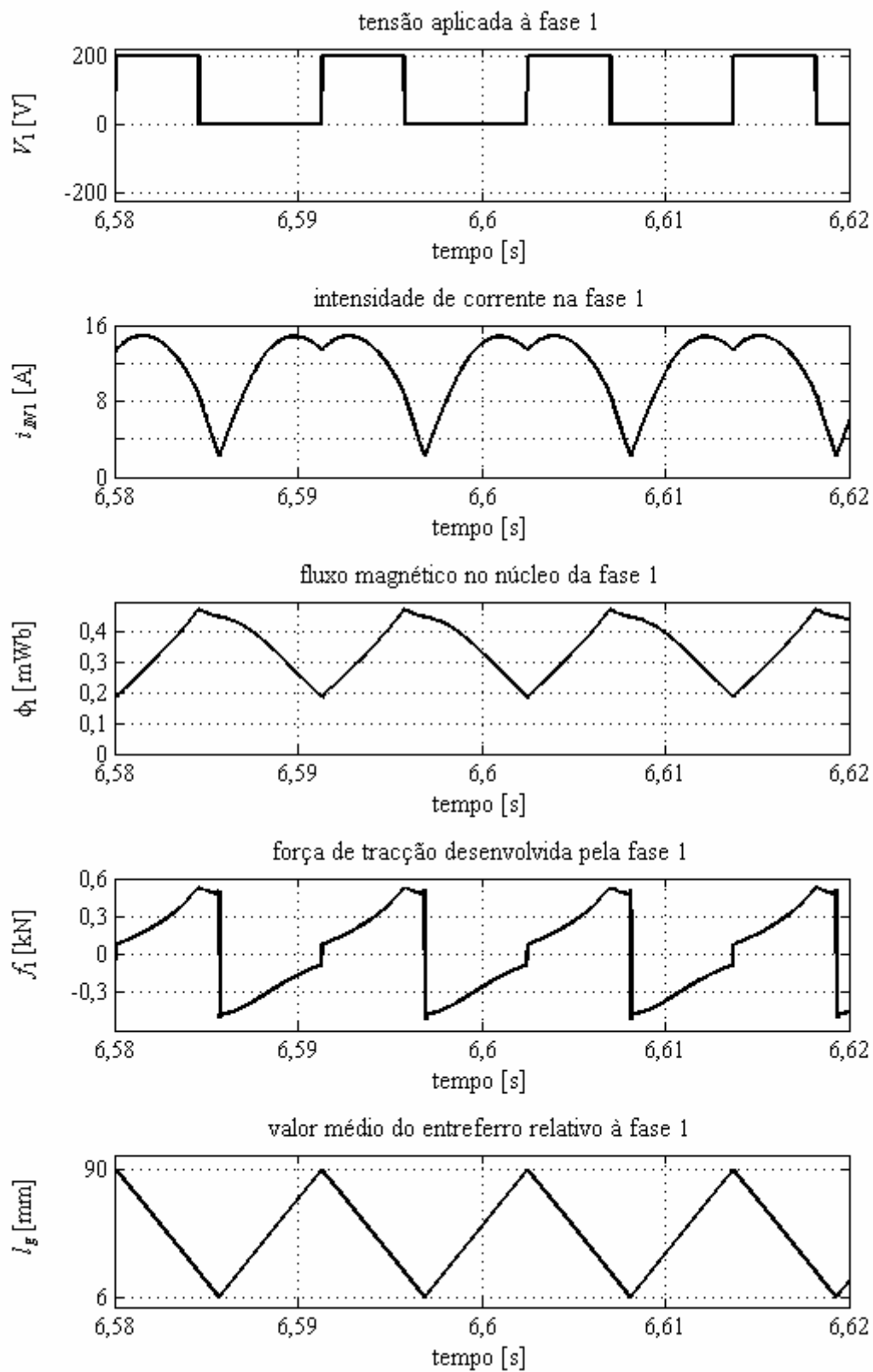


Figura 4.35 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.

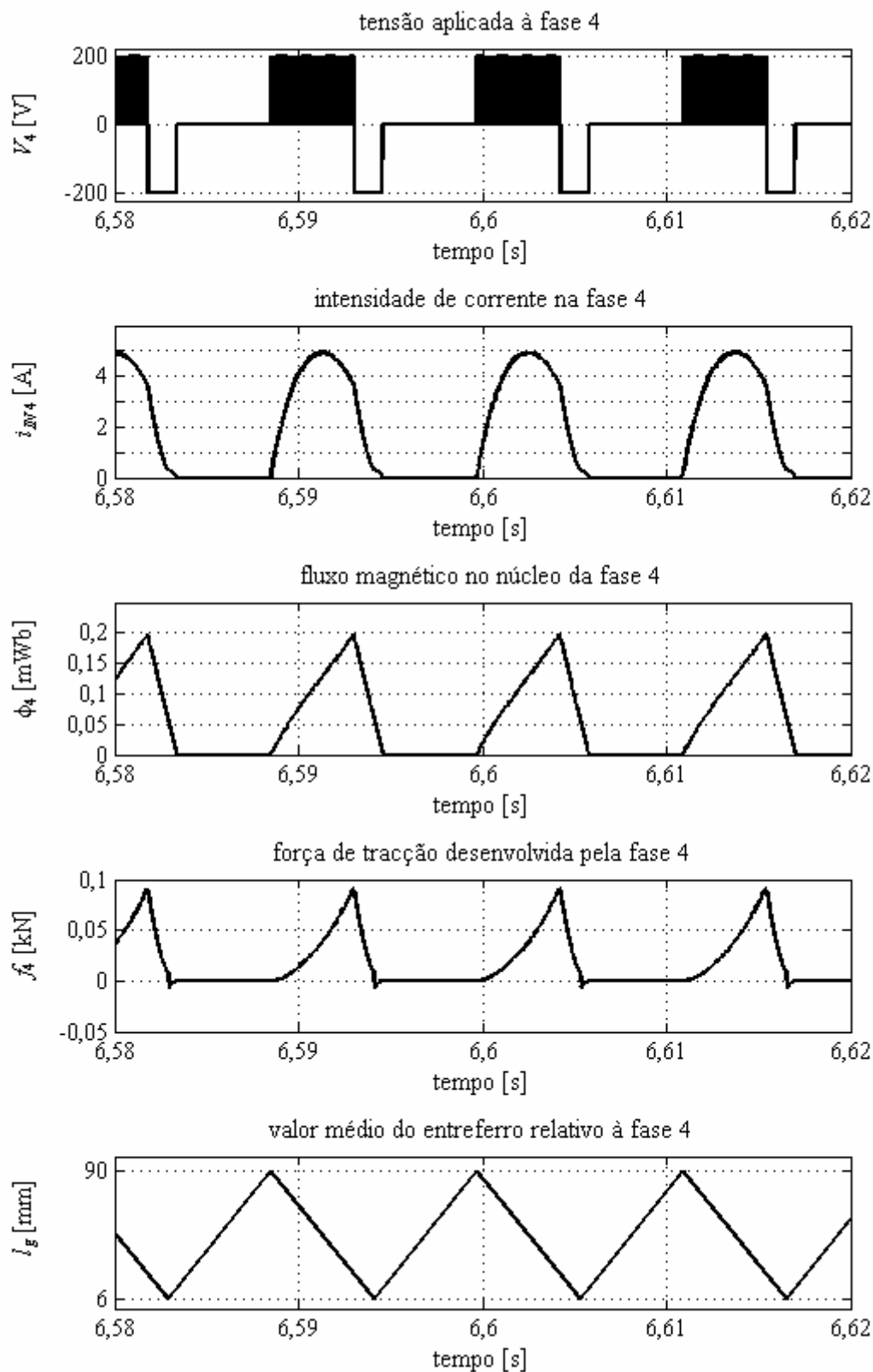


Figura 4.36 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{11} em curto-circuito.

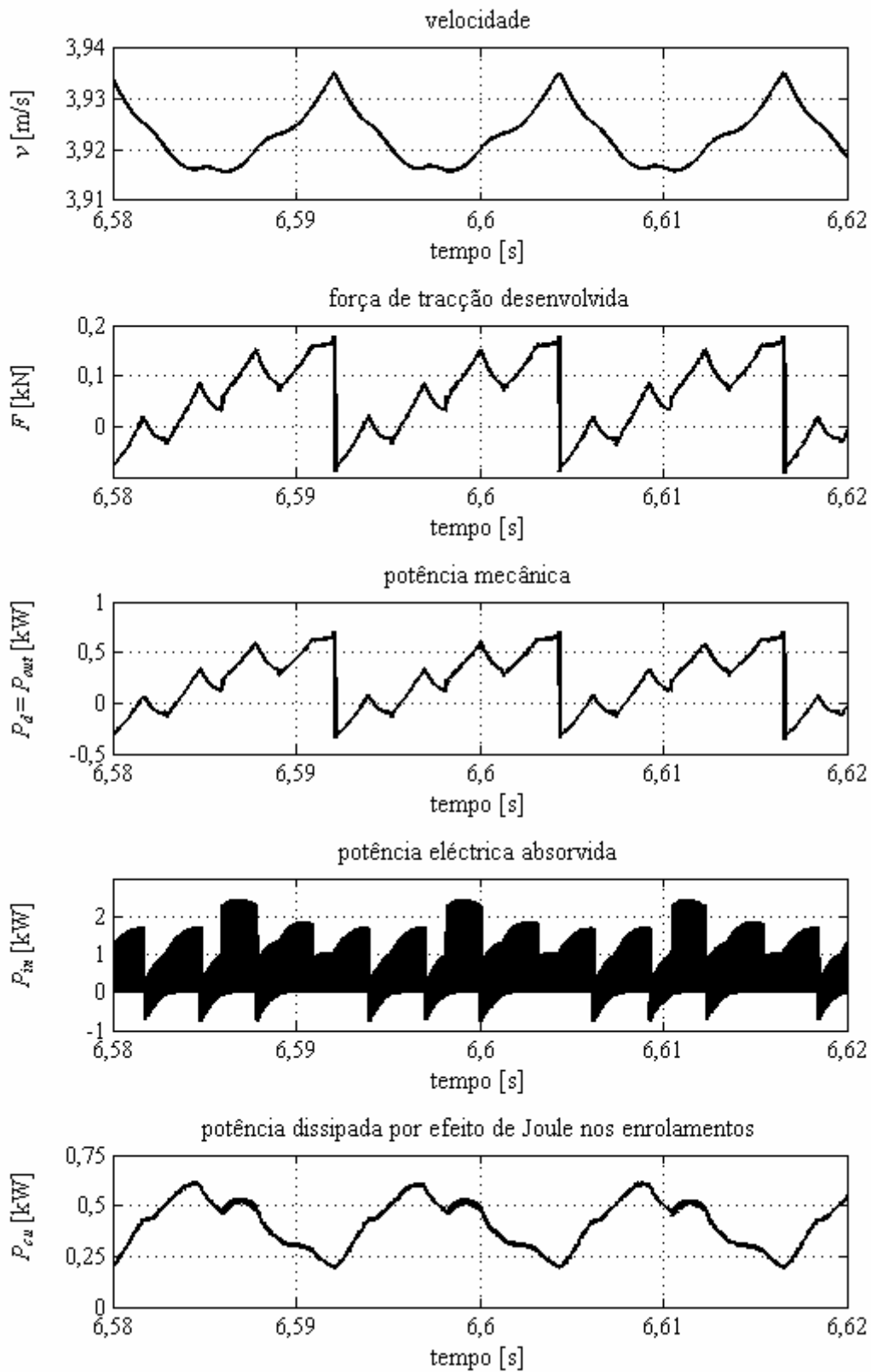


Figura 4.37 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.

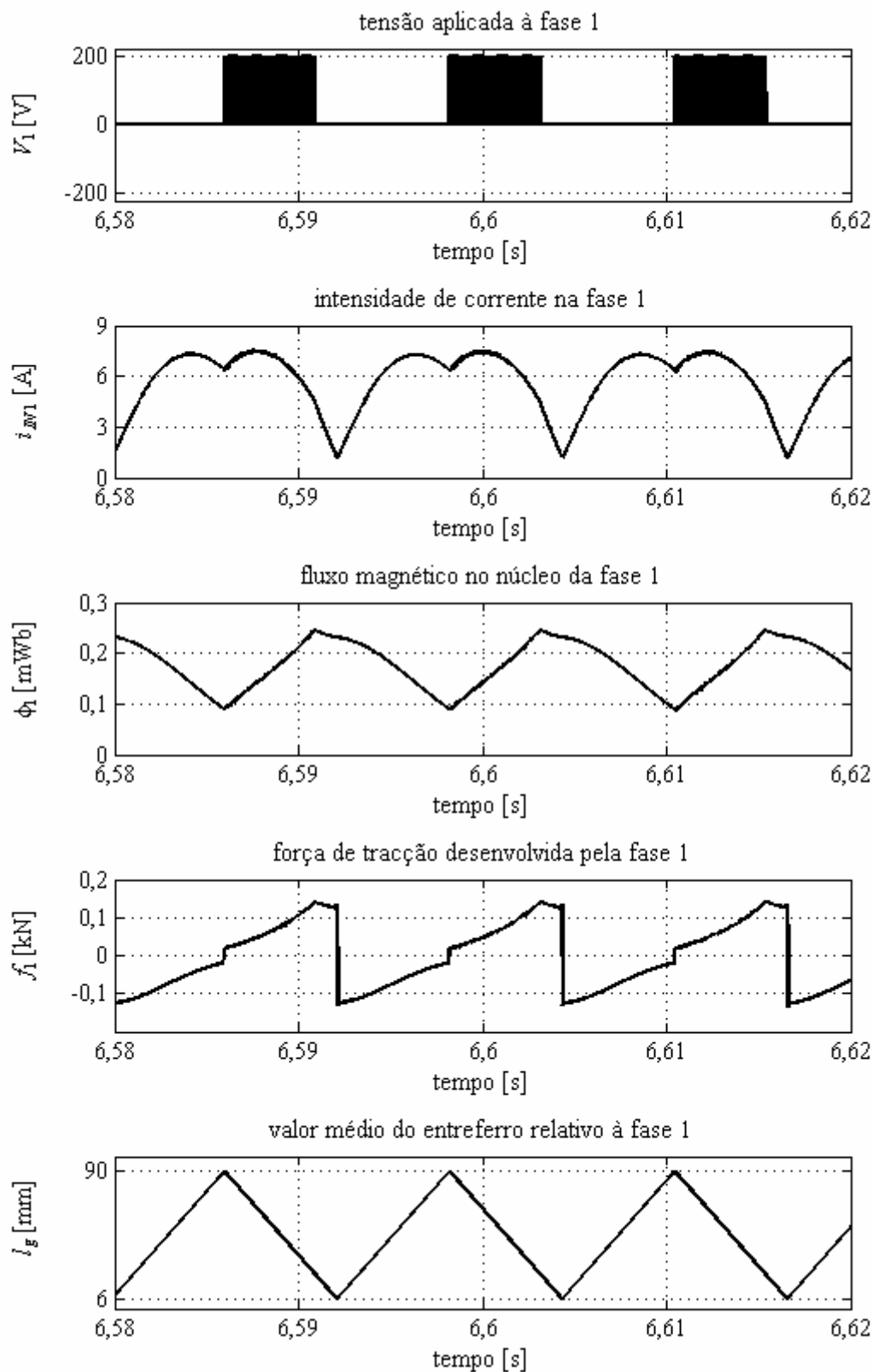


Figura 4.38 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.

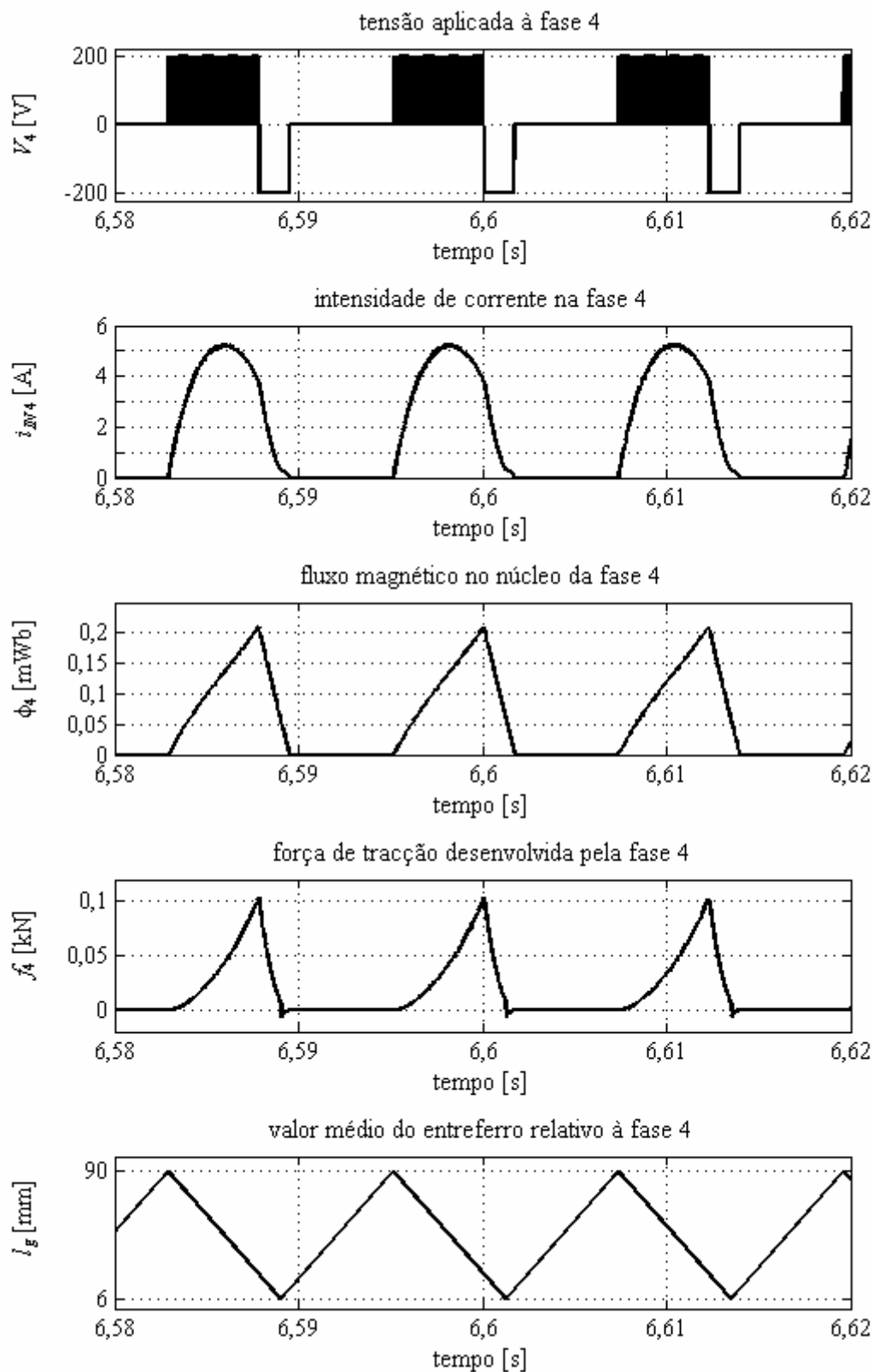


Figura 4.39 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 2 e com S_{12} em curto-circuito.

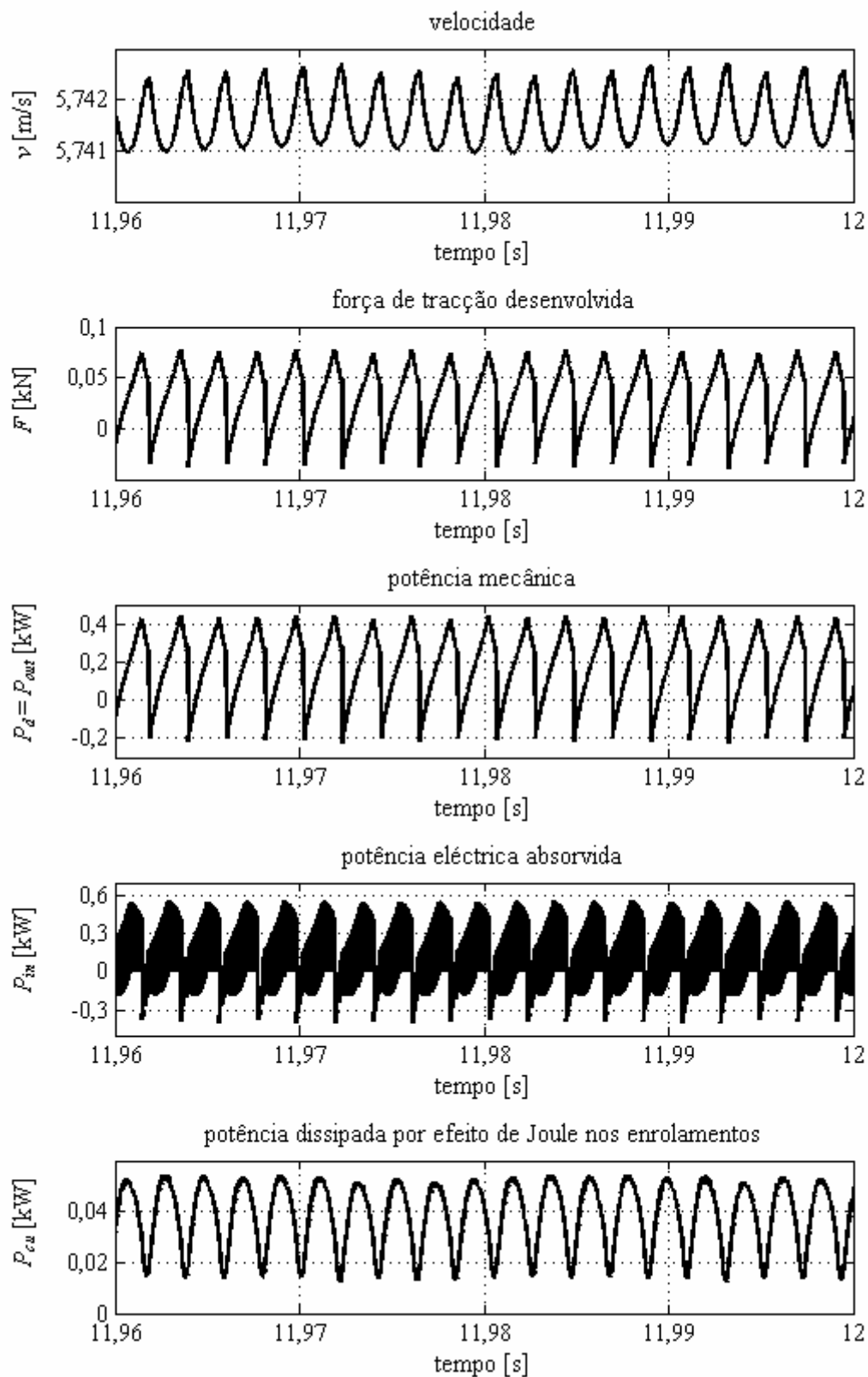


Figura 4.40 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3.

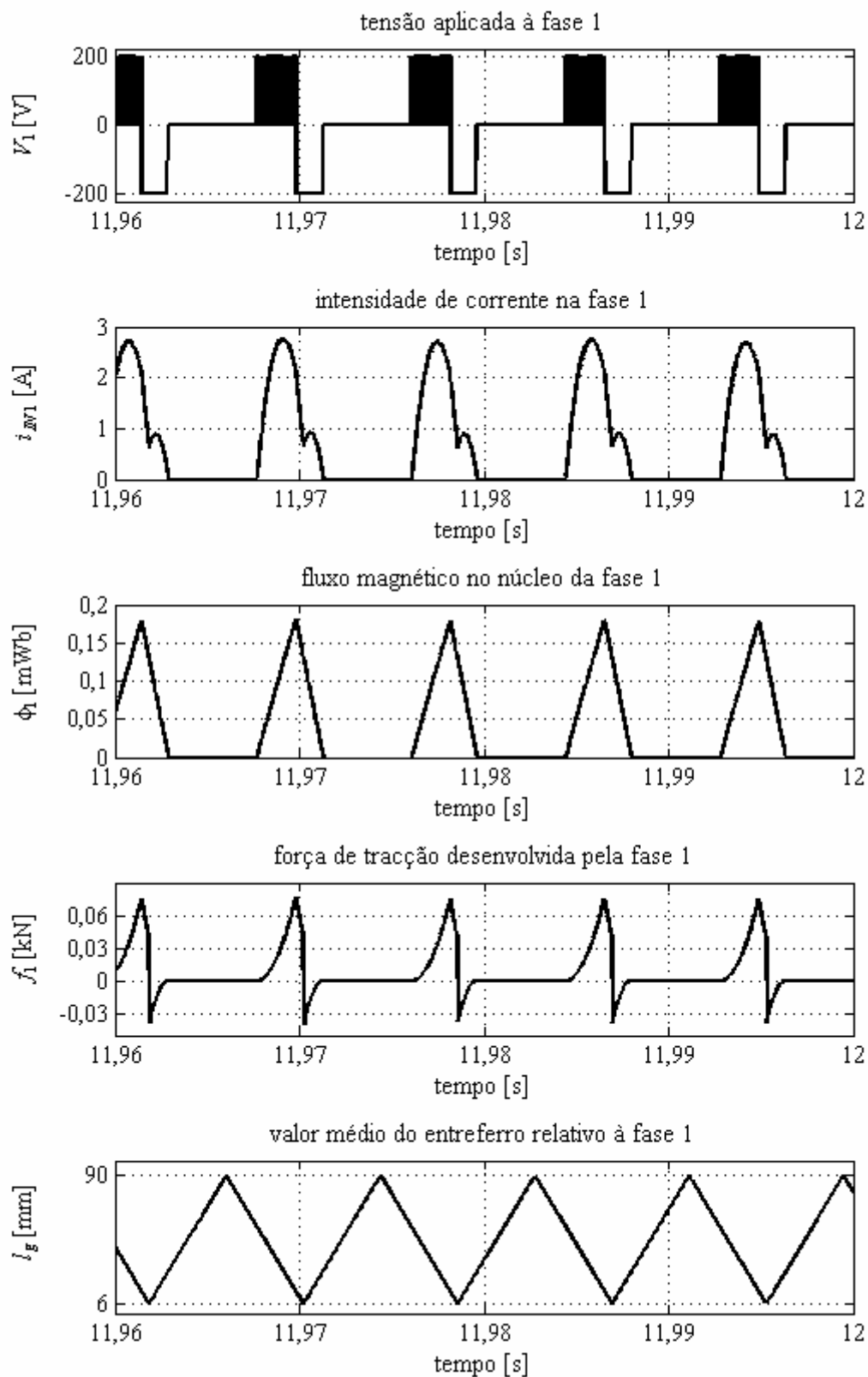


Figura 4.41 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3.

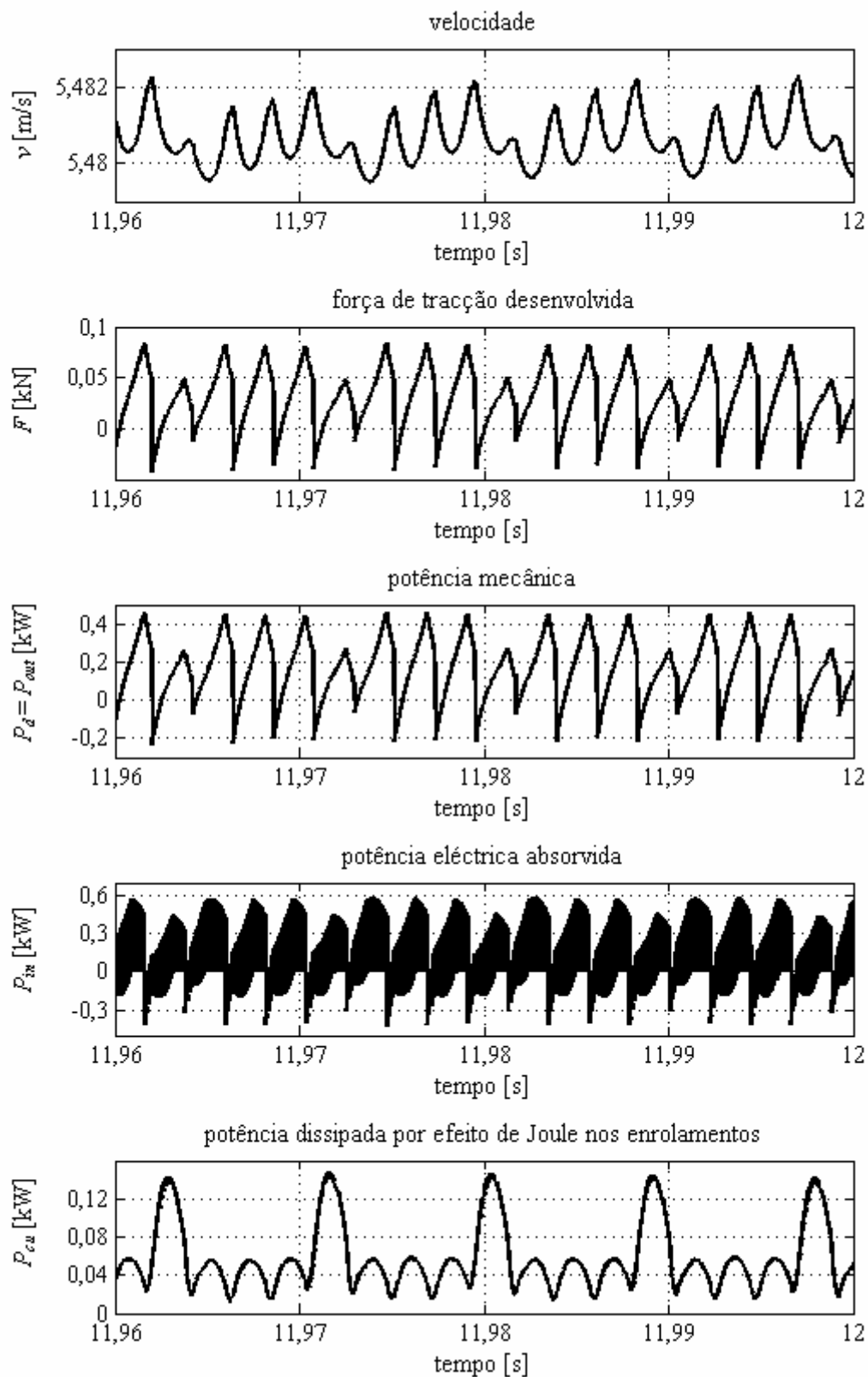


Figura 4.42 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

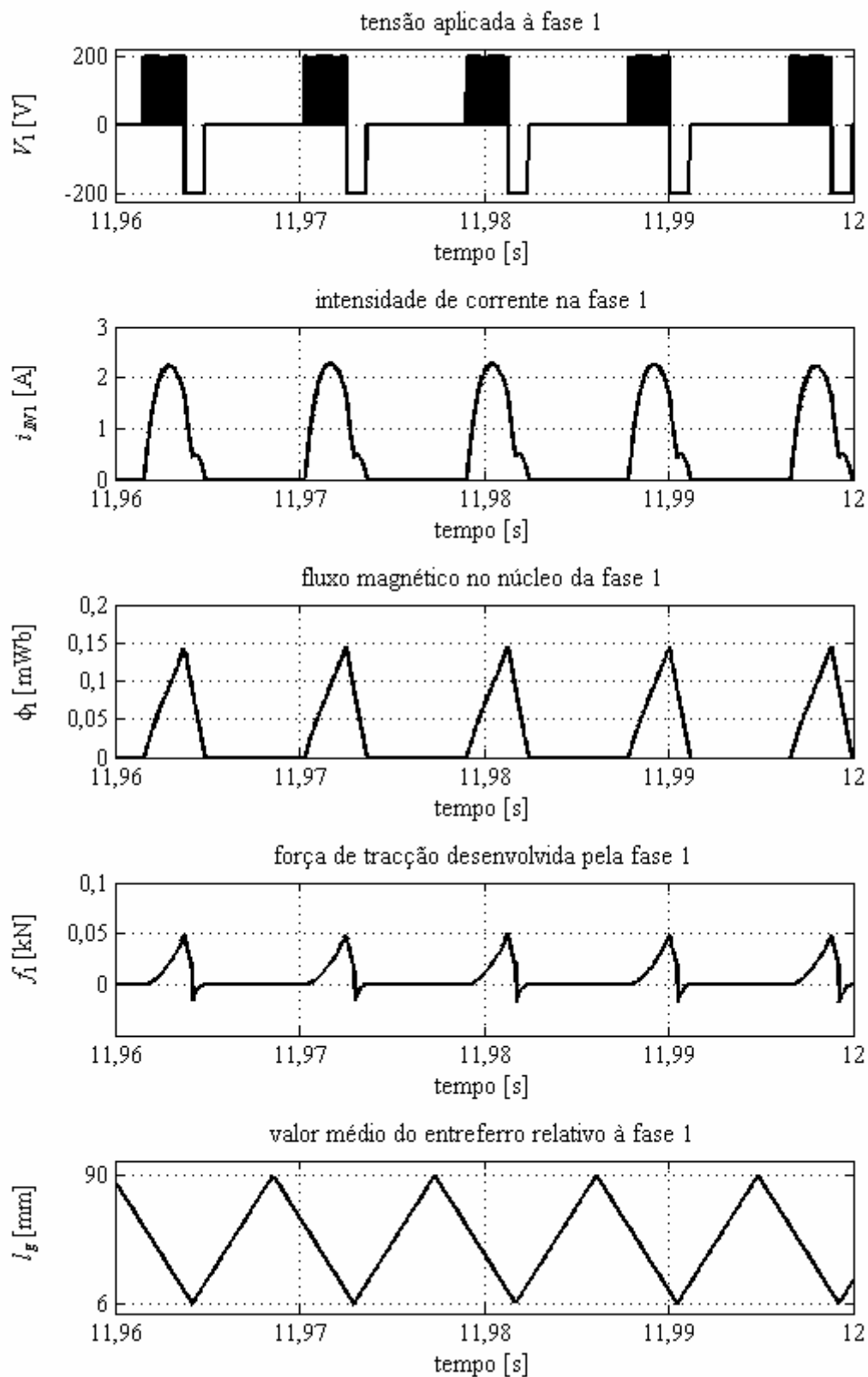


Figura 4.43 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

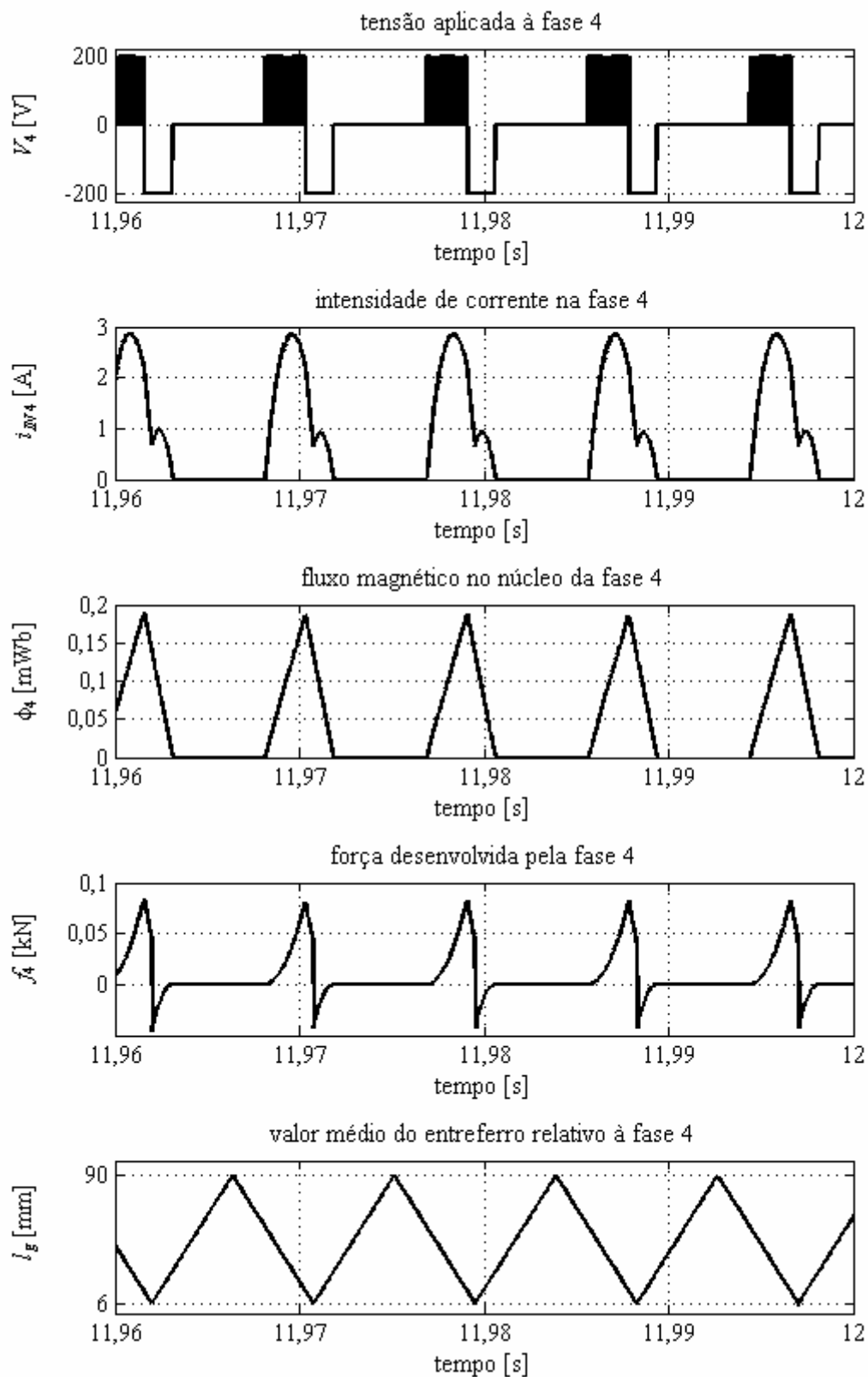


Figura 4.44 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com 3 ramos da fase 1 em circuito aberto.

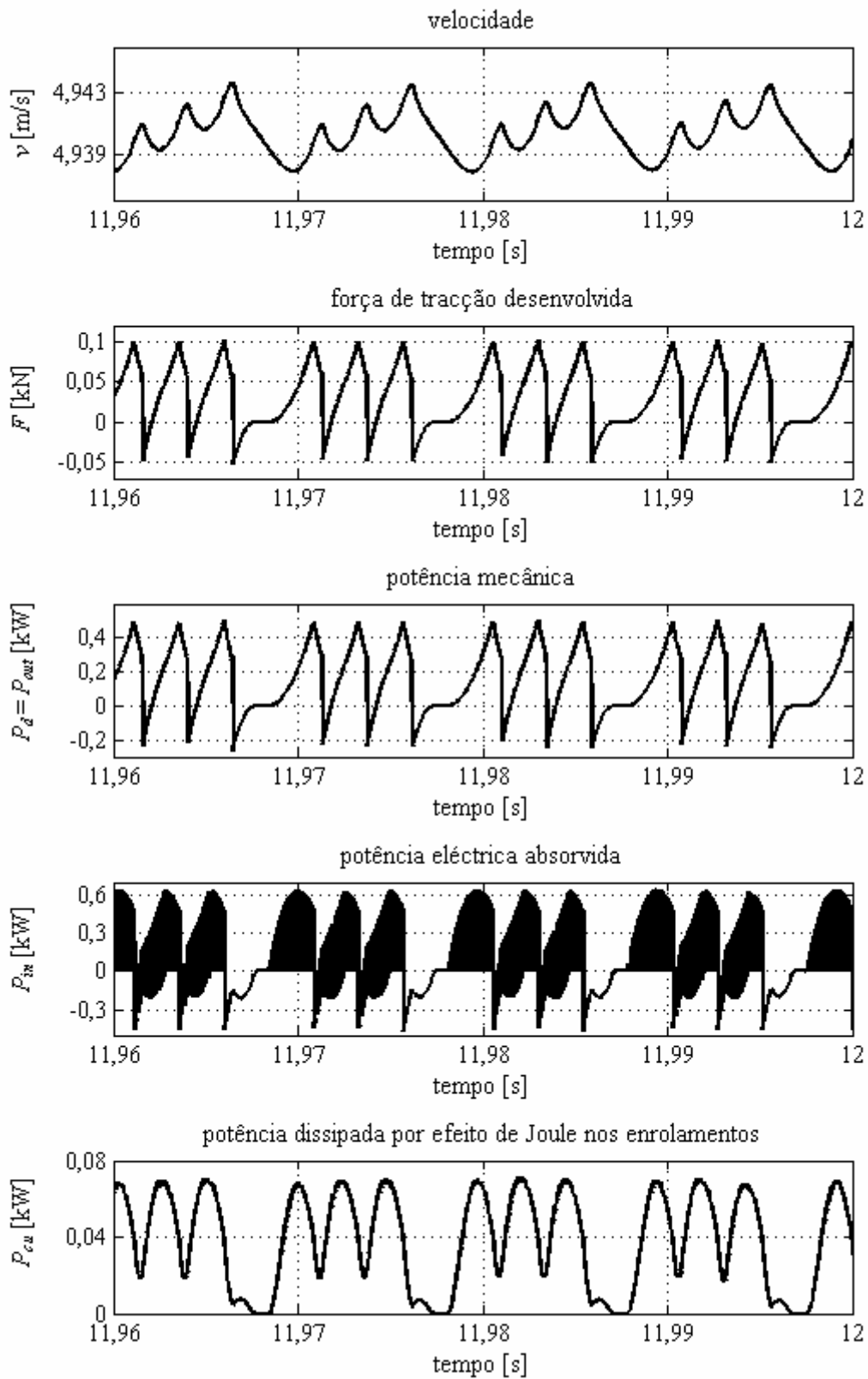


Figura 4.45 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com a fase 1 em circuito aberto.

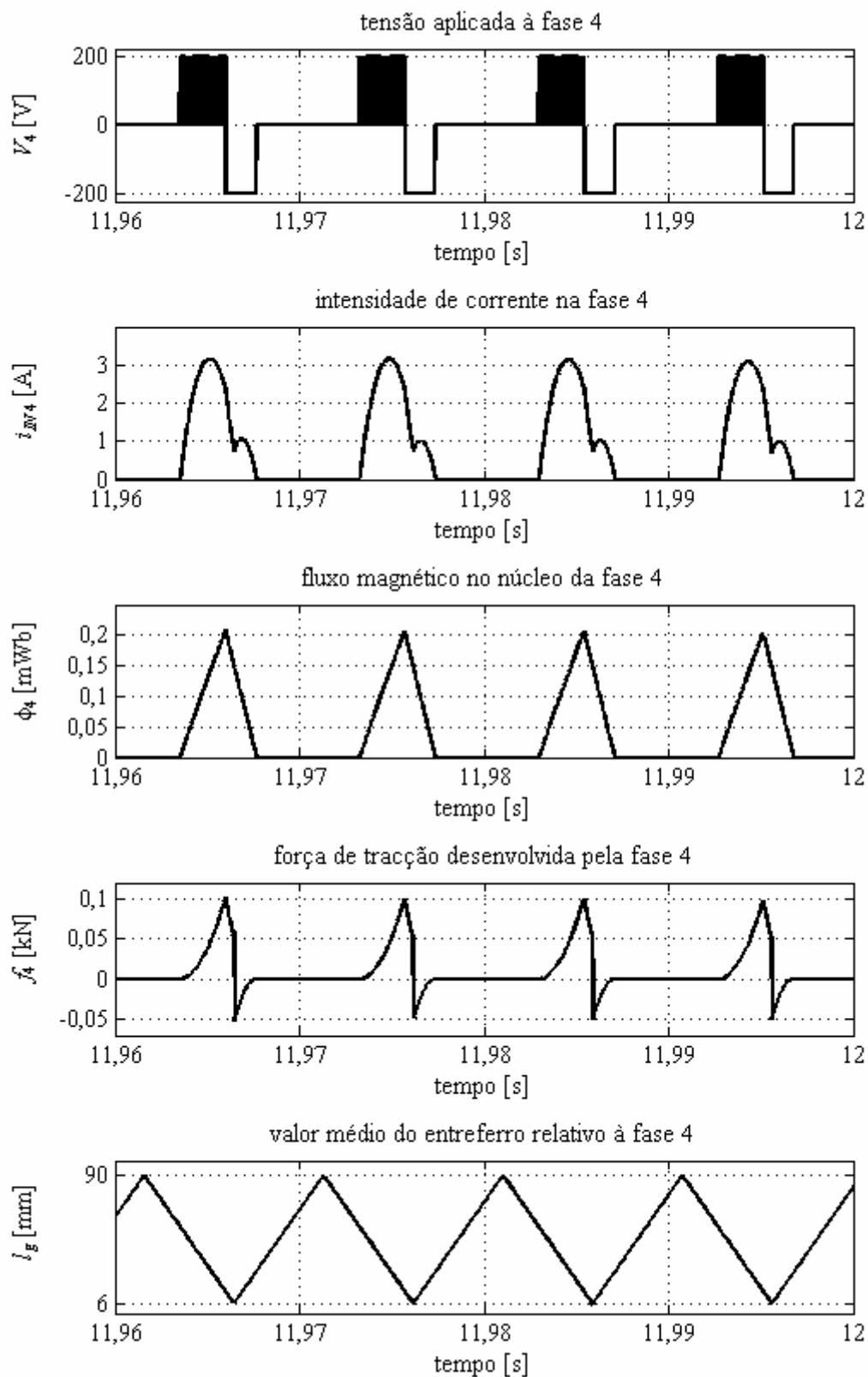


Figura 4.46 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com a fase 1 em circuito aberto.

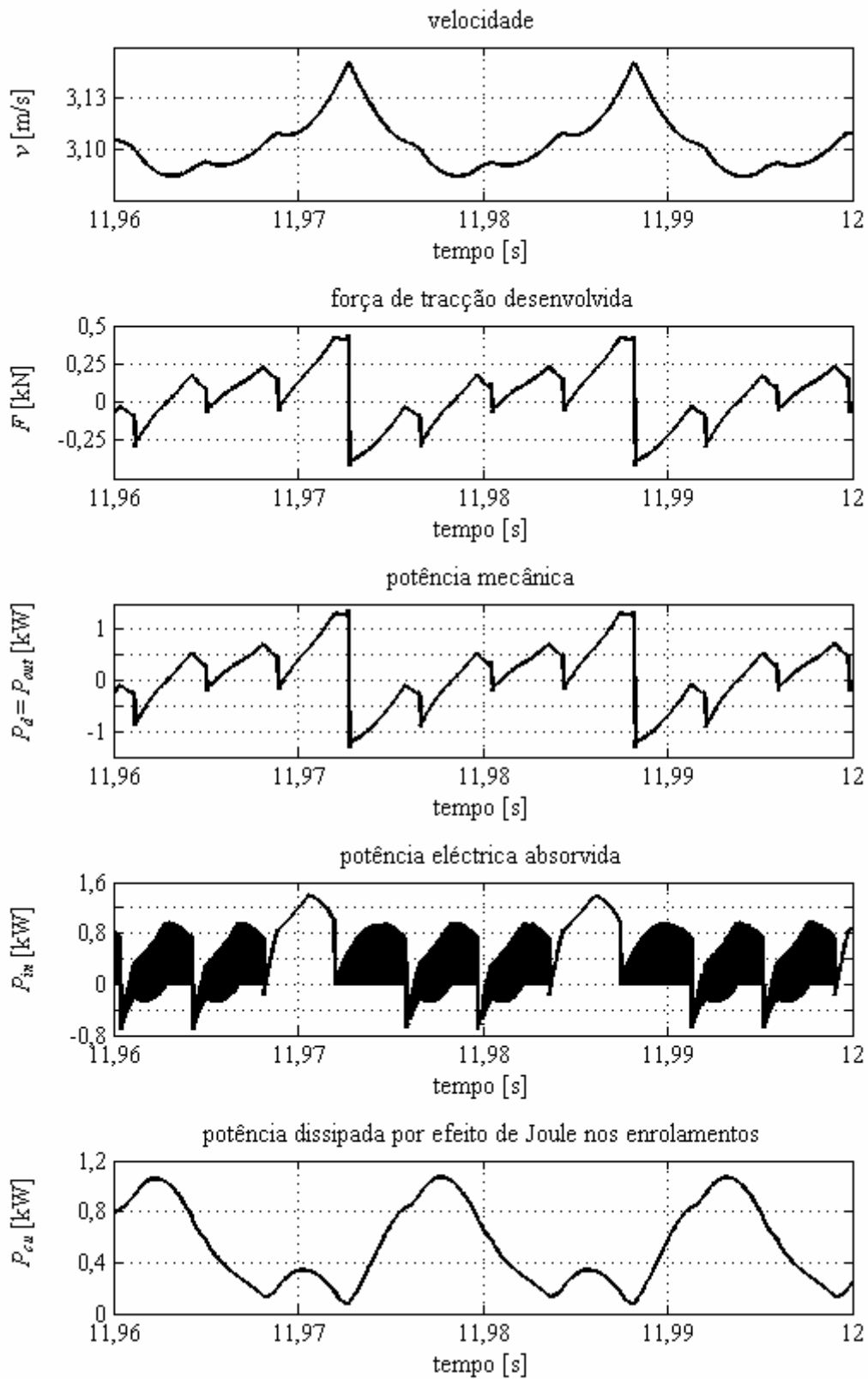


Figura 4.47 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.

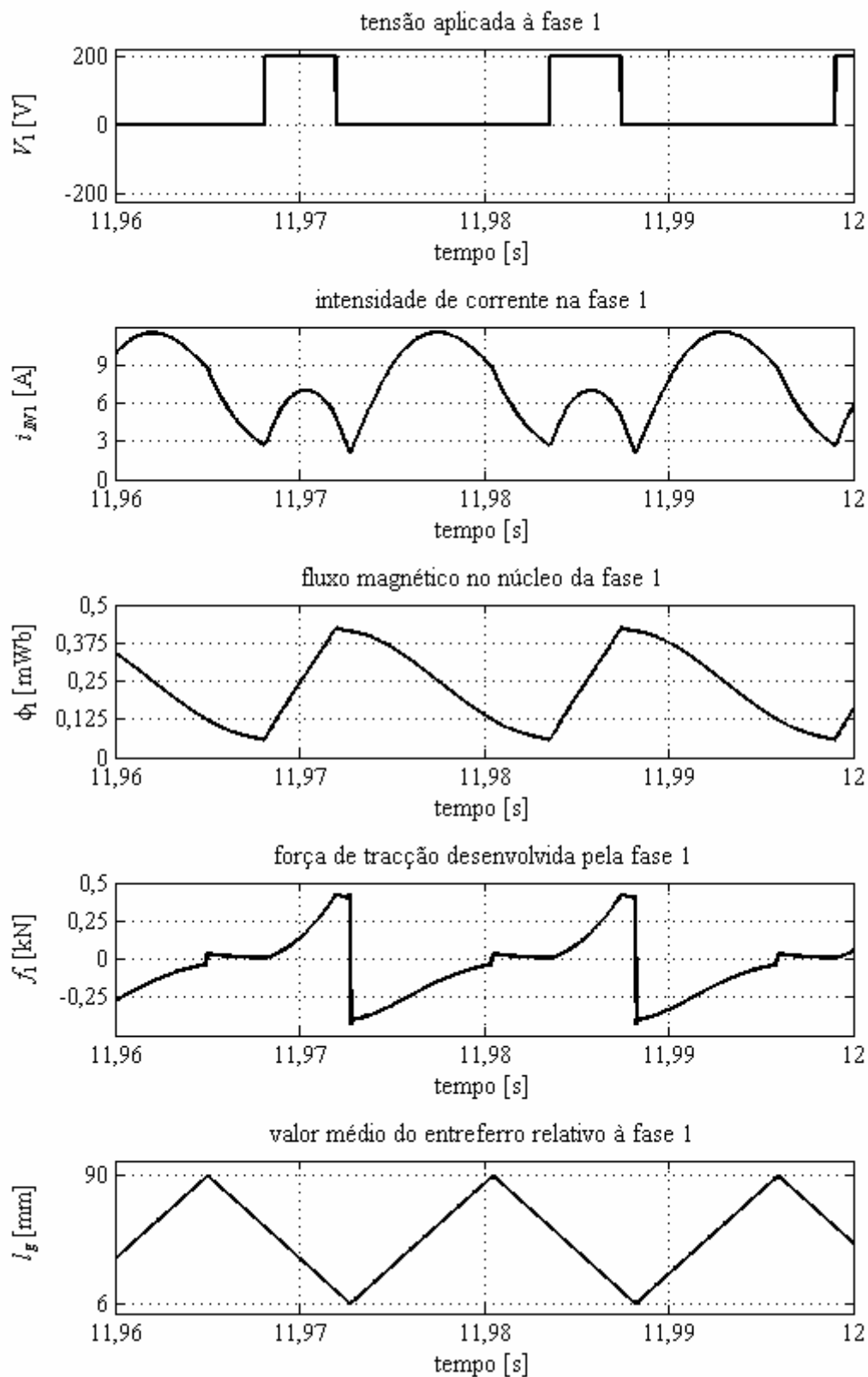


Figura 4.48 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.

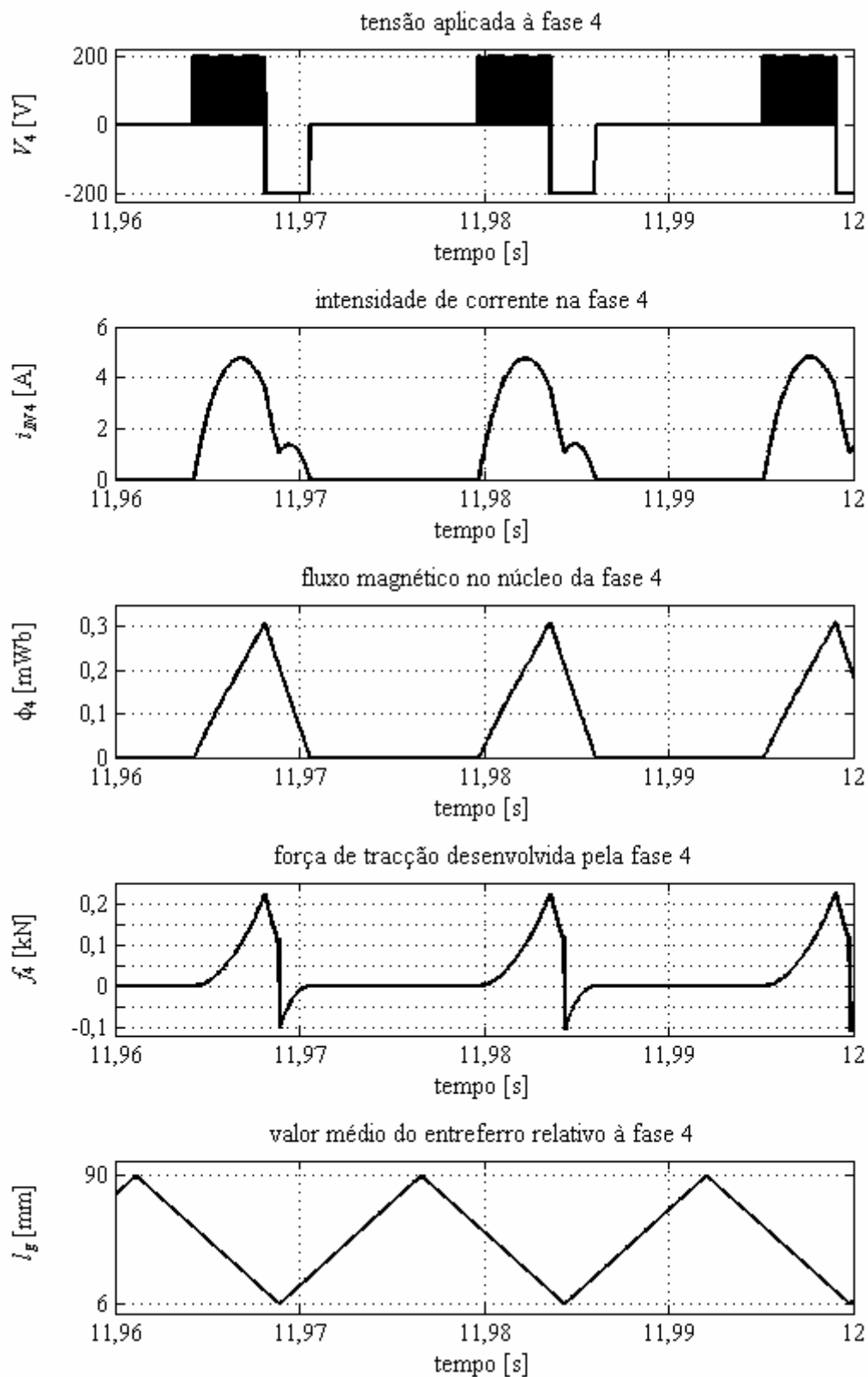


Figura 4.49 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{11} em curto-circuito.

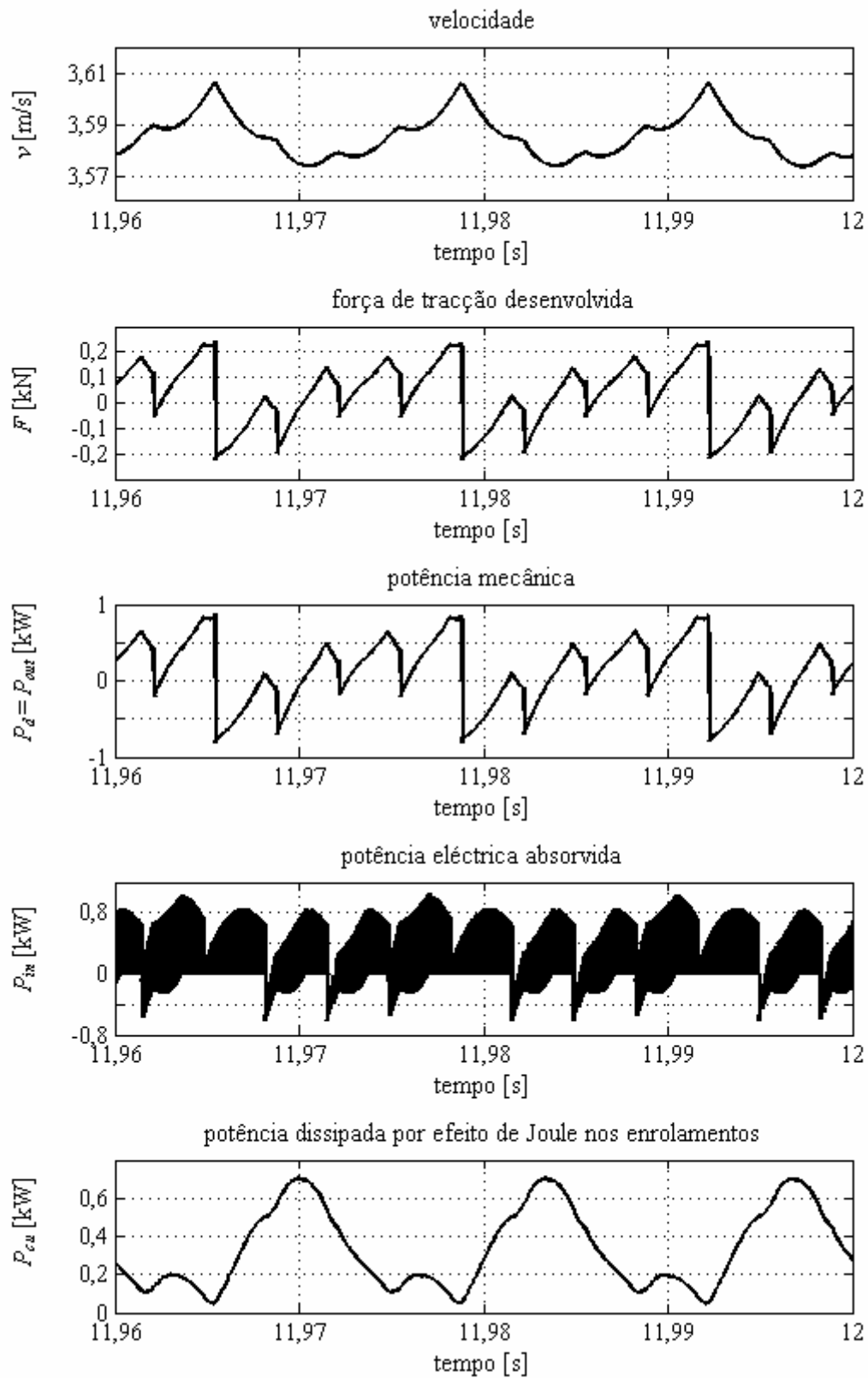


Figura 4.50 – Desempenho global em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.

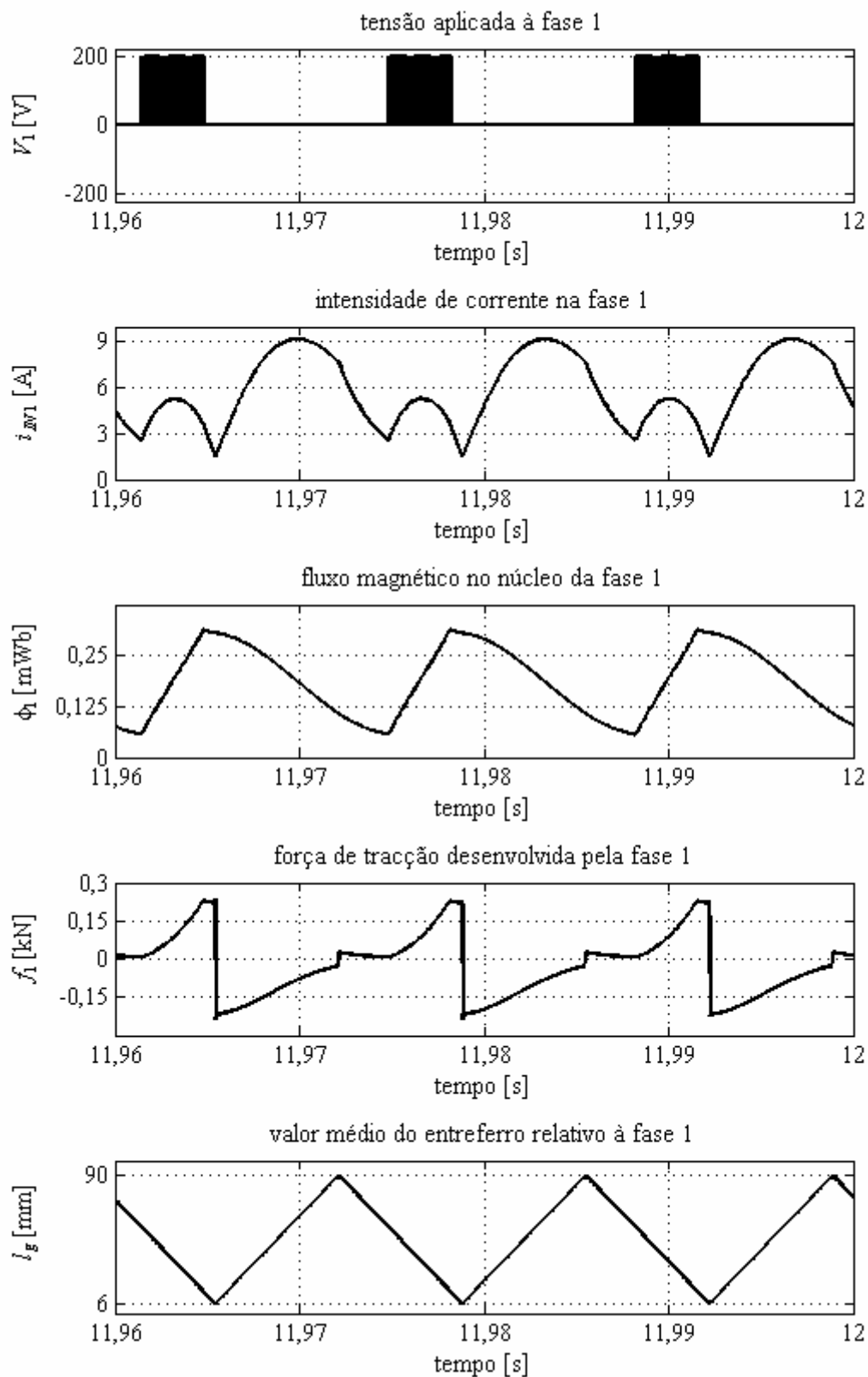


Figura 4.51 – Desempenho da fase 1 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.

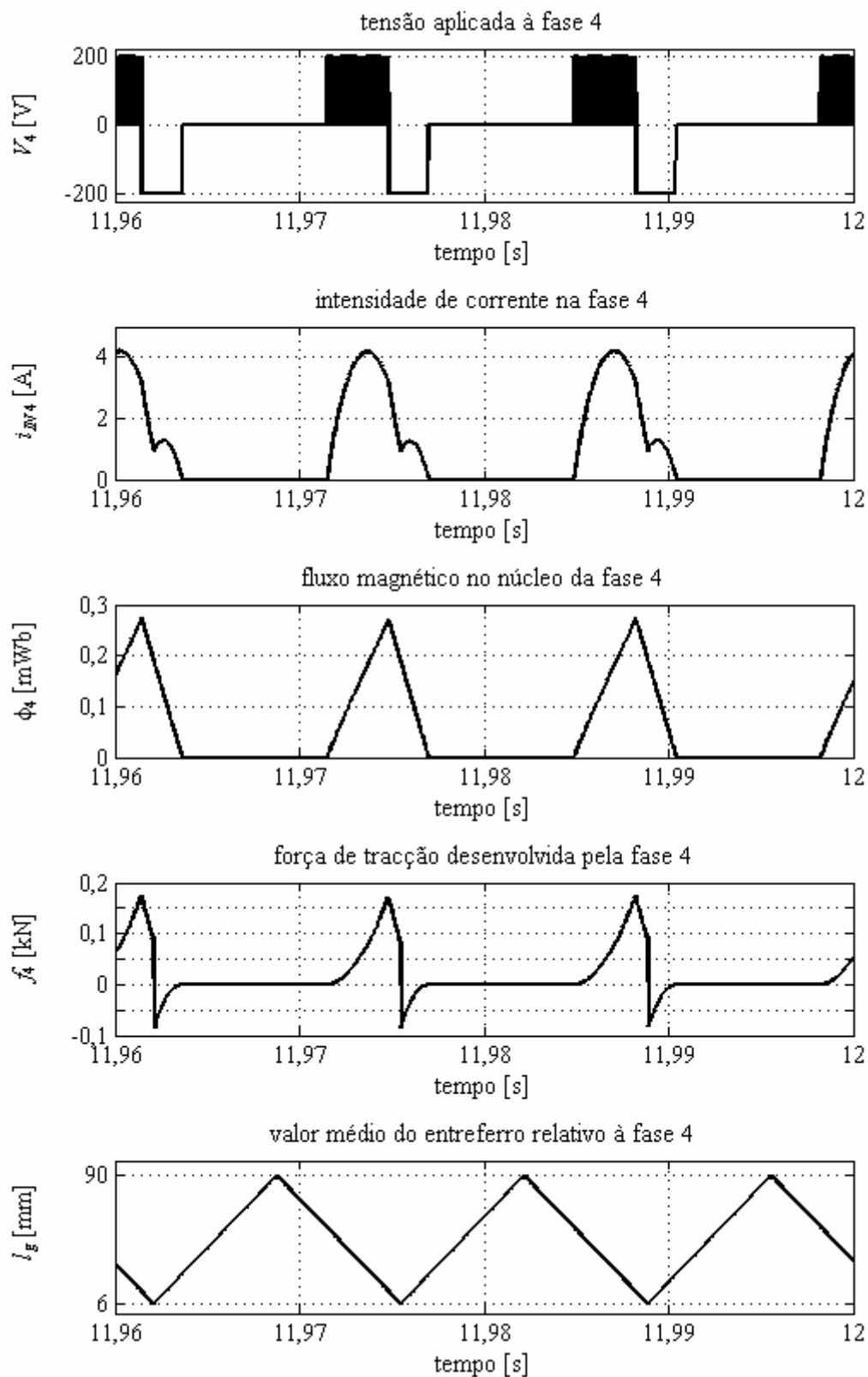


Figura 4.52 – Desempenho da fase 4 em regime permanente, para as condições de funcionamento No. 3 e com S_{12} em curto-circuito.

Importa referir os seguintes factos:

- Na análise do funcionamento sem falhas o regime permanente relativo a todas as fases é semelhante, estando apenas deslocado no tempo, como se pode observar na Figura 4.13 e na Figura 4.15, pelo que, para as condições de funcionamento No. 2 e No. 3, apenas se apresentam os oscilogramas de desempenho da fase 1.
- O desempenho global, em regime permanente, caso uma determinada falha ocorra numa das outras fases, é semelhante ao desempenho global quando esse tipo de falha ocorre na fase 1, razão pela qual só se apresentam os oscilogramas relativos a falhas na fase 1.
- Não se apresentam oscilogramas de algumas das situações estudadas, relativamente às quais se expõem os respectivos valores nas tabelas seguintes, para facilitar a leitura e interpretação dos dados.

Constata-se desde logo a capacidade de arranque e funcionamento da máquina em situação de falha, mesmo quando a fase em falha é a responsável pelo 2º impulso e o impulso de arranque não corresponde a um período completo. Ou seja, a fase 4 arranca com a máquina partindo duma posição intermédia, situada entre a posição não alinhada e a posição alinhada, dando um impulso durante um deslocamento inferior a 25% de um passo polar do secundário, sendo no entanto a velocidade atingida suficiente para que a máquina se mantenha em movimento até à zona de acção da fase 2, permitindo desta forma o arranque na situação mais desfavorável de entre as situações de avaria, o que por si só demonstra a elevada capacidade de tolerância a falhas deste tipo de accionamento. Quanto à simulação do funcionamento da máquina quando a fase 4 se encontra em circuito aberto, optou-se por definir uma velocidade inicial ligeiramente superior a zero para permitir o arranque da máquina apenas com a contribuição da fase 1 a partir da segunda iteração.

Apresentam-se, da Tabela 4.3 à Tabela 4.9, os valores relativos ao funcionamento em regime permanente, associados às diferentes situações analisadas.

	Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
		No. 1		No. 2		No. 3	
		valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio
tensão aplicada à fase 1 V_1 [V]	sem falhas	171,39	12,82	117,44	10,93	122,54	4,52
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	169,47	16,37	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	165,80	22,49	-----	-----	119,61	8,28
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	157,33	36,09	103,43	26,44	114,81	14,16
	fase 1 em circuito aberto	126,50	80,01	89,40	39,96	89,38	39,94
	fase 2 em circuito aberto	170,43	14,67	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	170,45	14,67	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	170,47	14,60	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	126,48	79,99	126,64	80,19	99,85	49,85
S_{12} em curto-circuito	126,48	79,99	89,47	40,03	89,38	39,94	
corrente absorvida pela fase 1, I_A [A]	sem falhas	2,542	1,002	1,779	0,557	1,055	0,266
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,462	1,018	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,315	1,030	-----	-----	0,984	0,278
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	1,945	0,972	1,083	0,405	0,864	0,278
	fase 1 em circuito aberto	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
	fase 2 em circuito aberto	2,926	1,182	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,926	1,182	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,927	1,182	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	8,494	5,239	8,490	5,332	2,993	1,469
S_{12} em curto-circuito	8,494	5,239	3,015	1,339	2,050	0,906	
corrente na fase 1 I_{N1} [A]	sem falhas	2,542	1,858	2,445	1,586	1,161	0,660
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,462	1,777	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,315	1,631	-----	-----	1,085	0,603
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	1,945	1,309	1,502	0,958	0,955	0,513
	fase 1 em circuito aberto	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
	fase 2 em circuito aberto	2,926	2,125	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,926	2,126	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,927	2,126	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	12,467	11,596	12,185	11,627	7,781	7,230
S_{12} em curto-circuito	12,467	11,596	6,067	5,804	6,222	5,793	
corrente nos ramos da fase 1, I_1 [A]	sem falhas	0,636	0,464	0,611	0,397	0,290	0,165
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	0,821	0,592	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	1,157	0,816	-----	-----	0,543	0,301
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	1,945	1,309	1,502	0,958	0,955	0,513
	fase 1 em circuito aberto	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
	fase 2 em circuito aberto	0,732	0,531	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,732	0,532	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,732	0,532	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	3,117	2,899	3,046	2,907	1,945	1,807
S_{12} em curto-circuito	3,117	2,899	1,517	1,451	1,556	1,448	

Tabela 4.3 – Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 1.

	Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
		No. 1		No. 2		No. 3	
		valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio
tensão aplicada à fase 2 V_2 [V]	sem falhas	171,44	12,74	117,42	10,96	123,07	4,65
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	171,46	12,99	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,37	13,25	-----	-----	122,72	4,68
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,06	13,55	116,40	12,30	122,64	4,78
	fase 1 em circuito aberto	170,43	14,67	115,97	12,78	122,39	5,28
	fase 2 em circuito aberto	126,55	80,08	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	170,45	14,67	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	170,43	14,67	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	170,20	14,88	116,78	11,52	119,78	7,71
S_{12} em curto-circuito	170,20	14,88	116,23	12,35	120,77	6,90	
corrente absorvida pela fase 2, I_B [A]	sem falhas	2,528	0,994	1,780	0,557	1,069	0,271
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,568	1,014	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,615	1,036	-----	-----	1,080	0,274
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,699	1,074	1,997	0,635	1,106	0,281
	fase 1 em circuito aberto	2,928	1,183	2,078	0,664	1,223	0,316
	fase 2 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,924	1,180	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,927	1,182	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,975	1,206	1,876	0,591	1,819	0,502
S_{12} em curto-circuito	2,975	1,206	2,010	0,639	1,617	0,437	
corrente na fase 2 I_{N2} [A]	sem falhas	2,528	1,847	2,446	1,587	1,177	0,674
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,568	1,881	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,615	1,917	-----	-----	1,189	0,678
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,699	1,970	2,748	1,783	1,217	0,693
	fase 1 em circuito aberto	2,928	2,127	2,859	1,853	1,346	0,766
	fase 2 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,924	2,124	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,927	2,126	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,975	2,160	2,578	1,669	2,007	1,117
S_{12} em curto-circuito	2,975	2,160	2,764	1,791	1,783	1,000	
corrente nos ramos da fase 2, I_2 [A]	sem falhas	0,632	0,462	0,611	0,397	0,294	0,168
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	0,642	0,470	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,654	0,479	-----	-----	0,297	0,170
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,675	0,492	0,687	0,446	0,304	0,173
	fase 1 em circuito aberto	0,732	0,532	0,715	0,463	0,337	0,191
	fase 2 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,731	0,531	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,732	0,532	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	0,744	0,540	0,645	0,417	0,502	0,279
S_{12} em curto-circuito	0,744	0,540	0,691	0,448	0,446	0,250	

Tabela 4.4 – Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 2.

	Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
		No. 1		No. 2		No. 3	
		valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio
tensão aplicada à fase 3 V_3 [V]	sem falhas	171,75	13,13	117,51	10,98	122,57	4,57
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	171,50	13,06	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,37	13,25	-----	-----	122,83	4,63
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,14	13,70	116,43	12,30	122,54	4,73
	fase 1 em circuito aberto	170,50	14,67	116,02	12,80	122,21	5,28
	fase 2 em circuito aberto	170,54	14,73	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	126,47	79,97	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	170,54	14,73	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	170,27	14,88	117,01	11,58	120,44	7,90
S_{12} em curto-circuito	170,27	14,88	116,28	12,37	120,93	6,92	
corrente absorvida pela fase 3, I_C [A]	sem falhas	2,562	1,014	1,783	0,559	1,055	0,266
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,572	1,017	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,619	1,039	-----	-----	1,079	0,273
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,703	1,078	1,994	0,634	1,106	0,281
	fase 1 em circuito aberto	2,933	1,185	2,080	0,665	1,220	0,315
	fase 2 em circuito aberto	2,934	1,186	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,935	1,187	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,974	1,205	1,881	0,592	1,852	0,514
S_{12} em curto-circuito	2,974	1,205	2,011	0,640	1,623	0,439	
corrente na fase 3 I_{N3} [A]	sem falhas	2,562	1,879	2,450	1,591	1,160	0,659
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,572	1,884	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,619	1,920	-----	-----	1,188	0,677
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,703	1,974	2,741	1,778	1,217	0,692
	fase 1 em circuito aberto	2,933	2,132	2,861	1,855	1,343	0,763
	fase 2 em circuito aberto	2,934	2,135	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	2,935	2,134	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,974	2,161	2,585	1,678	2,043	1,144
S_{12} em curto-circuito	2,974	2,161	2,767	1,794	1,790	1,005	
corrente nos ramos da fase 3, I_3 [A]	sem falhas	0,641	0,470	0,612	0,398	0,290	0,165
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	0,643	0,471	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,655	0,480	-----	-----	0,297	0,169
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,676	0,493	0,685	0,444	0,304	0,173
	fase 1 em circuito aberto	0,733	0,533	0,715	0,464	0,336	0,191
	fase 2 em circuito aberto	0,734	0,534	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,734	0,534	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	0,744	0,540	0,646	0,419	0,511	0,286
S_{12} em curto-circuito	0,744	0,540	0,692	0,448	0,448	0,251	

Tabela 4.5 – Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 3.

	Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
		No. 1		No. 2		No. 3	
		valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio	valor eficaz	valor médio
tensão aplicada à fase 4 V_4 [V]	sem falhas	171,79	12,90	117,51	10,93	123,03	4,61
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	171,46	12,99	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,33	13,18	-----	-----	122,83	4,72
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	171,19	13,62	116,35	12,28	122,75	4,82
	fase 1 em circuito aberto	170,47	14,73	115,94	12,74	122,24	5,24
	fase 2 em circuito aberto	170,43	14,67	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	170,45	14,67	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	126,50	80,01	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	170,43	15,01	117,21	11,70	120,41	7,90
S_{12} em curto-circuito	170,43	15,01	116,35	12,41	121,06	6,98	
corrente absorvida pela fase 4, I_D [A]	sem falhas	2,557	1,007	1,782	0,558	1,069	0,271
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,570	1,015	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,613	1,035	-----	-----	1,082	0,275
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,704	1,077	1,994	0,634	1,113	0,283
	fase 1 em circuito aberto	2,922	1,181	2,077	0,664	1,223	0,316
	fase 2 em circuito aberto	2,928	1,182	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,936	1,186	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,991	1,214	1,896	0,600	1,850	0,513
S_{12} em curto-circuito	2,991	1,214	2,016	0,642	1,628	0,440	
corrente na fase 4 I_{N4} [A]	sem falhas	2,557	1,876	2,446	1,588	1,177	0,673
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	2,570	1,882	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,613	1,915	-----	-----	1,191	0,680
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	2,704	1,976	2,743	1,779	1,225	0,698
	fase 1 em circuito aberto	2,922	2,123	2,858	1,852	1,346	0,765
	fase 2 em circuito aberto	2,928	2,126	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	2,936	2,135	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	2,991	2,176	2,609	1,698	2,042	1,143
S_{12} em curto-circuito	2,991	2,176	2,774	1,799	1,794	1,009	
corrente nos ramos da fase 4, I_4 [A]	sem falhas	0,639	0,469	0,612	0,397	0,294	0,168
	1 ramo da fase 1 em circuito aberto	0,642	0,470	-----	-----	-----	-----
	2 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,653	0,479	-----	-----	0,298	0,170
	3 ramos da fase 1 em circuito aberto	0,676	0,494	0,686	0,445	0,306	0,175
	fase 1 em circuito aberto	0,731	0,531	0,715	0,463	0,337	0,191
	fase 2 em circuito aberto	0,732	0,532	-----	-----	-----	-----
	fase 3 em circuito aberto	0,734	0,534	-----	-----	-----	-----
	fase 4 em circuito aberto	0,000	0,000	-----	-----	-----	-----
	S_{11} em curto-circuito	0,748	0,544	0,652	0,424	0,510	0,286
S_{12} em curto-circuito	0,748	0,544	0,693	0,450	0,449	0,252	

Tabela 4.6 – Grandezas eléctricas, em regime permanente, relativas à fase 4.

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
	No. 1		No. 2		No. 3	
	v [m/s]	$\frac{v_{max} - v_{min}}{2 \cdot v}$	v [m/s]	$\frac{v_{max} - v_{min}}{2 \cdot v}$	v [m/s]	$\frac{v_{max} - v_{min}}{2 \cdot v}$
sem falhas	10,19	$5,90 \times 10^{-5}$	4,60	$1,94 \times 10^{-4}$	5,74	$1,54 \times 10^{-4}$
1 ramo da fase 1 em circuito aberto	10,14	$6,14 \times 10^{-5}$	-----	-----	-----	-----
2 ramos da fase 1 em circuito aberto	10,00	$1,16 \times 10^{-4}$	-----	-----	5,66	$1,80 \times 10^{-4}$
3 ramos da fase 1 em circuito aberto	9,57	$1,46 \times 10^{-4}$	3,98	$9,15 \times 10^{-4}$	5,48	$2,64 \times 10^{-4}$
fase 1 em circuito aberto	8,72	$2,87 \times 10^{-4}$	3,76	$1,32 \times 10^{-3}$	4,94	$6,02 \times 10^{-4}$
fase 2 em circuito aberto	8,72	$2,84 \times 10^{-4}$	-----	-----	-----	-----
fase 3 em circuito aberto	8,72	$2,84 \times 10^{-4}$	-----	-----	-----	-----
fase 4 em circuito aberto	8,72	$2,81 \times 10^{-4}$	-----	-----	-----	-----
S_{11} em curto-circuito	8,58	$2,03 \times 10^{-3}$	4,28	$1,03 \times 10^{-2}$	3,10	$1,09 \times 10^{-2}$
S_{12} em curto-circuito	8,58	$2,03 \times 10^{-3}$	3,92	$2,52 \times 10^{-3}$	3,58	$4,70 \times 10^{-3}$

Tabela 4.7 – Velocidade média e coeficiente de ondulação da velocidade.

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento					
	No. 1		No. 2		No. 3	
	F_{med} [N]	$\frac{F_{max} - F_{min}}{2 \cdot F_{med}}$	F_{AV} [N]	$\frac{F_{max} - F_{min}}{2 \cdot F_{med}}$	F_{AV} [N]	$\frac{F_{max} - F_{min}}{2 \cdot F_{med}}$
sem falhas	60,08	0,91	59,92	0,60	30,04	1,93
1 ramo da fase 1 em circuito aberto	60,01	0,95	-----	-----	-----	-----
2 ramos da fase 1 em circuito aberto	60,14	1,06	-----	-----	29,99	1,97
3 ramos da fase 1 em circuito aberto	59,99	1,24	60,07	0,97	29,95	2,11
fase 1 em circuito aberto	59,97	1,62	60,04	1,15	30,00	2,59
fase 2 em circuito aberto	60,03	1,63	-----	-----	-----	-----
fase 3 em circuito aberto	60,02	1,63	-----	-----	-----	-----
fase 4 em circuito aberto	60,04	1,62	-----	-----	-----	-----
S_{11} em curto-circuito	59,90	6,01	60,15	8,51	30,12	14,26
S_{12} em curto-circuito	59,90	6,01	59,98	2,26	30,00	7,87

Tabela 4.8 – Força de tracção média e coeficiente de ondulação da força.

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento								
	No. 1			No. 2			No. 3		
	P_{in} [W]	P_{cu} [W]	P_{out} [W]	P_{in} [W]	P_{cu} [W]	P_{out} [W]	P_{in} [W]	P_{cu} [W]	P_{out} [W]
sem falhas	803,18	179,04	612,26	445,94	165,13	275,66	214,79	37,68	172,46
1 ramo da fase 1 em circuito aberto	812,82	192,40	608,48	-----	-----	-----	-----	-----	-----
2 ramos da fase 1 em circuito aberto	828,01	215,43	601,18	-----	-----	-----	219,95	45,49	169,89
3 ramos da fase 1 em circuito aberto	840,25	255,37	573,89	461,66	217,99	238,95	224,49	55,92	164,18
fase 1 em circuito aberto	709,66	177,35	523,15	398,56	169,17	225,69	189,12	37,44	148,22
fase 2 em circuito aberto	710,00	177,55	523,61	-----	-----	-----	-----	-----	-----
fase 3 em circuito aberto	709,65	177,48	523,55	-----	-----	-----	-----	-----	-----
fase 4 em circuito aberto	709,98	177,54	523,65	-----	-----	-----	-----	-----	-----
S_{11} em curto-circuito	1772,52	1255,59	513,73	1423,03	1162,81	257,63	599,60	502,88	93,41
S_{12} em curto-circuito	1772,52	1255,59	513,73	651,95	412,45	235,30	444,33	333,26	107,53

Tabela 4.9 – Valores das potências em jogo.

Constata-se ainda dos oscilogramas apresentados verificar-se um crescimento, indesejável, da corrente nas fases nas posições imediatamente posteriores à posição alinhada. Esta situação acontece porque a corrente na fase, na posição alinhada, apresenta um valor relativamente elevado. No entanto, e como se constata no capítulo anterior (ver Figuras 3.11 a 3.13), do ponto de vista da maximização do rendimento e sobretudo da força desenvolvida, essa situação é largamente compensada pela oportunidade de se poder alimentar a fase com correntes de elevada intensidade, para proporcionar, por sua vez, densidade de fluxo significativas. Saliente-se que esta possibilidade ocorre nas proximidades da posição de alinhamento.

Observe-se também que a máquina desenvolve as forças mais elevadas quando o núcleo ferromagnético se encontra grandemente saturado, facto que contrasta com as máquinas convencionais, onde a saturação é penalizadora do seu desempenho [6].

No que respeita ao funcionamento em situação de falha, constata-se que o tipo de falha que provoca maior degradação no desempenho da máquina, e apresenta maiores riscos de evolução para uma situação de avaria, é o curto-circuito de um dos semi-condutores comandados do circuitos de potência. No entanto este tipo de anomalia permite, recorrendo a uma estratégia de controlo pós-falha, uma minimização efectiva dos seus efeitos. Assim, visto que o maior inconveniente desta falha é não permitir comutação a forçada e a desmagnetização rápida da fase, recomenda-se como acção prioritária da estratégia de controlo pós-falha, uma redução substancial do valor da posição de comutação X_C , para que a extinção da corrente na fase ocorra antes da posição alinhada.

No que respeita ao circuito aberto dos diferentes ramos de uma fase, constata-se que as correntes nos restantes ramos da mesma fase crescem substancialmente. Este facto resulta de uma diminuição da constante de tempo ($\tau=L/R$) dos ramos em funcionamento, por diminuição da indutância resultante da subtracção da indutância mútua entre o ramo em causa e o ramo em falha. Assim, os valores da velocidade e do binário não apresentam uma diminuição tão severa quanto seria de esperar (1/16 da velocidade em funcionamento saudável para o caso de um ramo de uma das fases se encontrar em circuito aberto), apresentando, no entanto, a corrente nos restantes ramos da fase em falha valores perigosos. Uma das formas de remediar o efeito deste tipo de falha consiste na diminuição do ciclo de trabalho (relação cíclica do sinal PWM) do talhador da fase em falha.

Note-se que, tal como se prova adiante no capítulo 5, o enrolamento percorrido por uma corrente de 2A atinge a temperatura máxima admissível ao cabo de 2 minutos, pelo que este tipo de falha requer uma acção rápida, no sentido de limitar a corrente nos ramos saudáveis, para se evitar a propagação da falha ao restante enrolamento da fase.

A falha que apresenta menor risco de propagação consiste no circuito aberto de uma fase ou de um dos interruptores electrónicos de controlo da fase. Como se

constata, a degradação da velocidade condiciona automaticamente um incremento da corrente nas restantes fases limitando a degradação da velocidade para aproximadamente 85% do seu valor em funcionamento saudável.

Uma vez que a tolerância a falhas é uma das mais importantes potencialidades intrínsecas deste accionamento, importa pois apresentar uma análise das metodologias conhecidas para o desempenho de uma das tarefas mais críticas em sistemas tolerantes a falhas, isto é, o diagnóstico e a identificação de avarias. Existindo diversas metodologias disponíveis, nenhuma delas é de aplicação generalizada. Como consequência dos bons resultados da aplicação do Vector de Park na detecção de avarias em accionamentos trifásicos, propõe-se uma nova abordagem, bem mais promissora, baseada na transformada complexa espacial, para a detecção de avarias em accionamentos tetrafásicos, particularmente os que utilizam o MLRVC.

4.3.1 *Aplicação da Transformada Complexa Espacial à Análise de uma Máquina Tetrafásica*

Como é sabido, o enrolamento de uma máquina pode ser decomposto em três componentes, uma delas localizada no eixo directo, a segunda no eixo em quadratura e a terceira no eixo homopolar, e que é normalmente nula, visto que representa o fluxo “axial” da máquina, podendo observar-se na Figura 4.53 a representação fasorial da transformação aplicada ao enrolamento de uma máquina tetrafásica [7].

Assim, considerando a Figura 4.53, obtêm-se as seguintes expressões para as componentes directa e em quadratura, respectivamente, da corrente:

$$i_d = \frac{N}{N_d} \left[i_1 \cos(\theta) + i_2 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + i_3 \cos(\theta + \pi) + i_4 \cos\left(\theta + \frac{3\pi}{2}\right) \right] \quad (4.37)$$

$$i_q = -\frac{N}{N_q} \left[i_1 \sin(\theta) + i_2 \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + i_3 \sin(\theta - \pi) + i_4 \sin\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \right] \quad (4.38)$$

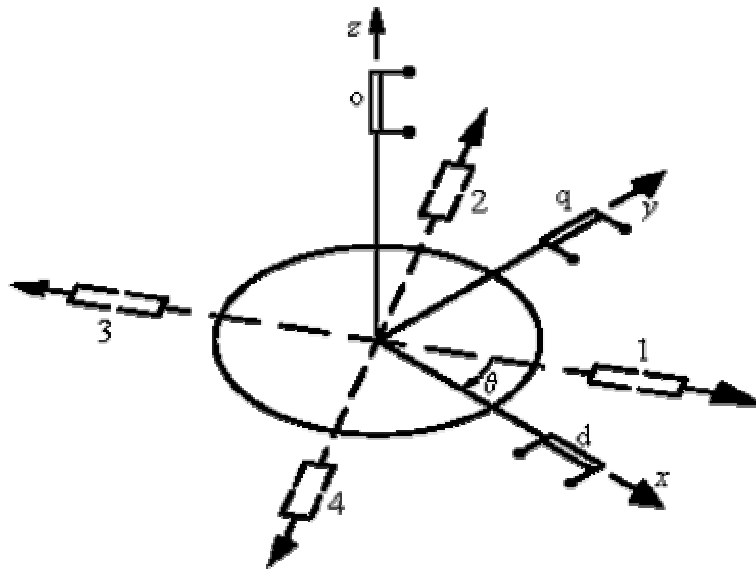


Figura 4.53 – Transformação de um enrolamento com quatro fases num sistema d-q-0 de componentes ortogonais.

onde N representa o número de espiras efectivas do enrolamento de uma fase, e N_d e N_q respectivamente os números de espiras efectivas dos enrolamentos d e q . Considerando $N=N_d=N_q$ e o sistema de eixos dq0 fixo no primário da máquina, e ainda que o eixo d se encontra alinhado com a fase 1, então $\theta=0$, tendo-se, por conseguinte:

$$i_d = i_1 - i_3 \quad (4.39)$$

$$i_q = i_2 - i_4 \quad (4.40)$$

Note-se que, caso as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 constituam um sistema sinusoidal equilibrado, então a representação do Vector de Park do sistema corresponderá a um círculo perfeito.

Assumindo ainda a mesma matriz de transformação para o sistema de tensões, obtém-se:

$$v_d = v_1 - v_3 \quad (4.41)$$

$$v_q = v_2 - v_4 \quad (4.42)$$

4.3.2 Diagnóstico de Falhas em MRVC Tetrafásicos

O diagnóstico de falhas em máquinas de relutância variável comutadas tem sido tema de inúmeros estudos ao longo do tempo, estando já testados vários dispositivos, ou estratégias, com capacidade de utilização em serviço, na sua maioria baseados na análise da corrente de alimentação da máquina. As estratégias para o diagnóstico de falhas anteriormente referenciadas encontram-se sumariadas na Tabela 4.10 [5,8].

	Descrição do método	Aplicabilidade do método
Métodos baseados na análise das correntes	Detecção de sobre-intensidades	Detecta falhas, mas não as identifica
	Análise da taxa de crescimento da corrente de fase	Se $N_{r,j} = 1$, detecta curto-circuitos entre espiras de uma fase
	Análise da diferença entre o valor à entrada e o valor à saída da corrente de fase	Detecta curto-circuitos à massa
	Análise da diferença entre os valores das correntes nos ramos da fase	Detecta curto-circuitos e circuitos abertos nos ramos de uma fase
	Análise espectral da corrente à entrada do conversor i_{DC} , considerando o harmónico fundamental $f_1 = \nu/\tau_s$	Aplicabilidade comprovada na detecção de fases em circuito aberto
Métodos baseados na análise das tensões	Análise da diferença entre as quedas de tensão nos pólos duma fase.	Detecta curto-circuitos entre espiras num ramo de uma fase

Tabela 4.10 – Sumário das diferentes estratégias de diagnóstico de falhas em MLRVCs.

Como se pode constatar, nenhum dos métodos é de aplicação universal. Por outro lado, não se faz qualquer referência à aplicabilidade do Vector de Park no diagnóstico de falhas porque se entendeu analisar mais em detalhe a sua aplicabilidade no diagnóstico de falhas.

Importa ainda salientar que se apresentam Vectores de Park correspondentes a situações não analisadas, tendo sido construídos partindo de uma situação similar com falha na fase 1 e renumeração das fases da máquina.

A interrupção de um enrolamento, nomeadamente nas suas extremidades e nas ligações da caixa de terminais, é uma das falhas mais frequentes em máquinas eléctricas, pelo que se apresenta na Figura 4.54 os Vectores de Park das correntes de fase perante este tipo de falha, considerando as condições de funcionamento No. 1.

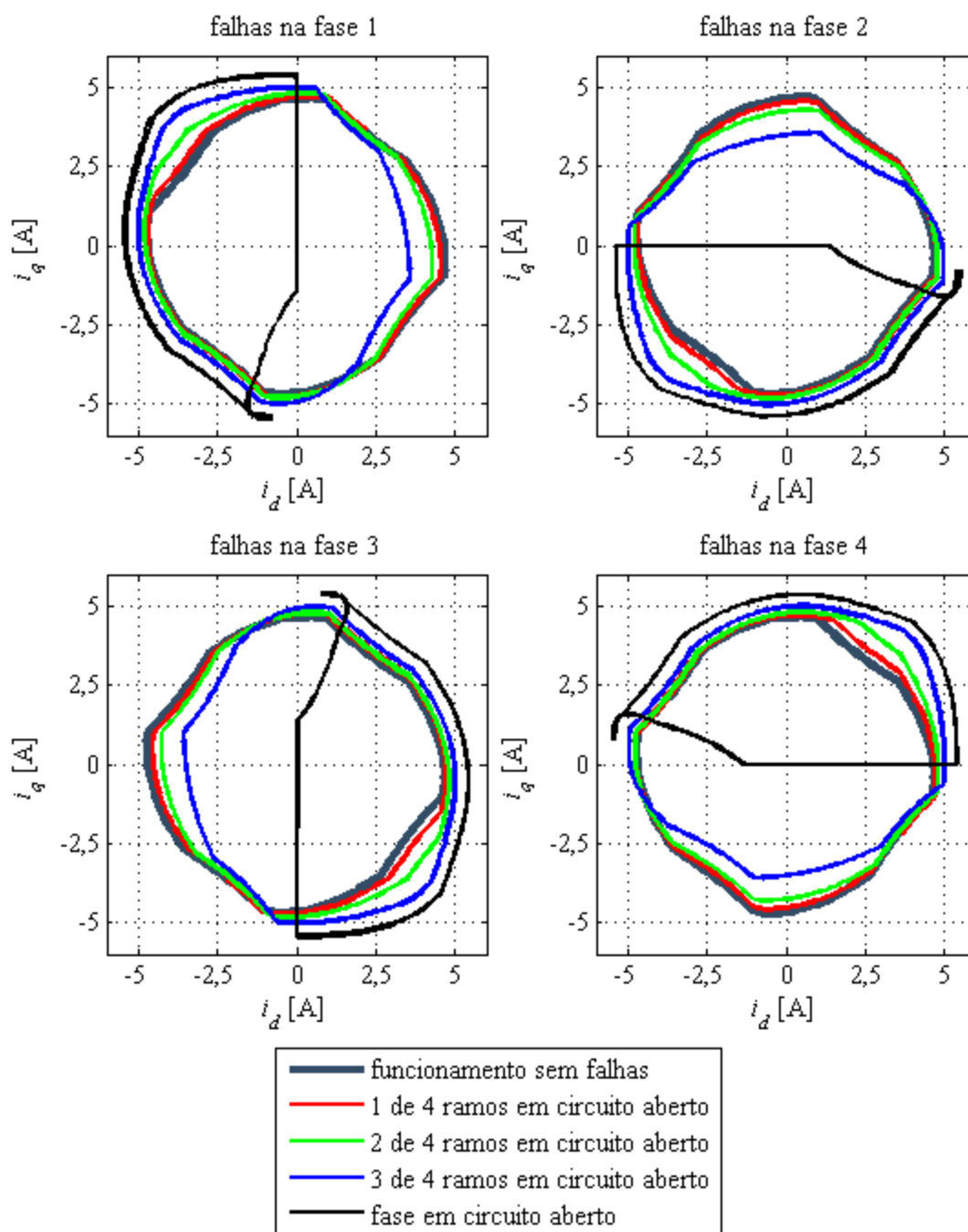


Figura 4.54 – Vectores de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 1.

Como se pode constatar, numa primeira análise, o Vector de Park das correntes de fase permite detectar e quantificar a falha, assim com identificar a fase em que a falha ocorre. No entanto, o tipo de falha que coloca uma fase em circuito aberto pode ocorrer em dois elementos distintos – enrolamento e/ou conversor electrónico de potência. Como se pode observar na Figura 4.55, a localização desta falha pode ser executada por utilização do Vector de Park das tensões de fase.

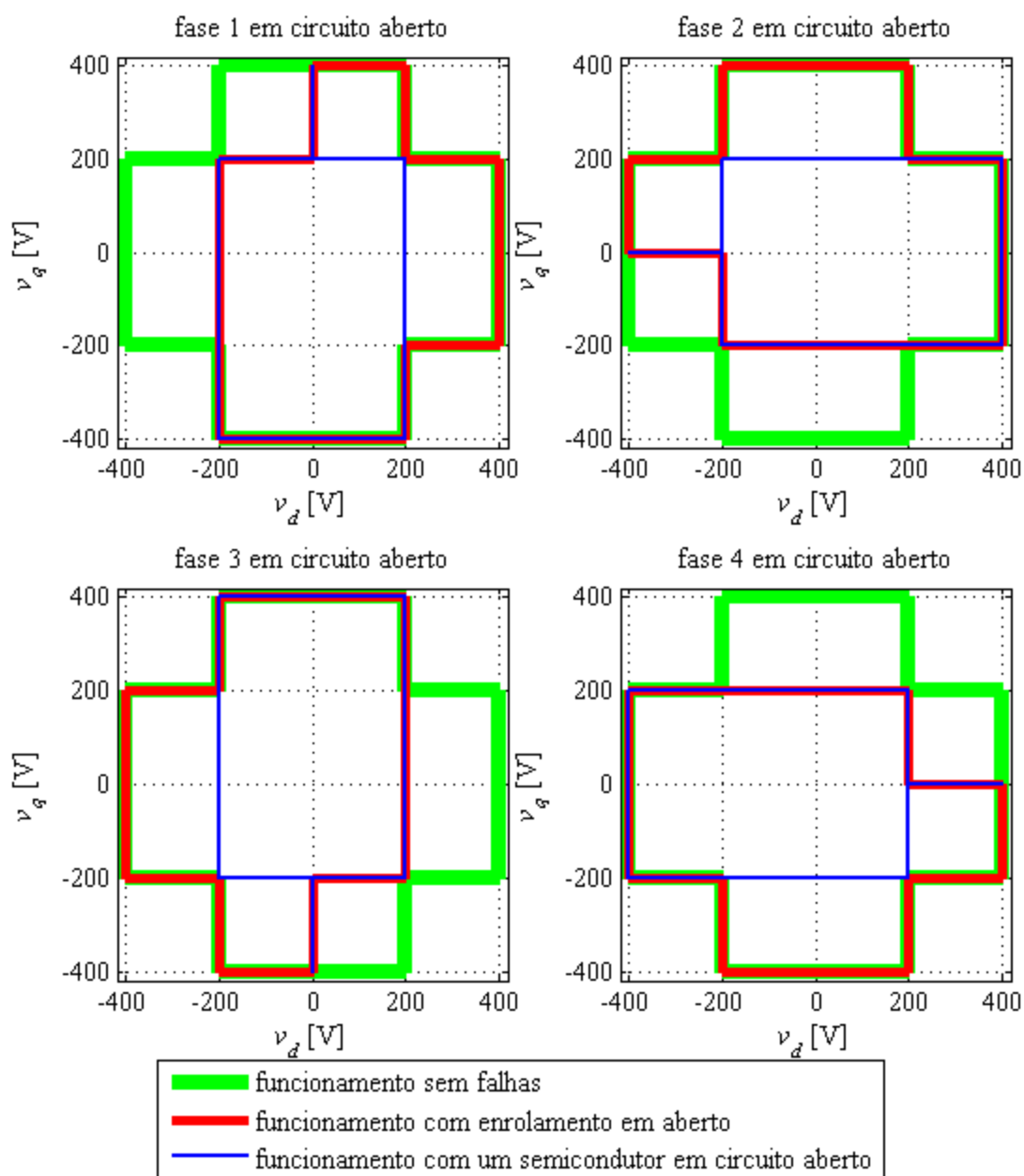


Figura 4.55 – Vectors de Park das tensões de fase, considerando falha de fase (circuito aberto) e as condições de funcionamento No. 1.

De entre as falhas analisadas, falta avaliar ainda a aplicabilidade do Vector de Park na detecção de curto-circuitos nos interruptores electrónicos.

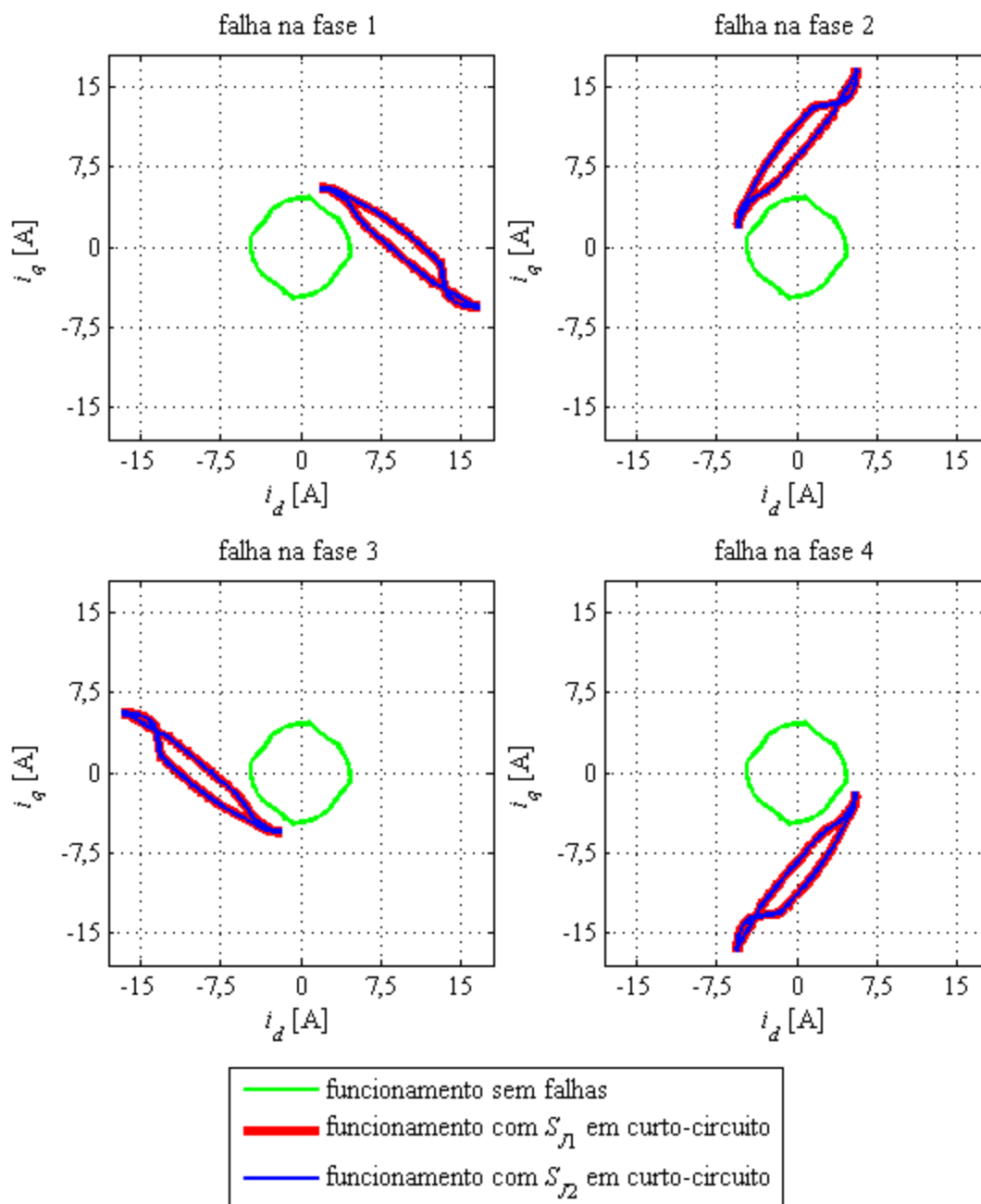


Figura 4.56 – Vectors de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 1.

Como se pode observar na Figura 4.56, o Vector de Park das correntes de fase permite identificar a ocorrência de um curto-circuito aos terminais de um interruptor electrónico. No entanto, uma relação cíclica do sinal PWM de 100% significa que ambos os interruptores electrónicos de uma mesma fase são

comutados em simultâneo, facto que inviabiliza a identificação do elemento em curto-circuito na fase.

Seguidamente, na Figura 4.57 à Figura 4.62, apresentam-se os resultados dos Vectors de Park para as condições de funcionamento No. 2 e 3.

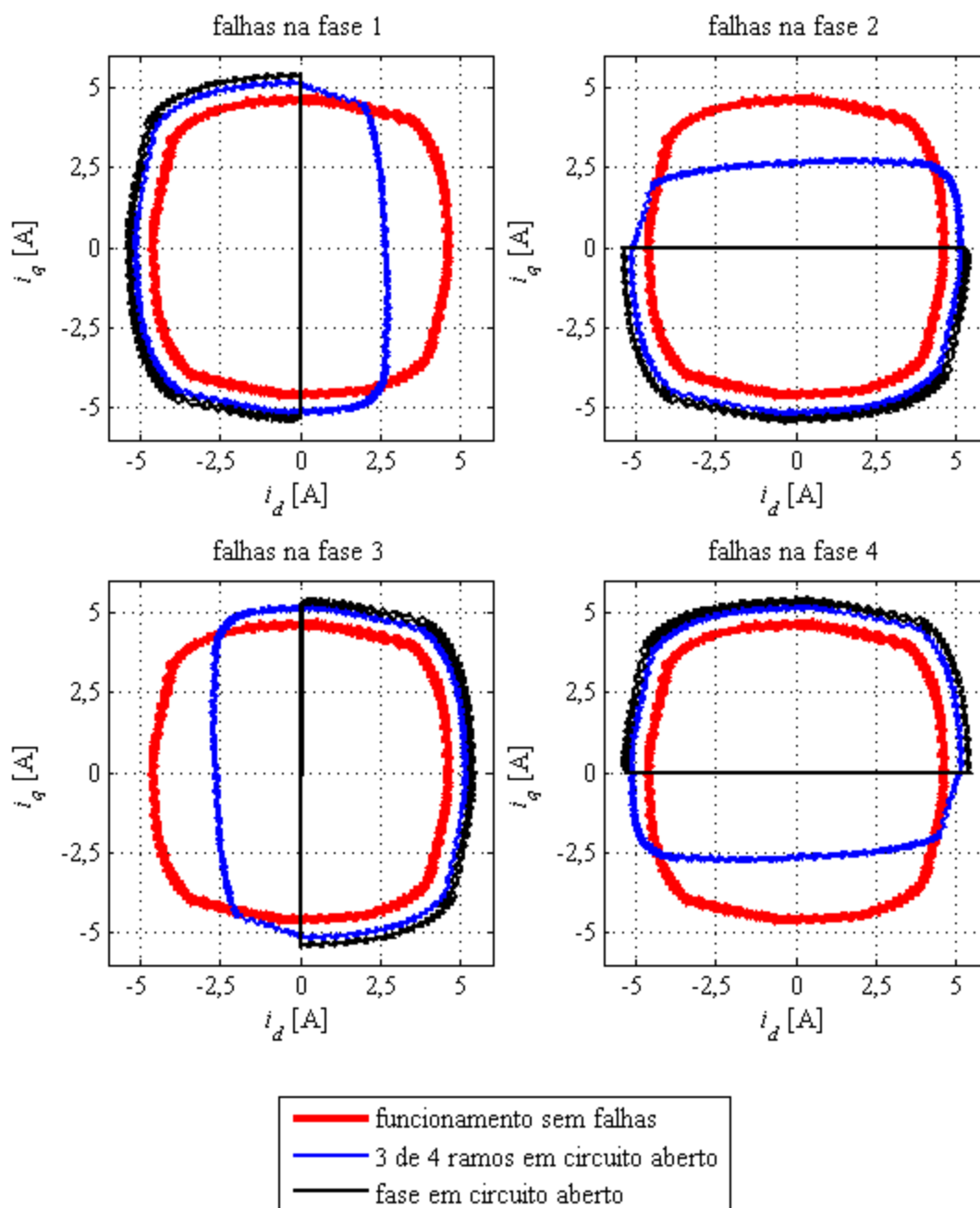


Figura 4.57 – Vectors de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 2.

Observando a Figura 4.57, pode-se constatar que, embora com uma estratégia de controlo distinta da especificada para as condições de funcionamento No. 1, o Vector de Park das correntes de fase apresenta a mesma tendência de variação perante a presença de uma falha num ramo de uma fase, sendo o padrão para a falha de uma fase semelhante.

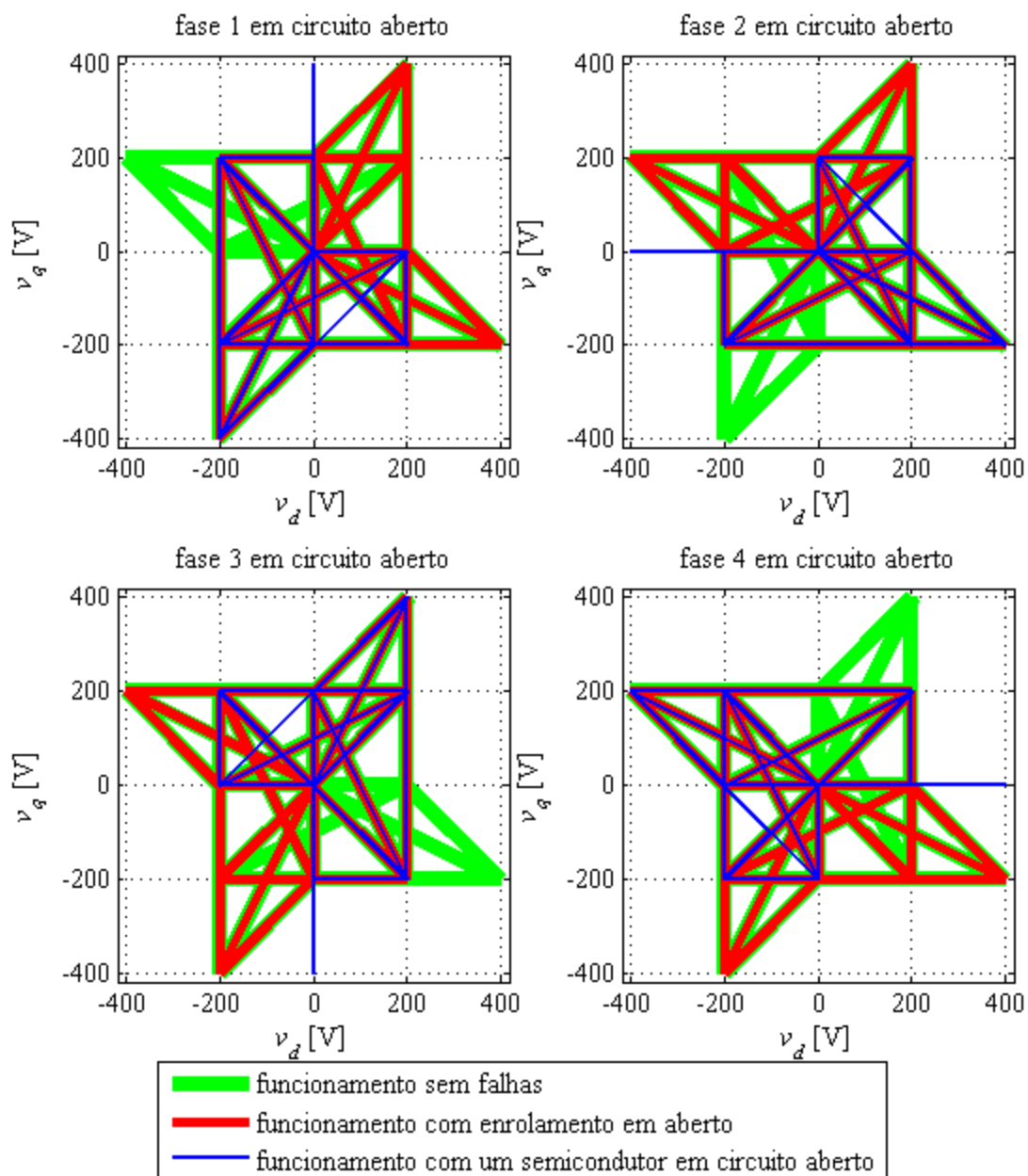


Figura 4.58 – Vectores de Park das tensões de fase, considerando falha de fase em circuito aberto e as condições de funcionamento No. 2.

Uma vez mais se constata a necessidade de utilização do Vector de Park das tensões de fase para verificar se o circuito aberto de uma fase ocorre no enrolamento da máquina ou no conversor electrónico de potência.

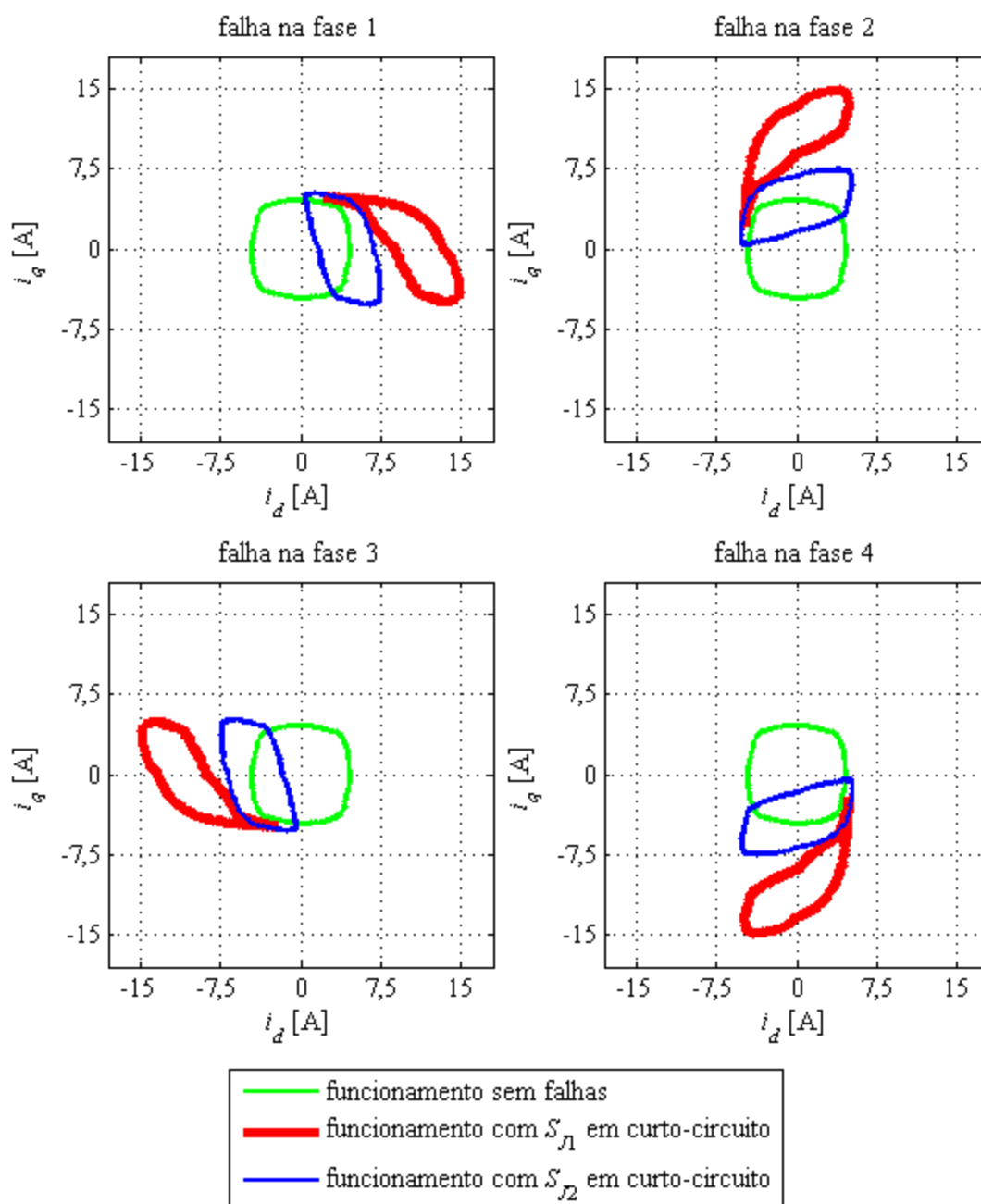


Figura 4.59 – Vectors de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 2.

A Figura 4.59 ilustra claramente que, no caso da relação cíclica do sinal PWM ser inferior a 1, o Vector de Park das correntes de fase permite a detecção e localização clara de um curto-circuito num interruptor electrónico.

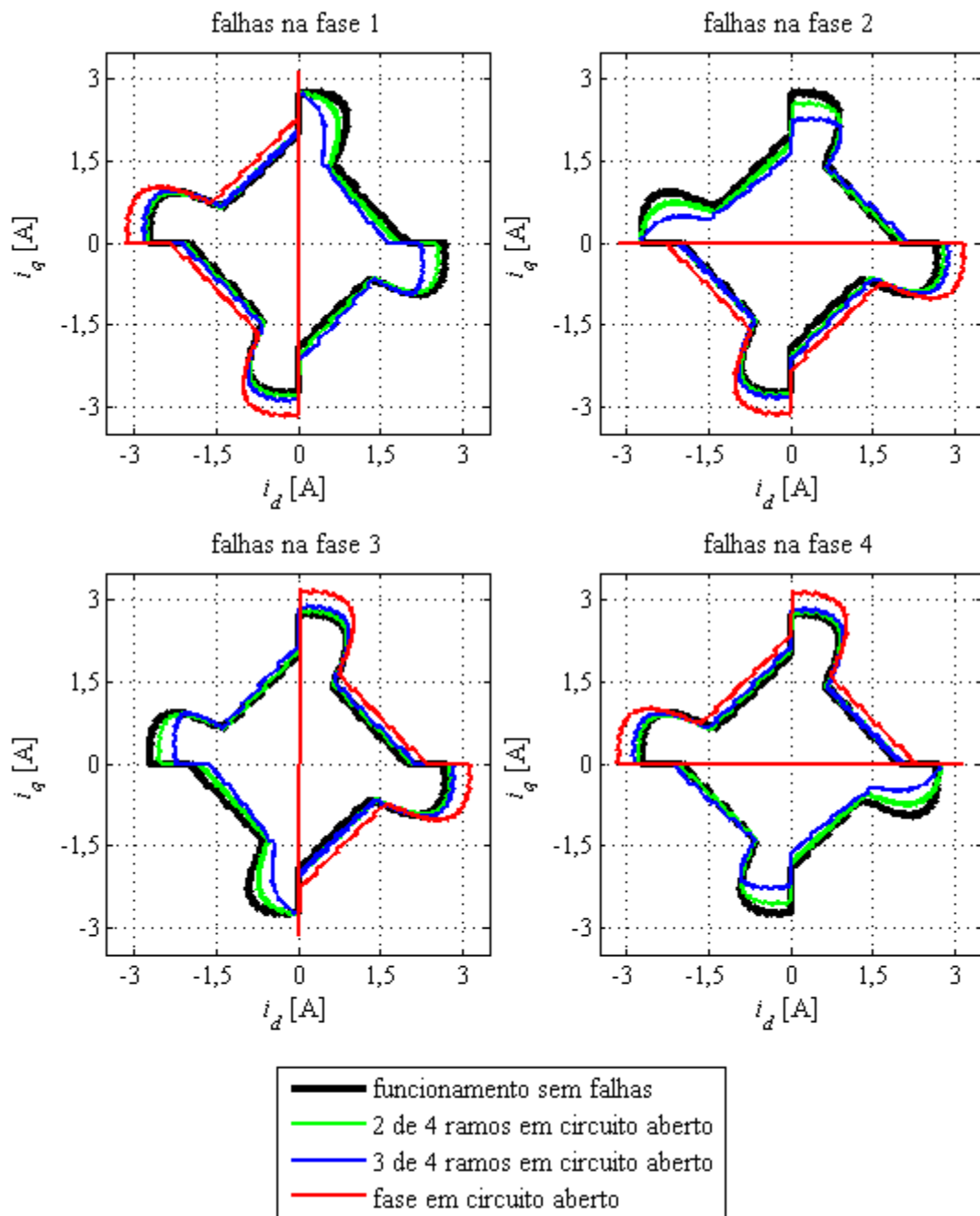


Figura 4.60 – Vectors de Park das correntes nas fases da máquina, considerando as condições de funcionamento No. 3.

As condições de funcionamento No. 1 e 2 partilham entre si o facto de ambas possuírem períodos de condução longos. No entanto, observando na Figura 4.60 os Vectors de Park das correntes de fase para as condições de funcionamento No.3 (período de condução curto) constata-se que esse vector

apresenta as mesmas características e a mesma tendência de evolução assimétrica à medida que a falha na fase se torna cada vez mais grave.

Por outro lado, o Vector de Park das tensões de fase apresenta, perante uma falha de fase em circuito aberto, a ausência dos mesmos quadrantes.

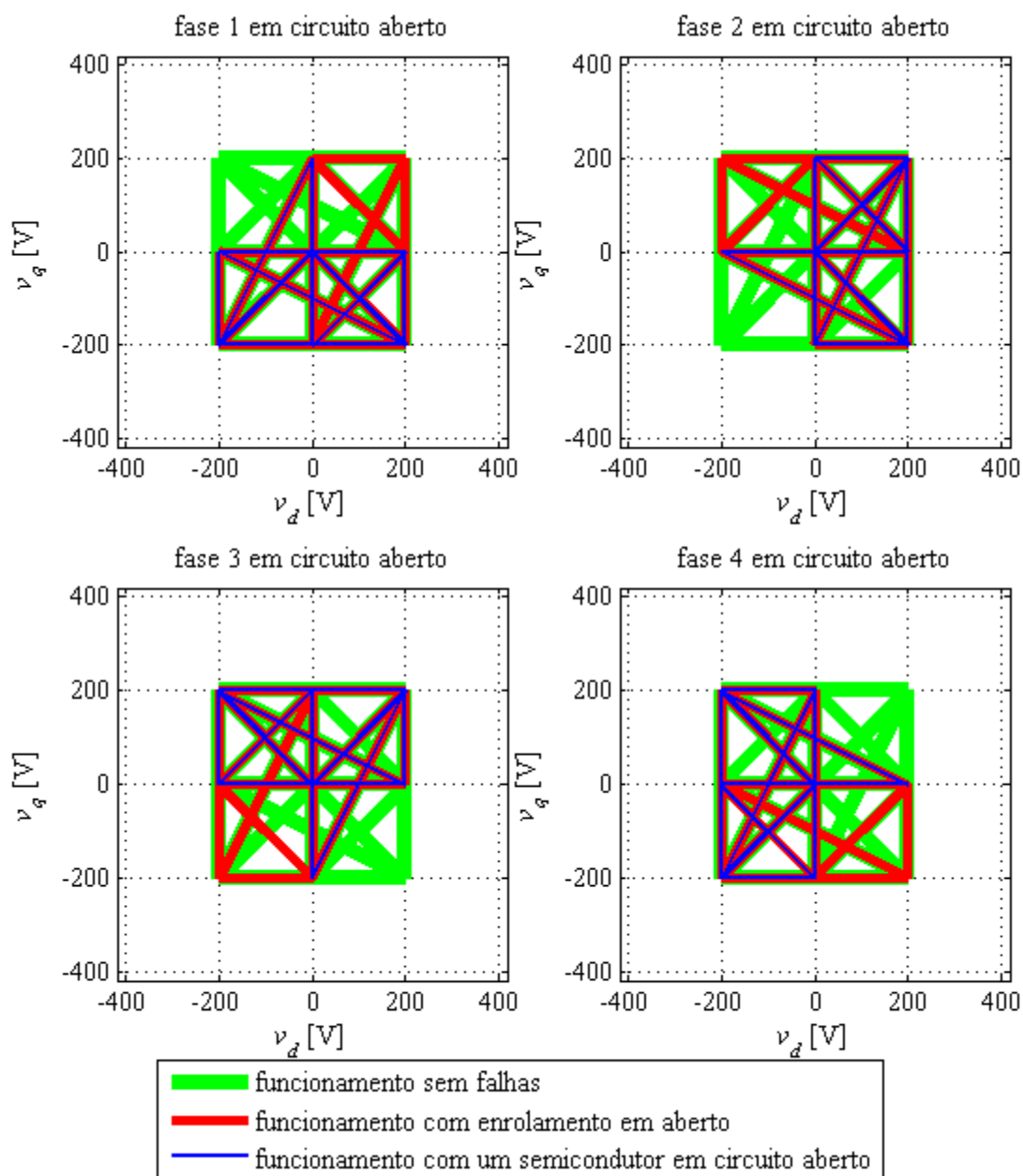


Figura 4.61 – Vectors de Park das tensões de fase, considerando falha de fase em circuito aberto e as condições de funcionamento No. 3.

No que respeita à detecção de interruptores electrónicos em curto-circuito, uma vez mais o Vector de Park das correntes de fase prova a sua aplicabilidade.

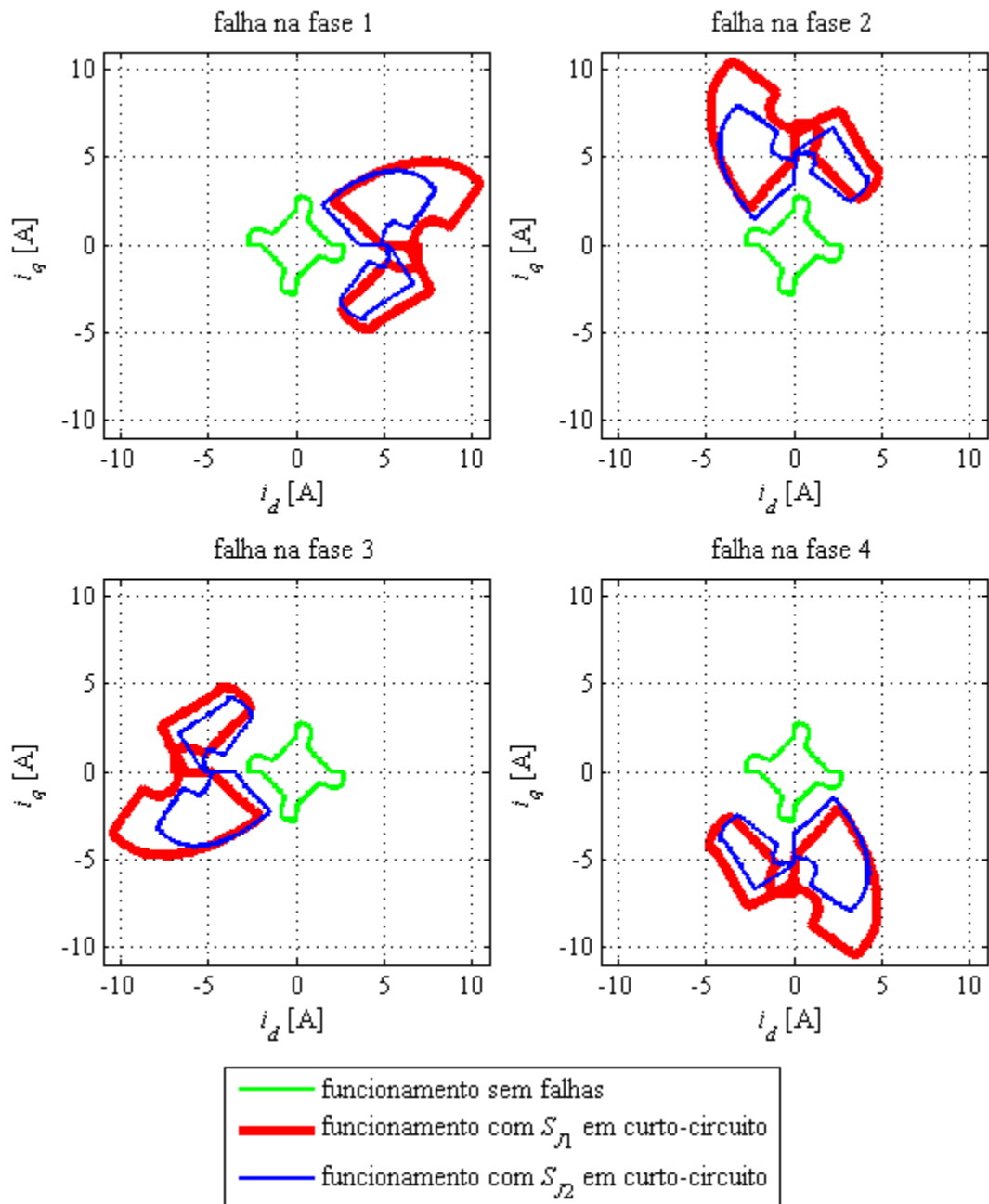


Figura 4.62 – Vectors de Park das correntes de fase, considerando curto-circuitos nos interruptores electrónicos e as condições de funcionamento No. 3.

Na presente análise não se apresenta nenhuma situação em que o período de condução seja extremamente curto, ou seja, uma situação em que não ocorra condução simultânea de duas fases distintas. Nesta situação, o Vector de Park das correntes de fase para um funcionamento sem falhas terá o aspecto de uma cruz perfeitamente simétrica e centrada na origem dos eixos, sendo as assimetrias os sintomas procurados.

Saliente-se que um sistema de detecção automática baseado na análise, reconhecimento e processamento da imagem resultante para o Vector de Park, requer um sistema de processamento complexo. Todavia, considerando os valores médios das componentes i_d e i_q do Vector de Park das correntes de fase, procedeu-se à seguinte normalização no sentido de se obviar à influência simultânea da estratégia de comando e controlo, e da carga, tendo-se assim:

$$I_{davn} = \frac{I_{dav} \cdot v_n}{3(X_C - X_0) \cdot \alpha \cdot v_n - v} \quad (4.43)$$

$$I_{qavn} = \frac{I_{qav} \cdot v_n}{3(X_C - X_0) \cdot \alpha \cdot v_n - v} \quad (4.44)$$

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento	I_{davn} falha na fase				I_{qavn} falha na fase			
		1	2	3	4	1	2	3	4
sem falhas	No.1	-0,12				-0,17			
	No.2	-0,03				-0,01			
	No.3	0,01				-0,01			
1 ramo em circuito aberto	No.1	-0,49	-0,06	0,49	0,06	0,06	-0,49	-0,06	0,49
	No.2								
	No.3								
2 ramos em circuito aberto	No.1	-1,85	0,04	1,85	-0,04	-0,04	-1,85	0,04	1,85
	No.2								
	No.3	-1,82	-0,57	1,82	0,57	0,57	-1,82	-0,57	1,82
3 ramos em circuito aberto	No.1	-3,11	0,28	3,11	-0,28	-0,28	-3,11	0,28	3,11
	No.2	-4,61	-0,55	4,61	0,55	0,55	-4,61	-0,55	4,61
	No.3	-4,57	0,14	4,57	-0,14	-0,14	-4,57	0,14	4,57
enrolamento de fase em circuito aberto	No.1	-6,26	0,08	6,40	0,44	0,19	-6,75	0,44	6,60
	No.2	-8,26	-0,02	8,26	0,02	0,02	-8,26	-0,02	8,26
	No.3	-7,56	-0,40	7,56	0,40	0,40	-7,56	-0,40	7,56
S_{Jx} em circuito aberto	No.1	-6,26	0,08	6,40	0,44	0,19	-6,75	0,44	6,60
	No.2	-8,26	-0,02	8,26	0,02	0,02	-8,26	-0,02	8,26
	No.3	-7,56	-0,40	7,56	0,40	0,40	-7,56	-0,40	7,56
S_{J1} em curto-circuito	No.1	27,87	0,27	-27,87	-0,27	-0,27	27,87	0,27	-27,87
	No.2	57,84	-0,31	-57,84	0,31	0,31	57,84	-0,31	-57,84
	No.3	20,96	0,24	-20,96	-0,24	-0,24	20,96	0,24	-20,96
S_{J2} em curto-circuito	No.1	27,87	0,27	-27,87	-0,27	-0,27	27,87	0,27	-27,87
	No.2	18,90	-0,77	-18,90	0,77	0,77	18,90	-0,77	-18,90
	No.3	19,82	0,05	-19,82	-0,05	-0,05	19,82	0,05	-19,82

Tabela 4.11 – Valores normalizados das componentes d e q do Vector de Park das correntes de fase.

O coeficiente 3 em (4.43) e em (4.44) foi obtido, em função dos valores da tensão de alimentação e da velocidade nominal, para equilibrar, numericamente, o peso destas duas grandezas no valor da corrente.

Na Tabela 4.11 pode-se observar que a metodologia utilizada permite obter valores da mesma ordem de grandeza para as diferentes condições de funcionamento. É assim possível nesta fase, estabelecer uma sequência de passos para determinar, quantificar e localizar uma falha. Deste modo, para a detecção e quantificação de falhas considera-se o coeficiente de severidade baseado no módulo da diferença dos módulos, e cujos valores se apresentam na Tabela 4.12.

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento	$ (I_{davn} - I_{qavn}) $ falha na fase			
		1	2	3	4
sem falhas	No.1	0,05			
	No.2	0,02			
	No.3	0,00			
1 ramo em circuito aberto	No.1	0,42	0,42	0,42	0,42
	No.2				
	No.3				
2 ramos em circuito aberto	No.1	1,80	1,80	1,80	1,80
	No.2				
	No.3	1,25	1,25	1,25	1,25
3 ramos em circuito aberto	No.1	2,82	2,82	2,82	2,82
	No.2	4,05	4,05	4,05	4,05
	No.3	4,43	4,43	4,43	4,43
enrolamento de fase em circuito aberto	No.1	6,07	6,67	5,96	6,16
	No.2	8,24	8,24	8,24	8,24
	No.3	7,16	7,16	7,16	7,16
S_{Jx} em circuito aberto	No.1	6,07	6,67	5,96	6,16
	No.2	8,24	8,24	8,24	8,24
	No.3	7,16	7,16	7,16	7,16
S_{J1} em curto-circuito	No.1	27,60	27,60	27,60	27,60
	No.2	57,53	57,53	57,53	57,53
	No.3	20,72	20,72	20,72	20,72
S_{J2} em curto-circuito	No.1	27,60	27,60	27,60	27,60
	No.2	18,12	18,12	18,12	18,12
	No.3	19,77	19,77	19,77	19,77

Tabela 4.12 – Coeficiente de severidade de falha baseado nos valores normalizados das componentes d e q do Vector de Park das correntes de fase.

Da Tabela 4.12 pode concluir-se que só se deve considerar a existência de uma falha se o coeficiente de severidade for superior a 0,1. A definição dos intervalos correspondentes a cada tipo de falha resulta relativamente simples, podendo no entanto esta associação não ter um carácter universal, ou seja, a aplicação a outras MLRVCs deve ser executada de forma selectiva tendo em conta a tensão, a corrente e a velocidade para o regime nominal de dimensionamento.

Uma vez determinada a existência de uma determinada falha torna-se imperativa a sua localização. Assim, se a máquina apresentar um circuito aberto qualquer e:

- $|I_{davn}| > |I_{qavn}|$ e $I_{davn} < 0$ a falha encontra-se na fase 1,
- $|I_{davn}| > |I_{qavn}|$ e $I_{davn} > 0$ a falha encontra-se na fase 3,
- $|I_{davn}| < |I_{qavn}|$ e $I_{qavn} < 0$ a falha encontra-se na fase 2,
- $|I_{davn}| < |I_{qavn}|$ e $I_{qavn} > 0$ a falha encontra-se na fase 4.

Como se verificou anteriormente, para a situação de um circuito aberto de uma fase ocorrer no enrolamento ou no conversor, podem utilizar-se os valores médios das componentes d e q do Vector de Park das tensões de fase, que se apresentam na Tabela 4.13.

Modos de funcionamento	Condições de funcionamento	V_{dav} [V] Falha na fase				V_{qav} [V] Falha na fase			
		1	2	3	4	1	2	3	4
enrolamento de fase em circuito aberto	No.1	69,50	11,74	-75,14	2,39	12,51	59,31	3,71	-56,06
	No.2	27,34	-0,37	-27,34	0,37	0,37	27,34	-0,37	-27,34
	No.3	30,75	3,13	-30,75	-3,13	-3,13	30,75	3,13	-30,75
S_{jx} em circuito aberto	No.1	-12,90	11,74	7,57	2,39	12,51	-17,68	3,71	20,54
	No.2	-12,68	-0,37	12,68	0,37	0,37	-12,68	-0,37	12,68
	No.3	-7,26	3,13	7,26	-3,13	-3,13	-7,26	3,13	7,26

Tabela 4.13 – Valores médios das componentes d e q do Vector de Park das tensões de fase para uma fase em circuito aberto.

Considerando os valores constantes da Tabela 4.13, pode-se estabelecer a seguinte metodologia para localizar o circuito aberto de uma determinada fase.

Tem-se assim:

- fase 1 em circuito aberto e $V_{dav} < 0$: a falha encontra-se no ramo do conversor electrónico de potência,
- fase 1 em circuito aberto e $V_{dav} > 0$: a falha encontra-se no enrolamento da máquina,
- fase 2 em circuito aberto e $V_{qav} < 0$: a falha encontra-se no ramo do conversor electrónico de potência,
- fase 2 em circuito aberto e $V_{qav} > 0$: a falha encontra-se no enrolamento da máquina,
- fase 3 em circuito aberto e $V_{dav} > 0$: a falha encontra-se no ramo do conversor electrónico de potência,
- fase 3 em circuito aberto e $V_{dav} < 0$: a falha encontra-se no enrolamento da máquina,
- fase 4 em circuito aberto e $V_{qav} > 0$: a falha encontra-se no ramo do conversor electrónico de potência,
- fase 4 em circuito aberto e $V_{qav} < 0$: a falha encontra-se no enrolamento da máquina.

Finalmente, se a máquina apresentar um curto-circuito num interruptor electrónico e:

- $|I_{davn}| > |I_{qavn}|$ e $I_{davn} > 0$ a falha encontra-se na fase 1,
- $|I_{davn}| > |I_{qavn}|$ e $I_{davn} < 0$ a falha encontra-se na fase 3,
- $|I_{davn}| < |I_{qavn}|$ e $I_{qavn} > 0$ a falha encontra-se na fase 2,
- $|I_{davn}| < |I_{qavn}|$ e $I_{qavn} < 0$ a falha encontra-se na fase 4.

Após a identificação da fase, por sua vez a identificação do interruptor em curto-circuito é quase impossível utilizando apenas com base no Vector de Park

das correntes de fase. Contudo, desde que se tenha $\alpha < 1$, a utilização do valor médio da tensão na fase representa a abordagem mais efectiva para determinar o interruptor em curto-circuito. Assim se:

- $V_{Jav} \approx U_0 \cdot \alpha \cdot \frac{X_C - X_0}{\tau_s}$ então S_{J1} encontra-se em curto-circuito,
- $V_{Jav} \approx U_0 \cdot \frac{X_C - X_0}{\tau_s}$ então S_{J2} encontra-se em curto-circuito.

4.4 Estratégias de Comando, Estudo e Aplicabilidade

Em contraste com as máquinas convencionais de campo, a forma de obtenção da força por parte de uma M(L)RVC não permite o desenvolvimento de um modelo que sirva de base ao estabelecimento de uma estratégia de controlo semelhante ao controlo vectorial. Em contrapartida, o controlo é baseado em variáveis ajustadas de acordo com os resultados medidos ou calculados. Deste modo, a caracterização da estratégia de comando utilizada é essencial no desenvolvimento de uma estratégia de controlo adequada [9].

No sentido de melhor definir a estratégia de controlo a utilizar, optou-se por avaliar duas estratégias de comando distintas:

- controlo histerético da corrente de fase,
- controlo PWM da tensão aplicada à fase.

Como é sabido, a posição desempenha um papel crucial em qualquer estratégia de controlo para o MRVC, pelo que a unidade de controlo deverá definir o valor de duas posições – a posição de início de condução X_0 e a posição de comutação X_C . Caso se utilize uma estratégia de comando PWM e se pretenda que a máquina efectue uma travagem regenerativa, a unidade de controlo deverá definir o valor de uma terceira posição – a posição de desligar X_{OFF} .

Importa referir que, no caso de se utilizar um controlo histerético da corrente de fase, a banda de histerese ΔI encontra-se relacionada com o valor de referência da corrente ($\Delta I = 0,01 \times I_{REF}$).

Naturalmente, os restantes parâmetros de controlo, I_{REF} ou α , são estabelecidos por forma a obter a força desejada.

Para o controlo histerético da corrente, as regras que presidem à definição da estratégia de comando são as seguintes:

- se $x_J > X_C$ ou $x_J < X_0$ ambos os interruptores da fase estão em circuito aberto,
- se $x_J = X_0$ ambos os interruptores da fase estão em circuito fechado,
- se $X_0 > x_J > X_C$ e a operação se verificar no 1º quadrante:
 - se $i_J < I_{REF} - \Delta I$ ambos os interruptores da fase são colocados em circuito fechado,
 - se $i_J > I_{REF}$ o interruptor superior é colocado em circuito aberto,
 - se $I_{REF} - \Delta I > i_J > I_{REF}$ ambos os interruptores mantêm o seu estado de condução,
- se $X_0 > x_J > X_C$ e a operação se verificar no 4º quadrante:
 - se $i_J < I_{REF} - \Delta I$ o interruptor superior é colocado à condução e o interruptor inferior mantém o seu estado de condução,
 - se $i_J > I_{REF}$ ambos os interruptores são colocados ao corte,
 - se $I_{REF} - \Delta I < i_J < I_{REF}$ ambos os interruptores mantêm o seu estado de condução.

Como se referiu anteriormente, a estratégia de comando PWM foi definida para se conseguir uma implementação fácil num PIC da *microchip*. Utilizando a saída PWM dum PIC 18F, definida para uma frequência de trabalho de 10 kHz, o comando dos interruptores faz-se de acordo com as seguintes regras:

- se $x_J = X_0$ ambos os interruptores são colocados à condução,
- se a máquina tiver de operar no 1º quadrante, e $x_J > X_C$ ou $x_J < X_0$ ambos os interruptores são colocados em circuito aberto,
- se $X_0 < x_J < X_C$ e a máquina operar no 1º quadrante:
 - o interruptor superior é controlado de acordo com a saída PWM do PIC,
 - o interruptor inferior é colocado à condução,
- para um regime de funcionamento no 4º quadrante, e $x_J > X_{OFF}$ ou $x_J < X_0$ ambos os semicondutores são colocado ao corte,
- se $X_0 > x_J > X_C$ e com um funcionamento no 4º quadrante, ambos os interruptores são colocados em condução,
- se $X_C < x_J < X_{OFF}$ e com um regime de funcionamento no 4º quadrante:
 - o interruptor superior é controlado de acordo com a saída PWM,
 - o interruptor inferior é colocado ao corte.

O principal objectivo de um accionamento, em aplicações de tracção eléctrica, é providenciar potência mecânica, regulada através da velocidade e da força de tracção, com a máxima eficiência possível. No entanto, para algumas situações de funcionamento existem outros critérios que assumem uma importância crescente, como é o caso, em aplicações de baixa velocidade, da oscilação da força.

Para efeitos de estudo optou-se por definir o coeficiente de oscilação da força, k_{ripp} , como sendo a razão expressa em (4.45), onde F_{rms} e F_{med} são, respectivamente, o valor eficaz e o valor médio da força desenvolvida.

$$k_{ripp} = \frac{\sqrt{F_{rms}^2 - F_{med}^2}}{|F_{med}|} \quad (4.45)$$

O sensor de posição seleccionado para se utilizado no nosso accionamento, apresenta uma resolução de 1,5mm, ou seja, as posições de início de condução, comutação e de desligar foram testadas em intervalos de 1,5mm. Na realidade, este sensor apresenta uma mudança de estado a cada 6mm, correspondente a 3bits, pelo que as restantes posições têm que ser estimadas por *software*.

Assim, para cada combinação força-velocidade, foram consideradas todas as possibilidades de conjugação dos valores das posições de controlo anteriormente referidas, e para cada conjugação de valores procurou-se o valor de α ou de I_{REF} que, a velocidade constante, garantisse o valor médio desejado para a força de tracção.

Importa notar que, para se evitar tempos de processamento extremamente longos, optou-se por considerar um intervalo de convergência para o valor da força em torno do valor médio desejado.

Note-se ainda que o valor de α , para um controlo PWM executado por um PIC, tem uma resolução limitada, em função do número de bits que se atribuem à variável, tendo-se assim assumido uma variável de 8 bits, logo com uma resolução de 1/256, podendo o valor pretendido para a força obrigar o controlo a oscilar permanentemente entre dois valores de α consecutivos.

Assim, no estudo que se apresenta, é conveniente analisar o erro entre o valor desejado para a força de tracção F e o valor médio de força obtido F_{med} . Por conseguinte, o cálculo do valor do erro relativo pode ser executado por recurso à seguinte expressão:

$$\text{erro relativo da força} = \frac{F_{med} - F}{F} \quad (4.46)$$

Finalmente, foram especificados os dois critérios seguintes, definidos como funções de optimização, para a escolha da melhor combinação de valores de controlo:

- $f_{optim1} = \eta$

- $f_{optim2} = \eta + \frac{10 \cdot (15 - v)}{k_{ripp}}$

Como se pode constatar, o primeiro critério é baseado exclusivamente no rendimento, e o segundo critério procura atingir um compromisso entre a maximização do rendimento e a minimização do coeficiente de oscilação da força de tracção.

Observe-se que o peso relativo do coeficiente de oscilação da força de tracção decresce de $10 \cdot (15 - v)$ até 0 permitindo que, a alta velocidade, a oscilação da força seja negligenciada face ao rendimento, e a baixa velocidade a mesma seja preferida enquanto factor de optimização. Refira-se, no entanto, que a escolha do melhor equilíbrio entre os diferentes factores a otimizar depende dos requisitos da aplicação do accionamento.

Finalmente, para cada função objectivo e para cada combinação força-velocidade, foi seleccionada a conjugação de valores de controlo que melhor desempenho apresenta.

Na Figura 4.63 pode-se observar, para cada combinação força-velocidade, o erro apresentado pela conjugação de valores seleccionada.

Considerando a optimização da primeira função objectivo, f_{optim1} , ou seja a maximização do rendimento, apresenta-se na Figura 4.64 o comparativo entre as duas estratégias de comando. Como se pode constatar, sempre que a máquina funcione num quadrante motor, o controlo PWM permite obter rendimentos mais elevados, no entanto sempre que a máquina funcione com gerador, ou travão regenerativo, o controlo histerético aparenta ser mais apropriado.

Para a optimização da função objectivo f_{optim2} , apresentada na Figura 4.65, o controlo histerético aparenta ser mais apropriado, apesar de, em funcionamento regenerativo, se obterem valores superiores com o controlo PWM, apresentando estes valores um padrão inconstante, antecipando algumas dificuldades de estabilidade no 2º e no 4º quadrantes.

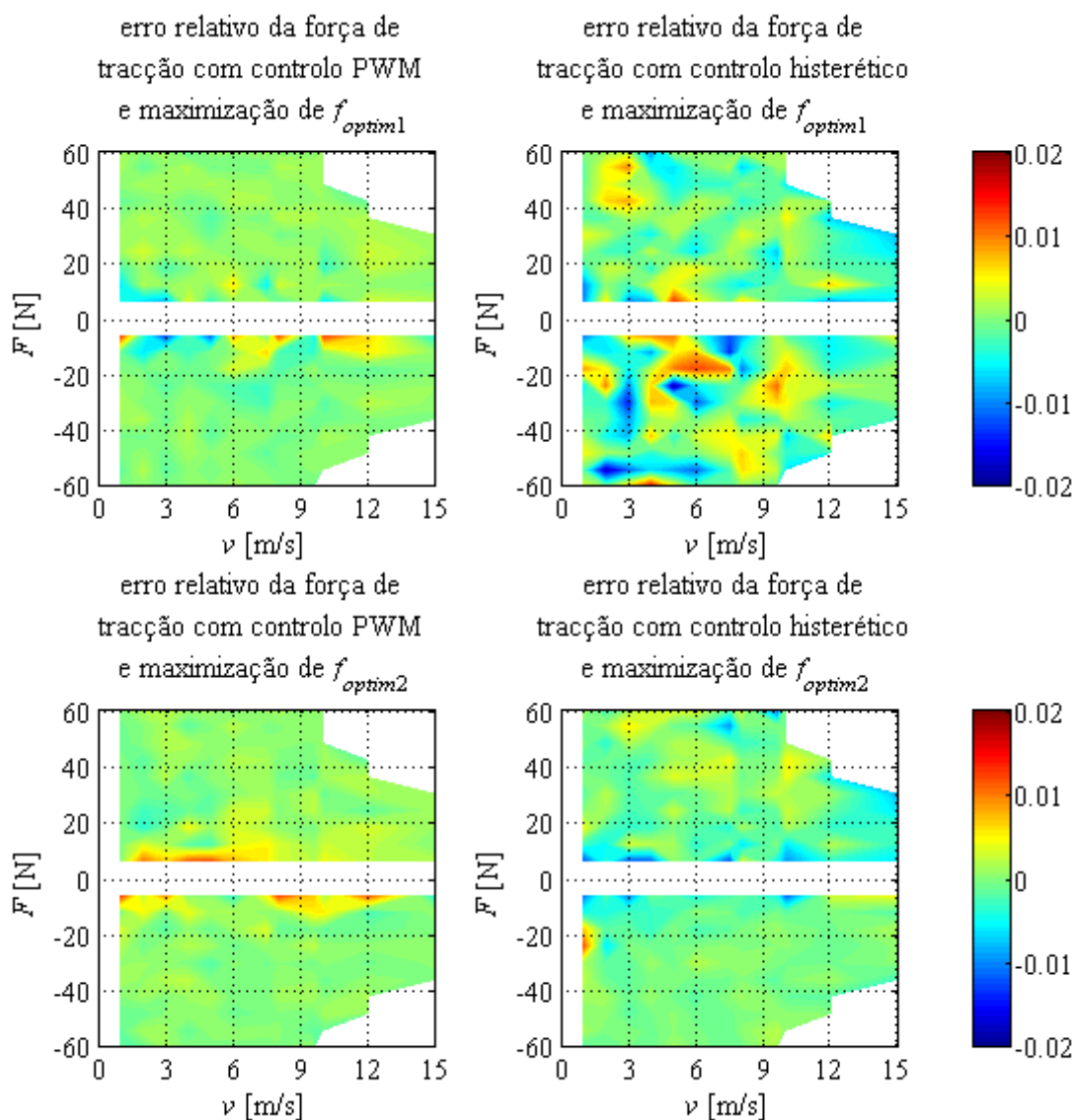


Figura 4.63 – Erro relativo da força de tracção.

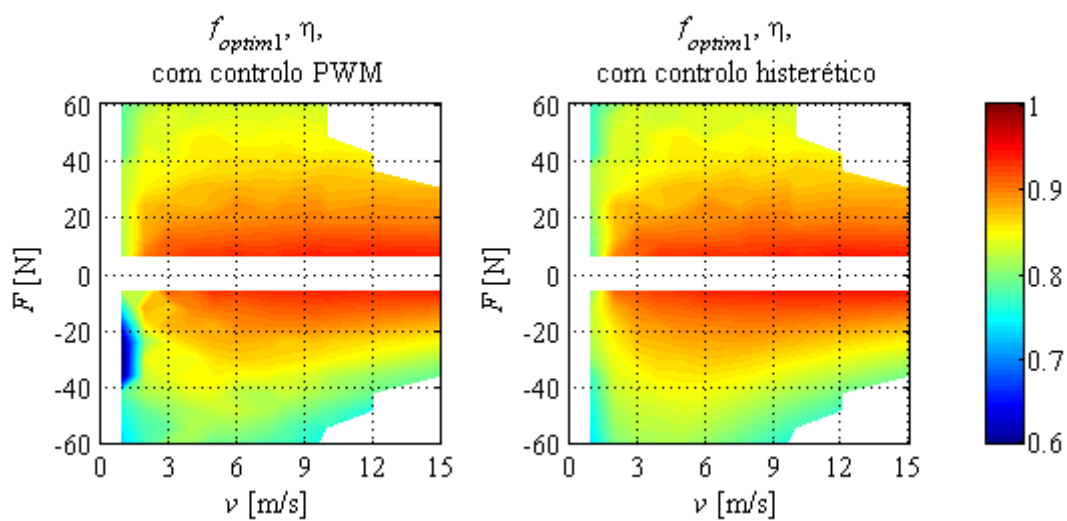


Figura 4.64 – Rendimento máximo da máquina.

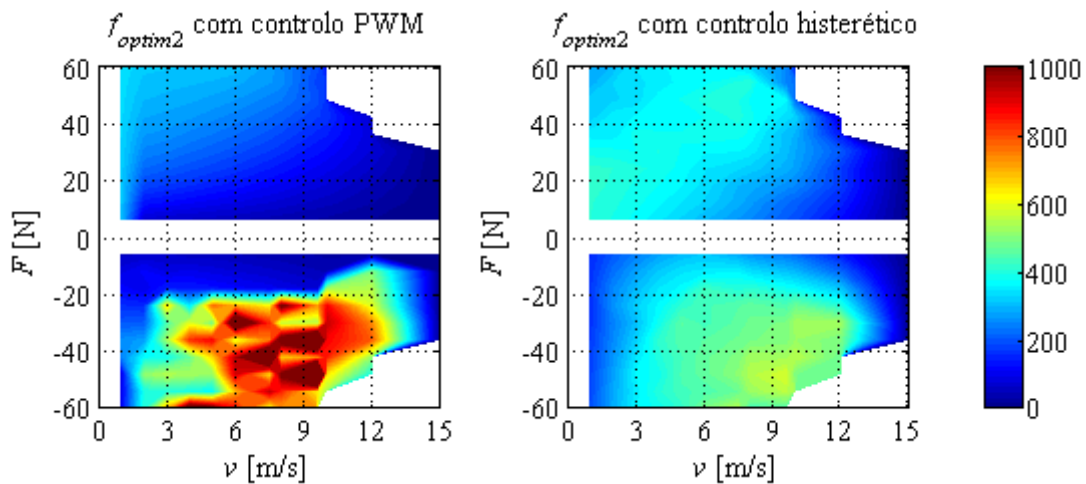


Figura 4.65 – Máximos valores da função f_{optim2} .

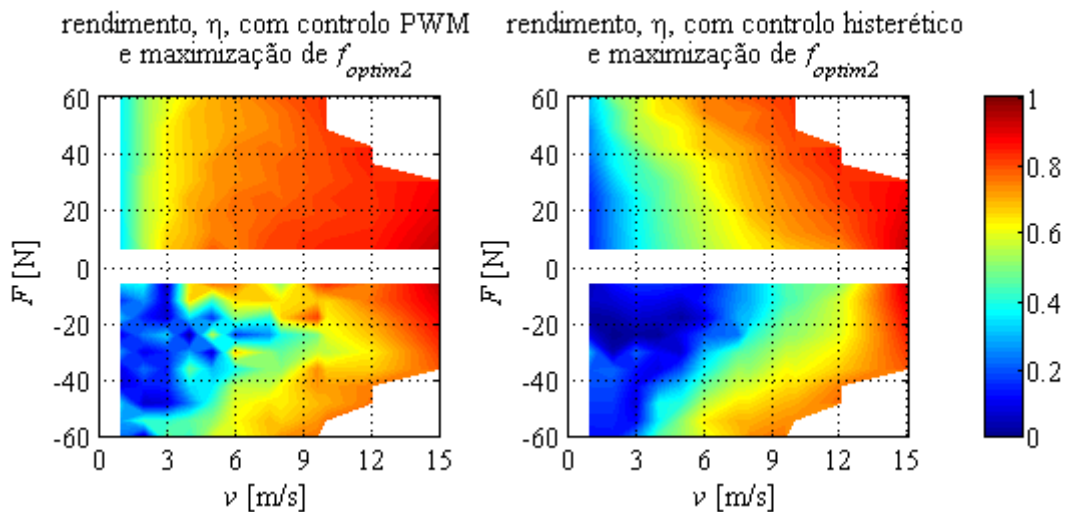


Figura 4.66 – Rendimento da máquina com a maximização de f_{optim2} .

Observando, na Figura 4.66, os valores do rendimento, quando f_{optim2} é a função objectivo, constata-se que o controlo PWM apresenta melhores valores de rendimento a baixa velocidade, no entanto na Figura 4.68 pode-se concluir que o controlo histerético apresenta coeficientes de oscilação da força de tracção mais reduzidos e mais homogéneos em toda a gama de regimes de funcionamento.

Refira-se que o controlo histerético implica a utilização de um maior número de entradas devido à necessidade de se verificar permanentemente o valor das correntes de fase. Paralelamente, o controlo PWM em funcionamento regenerativo requer a utilização de uma variável de controlo suplementar,

podendo desta forma requerer uma unidade de controlo com maior capacidade de processamento.

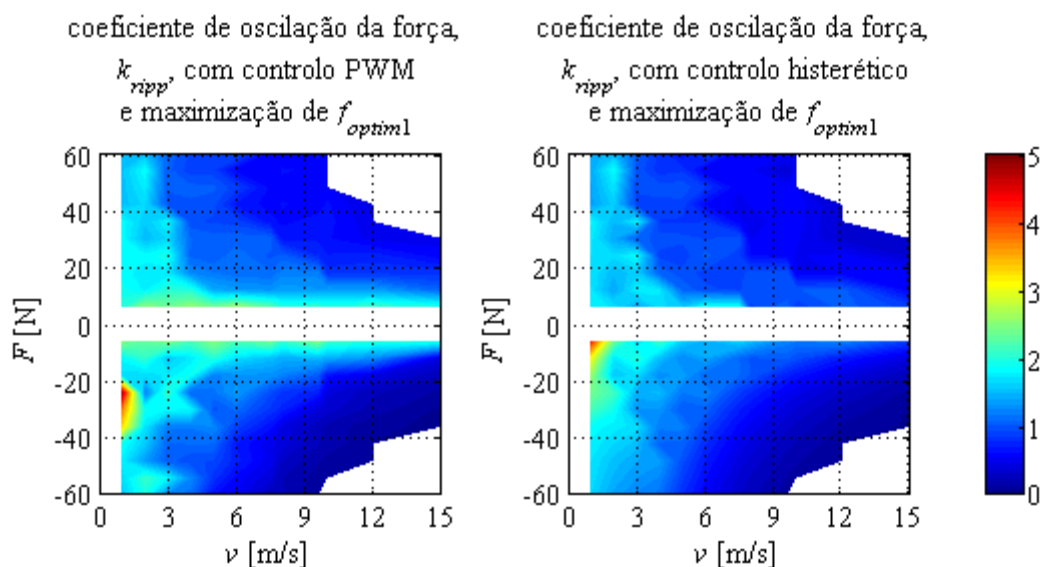


Figura 4.67 – Coeficiente de oscilação da força de tracção quando o rendimento é máximo.

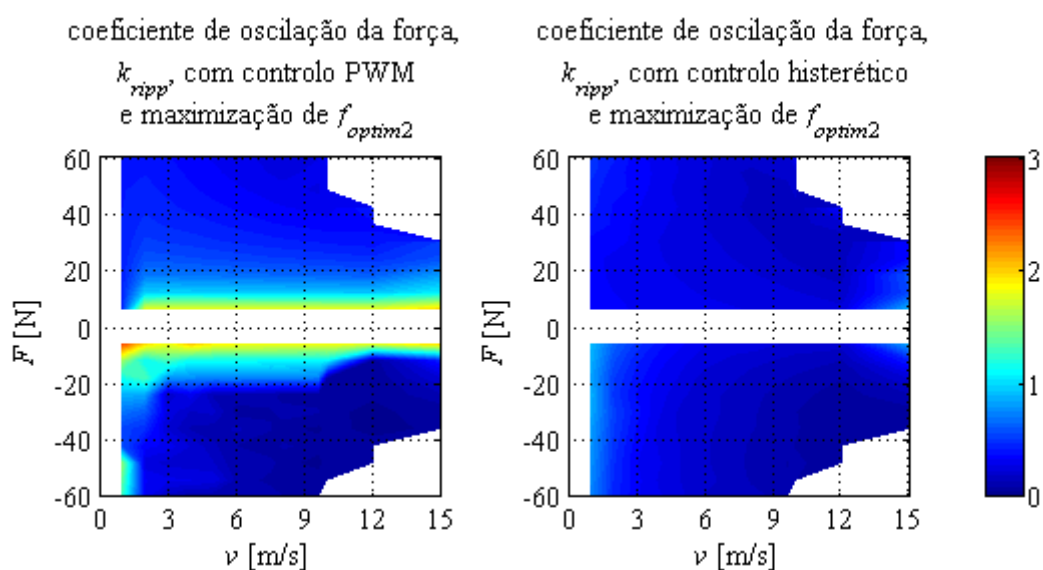


Figura 4.68 – Coeficiente de oscilação da força de tracção quando o rendimento é máximo.

Para melhor se avaliar a estabilidade intrínseca de cada uma das estratégias de comando observe-se, separadamente, a evolução de cada uma das grandezas envolvidas no controlo. Assim, observando a Figura 4.69 e a Figura 4.70 pode observar-se que, para a mesma função objectivo e para um funcionamento

como motor, a evolução da posição de início de condução apresenta uma evolução semelhante para as duas estratégias de comando, sendo ainda assim mais fácil obter uma função de governo para o controlo PWM.

Em funcionamento como gerador, e sobretudo quando a função a maximizar é f_{optim2} , o controlo PWM apresenta uma evolução irregular.

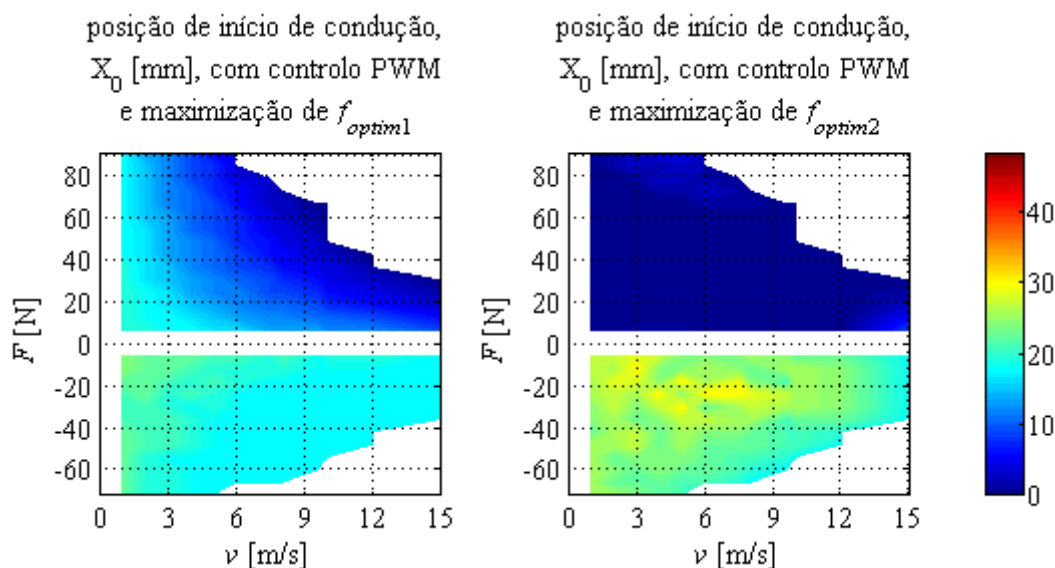


Figura 4.69 – Posição de início de condução para o controlo PWM.

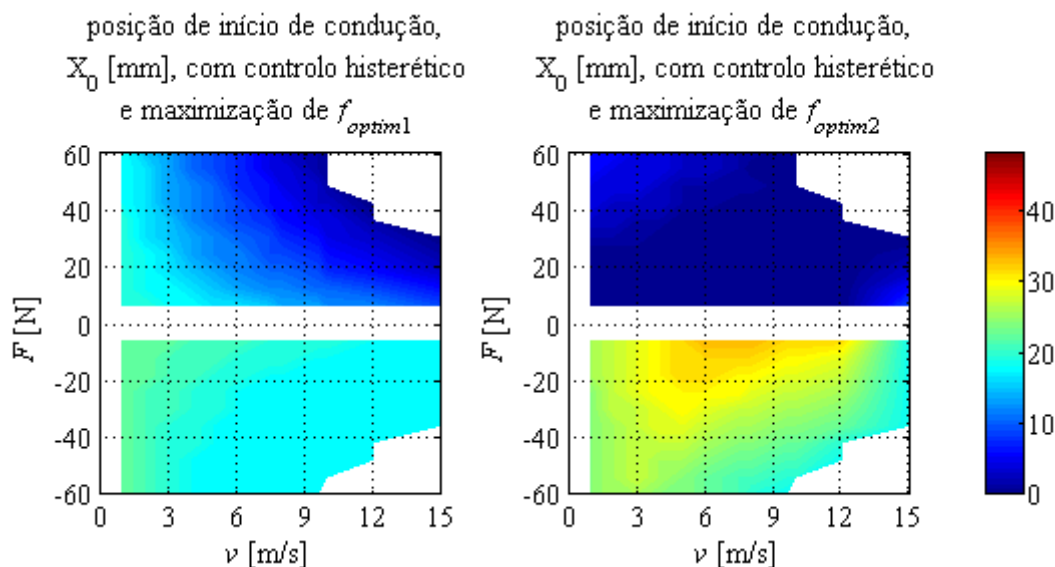


Figura 4.70 – Posição de início de condução para o controlo histerético.

A restantes variáveis de controlo cumprem objectivos distintos nas duas estratégias de comando, razão pela qual a comparação relativa não pode ser realizada variável a variável.

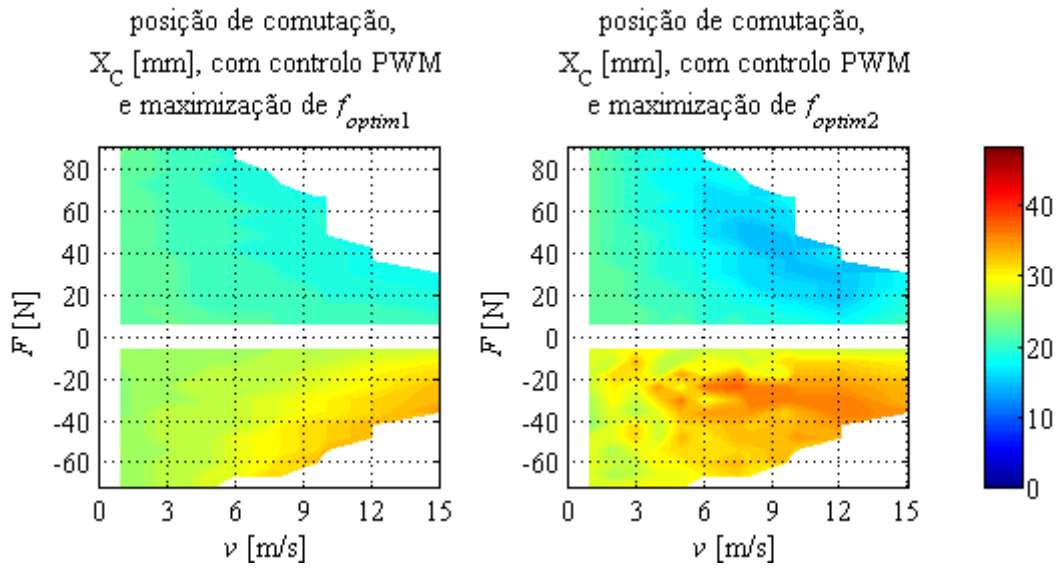


Figura 4.71 – Posição de comutação para o controle PWM.

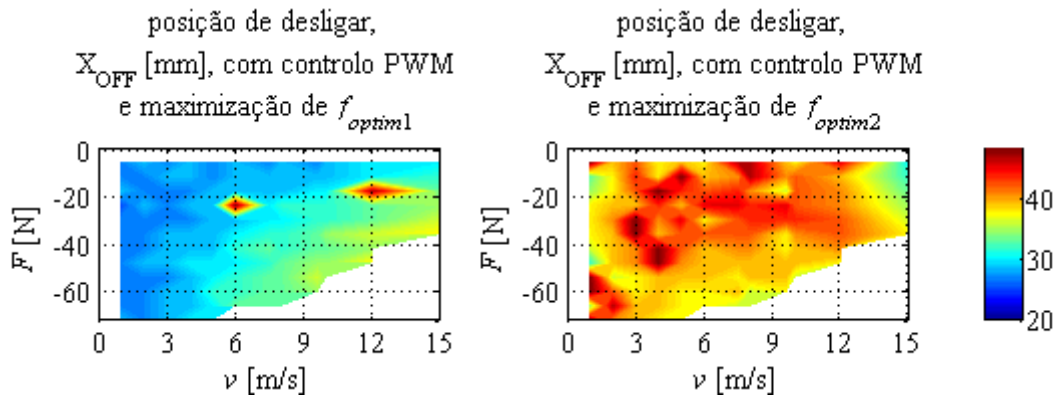


Figura 4.72 – Posição de desligar para o controle PWM.

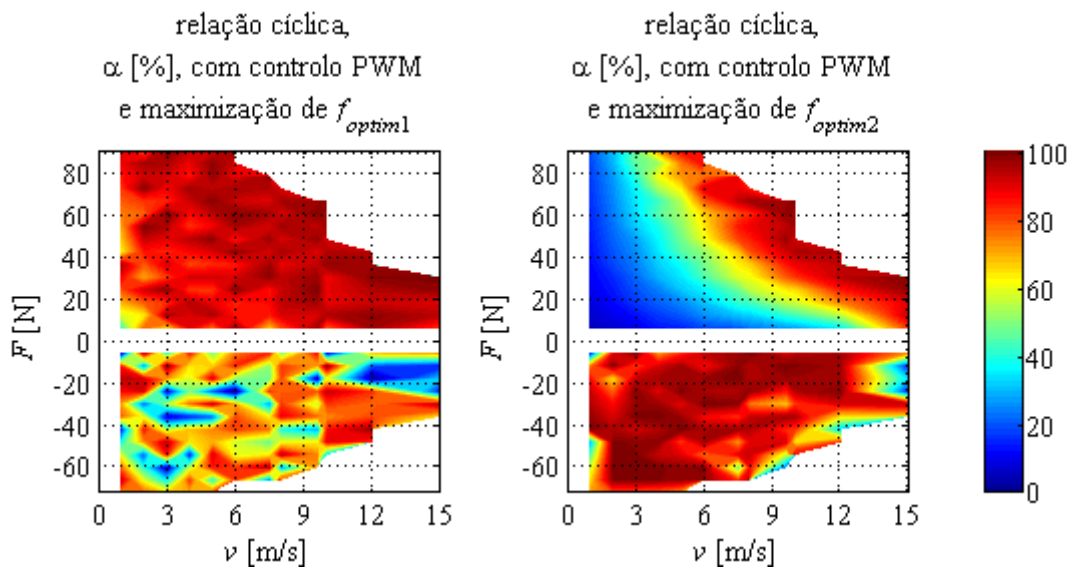


Figura 4.73 – Relação cíclica, α , para o controle PWM.

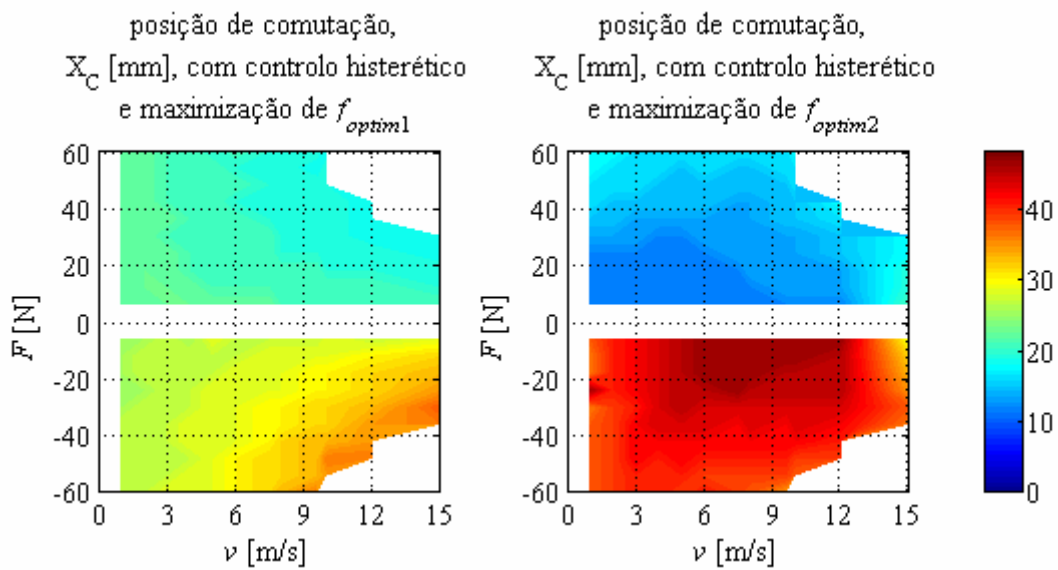


Figura 4.74 – Posição de comutação para o controlo histerético.

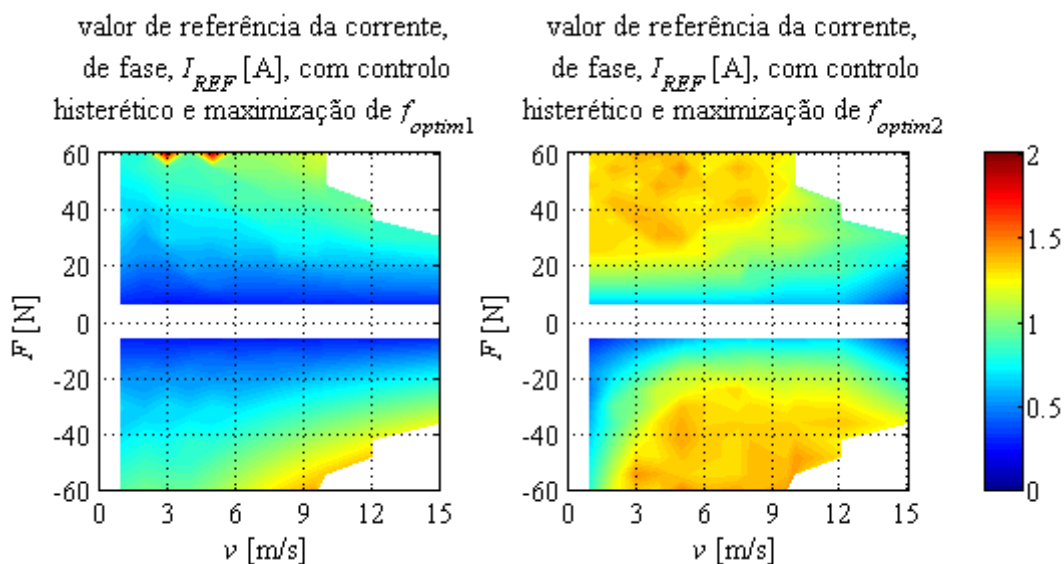


Figura 4.75 – Valor de referência da corrente de fase, I_{REF} , para o controlo histerético.

Os ábacos da Figura 4.71 à Figura 4.75, mostram que, qualquer que seja a função objectivo, em funcionamento como motor o comando PWM apresenta mais vantagens.

Analisando o funcionamento como gerador, constata-se que o controlo histerético apresenta maior estabilidade, ainda que o erro relativo apresente uma oscilação mais acentuada, apresentando por sua vez as grandezas de comando e controlo uma evolução mais homogénea e uniforme.

Note-se que o funcionamento como gerador com controlo PWM, é intrinsecamente instável, pois, a uma diminuição de velocidade, corresponderá um aumento de corrente e, conseqüentemente, um aumento da força resistiva que conduz a nova diminuição de velocidade. Como se pode concluir, este funcionamento é altamente instável.

Referências Bibliográficas

- [1] Juan Corrales Martín, “Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas”, Marcombo Boixareu Editores, Barcelona, España, 1982.
- [2] Nicholas J. Nagel and Robert D. Lorenz, “Modeling of a Saturated Switched-Reluctance Motor Using an Operating Point Analysis and the Unsaturated Torque Equation”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 714–722, Maio/Junho 2000.
- [3] Sushil Kumar Mendiratta, “Introdução ao Electromagnetismo”, Fundação Calouste Gulbenkian, Novembro de 1984.
- [4] D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A New Methodology for Dynamic Performance Simulation of a New Linear Switched Reluctance Motor based on Geometrical Dimensions”, WSEAS Transaction on Power Systems, Vol. 1, No. 7, pp. 1282-1287, July, 2006.
- [5] D. S. B. Fonseca, “O Motor de Relutância Variável Comutado e a Tolerância a Falhas”, Trabalho de Síntese das Provas de Aptidão Pedagógica e Capacidade Científica. Universidade da Beira Interior, Janeiro/Fevereiro 2002.
- [6] T.J.E. Miller, “Switched Reluctance Motors and their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, Reino Unido, 1993.
- [7] J. Chatelain, “Machines Électriques”, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1983.
- [8] N.S. Gameiro, A.J.M. Cardoso, “Analysis of SRM drives behaviour under the occurrence of power converter faults”, 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 821 - 825, June 29-11, 2003
- [9] Robert B. Inderka, Marcus Menne and Rik De Doncker, “Control of Switched Reluctance Drives for Electric Vehicles Application”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 48-53.

CAPÍTULO

5

CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DA MÁQUINA LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADA

Neste capítulo apresenta-se a caracterização experimental do protótipo construído, anteriormente dimensionado e simulado. Da análise experimental da máquina fazem parte os ensaios e procedimentos conducentes à obtenção dos parâmetros caracterizadores dos enrolamentos, entre os quais se destacam a medição das resistências, o ensaio de aquecimento, os ensaios para a obtenção das curvas de magnetização e os ensaios de tracção para caracterização da evolução da força estática em função da variação da corrente de fase e da posição relativa da máquina. Os valores obtidos experimentalmente são, sempre que possível, comparados com os valores resultantes do método de simulação proposto no capítulo anterior.

5.1 Introdução

Nos capítulos 3 e 4 efectuou-se o dimensionamento e a caracterização teórica da MLRVC. No entanto, uma análise mais completa implica a construção e o ensaio de um protótipo laboratorial de forma a avaliar-se as suas potencialidades e as suas limitações reais.

Assim, apresenta-se em primeiro lugar uma descrição do processo construtivo do protótipo, ilustrando fotograficamente, sempre que possível, as diferentes fases de construção [1].

Os ensaios caracterizadores do funcionamento da máquina, foram realizados de acordo com a seguinte ordem cronológica:

- Ensaio de continuidade e avaliação do equilíbrio óhmico entre as diferentes bobinas que compõem o enrolamento.
- Ensaio de aquecimento, para a determinação do máximo valor eficaz da corrente por pólo (corrente nominal), e para o traçado das curvas das correntes e das sobrecargas admissíveis, em função do tempo.
- Ensaio de tracção, para avaliar o valor da força propulsora, por fase, em cada posição e considerando diferentes valores de corrente na fase. Nestes ensaios, o primário da máquina foi colocado em diferentes posições, relativamente ao secundário, e bloqueado mecanicamente. O primário foi excitado com diferentes valores de corrente, e para cada um deles procedeu-se à leitura do valor da força exercida sobre uma célula de carga intercalada no sistema de bloqueio do primário.
- Ensaio de regime transitório para obtenção das curvas de magnetização. Assim, para cada uma das posições relativas entre primário e secundário pretendidas bloqueou-se o primário e alimentou-se a fase do motor com uma tensão contínua durante um período de tempo suficiente para a corrente ter atingido o valor máximo admitido pelo enrolamento, mas

sem o ultrapassar. Por integração do valor da tensão foi possível avaliar o fluxo encadeado na bobina e relacioná-lo com o correspondente valor da corrente de excitação.

Os ensaios acima indicados permitiram caracterizar o protótipo, de uma forma exaustiva, tendo sido de grande utilidade para o desenvolvimento da unidade de controlo e para a análise do funcionamento da máquina. Paralelamente, constituíram-se como uma referência para a definição das condições de aplicabilidade do accionamento proposto.

5.2 Construção do Protótipo

A construção do protótipo seleccionado no capítulo 3, cujas dimensões do circuito electromagnético se apresentam na Tabela 3.4, é aqui descrita, sendo os desenhos técnicos de engenharia relativos a este projecto apresentados no Anexo A3.

Na Figura 5.1 pode-se observar a máquina construída para melhor entendimento da estrutura da mesma, e desta forma melhor relacionar cada um dos componentes à sua funcionalidade.

Como se pode constatar, o enrolamento da máquina é constituído por 8 bobinas instaladas uma em cada dente do primário, sendo por sua vez cada fase constituída por duas bobinas opostas. Por outro lado, cada uma dessas bobinas é constituída por dois circuitos, estando todos os terminais acessíveis ao exterior, através de uma coroa de junções como se pode observar na Figura 5.1. Os quatro circuitos resultante das duas bobinas de cada fase são ligados entre si em paralelo, perfazendo assim um total de quatro circuitos paralelos por fase. Saliente-se ainda que cada um dos circuitos integrantes de cada bobina, foi por sua vez seccionado em diferentes partes para tornar possível ensaios de curto-circuitos entre espiras do primário e, desta forma, estudar o desempenho da máquina em situações de falha. Atendendo a que as bobinas foram concebidas e construídas com uma configuração de bobinagem não usual, para melhor

compreensão apresenta-se no Anexo A1 uma descrição esquemática pormenorizada não só de cada bobina, mas também das diferentes fases do enrolamento.

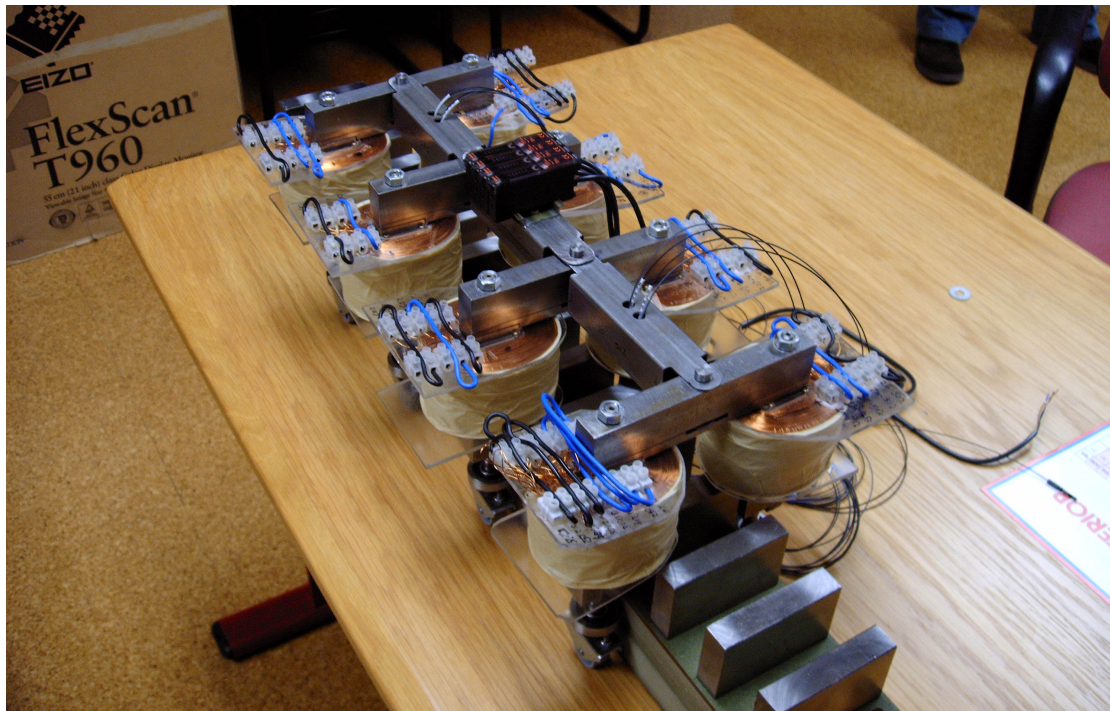


Figura 5.1 – Vista geral do protótipo de MLRVC construído.

É também possível visualizar na Figura 5.1 o modo de acoplamento mecânico entre as diferentes fases da máquina, e na Figura 5.2 pode-se observar a forma como o primário é sustentado mecanicamente, bem como a forma como a máquina é guiada ao longo do carril de modo a garantir a uniformidade do valor do entreferro. Saliente-se que, dado o elevado valor das forças de atracção existentes entre primário e secundário, o requisito mais importante consiste em garantir um valor mínimo para esse entreferro.

Deste modo, o apoio de eixo horizontal (rodas) procura minimizar o atrito de deslocamento entre a máquina e o solo, enquanto que os rolamentos, de eixo vertical, e encostados ao carril têm como função fixar o valor do entreferro, e assegurar a orientação do primário, principalmente em curva, com um atrito mínimo.

Por sua vez, na Figura 5.3 pode-se observar com maior detalhe um dos dentes do primário, em material ferro-magnético (aço macio), com a respectiva bobina de excitação.

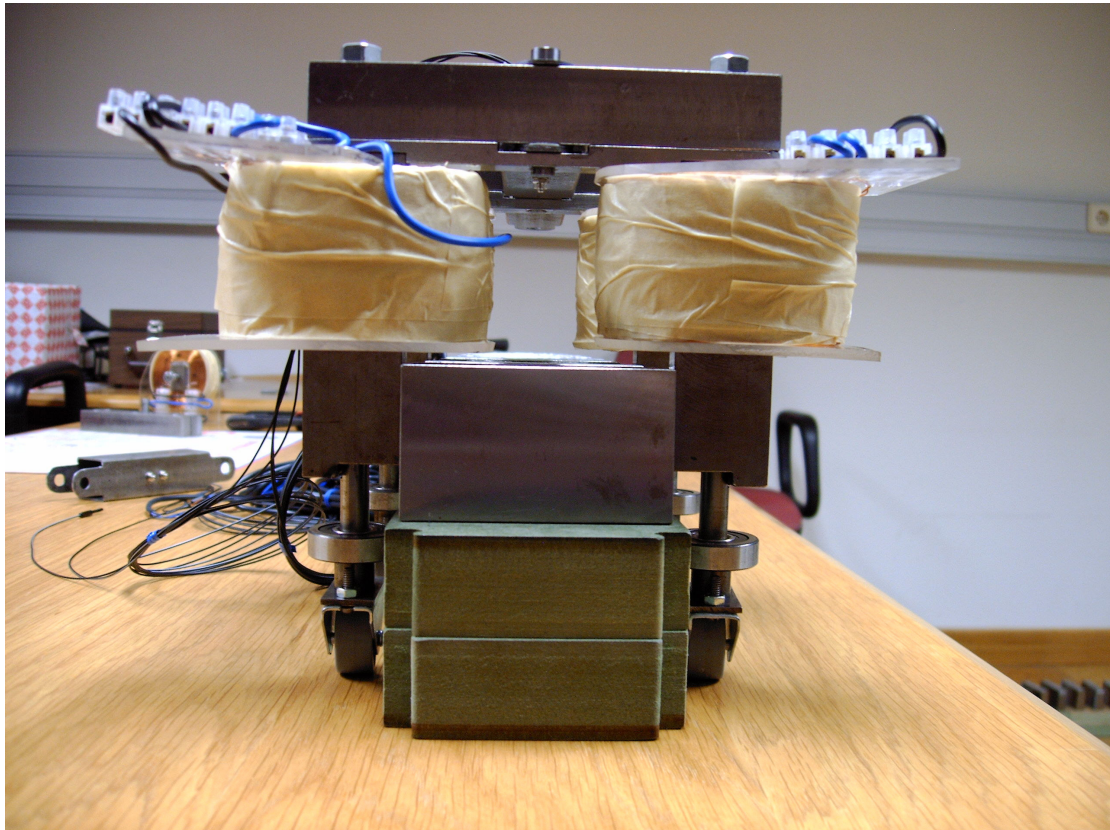
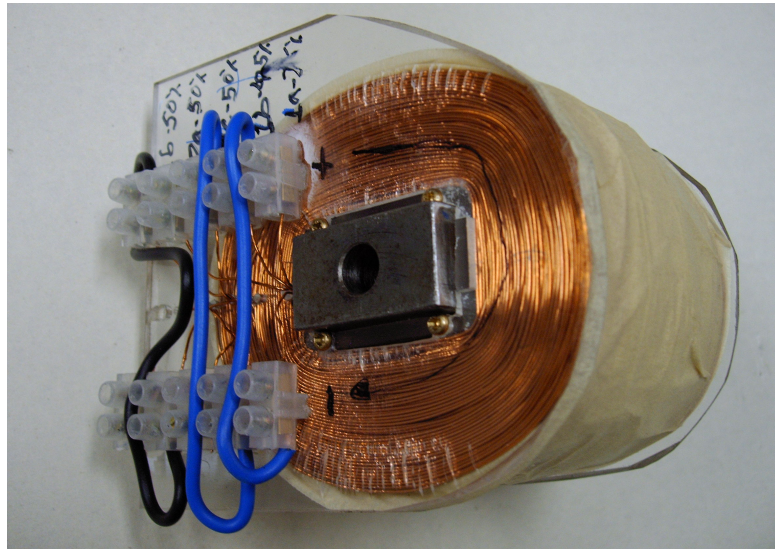


Figura 5.2 – Vista de topo da máquina, com o pormenor do sistema de apoio e guiamento do primário.

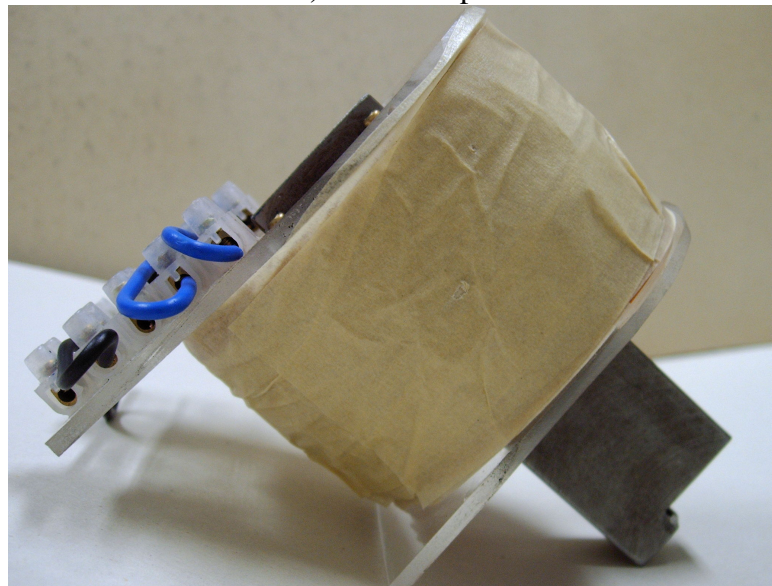
Procedeu-se à execução de um furo passante, de eixo vertical, no núcleo ferro-magnético para permitir a colocação do apoio (ver Figura 5.4), e que, para além de suportar o primário, funciona, também, como peça de aperto entre o dente e as peças que compõem o núcleo ferro-magnético transversal do primário (ver Figura 5.5).

Como se pode observar, e contrariamente ao que seria desejável, o núcleo ferro-magnético da máquina é constituído por aço macio maciço. A razão para este facto é, exclusivamente, de ordem económica. A utilização de chapas magnéticas exigiria vários moldes de corte, ou tecnologia de corte laser,

extremamente onerosa, além de que não seria fácil encontrar no mercado chapas magnéticas adequadas, do ponto de vista dimensional.



a) vista de topo



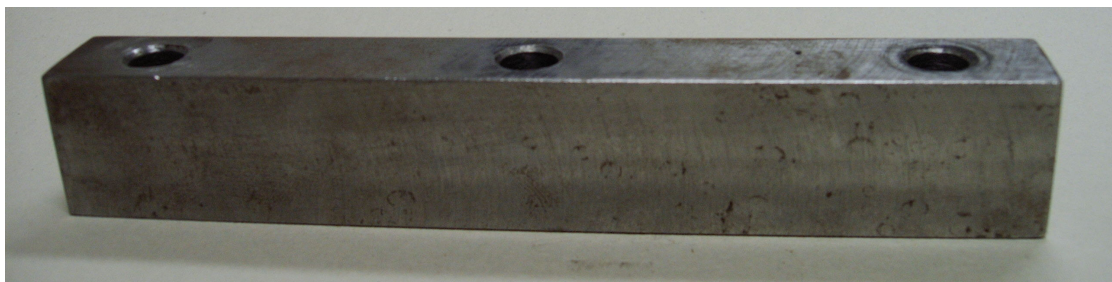
b) vista lateral

Figura 5.3 – Vistas de pormenor de um dente do primário da máquina com a respectiva bobina instalada.

Um vez que a máquina proposta pretende ser uma solução economicamente viável em tracção, o secundário não pode ser construído com materiais muito dispendiosos pois este poderia ter vários quilómetros de extensão. Assim, seria pouco racional utilizar chapa magnética para construir os milhares de dentes do secundário.



Figura 5.4 – Vista de pormenor dos apoios do primário.



a) travessa superior



b) travessa inferior

Figura 5.5 – Vistas de pormenor das travessas da máquina (peças que compõem o núcleo ferro-magnético transversal do primário).

O carril secundário da máquina, fotograficamente ilustrado da Figura 5.6 à Figura 5.8, é constituído por blocos paralelepípedicos de aço maciço fixos, por meio de dois parafusos M8 sextavados, a um carril de material não magnético, tendo-se optado pelo MDF hidrófilo. O conjunto foi segmentado por troços

modulares, podendo perfazer um total de 80 passos polares de secundário em linha recta, segmentados em troços de 8 passos polares. As curvas do circuito foram seccionadas em 24 módulos, contendo, cada um, 4 passos polares do secundário e perfazendo uma distância angular de 15° cada.

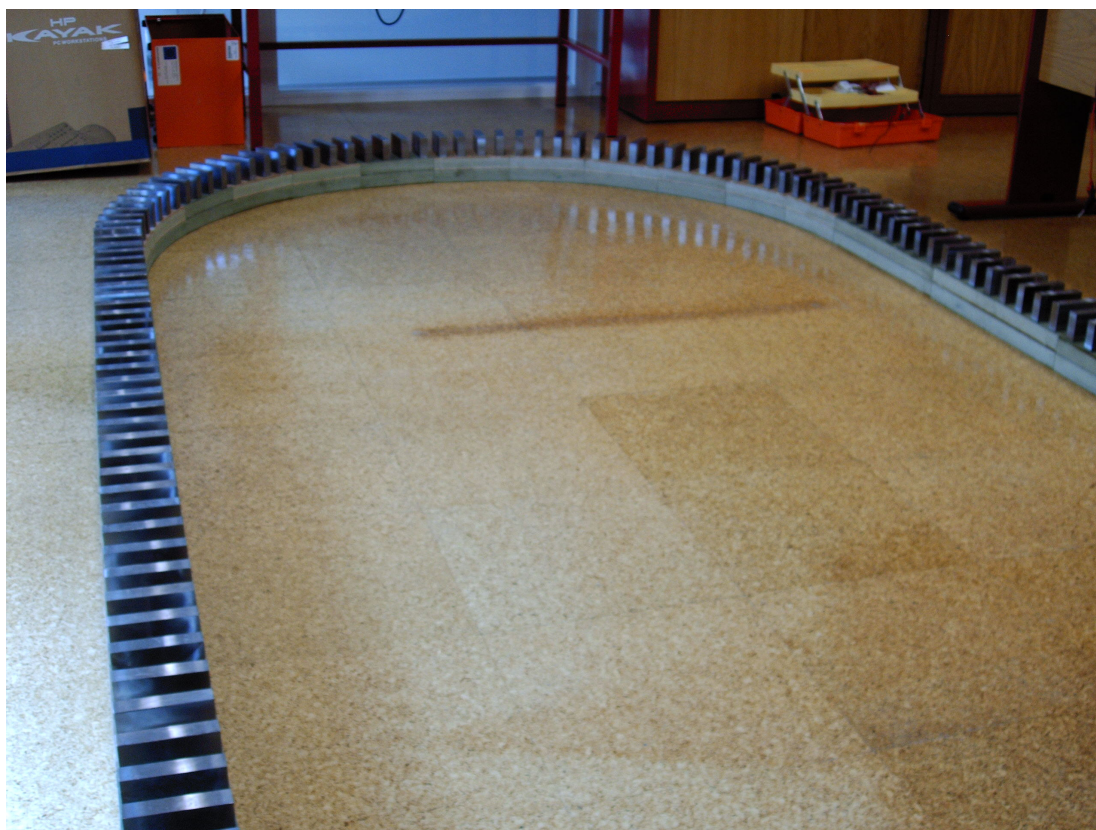


Figura 5.6 – Vista geral do secundário da máquina.

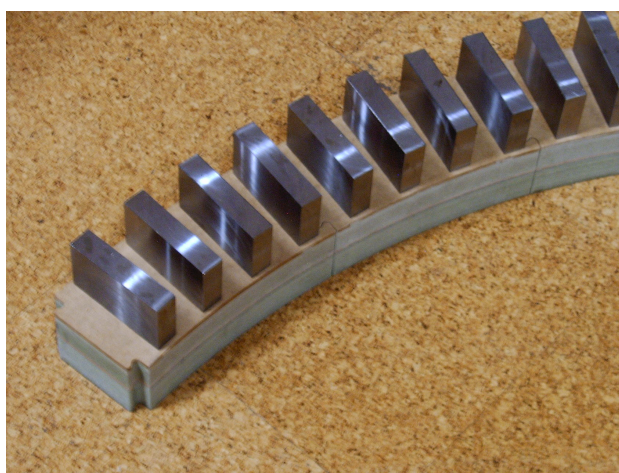
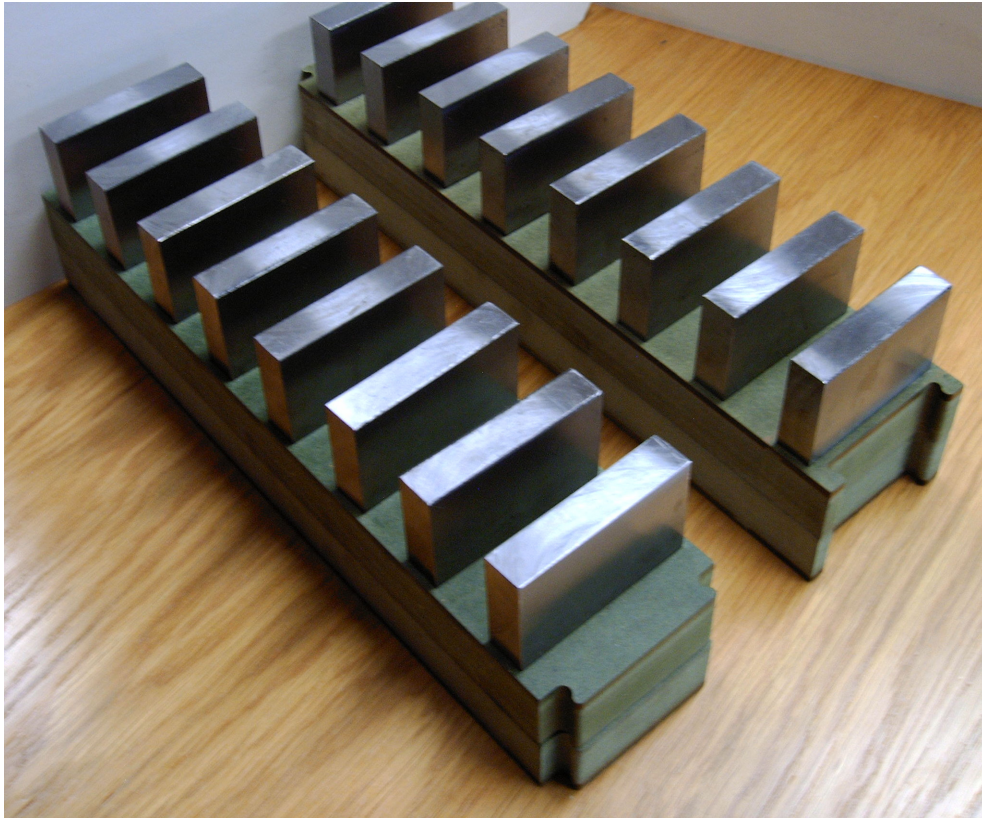


Figura 5.7 – Pormenor de um troço de curva do secundário da máquina.



a) vista panorâmica



b) pormenor de fixação dos dentes do secundário ao carril

Figura 5.8 – Pormenores de uma peça do troço recto do secundário da máquina.

5.3 Caracterização Óhmica dos Enrolamentos da Máquina

Para se caracterizar as bobinas do primário procedeu-se a um primeiro ensaio de avaliação da resistência de cada uma delas. Desta forma, pode-se verificar a eventual existência de desequilíbrios entre os respectivos valores das resistências, o que, a acontecer, condicionaria fortemente o funcionamento e o desempenho do protótipo. Por outro lado, este ensaio preliminar serviu igualmente para confirmar que nenhuma das bobinas se encontrava em circuito aberto.

Paralelamente, este ensaio permitiu ainda validar a metodologia utilizada para o cálculo teórico do valor da resistência, expressa no capítulo 3. Assim, considerando:

$$R_b = \frac{\rho_{cu} N_e [2 \cdot K_{CW} \cdot w + \pi \cdot K_{CC} \cdot (b_p + l_B)]}{\pi \cdot \left(\frac{D_{cu}}{2}\right)^2} \quad (5.1)$$

obtém-se, para o protótipo construído,

$$R_b = \frac{1,7 \times 10^{-8} \times 1680 [2,2 \cdot 33 \times 10^{-3} + \pi \cdot 0,9(18 + 24) \times 10^{-3}]}{\pi \cdot \left(\frac{0,5 \times 10^{-3}}{2}\right)^2} = 27,83 \Omega \quad (5.2)$$

R_b [Ω]	Bobina 1	Bobina 2	Bobina 3	Bobina 4
Fase 1	28	28,5	28	28,5
Fase 2	28	28,2	28	28,3
Fase 3	28,1	28,2	28	28
Fase 4	28	28	28	28,2

Tabela 5.1 – Valor da resistência das bobinas da máquina.

Procedeu-se então à medição da resistência das bobinas da máquina, Tendo-se obtidos os valores que se apresentam na Tabela 5.1, Constatando-se haver não só um excelente equilíbrio entre eles, mas também uma grande aproximação ao valor calculado teoricamente.

É usual, no projecto e prototipagem de máquinas eléctricas, o cálculo e a medição dos coeficientes de indução das bobinas. No entanto, para uma máquina de relutância variável, esses coeficientes de indução são variáveis no espaço e no tempo, tornando inconsequente a aferição de um qualquer valor.

5.4 Caracterização Térmica da Máquina

A análise electromecatrónica é determinante no projecto de um accionamento deste tipo, no que respeita às suas dimensões geométricas e aos materiais utilizados, pois permite estimar o desempenho, para diferentes regimes de funcionamento, no que respeita às forças de tracção, tensões e correntes na máquina. Todavia, a análise térmica das máquinas –processo bastante mais complexo por envolver fenómenos de transferência de calor difíceis de modelizar–, só recentemente, e por utilização de modelos numéricos de volumes finitos, tem sido utilizada em máquinas rotativas por estas apresentarem menor capacidade de transferência de calor, por radiação, para o ambiente. No que respeita às máquinas lineares, a necessidade de uma avaliação prévia do comportamento térmico não é tão evidente, sendo usual o estudo laboratorial do comportamento térmico de um protótipo, com o objectivo de avaliar a capacidade da máquina em transferir o calor produzido no seu interior para o meio envolvente, e assim quantificar a intensidade de corrente que as bobinas podem suportar durante um determinado período de tempo sem se colocar em risco a integridade dos materiais isolantes.

A modelização térmica de máquinas eléctricas, com o objectivo de se determinar a máxima corrente admissível nos enrolamentos, foi primeiramente proposta por Amadeu Leão Rodrigues em [2], tendo sido apresentada em [3]

uma curva universal de sobrecargas baseada naquela modelização, em que se considera a potência de aquecimento constante. A metodologia que se propõe seguidamente tem como ponto de partida o modelo exposto em [2], no entanto considera uma corrente de aquecimento constante, levando em linha de conta a variação da potência de aquecimento com a temperatura da máquina.

Efectivamente, a temperatura de funcionamento da máquina é determinante na durabilidade do isolamento dos condutores das bobinas. Assim, e de acordo com [4], o tempo de vida média do isolamento de uma máquina eléctrica é inversamente proporcional à temperatura de funcionamento, sofrendo o material isolante uma redução exponencial do seu tempo de vida média com um aumento linear da temperatura de funcionamento.

Importa referir que, embora a unidade do sistema internacional (SI) para a temperatura seja o Kelvin, se optou, para maior percepção do trabalho e comodidade de leitura, por utilizar-se a unidade industrial de temperatura, o grau Celsius, °C, sendo representada por θ , Ex.: $\theta = 25^\circ\text{C}$.

5.4.1 Curva de Aquecimento

Considerando que a máquina em análise é um corpo homogéneo, situado num ambiente com ventilação natural estabilizada, a sua taxa de variação da temperatura será directamente proporcional à potência calorífica que lhe é fornecida P_{in} , normalmente resultante das perdas por efeito de Joule e dos atritos, e inversamente proporcional à taxa de transferência de calor para o meio envolvente (por radiação, convecção e condução). Assim, o balanço energético do processo de aquecimento do corpo (máquina) é matematicamente representado pela seguinte expressão:

$$P_{in} = \frac{\partial Q}{\partial t} + P_{diss} \quad (5.3)$$

onde Q representa a energia de aquecimento da máquina e P_{diss} a potência calorífica dissipada pela máquina para o meio envolvente.

Como é sabido, a energia de aquecimento condiciona a variação da temperatura de um corpo. Assim sendo, para se obter uma variação de temperatura $\Delta\theta$ num corpo de massa M , constituído por um material com calor específico c , é necessário fornecer uma energia de aquecimento Q tal que:

$$\Delta\theta = \frac{Q}{Mc} \quad (5.4)$$

Como se referiu anteriormente, um corpo pode transferir calor para o meio envolvente por uma qualquer combinação dos seguintes fenómenos: convecção natural, convecção forçada, condução e radiação. No entanto, numa máquina eléctrica como aquela que se propõe neste trabalho, a convecção forçada não existe, e as transferências de calor por radiação e por condução são extremamente reduzidas devido, respectivamente, à baixa emissividade do aço cinzento e ao facto da estrutura de apoio ser construída em madeira, que é um material de baixa condutividade térmica. Conclui-se então que a dissipação térmica na máquina se processa predominantemente por convecção natural que, segundo a Lei de Newton, pode ser matematicamente representada pela seguinte relação:

$$P_{diss} = hS(\theta_m - \theta_{amb}) \quad (5.5)$$

onde h representa o coeficiente de transferência de calor, S a área total da superfície de dissipação da máquina, θ_m a temperatura da máquina, e θ_{amb} a temperatura ambiente.

É do conhecimento geral que a resistência eléctrica de um condutor varia linearmente com a temperatura do material, de acordo com a seguinte expressão:

$$R_\theta = R_{amb} [1 + \alpha_{amb} (\theta - \theta_{amb})] \quad (5.6)$$

Sendo R_θ o valor da resistência do condutor quando à temperatura θ , R_{amb} o valor da resistência do mesmo condutor quando se encontra à temperatura ambiente, θ_{amb} , e α_{amb} o coeficiente de temperatura do material constituinte do

condutor para a temperatura ambiente. Considerando o cobre macio, o valor do coeficiente de temperatura a 20°C (α_{20}) é de $0,00393^{\circ}\text{C}^{-1}$. Assim, o coeficiente de temperatura do cobre macio para uma qualquer temperatura ambiente será calculado recorrendo-se à seguinte expressão [4]:

$$\alpha_{amb} = \frac{R_{20} \times \alpha_{20}}{R_{amb}} \quad (5.7)$$

Por conseguinte, uma outra expressão importante a ter em conta no estudo da curva de aquecimento da máquina eléctrica, diz respeito à variação da potência de aquecimento com a temperatura e com a intensidade da corrente:

$$P_{in} = R_{amb} [1 + \alpha_{amb} (\theta_m - \theta_{amb})] I^2 \quad (5.8)$$

No sentido da simplificação no que respeita ao cálculo experimental da constante de tempo térmica de aquecimento, o estudo que se apresenta deve basear-se num funcionamento a corrente constante.

Como é sabido, comprova-se experimentalmente que o aumento da resistividade volumétrica a que fica sujeita uma amostra de cobre ou de alumínio electrotécnico, por cada grau de aumento da sua temperatura, é uma constante c exclusiva do material, sendo independente da qualidade da amostra ensaiada, da resistividade inicial da mesma, assim como da sua temperatura inicial. De acordo com as normas CEI, essa constante, para o cobre, apresenta o seguinte valor [4]:

$$c = 68 \times 10^{-6} \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}}{^{\circ}\text{C}} = 68 \times 10^{-12} \Omega \cdot \text{m} \cdot ^{\circ}\text{C}^{-1}$$

Uma vez que o fenómeno enunciado traduz uma relação linear, pode-se escrever a seguinte expressão:

$$\rho_{\theta_2} = \rho_{\theta_1} + c(\theta_2 - \theta_1) \quad (5.9)$$

sendo ρ_{θ_1} e ρ_{θ_2} as resistividades do cobre, respectivamente às temperaturas θ_1 e θ_2 . Assim sendo, define-se o coeficiente de temperatura médio a partir de θ_1 ,

α_{θ_1} , como sendo a variação da resistividade por grau Celsius, referida ao valor inicial da resistividade, isto é, ρ_{θ_1} , tendo-se então [4]:

$$\alpha_{\theta_1} = \frac{\rho_{\theta_2} - \rho_{\theta_1}}{\theta_2 - \theta_1} \frac{1}{\rho_{\theta_1}} \quad (5.10)$$

ou seja, considerando-se (5.9):

$$\alpha_{\theta_1} = \frac{c}{\rho_{\theta_1}} \quad (5.11)$$

Por conseguinte, o coeficiente de temperatura é inversamente proporcional à resistividade inicial ρ_{θ_1} .

Atendendo a que se tem, para o cobre padrão internacional, à temperatura de 20°C, uma resistividade:

$$\rho_{20} = \frac{1}{58} \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1} = \frac{1}{57,8} \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$$

ao considerar-se $\theta_1 = 20^\circ\text{C}$, obtém-se, por substituição em (5.11), dos valores de c e de ρ_{20} , o seguinte coeficiente de temperatura, para 20 °C:

$$\alpha_{20} = \frac{68 \times 10^{-12}}{\frac{1}{58} \times 10^{-6}} = 0,00393 \text{C}^{-1}$$

Por outro lado, considerando-se $\theta_1 = 20^\circ\text{C}$ e $\theta_2 = \theta_{amb}$, sendo esta temperatura, normalmente superior a 20 °C, pode-se escrever, tendo em atenção (5.11):

$$\alpha_{amb} = \frac{c}{\rho_{amb}} \quad (5.12)$$

$$\alpha_{20} = \frac{c}{\rho_{20}} \quad (5.13)$$

Por conseguinte, ao dividir-se membro a membro estas duas expressões obtém-se:

$$\alpha_{amb} = \frac{\rho_{20} \cdot \alpha_{20}}{\rho_{amb}} \quad (5.14)$$

Uma vez que se tem, genericamente,

$$R_{\theta} = \rho_{\theta} \frac{l}{S} \quad (5.15)$$

então (5.14) e (5.15) dão origem à expressão (5.7).

Combinando matematicamente as equações (5.3) a (5.8), aplicadas a uma máquina eléctrica, obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$Mc \frac{\partial(\Delta\theta_m)}{\partial t} + hS(\theta_m - \theta_{amb}) - R_{amb} [1 + \alpha_{amb}(\theta_m - \theta_{amb})] I^2 = 0 \quad (5.16)$$

Atendendo a que a temperatura inicial da máquina é constante, pode reescrever-se (5.16) da seguinte forma:

$$Mc \frac{\partial\theta_m}{\partial t} + (hS - R_{amb}\alpha_{amb}I^2)(\theta_m - \theta_{amb}) - R_{amb}I^2 = 0 \quad (5.17)$$

Assim sendo, a solução da equação diferencial (5.17), que permite determinar a temperatura da máquina no instante t , depende do valor da corrente responsável pelo aquecimento (corrente de aquecimento). Deste modo, sendo:

$$I = \sqrt{\frac{hS}{\alpha_{amb} R_{amb}}} \quad (5.18)$$

virá:

$$\theta_m = \theta_0 + \frac{R_{amb}I^2}{Mc} t \quad (5.19)$$

sendo θ_0 a temperatura inicial da máquina.

Se, por oposição, se tiver:

$$I \neq \sqrt{\frac{hS}{\alpha_{amb} R_{amb}}} \quad (5.20)$$

então a solução da equação diferencial (5.17) terá a seguinte forma:

$$\theta_m = (\theta_0 - \theta_{mF}) e^{-\frac{t}{\tau_{aq}}} + \theta_{mF} \quad (5.21)$$

onde θ_{mF} é a temperatura final de estabilidade térmica, isto é, de regime permanente, e τ_{aq} a constante de tempo térmica de aquecimento, dada pela expressão:

$$\tau_{aq} = \frac{Mc}{hS - R_{amb}\alpha_{amb}I^2} \quad (5.22)$$

Considerando o estado de equilíbrio térmico da máquina – alcançado quando a potência calorífica transferida para o meio envolvente iguala a potência calorífica gerada no seu interior –, denominado por regime permanente, a máquina não sofre incrementos de temperatura, logo, obtém-se para a temperatura nesse regime, também designada de temperatura final θ_{mF} , a expressão:

$$\theta_{mF} = \frac{R_{amb}I^2}{hS - R_{amb}\alpha_{amb}I^2} + \theta_{amb} \quad (5.23)$$

A diferença entre a temperatura em regime permanente e a temperatura ambiente ($\theta_{mF} - \theta_{amb}$) é usualmente denominada de aquecimento de regime. Por outro lado, a existência de um aquecimento de regime está condicionada a um valor positivo da constante de tempo térmica de aquecimento, de forma a que a função exponencial tenda para zero quando t tende para infinito. Assim, a equação (5.18) permite avaliar o valor da corrente acima do qual não é possível encontrar um regime de estabilidade térmica, sendo que, para valores iguais ou superiores, o corpo é incapaz de transferir para o meio envolvente todo o calor gerado no seu interior, levando a um aumento incontrolável da temperatura até à destruição térmica dos materiais isolantes da máquina.

Por conseguinte, o máximo valor de corrente que conduz à estabilidade térmica é dado por:

$$I < \sqrt{\frac{hS}{\alpha_{amb} R_{amb}}} \quad (5.24)$$

Considerando que a máquina, no instante inicial $t=0$, se encontra à temperatura ambiente, resulta:

$$\theta_m = (\theta_{mF} - \theta_{amb}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{aq}}} \right) + \theta_{amb} \quad (5.25)$$

Ou ainda:

$$\theta_m = \frac{R_{amb} I^2}{hS - R_{amb} \alpha_{amb} I^2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{aq}}} \right) + \theta_{amb} \quad (5.26)$$

Importa salientar que a solução da equação (5.17), representada através de (5.26), está condicionada ao respeito pela condição expressa em (5.20).

Defina-se θ^* como sendo o aquecimento da máquina em valores por unidade (pu), tomando por base o máximo valor de aquecimento definido por $(\theta_{mF} - \theta_{amb})$, ou seja:

$$\theta^* = \frac{\theta_m - \theta_{amb}}{\theta_{mF} - \theta_{amb}} \quad (5.27)$$

Pode também definir-se t^* como sendo o tempo em valores pu , tomando por base o valor da constante de tempo τ_{aq} :

$$t^* = \frac{t}{\tau_{aq}} \quad (5.28)$$

Deste modo, obtém-se assim o aquecimento da máquina em valores pu , dado pela seguinte expressão:

$$\theta^* = 1 - e^{-t^*} \quad (5.29)$$

A curva de aquecimento em valores pu , representada pelo expressão (5.29) e ilustrada na Figura 5.9, é válida para todas as máquinas eléctricas, e evolui exponencialmente para a assíntota horizontal correspondente ao aquecimento de regime, ou seja $\theta^*=1$. A tangente geométrica à curva na origem intersecta

aquela assíntota horizontal em $t^*=1$, valor que corresponde em absoluto à constante de tempo térmica de aquecimento da máquina.

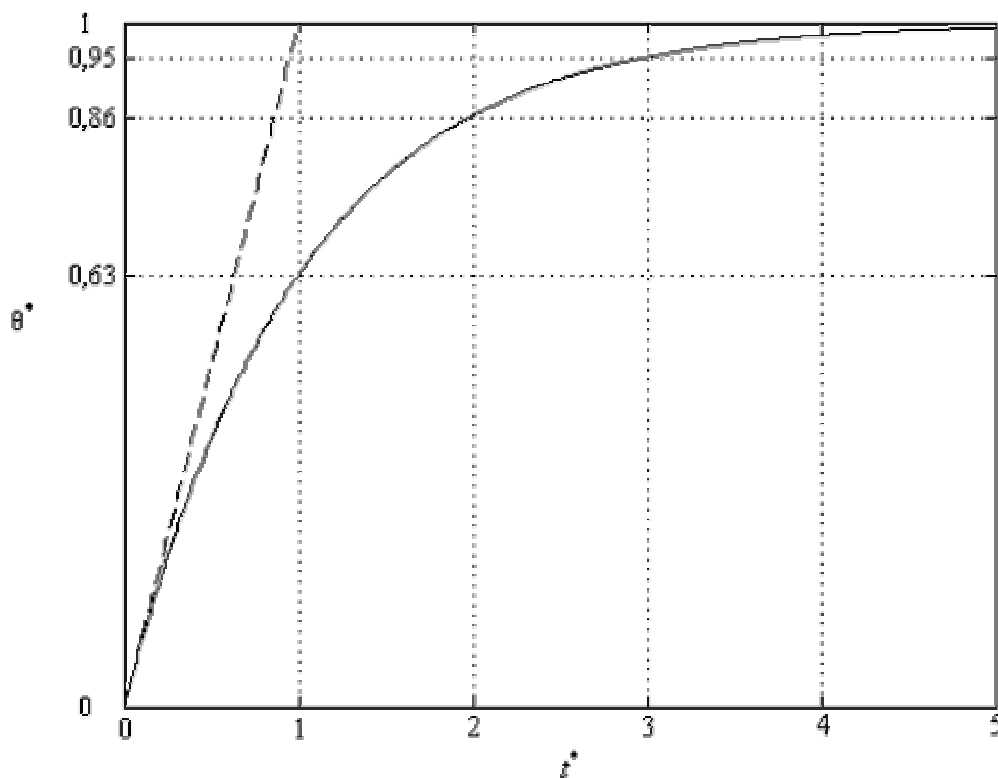


Figura 5.9 – Curva universal de aquecimento.

5.4.2 Curva de Arrefecimento

O processo de arrefecimento da máquina partilha os mesmos princípios do seu aquecimento, no entanto, para o arrefecimento deve considerar-se para a temperatura inicial a temperatura correspondente ao aquecimento de regime, devendo ainda considerar-se que a potência calorífica fornecida ao corpo da máquina é nula.

Tendo em atenção o processo de aquecimento/arrefecimento descrito pela equação (5.17) e considerando que o processo de arrefecimento se inicia em $t = 0$, então:

$$\theta_m = (\theta_{mF} - \theta_{amb}) e^{-\frac{t}{\tau_{arr}}} + \theta_{amb} \quad (5.30)$$

Sendo a constante de tempo de arrefecimento obtida através da seguinte expressão:

$$\tau_{arr} = \frac{Mc}{hS} \quad (5.31)$$

Adicionalmente, tem-se em valores pu :

$$\theta^* = e^{-t^*} \quad (5.32)$$

Saliente-se que a curva de arrefecimento em valores pu , representada pela expressão (5.32) e mostrada na Figura 5.10, também é universal, evoluindo exponencialmente para a assíntota horizontal correspondente ao aquecimento nulo $\theta^*=0$, ou seja, a temperatura ambiente. Naturalmente, a tangente geométrica à curva no ponto de coordenadas (0,1) intersecta o eixo das abcissas em $t^*=1$, valor que corresponde em absoluto à constante de tempo térmica de arrefecimento da máquina.

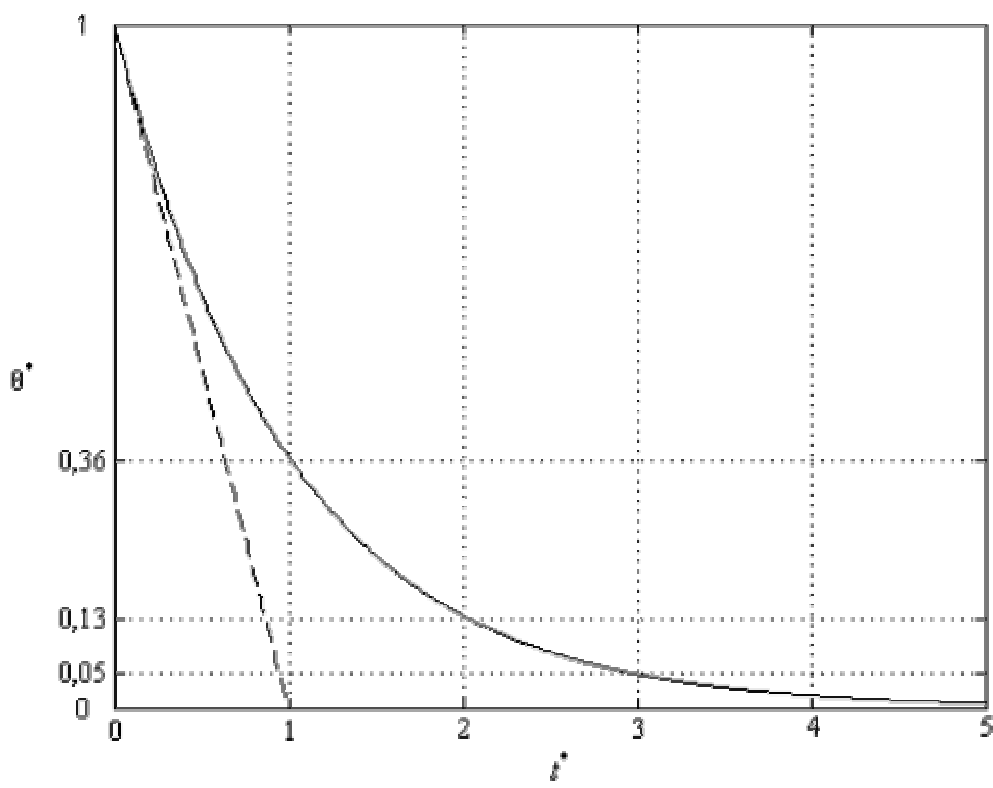


Figura 5.10 – Curva universal de arrefecimento.

Partindo do aquecimento de regime, é possível, durante o processo de arrefecimento, determinar a constante de tempo térmica de arrefecimento bastando para tal obter-se, experimentalmente, o valor do aquecimento em dois instantes distintos.

Posteriormente, determina-se o valor da constante de tempo térmica de aquecimento, que será função da corrente de aquecimento.

Assim, considerando θ_1 e θ_2 como sendo as temperaturas da máquina, respectivamente nos instantes t_1 e t_2 , do seu processo de arrefecimento iniciado em $t = 0$ virá, por substituição em (5.30):

$$\begin{cases} \theta_1 = (\theta_{mF} - \theta_{amb}) e^{-\frac{t_1}{\tau_{arr}}} + \theta_{amb} \\ \theta_2 = (\theta_{mF} - \theta_{amb}) e^{-\frac{t_2}{\tau_{arr}}} + \theta_{amb} \end{cases} \quad (5.33)$$

ou seja:

$$(\theta_{mF} - \theta_{amb}) = e^{\frac{t_1}{\tau_{arr}}} (\theta_1 - \theta_{amb}) = e^{\frac{t_2}{\tau_{arr}}} (\theta_2 - \theta_{amb}) \quad (5.34)$$

resultando para a constante de tempo térmica de arrefecimento da máquina, a seguinte expressão:

$$\tau_{arr} = \frac{t_1 - t_2}{\ln\left(\frac{(\theta_2 - \theta_{amb})}{(\theta_1 - \theta_{amb})}\right)} \quad \text{ou} \quad \tau_{arr} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{(\theta_1 - \theta_{amb})}{(\theta_2 - \theta_{amb})}\right)} \quad (5.35)$$

5.4.3 Corrente Máxima Admissível nos Enrolamentos

A determinação dos valores máximos de corrente admissíveis no enrolamento durante um determinado período de tempo, pode ser efectuada partindo dos valores obtidos nos ensaios de aquecimento e de arrefecimento. Todavia, a aferição da temperatura da máquina é efectuada de modo indirecto, por medição da resistência dos seus enrolamentos.

Resolvendo a equação (5.6) em ordem a θ e substituindo em (5.30), obtém-se a seguinte expressão que determina a temperatura durante o processo de arrefecimento:

$$R_t = R_{amb} + (R_F - R_{amb})e^{-\frac{t}{\tau_{arr}}} \quad (5.36)$$

sendo R_t a resistência do enrolamento no instante t do ensaio de arrefecimento, e R_F a resistência do enrolamento quando este se encontra à temperatura θ_{mF} .

Pode constatar-se que a variação da resistência do enrolamento segue a mesma tendência da temperatura, pelo que, aplicando um raciocínio análogo ao exposto nas expressões (5.33) a (5.35), e considerando $t_2 = 2 t_1$, virá:

$$\begin{cases} R_1 = (R_F - R_{amb})e^{-\frac{t_1}{\tau_{arr}}} + R_{amb} \\ R_2 = (R_F - R_{amb})e^{-\frac{2t_1}{\tau_{arr}}} + R_{amb} \end{cases} \quad (5.37)$$

ou seja,

$$\tau_{arr} = \frac{t_1}{\ln\left(\frac{(R_1 - R_{amb})}{(R_2 - R_{amb})}\right)} \quad (5.38)$$

e

$$R_F = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{R_2 - R_{amb}} + R_{amb} \quad (5.39)$$

Por combinação de (5.6) e (5.39) é possível determinar a temperatura de regime θ_{mF} , ou seja, a temperatura no início do ensaio de arrefecimento:

$$R_{amb}[1 + \alpha_{amb}(\theta_{mF} - \theta_{amb})] = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{R_2 - R_{amb}} + R_{amb} \quad (5.40)$$

$$\theta_{mF} = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{\alpha_{amb}R_{amb}(R_2 - R_{amb})} + \theta_{amb} \quad (5.41)$$

Por outro lado, partindo da expressão (5.23), é possível definir o valor nominal da corrente como sendo aquele para o qual a temperatura de regime permanente

será igual ao valor máximo, θ_{Mmax} , permitido pelo material isolante, considerando uma temperatura ambiente, θ_{Amax} , cujo valor é usualmente definido nas normas internacionais CEI, ao classificarem-se as diversas classes dos materiais isolantes em função da temperatura:

$$I_N = \sqrt{\frac{hS(\theta_{Mmax} - \theta_{Amax})}{R_{amb}[1 + \alpha_{amb}(\theta_{Mmax} - \theta_{amb})]}} \quad (5.42)$$

Saliente-se que, por outro lado, a temperatura θ_{amb} , que figura no denominador do radicando, representa a temperatura do meio ambiente onde se realizam os ensaios de aquecimento e de arrefecimento. Para a definição do regime nominal, atribuiu-se o valor normalizado de 40°C à máxima temperatura ambiente de operação da máquina. Note-se que, para valores superiores da temperatura ambiente, o funcionamento no regime nominal pré-definido, não se pode considerar perpétuo.

Considere-se como exemplo o caso de um motor de corrente nominal 100A. Como é sabido, esta intensidade de corrente foi determinada na fase de projecto, tomando como referência uma temperatura ambiente de 40°C, e representa a máxima corrente que o motor suporta, teoricamente, por um tempo infinito, sem que a temperatura correspondente dos materiais isolantes provoque a sua destruição térmica. Todavia, na prática, duas outras situações podem acontecer:

- Se a temperatura do meio envolvente onde a máquina se encontra instalada for inferior a 40°C, a corrente nominal real será superior aos 100A, na medida em que a capacidade de dissipação térmica é superior àquela que se verifica a 40°C.
- Se, por oposição, a temperatura ambiente for superior a 40°C, a capacidade de dissipação térmica diminui, ou seja, o aquecimento terá de ser mais reduzido, o que é o mesmo que dizer-se que a corrente nominal real é inferior a 100A.

Para o cálculo da corrente nominal é necessário conhecer-se o valor do produto hS . Para tal, considere-se o regime permanente de aquecimento expresso por (5.23) e a variação da resistência com a temperatura, representada pela expressão (5.6), obtendo-se, por combinação matemática:

$$hS = R_{amb} \alpha_{amb} I^2 \left(1 + \frac{R_{amb}}{R_F - R_{amb}} \right) \quad (5.43)$$

Substituindo a expressão anterior em (5.42), obtém-se:

$$I_N = I \sqrt{\frac{\alpha_{amb} (\theta_{M\ max} - \theta_{A\ max})}{1 + (\theta_{M\ max} - \theta_{amb})} \left(1 + \frac{R_{amb}}{R_F - R_{amb}} \right)} \quad (5.44)$$

Considerando seguidamente o processo de aquecimento provocado por uma corrente de sobrecarga I_{sc} , matematicamente expresso por (5.26), a máquina, a uma qualquer temperatura ambiente $\theta_{ambiente}$, atingirá a temperatura θ_m no instante t , dado pela seguinte expressão:

$$t = - \frac{hS \tau_{arr}}{hS - R_{amb} \alpha_{amb} (I_{sc})^2} \times \ln \left(1 - \frac{(\theta_m - \theta_{ambiente}) (hS - R_{amb} \alpha_{amb} (I_{sc})^2)}{R_{ambiente} (I_{sc})^2} \right) \quad (5.45)$$

No entanto, sempre que o valor da corrente de sobrecarga respeite a condição implícita na expressão (5.18), então o processo de aquecimento é matematicamente expresso por (5.19), daí que o tempo correspondente ao instante em que a máquina atinge a temperatura θ_m é dado pela seguinte expressão:

$$t = - \frac{hS \tau_{arr}}{R_{ambiente} (I_{sc})^2} (\theta_m - \theta_{ambiente}) \quad (5.46)$$

Note-se que (5.45) e (5.46) serão utilizadas na definição dos tempos de sobrecarga admissíveis correspondentes a correntes de intensidade superior à intensidade da corrente nominal.

5.4.4 Ensaio de Aquecimento/Arrefecimento do Protótipo

Este ensaio foi realizado com ventilação natural e, atendendo à estrutura electromagnética da máquina, escolheu-se aleatoriamente apenas uma das 8 bobinas, com a totalidade das suas espiras ligadas em série e alimentadas em corrente contínua pura. A sequência de tarefas integrantes do ensaio foi a seguinte [3,5]:

1. Medição da temperatura ambiente por meio de termómetro de elevada precisão:

$$\theta_{amb} = 19,6 \text{ }^\circ\text{C}$$

2. Medição da resistência da bobina à temperatura ambiente, através de ohmímetro de elevada precisão:

$$R_{amb} = 62,08 \text{ } \Omega$$

3. Aquecimento da bobina com uma corrente contínua de intensidade 2A tendo sido posteriormente reduzida para:

$$I = 0,5 \text{ A}$$

intensidade à qual correspondeu o equilíbrio térmico.

4. Interrupção da corrente de aquecimento, e início imediato da contagem do cronómetro.
5. Definição dos instantes t_1 e $t_2 = 2t_1$, imediatamente após o início do arrefecimento da bobina, de modo a lerem-se nesses instantes as resistências R_1 e R_2 :

$$t_1 = 2,0 \text{ min} \quad R_1 = 75,37 \text{ } \Omega$$

$$t_2 = 4,0 \text{ min} \quad R_2 = 74,37 \text{ } \Omega$$

6. Determinação do valor da resistência da bobina no momento do início do arrefecimento, isto é, no instante da interrupção da corrente de aquecimento:

$$R_F = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{R_2 - R_{amb}} + R_{amb} = \frac{(75,37 - 62,08)^2}{74,31 - 62,08} + 62,08 = 76,52\Omega$$

7. Determinação da constante de tempo térmica de arrefecimento:

$$\tau_{arr} = \frac{t_1}{\ln\left(\frac{(R_1 - R_{amb})}{(R_2 - R_{amb})}\right)} = \frac{2,0}{\ln\left(\frac{75,37 - 62,08}{74,31 - 62,08}\right)} = 24\text{min}$$

8. Medição da resistência da bobina, de 5 em 5 minutos, durante 90 minutos. No decorrer do ensaio optou-se por prolongar a medição da resistência da bobina durante $5 \tau_{arr}$, ou seja, durante 120 minutos, tendo-se registado os valores expostos na Tabela 5.2.

t [min]	$R_{lido}[\Omega]$	$R_{teórico}[\Omega]$, de acordo com (5.36)
2	75,37	75,37
4	74,31	74,31
6	73,38	73,33
8	72,57	72,44
10	71,83	71,61
15	70,3	69,82
20	69,12	68,37
25	68,12	67,19
30	67,3	66,23
35	66,64	65,45
40	66,1	64,82
45	65,64	64,31
50	65,2	63,89
60	64,51	63,27
70	63,99	62,87
80	63,61	62,60
90	63,27	62,43
100	63,03	62,31
110	62,81	62,23
120	62,64	62,18

Tabela 5.2 – Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento.

Por sua vez, apresenta-se na Figura 5.11 a representação gráfica daqueles valores.

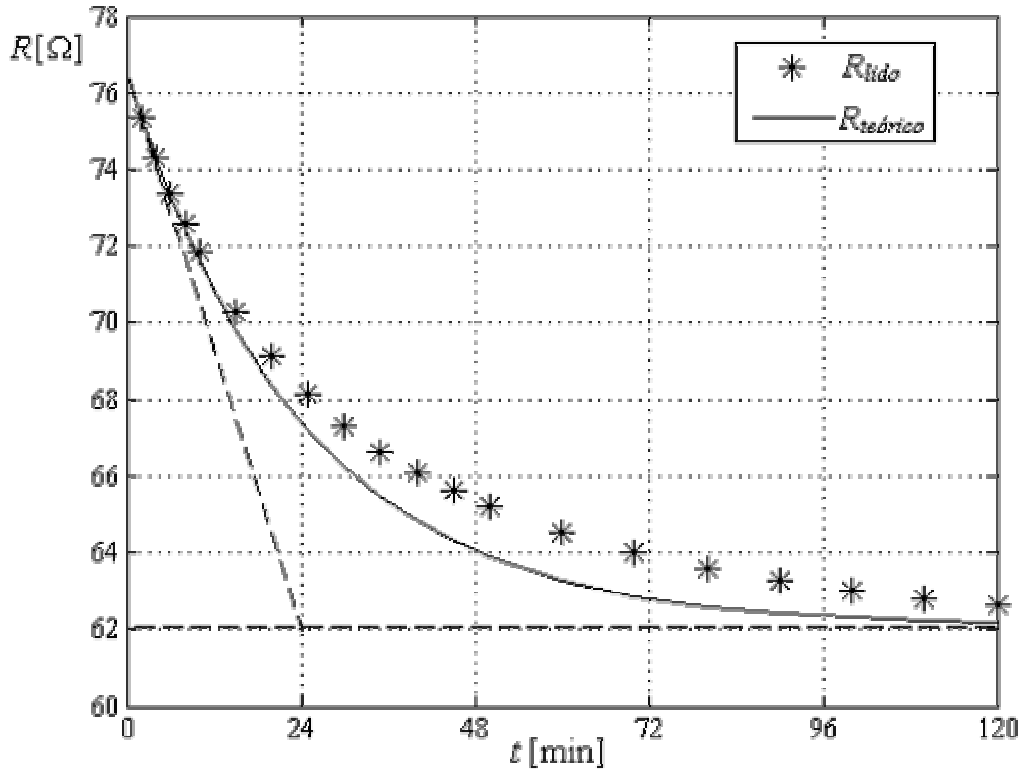


Figura 5.11 – Curva de arrefecimento da MLRVC.

Como se pode observar, ambas as curvas apresentam um andamento, exponencial, bastante próximo, confirmando a exactidão da análise teórica apresentada.

9. Determinação do valor da temperatura da bobina no instante da interrupção da corrente de aquecimento:

$$R_{20} = \frac{R_{amb}}{1 + \alpha_{20}(\theta_{amb} - 20)} = \frac{62,08}{1 + 0,00393(19,6 - 20)} = 62,18 \Omega$$

$$\alpha_{amb} = \frac{R_{20} \times \alpha_{20}}{R_{amb}} = \frac{62,18 \times 0,00393}{62,08} = 0,00394^\circ \text{C}^{-1}$$

$$\theta_{mF} = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{\alpha_{amb} R_{amb} (R_2 - R_{amb})} + \theta_{amb} = \frac{(75,37 - 62,08)^2}{0,00394 \times 62,08 \times (74,31 - 62,08)} + 19,6$$

$$\theta_{mF} = 78,70^\circ\text{C}$$

10. Determinação do valor nominal da intensidade da corrente:

$$I_N = I \sqrt{\frac{\alpha_{amb} (\theta_{Mmax} - \theta_{Amax})}{1 + (\theta_{Mmax} - \theta_{amb})} \left(1 + \frac{R_{amb}}{R_F - R_{amb}} \right)}$$

$$I_N = 0,5 \sqrt{\frac{0,00394(165 - 40)}{1 + (165 - 19,6)} \left(1 + \frac{62,08}{76,52 - 62,08} \right)} = 0,64 \text{ A}$$

Saliente-se que esta intensidade de corrente corresponde, atendendo à secção do condutor da bobinagem, a uma densidade de corrente de $3,28\text{A/mm}^2$, valor este que se encontra dentro do intervalo usual ($3 - 4\text{A/mm}^2$) para bobinas com a configuração que se adoptou. Por outro lado, o condutor de cobre utilizado na construção das bobinas obedece às normas ICS 29.060.10, é de secção circular esmaltado com poliesteramidoimida da classe 180 (antiga classe H), pelo que a máxima temperatura média que o mesmo pode atingir sem perigo para a integridade térmica do enrolamento é de 165°C , correspondendo a uma temperatura estimada para o ponto mais quente de 180°C [4].

11. Determinação da constante de tempo térmica de aquecimento e da temperatura de regime.

Como é sabido, a constante de tempo de um fenómeno transitório relativo a um processo de aquecimento, ou outro, permite avaliar o tempo necessário para que esse processo atinja uma situação de equilíbrio, denominada por estabilidade, regime forçado ou regime permanente. Ou seja, o conceito de constante de tempo térmica de aquecimento encontra-se condicionado à existência de regime permanente, caracterizado pela temperatura de regime θ_{mF} . Assim, considerando o aquecimento devido a uma corrente I_{aq} , o cálculo de τ_{aq} e de θ_{mF} só fará sentido se se verificar a seguinte condição:

$$I_{aq} < \sqrt{\frac{hS}{\alpha_{amb} R_{amb}}}$$

Na sequência do ensaio de aquecimento/arrefecimento determina-se o valor de hS :

$$\begin{aligned} hS &= R_{amb} \alpha I^2 \left(1 + \frac{R_{amb}}{R_F - R_{amb}} \right) \\ &= 62,08 \times 0,00393 \times 0,5^2 \left(1 + \frac{62,08}{76,52 - 62,08} \right) \\ hS &= 0,3232 \text{ W/}^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Por outro lado, considerando uma temperatura ambiente de 40°C obtém-se, respectivamente:

$$R_{40} = 62,08 [1 + 0,00394(40 - 19,6)] = 67,06 \Omega$$

e

$$\alpha_{40} = \frac{R_{20} \times \alpha_{20}}{R_{40}} = \frac{62,18 \times 0,00393}{67,06}$$

$$\alpha_{40} = 0,00364 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$$

$$I_{aq} < \sqrt{\frac{hS}{\alpha_{40} R_{40}}} \Leftrightarrow I_{aq} < 1,151 \text{ A,}$$

$$\begin{aligned} \theta_{mF} &= \frac{R_{amb} I_{aq}^2}{hS - R_{amb} \alpha_{amb} I_{aq}^2} + \theta_{amb} \\ &= \frac{67,06 \times I_{aq}^2}{0,3232 - 67,06 \times 0,00364 \times I_{aq}^2} + 40 \end{aligned}$$

e

$$\tau_{aq} = \frac{hS \cdot \tau_{arr}}{hS - R_{amb} \alpha_{amb} I_{aq}^2} = \frac{0,3232 \cdot 24}{0,3232 - 67,06 \times 0,00394 \times I_{aq}^2}$$

Como se pode constatar, a constante de tempo térmica de aquecimento é superior à sua congénere de arrefecimento, dependendo a primeira do valor da intensidade da corrente que está na origem do aquecimento, e a segunda apenas das características construtivas da máquina (materiais utilizados e dimensões geométricas).

Na Figura 5.12 apresenta-se o andamento da constante de tempo térmica de aquecimento em função do valor da intensidade da corrente que dá origem ao referido aquecimento. Contrariamente ao que possa parecer, o crescimento do valor da constante de tempo não significa que o aquecimento seja mais lento – esta tendência permite concluir que a estabilidade térmica é alcançada ao fim de períodos cada vez mais longos, ou seja, essa estabilidade demora cada vez mais tempo a ser atingida.

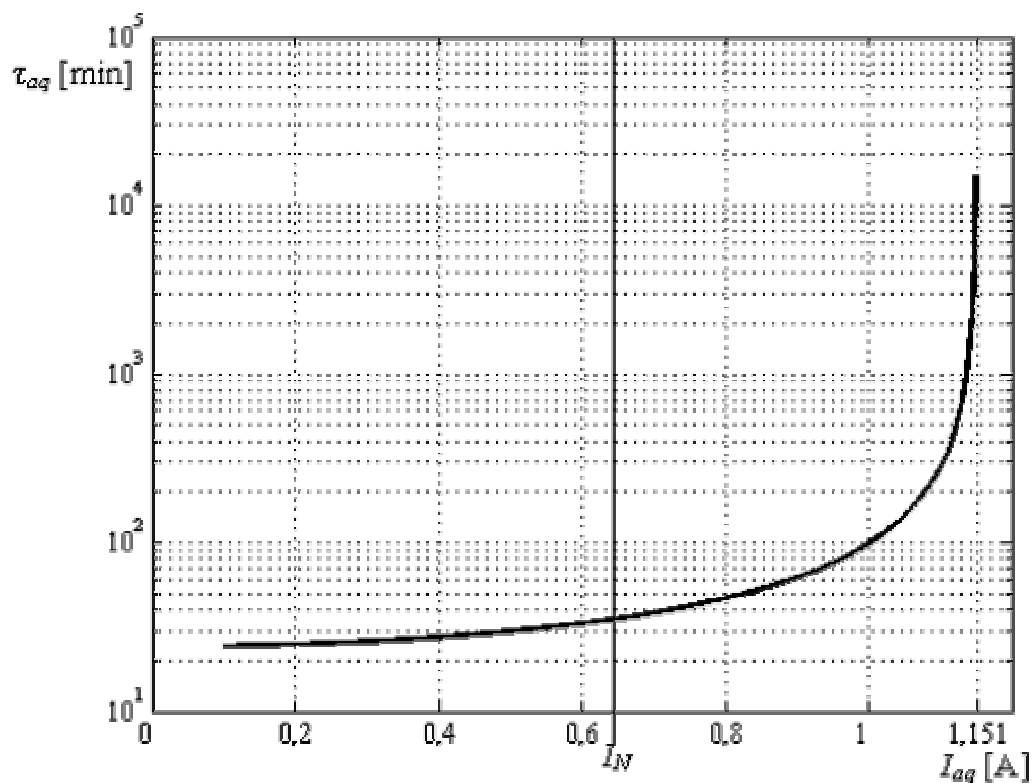


Figura 5.12 – Constante de tempo térmica da MLRVC durante o aquecimento.

Por sua vez, na Figura 5.13 pode-se observar a variação da temperatura de regime em função da corrente de aquecimento. Como se constata, a temperatura de regime cresce exponencialmente, justificando o crescimento da constante de tempo, apesar da taxa de crescimento da temperatura da máquina ser tanto maior quanto maior for aquela intensidade de corrente.

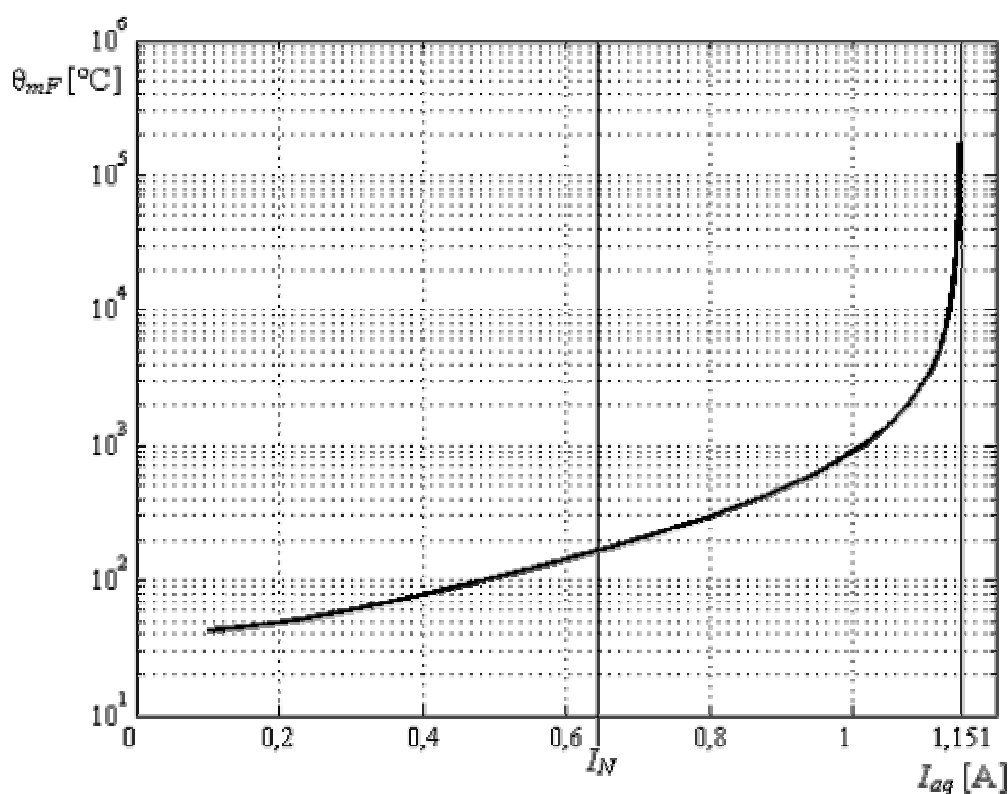


Figura 5.13 – Temperatura de regime da MLRVC.

12. Traçado da curva de variação do tempo máximo admissível em função da corrente de sobrecarga, $t = f(I)$
13. Como se pode verificar, a densidade de corrente obtida através do ensaio, de forma indirecta, correspondente à corrente nominal, apresenta uma intensidade próxima do valor utilizado no dimensionamento da máquina. No entanto, é possível utilizar a máquina em regimes de funcionamento para os quais a intensidade de corrente nos enrolamentos seja superior ao valor nominal, daí a extrema importância do

conhecimento da característica $t = f(I)$, na medida em que permite saber, para cada intensidade de corrente superior ao valor nominal, qual o tempo que a máquina a suporta, sem que os seus enrolamentos atinjam a ruptura térmica.

As equações (5.45) e (5.46), que a seguir se repetem para maior comodidade, permitem o cálculo do tempo máximo admissível para uma corrente de intensidade superior à corrente nominal, e denominada corrente de sobrecarga I_{sc} , considerando uma temperatura ambiente de 40°C. Apresenta-se, também, o cálculo do ponto da indeterminação da equação (5.45), resolvida por aplicação da equação (5.46).

$$t = -\frac{hS \tau_{arr}}{R_{40} (I_{sc})^2} (165 - 40) = \frac{0,3232 \times 24}{67,06 \times 1,151} (165 - 40) = 10,96 \text{min}$$

$$t = -\frac{hS \tau_{arr}}{hS - R_{40} \alpha_{40} (I_{sc})^2} \times \ln \left(1 - \frac{(165 - 40) (hS - R_{40} \alpha_{40} (I_{sc})^2)}{R_{40} (I_{sc})^2} \right)$$

Na Figura 5.14 pode-se observar graficamente a variação contínua do tempo máximo admissível para uma corrente de sobrecarga, como resultado das expressões anteriores. Como seria de esperar, a curva apresenta uma assíntota vertical para $I = I_N$, tendendo para zero quando I_{sc} tende para infinito.

Por sua vez, a capacidade de sobrecarga da máquina, sc , definida em valores pu , de acordo com a seguinte expressão:

$$sc = \frac{I_{sc}}{I_N} \quad (5.47)$$

encontra-se graficamente representada na Figura 5.15.

Saliente-se que os valores obtidos neste subcapítulo são orientadores, dos limites de segurança de funcionamento, para o desenvolvimento da unidade de controlo.

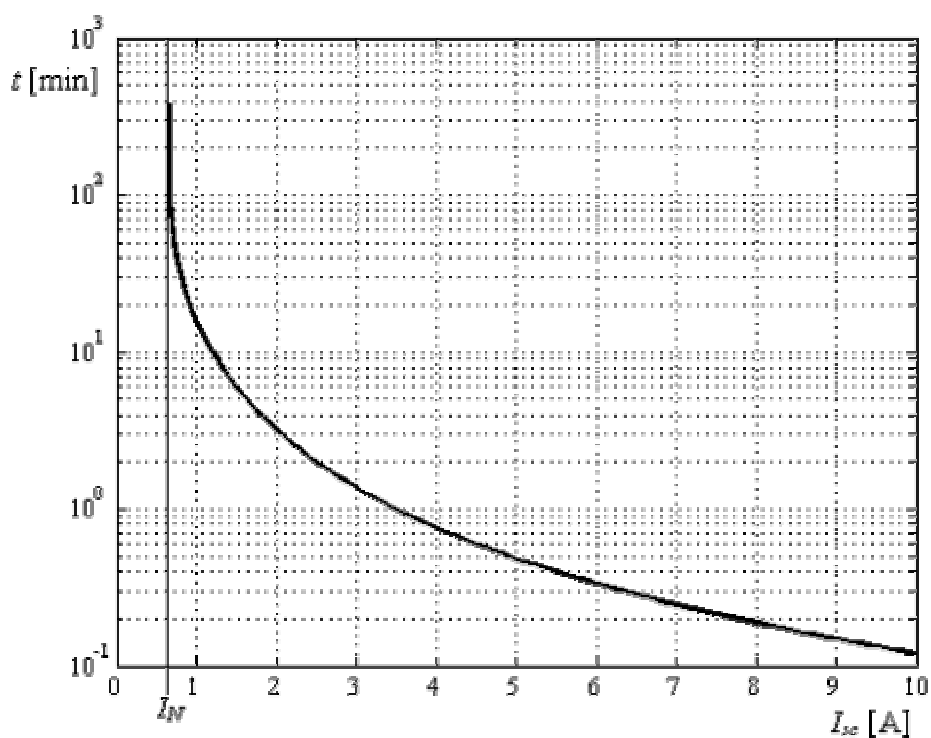


Figura 5.14 – Tempo máximo admissível para uma corrente de sobrecarga (curva de sobrecargas admissíveis).

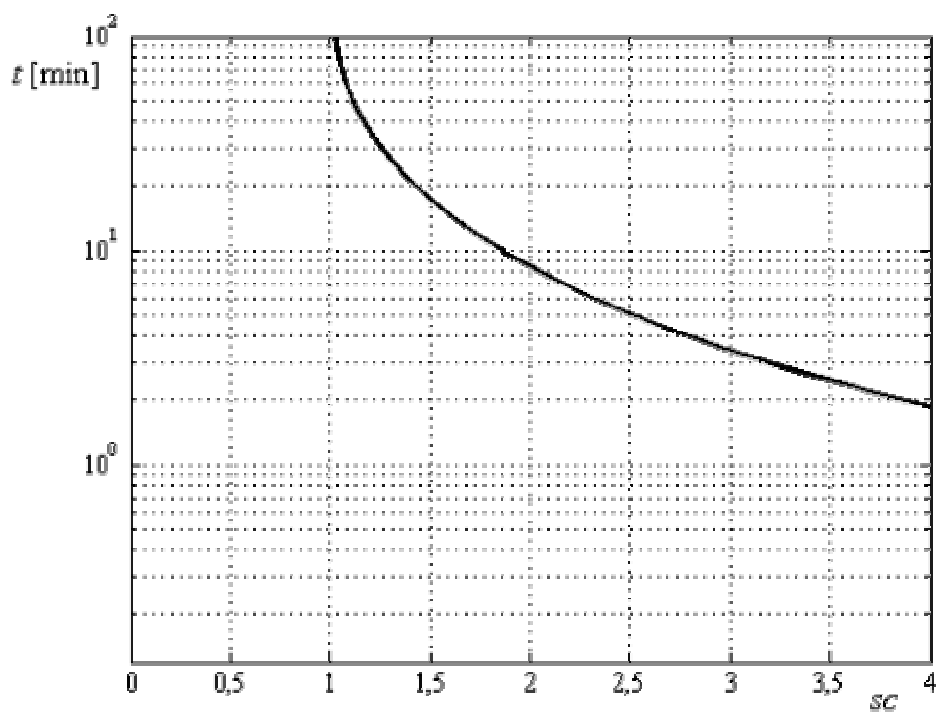


Figura 5.15 – Tempo máximo admissível para uma sobrecarga (curva universal de sobrecargas).

Refira-se uma vez mais que o valor nominal da corrente, considerado durante o processo de dimensionamento, é muito semelhante ao valor real obtido a partir do ensaio de aquecimento/arrefecimento.

5.5 Caracterização Electromagnética da Máquina

A caracterização electromagnética, experimental, foi efectuada posicionando e bloqueando em simultâneo o bloco primário em diferentes posições relativamente ao secundário.

Para cada uma dessas posições, aplicou-se aos terminais da fase respectiva – constituída por duas bobinas ligadas em série, por forma a que todas as espiras sejam percorridas por uma corrente com mesma intensidade –, de uma tensão com variação em degrau. Da análise dos fenómenos transitórios decorrentes na fase, e uma vez garantida a completa desmagnetização da fase no início desses fenómenos, tornou-se possível não só obter as curvas de magnetização, mas também relacionar o valor da intensidade da corrente e a posição relativa com a força útil de tracção, desenvolvida por cada fase [1,6,7,8].

Na Figura 5.16 mostra-se o banco de ensaios, podendo-se observar não só o motor (primário móvel, bobinado, e secundário magnético fixo) mas também a célula de carga, a fonte de alimentação, o conversor electrónico de potência, e o sistema computadorizado de aquisição de dados.

Por sua vez, na Figura 5.17 apresenta-se de uma forma pormenorizada o sistema mecânico de aperto da célula de carga, assim como o perno de contacto, rígido, que foi utilizado para impor o espaçamento mais conveniente entre a célula de carga e a estrutura do motor.

Atendendo à simetria electromagnética da máquina, optou-se por ensaiá-la apenas para posições em relação às quais a máquina exerce uma força de compressão na célula de carga. Por sua vez, como a distribuição do fluxo é transversal, não existindo efeitos de extremidade longitudinais, a força média

desenvolvida pelas fases é igual e independente da sua localização. Para comprovar este facto, ensaiaram-se duas fases distintas, uma situada na extremidade e a outra na parte central, respectivamente as fases 1 e 2, como se pode visualizar em pormenor no Anexo A1.

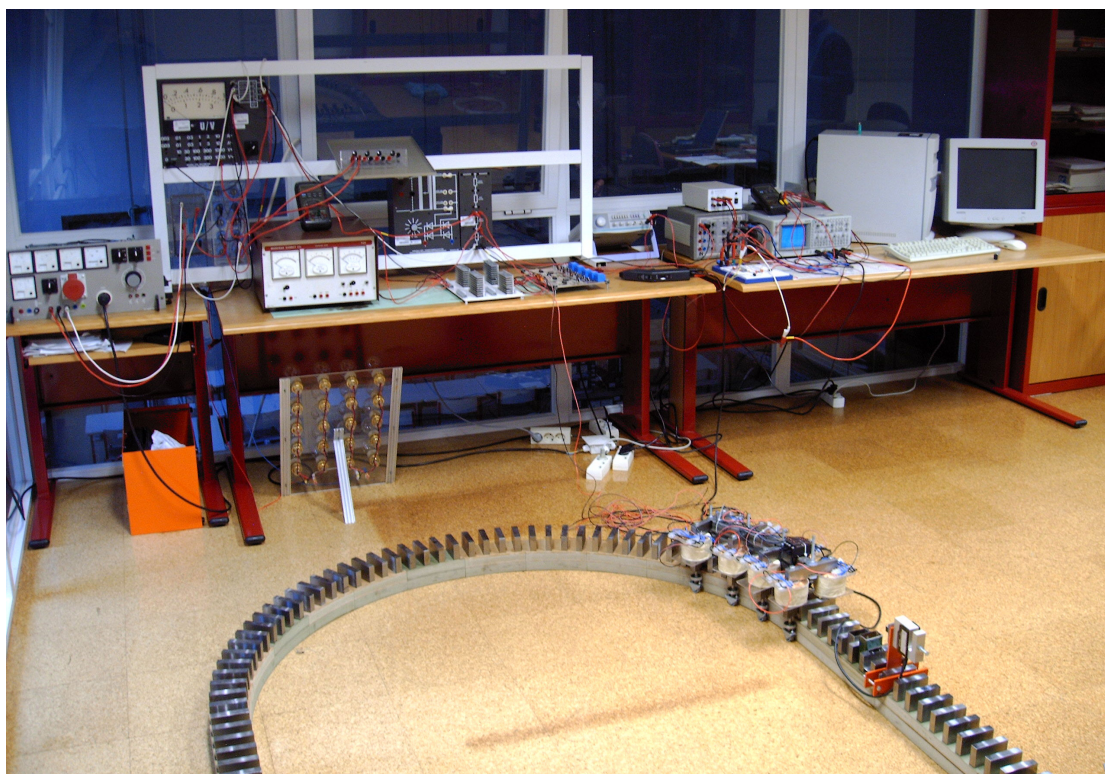


Figura 5.16 – Vista geral do banco de ensaios.

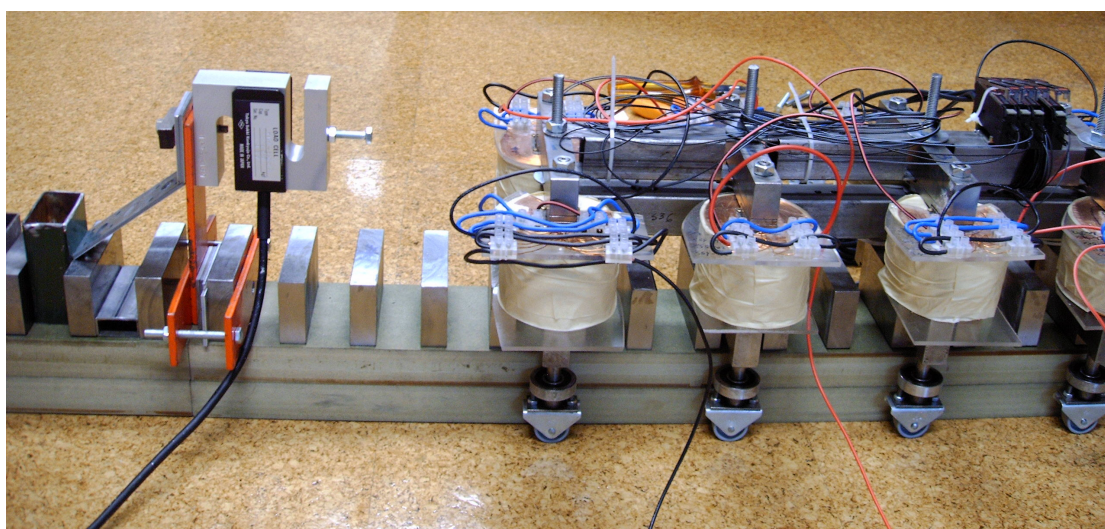


Figura 5.17 – Pormenor do sistema de fixação mecânica da célula de carga.

5.5.1 Metodologia e Caracterização dos Ensaio

A realização dos ensaios implicou, adicionalmente, a construção de um conversor electrónico de potência para controlo da tensão aplicada à fase, conversor esse que se descreve em pormenor no Anexo A2. Como se pode constatar, o circuito eléctrico utilizado para a alimentação da fase em ensaio é representado pelo esquema simplificado da Figura 5.18, onde os interruptores S_1 e S_2 são, simbolicamente, IGBT's controlados por uma mesma onda quadrada com um período T aproximadamente igual a 1s e uma relação cíclica α próxima de 20%, obtida de um gerador de sinal. Desta forma, é assim possível cumprir, genericamente, os seguintes objectivos:

- Obter-se um valor elevado para o pico de corrente.
- Obter-se um valor eficaz reduzido para a corrente.
- Obter-se um período de alimentação suficientemente longo para que a corrente atinja o seu regime forçado (estabilidade).

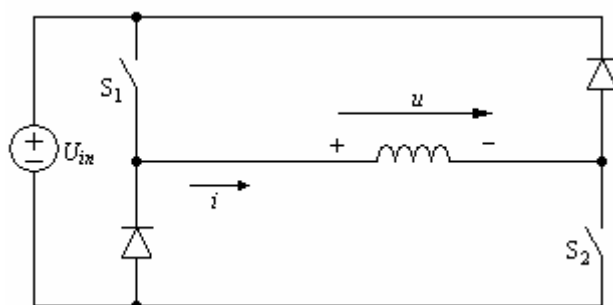


Figura 5.18 – Esquema eléctrico simplificado, de alimentação das fases.

A utilização deste circuito, relacionada com o facto de, nos instantes αT , quer S_1 quer S_2 serem colocados ao corte, permite que a fase sofra uma desmagnetização completa, entre o instante αT e a extinção da corrente, por aplicação inversa da tensão de alimentação.

Por outro lado, a utilização de uma tensão reduzida, de baixa frequência, tornou possível a obtenção de um número mais elevado de pontos constituintes da

curva de magnetização. Assim, tendo em conta que se constatou no capítulo anterior que a corrente por fase pode atingir um valor instantâneo de 9A, correspondendo a aproximadamente 2,5A nas bobinas, e considerando ainda que o enrolamento, a uma temperatura próxima da temperatura ambiente, apresenta uma resistência aproximadamente igual a 115Ω, optou-se pela utilização de uma tensão de alimentação com o valor de 300V.

Atendendo a que as condições apontadas conduziram a uma corrente de valor eficaz sensivelmente igual a 0,8A, ao consultar-se a curva de correntes admissíveis constata-se que a máquina suporta essa intensidade de corrente durante um período de tempo suficientemente longo (≈ 2 horas), para que os ensaios tivessem sido realizados sem risco de ruptura térmica dos materiais isolantes.

Considerando o fenómeno transitório iniciado em $t = 0s$, e conhecendo as formas de onda da tensão e da corrente na fase, é possível determinar teoricamente o fluxo ligado em cada instante, através da equação (5.48), tendo a resistência do enrolamento sido calculada tendo em atenção que o fluxo ligado é nulo após um ciclo de alimentação, resultando para o seu cálculo a equação (5.49).

$$\Psi(t_{final}) = \int_{t_0}^{t_{final}} [u(t) - Ri(t)] \partial t \quad (5.48)$$

$$R = \frac{\int_{t_0}^{t_{final}} u(t) \partial t}{\int_{t_0}^{t_{final}} i(t) \partial t} \quad (5.49)$$

Por outro lado, o fluxo gerado pela corrente obtém-se dividindo o fluxo ligado pelo número de espiras da fase ($4 \times 840 = 3360$ espiras, conforme se pode ver no Anexo A1).

O valor instantâneo do sinal de tensão de saída da célula de carga, durante o regime transitório, foi utilizado para relacionar a corrente na fase com a força útil desenvolvida.

Como se torna evidente, esta abordagem requereu a utilização de um sistema de aquisição e processamento de sinal, com capacidade para processar um número mínimo de quatro canais em simultâneo (sinal de comando dos IGBT's, tensão, corrente e força de tracção). Como tal, o sistema de instrumentação e aquisição de dados é composto pelos seguintes equipamentos:

- Placa de aquisição de dados, referência Microstar iDSC 816, do construtor Microstar Laboratories.
- Amplificador de isolamento, referência LM6113, do construtor Lucas Nülle, incorporando um sensor de tensão.
- Pinça amperimétrica, referência Y8100, do construtor Fluke, com uma razão de conversão de 1V de saída para cada 2A de intensidade da corrente medida.
- Célula de carga, referência TKA-100A, do construtor TML Tokyo Sokki Kenkyujo Co.,Ltd, com uma capacidade de 100 kgf.
- Amplificador diferencial, referência INA 111AP, do construtor Burr-Brown, para amplificação do sinal de saída da célula de carga
- Fonte de alimentação $\pm 5V$, construída nos Laboratórios de Máquinas Eléctricas, Electrónica de Potência e Automação e Electrónica, da Universidade da Beira Interior.

Uma caracterização pormenorizada dos ensaios realizados só se poderá considerar completa quando todo o equipamento utilizado estiver discriminado. Deste modo, o sistema de alimentação das fases do motor é constituído pelos seguintes itens:

- Fonte de alimentação, de valor ajustável por meio de um auto-transformador, referência ST 7007-4M, do construtor Lucas Nülle.
- Rectificador trifásico a díodos em ponte, construído no Laboratório de Máquinas Eléctricas e Electrónica de Potência da Universidade da Beira Interior.
- Banco de condensadores de 2,2mF, igualmente construído no Laboratório de Máquinas Eléctricas e Electrónica de Potência da Universidade da Beira Interior.
- Carta electrónica de potência, com IGBT's e díodos, para alimentação do motor, construída no âmbito deste trabalho.
- Carta electrónica com os circuitos de comando dos IGBT's, também construída no âmbito deste trabalho.
- Carga óhmica pura de 60Ω e 1500W.
- Voltímetro de quadro móvel, escala 1000V, classe de precisão 1,5 e tensão de isolamento de 2kV.
- Multímetro digital *true rms*, em funcionamento como amperímetro.

Note-se que os circuitos de comando dos IGBT's têm por função gerar um sinal em tensão, 0-15V, de massa flutuante e óptica e galvanicamente isolado.

Tendo em atenção que este trabalho de investigação terá continuidade dentro da unidade de investigação CASE - Centro de Accionamentos e Sistemas Eléctricos, da Universidade da Beira Interior e acreditada pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com o objectivo de se construir um sistema de accionamento idêntico, à escala real, para ser aplicado em unidades motoras para tracção eléctrica ligeira, torna-se fundamental discriminar, de uma forma pormenorizada, os procedimentos que devem ser cumpridos na execução dos ensaios, e que são os seguintes:

- Ligação da alimentação dos equipamentos de medida.
- Ligação da fonte de alimentação $\pm 5V$ utilizada na célula de carga e nos amplificadores diferenciais.
- Ligação da alimentação da carta electrónica com os circuitos de comando dos IGBT's.
- Ligação e ajuste do sinal de saída do gerador de sinais (sinal utilizado para o comando dos IGBT's).
- Ajuste do auto-transformador para a posição correspondente ao mínimo valor de tensão de saída.
- Ajuste da posição do primário da máquina, por regulação do perno roscado de contacto rígido, garantindo que a máquina se encontra perfeitamente encostada a esse perno.
- Ligação da fonte de alimentação rectificadora, e aumento gradual da tensão de alimentação até se atingir um valor próximo de 300V.
- Aquisição dos sinais de tensão, corrente e força.
- Desligação da fonte de alimentação rectificadora.
- Repetição do procedimento para todas as posições pretendidas.

5.5.2 *Resultados Obtidos*

Nas Figuras 5.19 a 5.21 apresentam-se os oscilogramas da tensão, corrente, força útil de tracção e fluxo ligado, em ordem ao tempo, enquanto que, nos ábacos das Figuras 5.22 a 5.24, pode-se observar a variação do fluxo ligado, e nos ábacos das figuras 5.25 a 5.27, o andamento da força útil de tracção, em função da corrente na fase e da posição relativa entre primário e secundário. Adicionalmente, os resultados comparativos entre os valores teóricos e experimentais do fluxo ligado e da força de tracção são apresentados respectivamente nos ábacos Figuras 5.28 e 5.29.

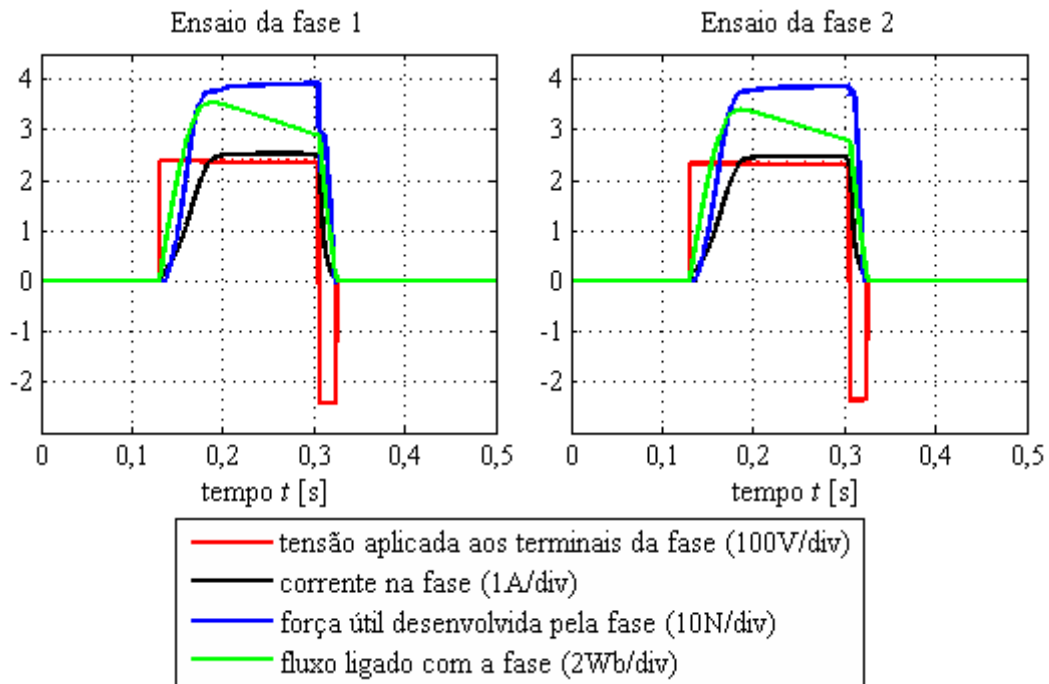


Figura 5.19 – Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 6mm após a posição de não alinhamento.

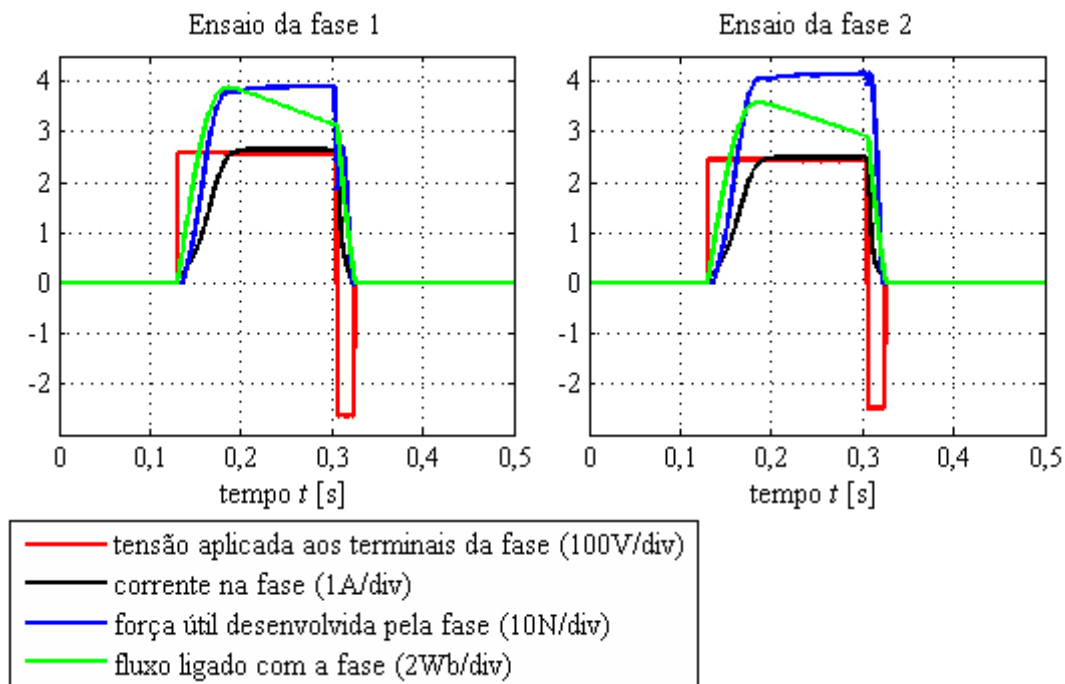


Figura 5.20 – Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 12mm após a posição de não alinhamento.

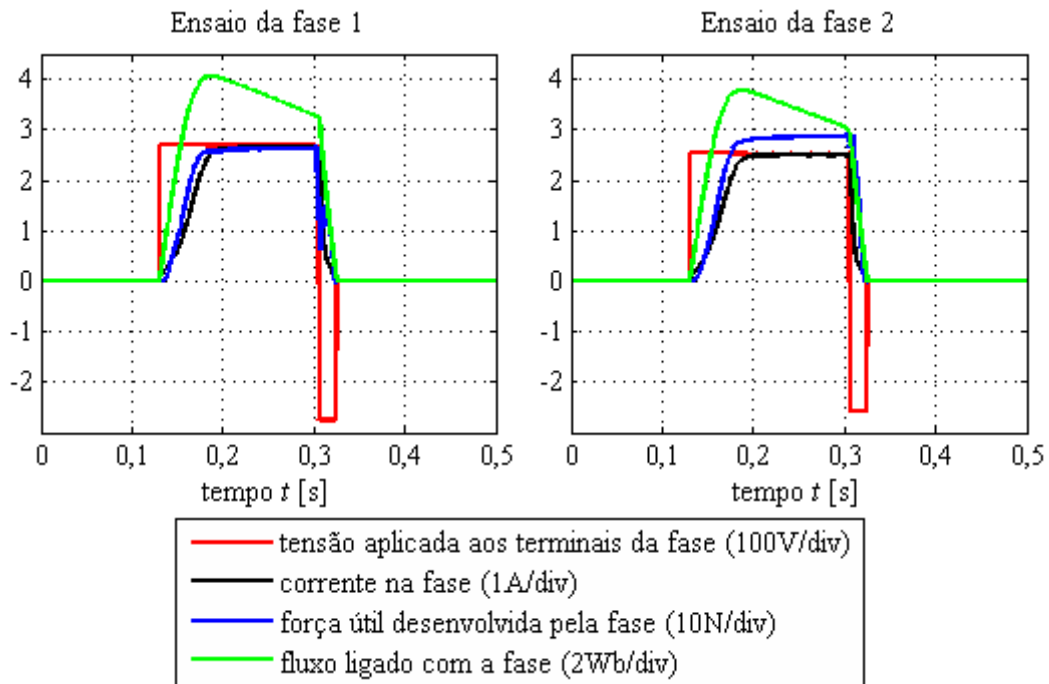


Figura 5.21 – Resultados obtidos nos ensaios, para uma posição relativa de 18mm após a posição de não alinhamento.

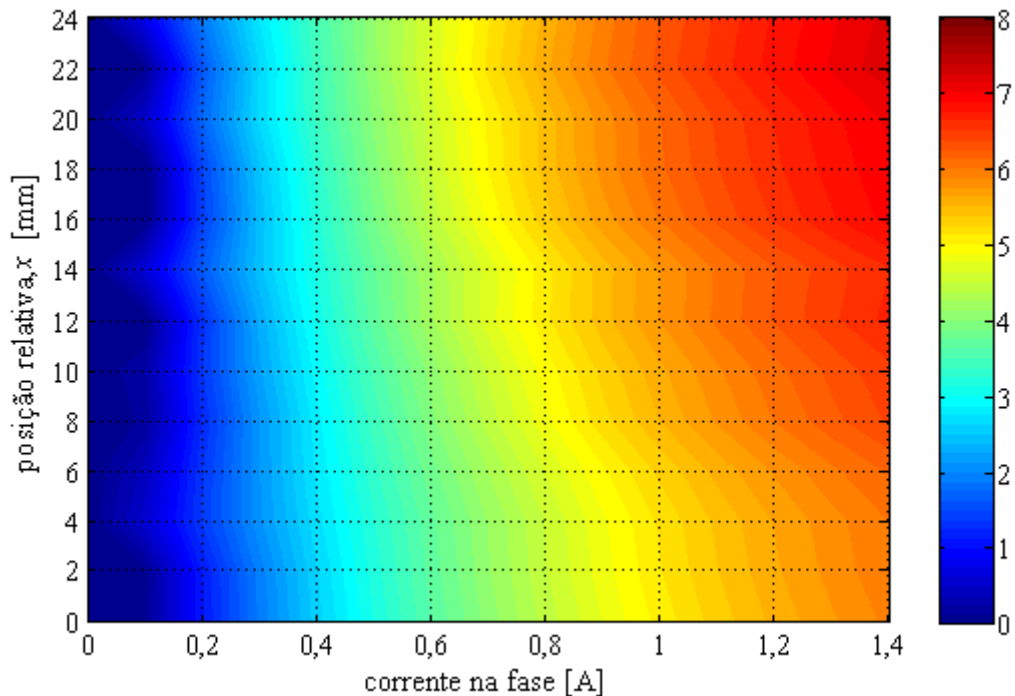


Figura 5.22 – Fluxo ligado com a fase 1 [Wb] em função da posição relativa e da corrente na fase.

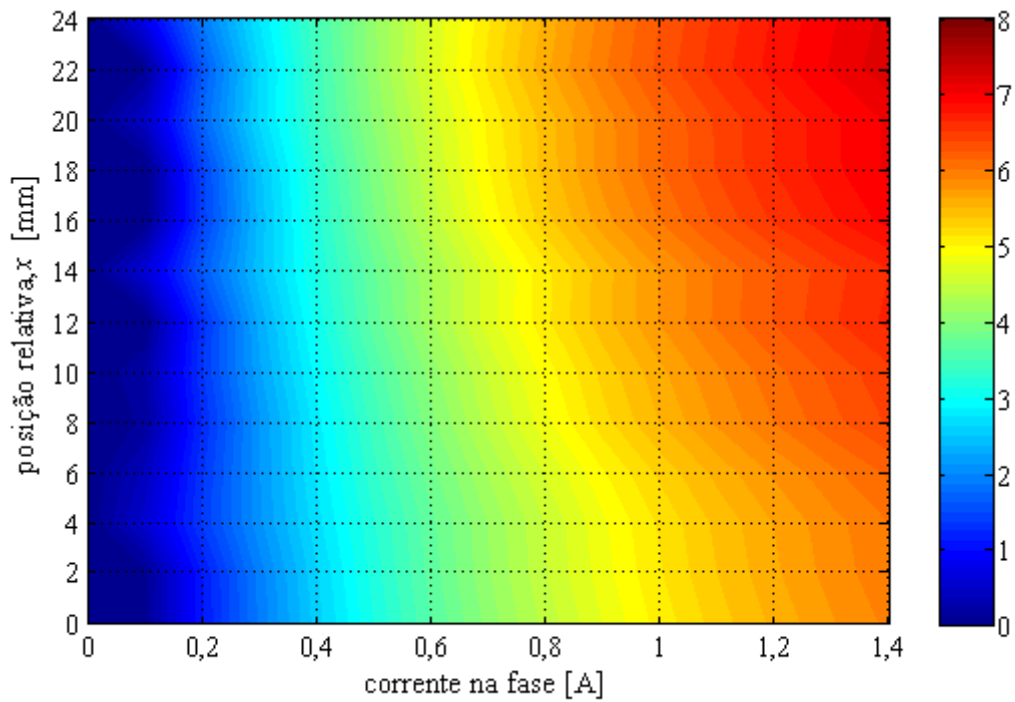


Figura 5.23 – Fluxo ligado com a fase 2 [Wb] em função da posição relativa e da corrente na fase.

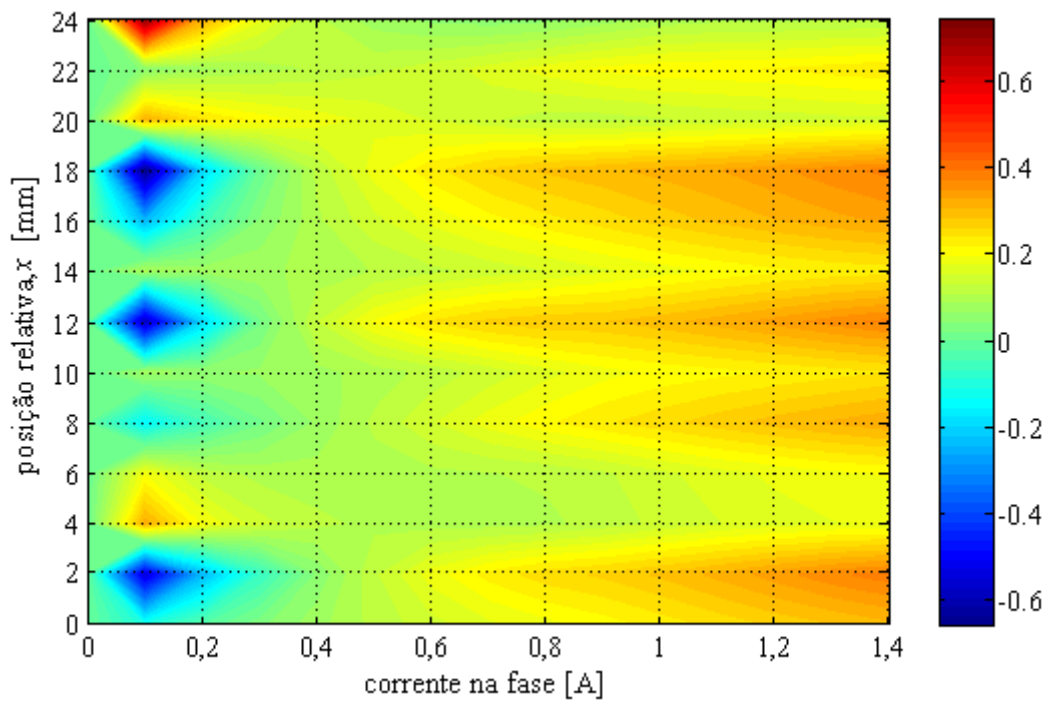


Figura 5.24 – Diferença entre os fluxos ligados [Wb], respectivamente com a fase 1 e com a fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.

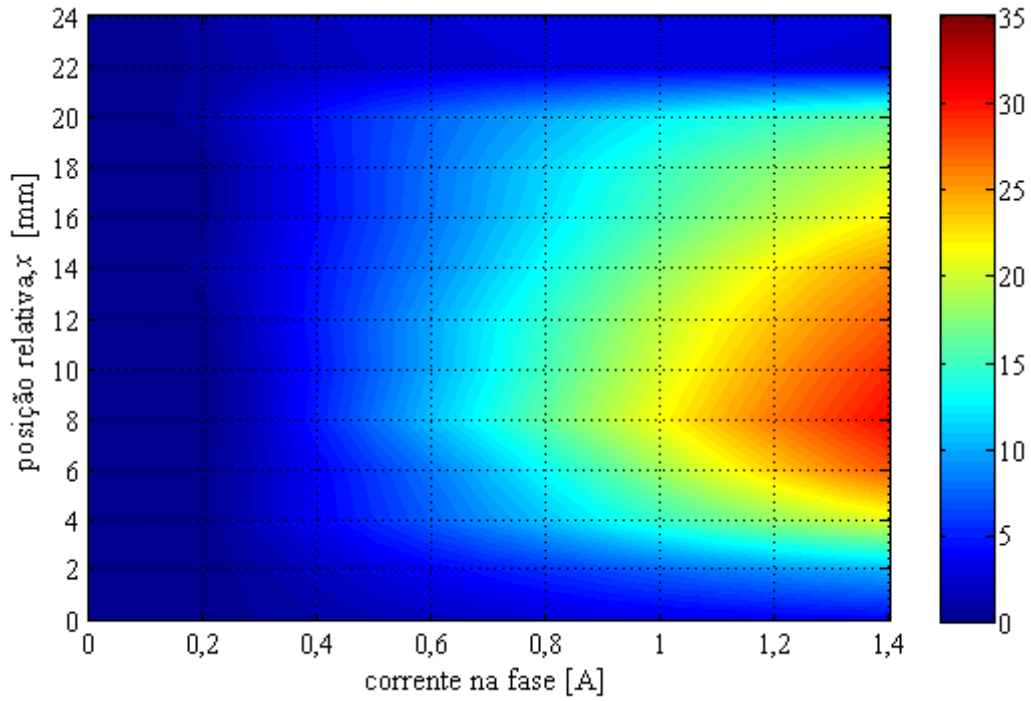


Figura 5.25 – Força útil de tracção [N] desenvolvida pela fase 1 em função da posição relativa e da corrente na fase.

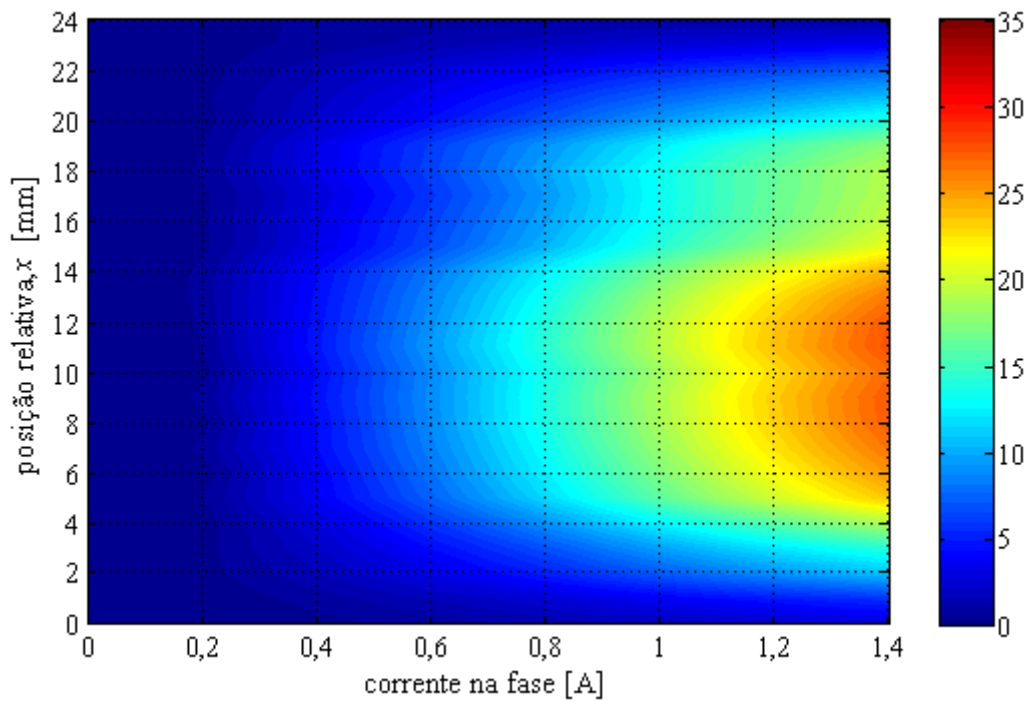


Figura 5.26 – Força útil de tracção [N] desenvolvida pela fase 2 em função da posição relativa e da corrente na fase.

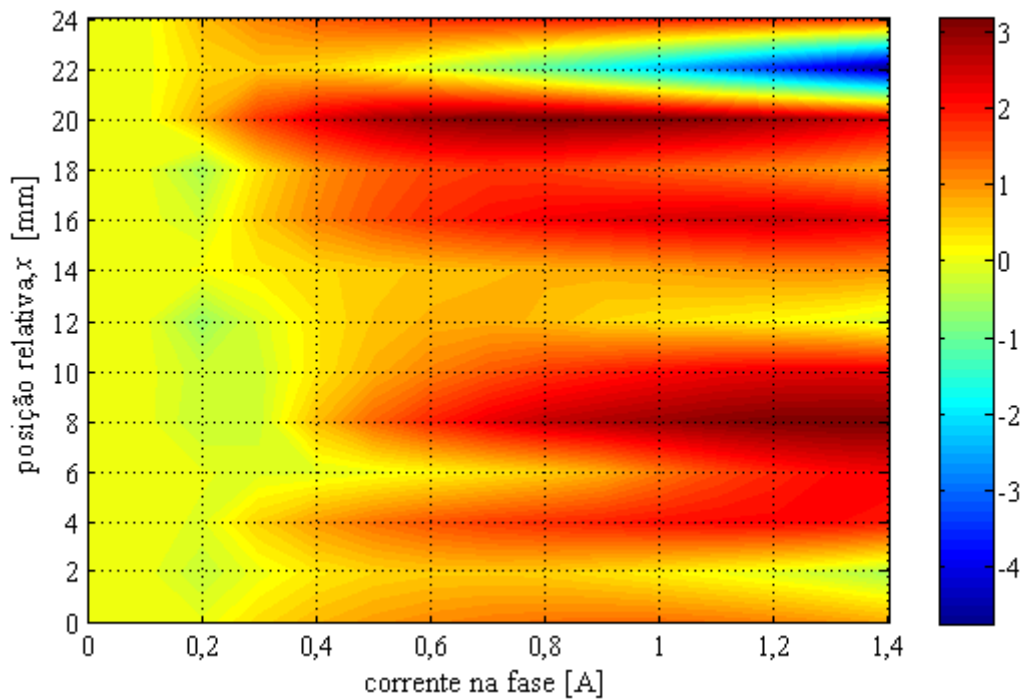


Figura 5.27 – Diferença entre as forças úteis de tracção [N], respectivamente da fase 1 e da fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.

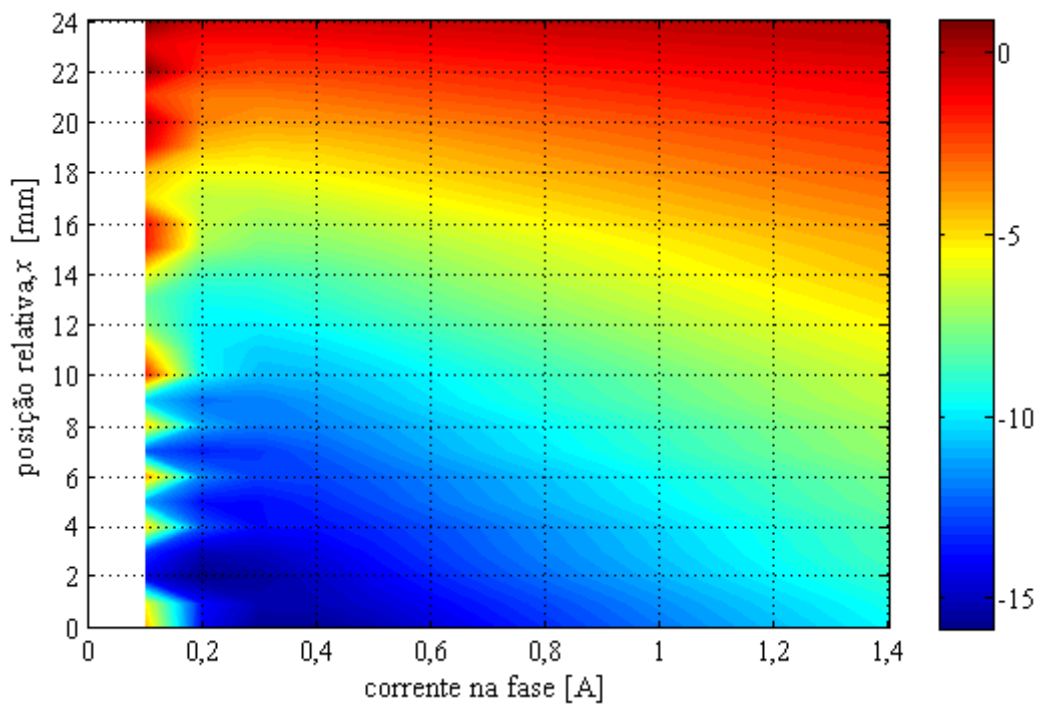
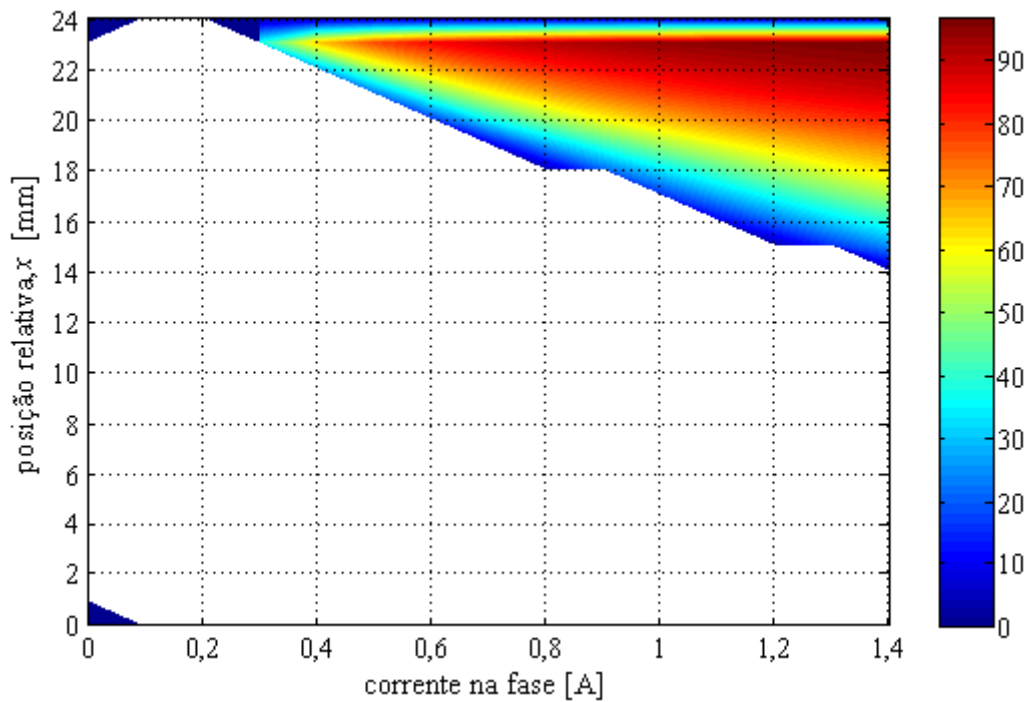
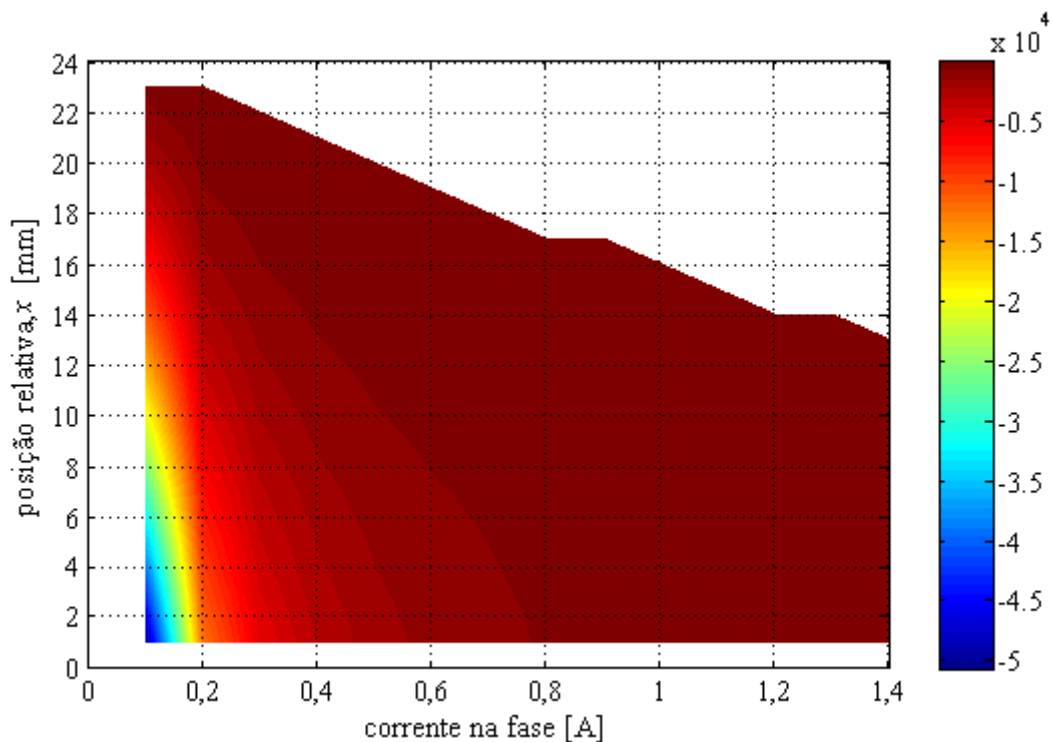


Figura 5.28 – Diferença, em valor percentual, entre os valores teóricos e experimentais do fluxo ligado com a fase 2 em função da posição relativa e da corrente na fase.



a) ábaco caracterizador das zonas de funcionamento com erro positivo
(força teórica superior à força experimental)



b) ábaco caracterizador das zonas de funcionamento com erro negativo
(força teórica inferior à força experimental)

Figura 5.29 – Diferença, em valor percentual, entre os valores teóricos e experimentais da força desenvolvida no entreferro ligado com a fase 2, em função da posição relativa e da corrente na fase.

5.5.3 Conclusões

Da análise dos resultados expostos na secção anterior, constata-se o seguinte:

- Os andamentos da tensão, corrente, força útil de tracção e fluxo ligado, em função do tempo, para ambas as fases ensaiadas (Figuras 5.19 a 5.21), apresentam a forma esperada teoricamente. Saliente-se que o modo de comando das máquinas de relutância variável comutadas é similar, quer se trate de máquinas rotativas ou de máquinas lineares, residindo a diferença unicamente na variável de posição.
- O andamento do fluxo ligado com as fases ensaiadas, Figuras 5.22 e 5.23, apresenta igualmente a tendência esperada teoricamente.
- Como se pode observar no ábaco da Figura 5.24, a diferença entre os fluxos ligados com as fases 1 e 2, é mínima quando comparada com os valores absolutos obtidos. Além disso, esta diferença apresenta valores positivos e negativos, o que permite concluir que não existe um predomínio do fluxo de uma das fases relativamente à outra.
- Através dos ábacos expostos nas Figuras 5.25 a 5.27, pode-se observar que a diferença entre as forças desenvolvidas por cada uma das fases é igualmente mínima tomando com referência os valores absolutos medidos. Tal como sucede com o fluxo ligado, essa diferença apresenta valores positivos e negativos, permitindo assim concluir que não se verifica o predomínio de uma fase face à outra.
- A comparação entre fases, no que respeita ao fluxo ligado (Figura 5.24), e à força de tracção (Figura 5.27), mostra que o desempenho é similar para todas as fases, ou seja, a máquina não apresenta efeitos de extremidade longitudinais.
- Como se pode observar no ábaco da Figura 5.28, a diferença entre os valores teóricos e experimentais do fluxo ligado para uma das fases, é

mínima, inferior a 2%, para posições próximas da posição alinhada, e é crescente à medida que nos aumenta o afastamento da referida posição, situando-se num valor máximo da ordem de -15%. Note-se que a diferença percentual apresentada no ábaco foi calculada através da seguinte relação:

$$\Delta\Psi = \frac{\Psi_{Teórico} - \Psi_{Experimental}}{\Psi_{Teórico}} \times 100\% \quad (5.50)$$

- Quanto aos ábacos expostos na Figura 5.29, mostra-se o andamento da diferença percentual entre os valores teóricos e experimentais da força de tracção, calculado com base na seguinte relação:

$$\Delta F = \frac{F_{Teórico} - (F_{Experimental} + 40)}{F_{Teórico}} \times 100\% \quad (5.51)$$

Saliente-se que o valor de 40N que se inclui no numerador refere-se à força de atrito estático, tendo sido obtido experimentalmente. Da análise do ábaco a), verifica-se que, para correntes de intensidade elevada e para posições próximas do alinhamento, a máquina apresenta uma diferença significativa, até 95%, entre os valores teóricos e experimentais da força. No entanto, esta situação, previamente esperada, é pouco significativa no que respeita à metodologia de análise e dimensionamento proposta, na medida em que as características de magnetização apresentam uma concordância suficiente para corroborar a forma de onda da corrente, em regime nominal, estimada nos Capítulos 3 e 4, podendo-se verificar nessa forma de onda que a corrente para essas posições já apresenta valores suficientemente baixos, minimizando-se desta forma o erro introduzido que é da ordem de 10 a 15%.

Adicionalmente, o ábaco b) apresenta as situações de funcionamento onde a máquina desenvolve uma força experimental superior à estimada teoricamente. Embora as diferenças percentuais sejam exorbitantes para

um conjunto diminuto de situações, essas mesmas diferenças, quando encaradas em valor absoluto, podem ser consideradas como sendo aceitáveis. Saliente-se que, para as restantes situações contempladas neste ábaco, e que caracterizam, na quase totalidade, o funcionamento em regime permanente da máquina, a força de tracção apresenta um erro consideravelmente reduzido, sendo no entanto indiciador de um ligeiro sobredimensionamento.

Em face dos resultados obtidos, pode-se afirmar que o modelo apresentado para análise e dimensionamento de motores lineares de relutância variável comutados, com uma topologia electromagnética de fluxo transversal, pode-se considerar corroborado experimentalmente. Importa salientar ainda que não foi possível utilizar o material magnético considerado no projecto, tendo-se optado pela aplicação de um aço macio maciço.

Como se expôs anteriormente, existem algumas zonas de funcionamento no que respeita à força de tracção onde esse modelo se afasta do comportamento experimental, o que não é de estranhar uma vez que, como se salientou no Capítulo 1, o cálculo de máquinas eléctricas não é uma ciência exacta. Apesar dessas zonas serem pouco ou nada significativas no que respeita ao funcionamento global da máquina, é possível colmatar essas diferenças, na nossa opinião através da adopção dos seguintes procedimentos:

- Construção do circuito magnético do primário com aço magnético folhetado.
- Simulação da máquina recorrendo a pacotes de programas computacionais baseados no método numérico dos elementos finitos, tridimensional. Somente a utilização deste método permite considerar todas as particularidades geométricas e electromagnéticas da máquina, na medida em que a sua estrutura não apresenta simetrias que permitam

a utilização dos programas convencionais de elementos finitos bidimensionais.

- Análise dos resultados, obtidos nas simulações sugeridas no ponto anterior, para definição de uma função que caracterize da forma mais exacta possível a variação do comprimento médio do entreferro.

Alternativamente, a construção e análise experimental de diversos protótipos, numa gama variada de potências e de forças de tracção, permitiria obter uma caracterização normalizada no que respeita às grandezas de funcionamento, podendo facilitar o cálculo e a construção de máquinas para outras potências. Contudo, os custos inerentes a esta possibilidade seriam exorbitantemente mais elevados que os respeitantes à aquisição de pacotes de programas de elementos finitos 3D.

Referências Bibliográficas

- [1] D. S. B. Fonseca, “O Motor de Relutância Variável Comutado e a Tolerância a Falhas”, Trabalho de Síntese das Provas de Aptidão Pedagógica e Capacidade Científica. Universidade da Beira Interior, Janeiro/Fevereiro 2002.
- [2] Amadeu Leão Rodrigues, “Two-Phase Auto-Piloted Synchronous Machine”, PhD Thesis, Imperial College, Londres, 1983.
- [3] C. P. Cabrita, “Motor Linear de Indução. Análise Teórica, Projecto e Ensaio” Dissertação de Doutoramento, IST/UTL, 1988.
- [4] Juan Corrales Martín, “Calculo Industrial de Maquinas Electricas”, Marcombo Boixareu Editores, Barcelona, España, 1982.
- [5] C. P. Cabrita, “Construção e Ensaio do Protótipo de um Motor Linear de Indução Tubular Trifásico.” Revista Electricidade No. 241, pp. 337-341, Outubro 1990.
- [6] C. Cossar and T.J.E. Miller, “Electromagnetic testing of switched reluctance motors”, ICEM’92, pp. 470– 474, September 14-17, 1992.
- [7] Virendra Kumar Sharma, S. S. Murthy and Bhim Singh, “An Improved Method for the Determination of Saturation Characteristics of Switched Reluctance Motors”, IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 48, No. 5 pp 995–1000, October 1999.
- [8] Adrian David Cheok and Nesimi Ertugrul, “Computed-Based Automated Test Measurement System for Determining Magnetization Characteristics of Switched Reluctance Motors”, IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 3 pp 690–696, June 2001.

CAPÍTULO 6

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo final, como complemento das principais conclusões expostas de forma detalhada nos capítulos anteriores, discriminam-se as contribuições originais, as publicações científicas e tecnológicas directamente relacionadas com este trabalho, assim como as sugestões para trabalho sequencial futuro, terminando-se com algumas considerações inerentes ao projecto de máquinas eléctricas.

6.1 Contribuições Originais

A realização desta tese representou, por um lado, um importante incentivo e um grande desafio e, por outro, contribuiu decisivamente para cimentar a realização profissional do seu autor, na medida em que as propostas apresentadas irão contribuir certamente para o desenvolvimento e análise dos actuadores lineares de relutância variável comutados para aplicações em tracção eléctrica ligeira e de baixa velocidade. Contudo, não é nossa intenção tentar impor rigidamente um método único de modelização, de análise teórica, de simulação, e de optimização do cálculo, mas sim complementar, por extrapolação, alguns dos trabalhos de investigação relativos a estas promissoras máquinas eléctricas, assim como propor linhas orientadoras que deverão, na nossa opinião, contribuir para o seu sucesso num futuro muito próximo. Em linhas gerais, as contribuições originais podem ser sumariadas como se apresenta de seguida:

- Desenvolvimento de uma nova topologia mecânica e electromagnética, de fluxo transversal, topologia essa que permite dimensionar e construir estes motores lineares com uma independência completa entre fases, do ponto de vista mecânico, electromagnético e térmico. Além disso, confere à máquina uma maleabilidade mecânica notável, na medida em que as fases são articuladas entre si, assim como uma predisposição natural para aplicações tolerantes a falhas.
- Desenvolvimento de uma metodologia para a modelização electromagnética da máquina, baseada na linearização do entreferro, com o objectivo de se estabelecer uma tabela de consulta das curvas de magnetização.
- Desenvolvimento de uma metodologia de cálculo optimizado, baseada numa avaliação rápida e sistemática do desempenho da máquina em regime nominal. Saliente-se que esta optimização permite dimensionar e

construir os motores com o melhor desempenho possível, isto é, de forma a desenvolverem potências e forças de tracção elevadas com o melhor rendimento possível e, simultaneamente, com o mínimo volume de material necessário.

- Apresentação de uma metodologia de análise dos fenómenos de transferência de calor em máquinas eléctricas, com a finalidade de se determinarem as constantes térmicas de aquecimento e de arrefecimento e, como consequência, a intensidade da corrente nominal assim como, as curvas de sobrecargas e das correntes admissíveis em função do tempo. Esta metodologia, corroborada experimentalmente, e que considera uma corrente de aquecimento constante, resultou do aperfeiçoamento de uma outra na qual é a potência de aquecimento que se supõe ser constante. Saliente-se que, devido à sua forma construtiva, não é possível considerar um regime forçado para os motores de relutância variável comutados com o mesmo significado do utilizado para as máquinas eléctricas convencionais. De facto, o funcionamento em regime forçado corresponde a uma sucessão de regimes transitórios, nos quais os parâmetros dos circuitos indutivos correspondentes às fases variam em função da posição relativa e da corrente.
- Construção otimizada de um banco de ensaios com características universais para estes motores lineares, tendo sido projectado com uma estrutura que permitiu minimizar os custos e, em simultâneo, maximizar os meios laboratoriais existentes. Saliente-se que, com a configuração adoptada, é possível não só realizar todos os ensaios em regime estático, mas também analisar o comportamento dinâmico do accionamento.
- Aplicação da transformada complexa espacial à análise e diagnóstico de avarias em motores lineares de relutância variável comutados tetrafásicos.

6.2 Publicações

Quando se adopta um determinado tema de investigação, original, e cujos trabalhos têm como objectivos principais não só contribuir para o desenvolvimento científico e tecnológico da área escolhida, mas também, como consequência, a obtenção de um determinado grau académico pós-graduado, como é o caso desta tese, torna-se fundamental, à medida que as diferentes tarefas previamente planeadas vão sendo cumpridas, que os respectivos resultados sejam publicados, periodicamente, com a finalidade de os submeter à comunidade científica assim como de incentivar à discussão e à troca de ideias, resultando usualmente no aperfeiçoamento daqueles resultados. Por conseguinte, de acordo com esta postura apresenta-se de seguida a listagem dos trabalhos publicados pelo autor, relacionados com esta tese, ou seja, com a temática dos accionamentos eléctricos e dos motores lineares de relutância variável comutados, para aplicações em tracção eléctrica ferroviária.

Publicações científicas em revistas

- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A Prototype of a Linear Switched Reluctance Motor with a New Design Methodology”, *WSEAS Transaction on Power Systems*”, aceite para publicação em 2008.
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A New Methodology for Dynamic Performance Simulation of a New Linear Switched Reluctance Motor based on Geometrical Dimensions”, *WSEAS Transaction on Power Systems*, Vol. 1, No. 7, pp. 1282-1287, July, 2006.
- C. P. Cabrita, D. S. B. Fonseca, M. R. A. Calado, A. Espírito Santo, “Design of the Commutator Series Motor Operating in Both Direct Current and Single-Phase Electric Traction”, *WSEAS Transaction on Power Systems*, Vol. 1, No. 7, pp. 1273-1281, July, 2006.

- Davide Fonseca, Carlos Cabrita, Maria Calado, "Some Design Aspects Concerning a New Single-Phase AC/DC PWM Converter for AC Traction Systems", *WSEAS Transaction on Circuits and Systems*, Vol. 4, No. 9, pp. 1019-1027, September, 2005.

Comunicações científicas em conferências

- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, "Thermal Modeling and Characterization of Electrical Machines, and Calculation of Current Ratings", *4th IET International Conference on Power Electronics Machines and Drives, York, UK*, pp. 475-479, April 2-4, 2008.
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, "Determinação das Correntes Admissíveis em Máquinas Eléctricas com base nos Ensaios de Aquecimento/Arrefecimento", *Engenharia'07 - Inovação e Desenvolvimento, Universidade da Beira Interior, Covilhã*, ENG-07-3.2, Novembro 21-23, 2007.
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, "A Prototype of a Linear Switched Reluctance Motor with a New Design Methodology", *Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Electric Power Systems, High Voltage, Electric Machines, Venice, Italy*, pp. 16-21, November 21-23, 2007.
- C. P. Cabrita, D. S. B. Fonseca, M. R. A. Calado, A. Espírito Santo, "Dimensionamento da Bobina de Alisamento e do Shunt Óhmico Não Indutivo dos Pólos Principais em Motores com Colector na Tracção Eléctrica em Corrente Contínua e em Corrente Alternada Monofásica", *Proceedings of the 10th Portuguese-Spanish Conference in Electrical Engineering, Funchal, Portugal*, pp. P1.34, July 5-7, 2007.
- C. P. Cabrita, D. S. B. Fonseca, M. R. A. Calado, A. Espírito Santo, "A Força Electromotriz de Transformação em Motores com Colector na Tracção Eléctrica em Corrente Contínua e em Corrente Alternada

- Monofásica”, *Proceedings of the 10th Portuguese-Spanish Conference in Electrical Engineering, Funchal, Portugal*, pp. P1.35, July 5-7, 2007.
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, A. J. Marques Cardoso, “A Preliminary Study on the Application of the Spatial Complex Transform for Fault Detection in a Four Phase Linear Switched Reluctance Motor”, *Proceedings of the 20th International Congress on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management, COMADEM 2007, Faro, Portugal*, pp. 65-74, June 13-15, 2007.
 - D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A Control Characterization of a New Linear Switched Reluctance Motor”, *Proceedings of the 2007 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Antalya, Turkey*, pp. 548-553, May 3-5, 2007.
 - D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A New Methodology for Dynamic Performance Simulation of a New Linear Switched Reluctance Motor based on Geometrical Dimensions”, *Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Power Systems (PE '06), Lisbon, Portugal*, pp. 84-89, September 22-24, 2006.
 - C. P. Cabrita, D. S. B. Fonseca, M. R. A. Calado, A. Espírito Santo, “Some Design Aspects of the Commutator Series Motor Operating in Both Direct Current and Single-Phase Electric Traction. Part2-Design of the Main Field Winding Shunt Resistor and Smoothing Coil”, *Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Power Systems (PE '06), Lisbon, Portugal*, pp. 351-355, September 22-24, 2006.
 - C. P. Cabrita, D. S. B. Fonseca, M. R. A. Calado, A. Espírito Santo, “Some Design Aspects of the Commutator Series Motor Operating in Both Direct Current and Single-Phase Electric Traction. Part 1 - - Commutation Analysis and Transformer E.M.F.”, *Proceedings of the*

6th WSEAS International Conference on Power Systems (PE '06), Lisbon, Portugal, pp. 419-424, September 22-24, 2006.

- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “A New and Fast Design Methodology for a New Linear Switched Reluctance Motor taking Performance Evaluation and Path Arrangements into account”, *Proceedings of the ICEM 2006 XVII International Conference on Electrical Machines, Chania, Crete Island, Greece, Paper No. 208, September 2-5, 2006.*
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “Some Design Aspects Concerning a New Three-Phase AC/DC PWM Converter for Four Quadrant Performance”, *Proceedings of the 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2006), Dublin, Ireland, pp. 591-595, April 4-6, 2006.*
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “Single-Phase AC/DC PWM Converter with Output Voltage Cell Performance Characteristic for Four-Quadrant ac Traction Systems”, *Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Power Systems and Electromagnetic Compatibility (PSE '05), Corfu Island, Greece, pp. 34-38, August 23-25, 2005.*
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, "Linear Switched Reluctance Motor. A New Topology for Fault Tolerant Traction Applications", *Proceedings of the 2005 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, San Antonio, Texas, USA, pp. 823-827, May 15-18, 2005.*
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “Aspectos de Dimensionamento de um Novo Motor Linear de Relutância Variável Comutado, para Aplicações de Tracção Eléctrica tendo em atenção as Limitações da Via.”, *Engenharia'2005 - Inovação e Desenvolvimento,*

Universidade da Beira Interior, Covilhã, ENG-05-11-02, Novembro 21-23, 2005.

- C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, D. S. B. Fonseca, A. Espírito Santo, “Cálculo da Potência de Tracção em Material Circulante Motor Ligeiro para Tracção Eléctrica”, *Engenharia’2005 - Inovação e Desenvolvimento, Universidade da Beira Interior, Covilhã, ENG-05-11-01, Novembro 21-23, 2005.*
- D. S. B. Fonseca, C. P. Cabrita, M. R. A. Calado, “Linear Switched Reluctance Motor. A new Design Methodology Based on Performance Evaluation”, *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, Yasmine, Hammamet, Tunisia, TF-001696, December 8-10, 2004.*
- Helder Matos, Nuno Caetano, Carlos P. Cabrita, Calado, M. R. A, D. S. B. Fonseca, A. Espírito Santo, “Cálculo, Construção e Ensaio de Um Propulsor Linear de Indução para um Sistema de Transporte com Levitação Magnética”, *Engenharia’2003 - Inovação e Desenvolvimento, Universidade da Beira Interior, Covilhã, 05-07 de Novembro de 2003.*
- D. S. B. Fonseca, A. J. M. Cardoso, Carlos M. P. Cabrita, “O Motor de Relutância Variável Comutado e a Tolerância a Falhas”, *Engenharia’2001 - Inovação e Desenvolvimento, Universidade da Beira Interior, Covilhã, pp. 349-355, Novembro 5-6, 2001.*

Saliente-se que, em 2001, 2003 e 2004 foram publicados apenas 3 trabalhos, um em cada ano, enquanto que, em 2005, 2006 e 2007 se publicaram, respectivamente, 5, 7 e 6 artigos, tendência que será mantida durante 2008, justificando-se estes últimos números pelo facto de existirem já resultados palpáveis, prontos para divulgação.

6.3 Sugestões para Trabalho Futuro

É sabido que, de uma forma genérica, nenhum tema escolhido para investigação se esgota com a realização de uma tese de doutoramento, que, no nosso entendimento, deverá constituir tão somente mais um passo, obviamente significativo, para o avanço e desenvolvimento do conhecimento científico e tecnológico desse tema de investigação. Na medida em que este trabalho não constitui excepção a esta regra, tanto mais que a tracção eléctrica e as máquinas lineares de relutância variável comutadas são áreas com uma dinâmica de evolução impressionante e imparável, apontam-se seguidamente as linhas orientadoras para a realização de trabalho de investigação futuro:

- Análise numérica tri-dimensional, baseada no método dos elementos finitos, da distribuição do campo magnético e dos fenómenos térmicos, com a finalidade de se quantificar de uma forma o mais rigorosa possível não só as características de magnetização, mas também as grandezas associadas ao aquecimento dos diversos componentes da máquina.
- Estudo da variação real do comprimento médio do entreferro, com o objectivo de melhorar a exactidão da metodologia de dimensionamento que se propõe.
- Implementação de um sistema de aferição da posição relativa entre o primário e o secundário, conforme proposto no Anexo A4, no sentido de se conseguir um controlo preciso, fundamentalmente no que se refere à definição das posições de comando.
- Implementação de um sistema de controlo microprocessado, com capacidade de diagnosticar falhas e de reajustar os parâmetros de controlo para minimização dos efeitos perversos decorrentes das falhas detectadas.

- Definição do traçado urbano e, eventualmente, sub-urbano, para a instalação de um sistema de tracção eléctrica ligeira até 60km/h.
- Construção de um motor de tracção, à escala real, utilizando chapas magnéticas no primário e com um total encapsulamento de todas as fases. Saliente-se que, após o conhecimento pormenorizado do traçado, torna-se possível definir as condições de circulação a cumprir, o que permite, *a posteriori*, calcular a potência e a força de tracção e, conseqüentemente, construir o sistema de accionamento completo.

6.4 Observações Finais

Como se refere no Capítulo 1, o cálculo de máquinas e actuadores eléctricos não é, de forma alguma, uma ciência exacta, sendo essencial o “olho clínico” do projectista para que se possam alcançar resultados óptimos. Por um lado, o número excessivo de variáveis intervenientes face ao número reduzido de condições técnicas que é necessário satisfazer, transformam o cálculo naquilo a que se poderia designar por um sistema indeterminado de equações, com um número infinitamente elevado de soluções. Por outro, nem todas as condições e leis são fáceis de formular algebricamente – umas, pela sua natureza, como sucede com o comportamento térmico dos materiais isolantes, e outras, por dificuldade de obtenção de expressões analíticas, como é o caso da saturação magnética, ou devido à sua complexidade, como sucede com a dispersão magnética.

Adicionalmente, nenhuma das características qualificadas como “constantes” no conjunto dos dados técnicos inerentes às máquinas eléctricas, merece rigorosamente essa designação, na medida em que, de um modo geral, variam inevitavelmente e de uma forma nada conveniente em função de alguma outra grandeza, como por exemplo a temperatura, a frequência, e a saturação, e cuja influência é necessário conhecer, para se prever os seus efeitos. Para as máquinas eléctricas, têm-se, respectivamente, as seguintes constantes:

- As que caracterizam o circuito eléctrico, ou seja, a resistividade dos condutores, ou a sua inversa, a condutividade, que permitem definir as quedas de tensão e as perdas por efeito de Joule.
- As que caracterizam o circuito magnético, isto é, a permeabilidade e as perdas específicas do ferro, afectando a primeira a corrente de excitação para se obter um determinado fluxo, e a segunda o rendimento global.
- As que intervêm no circuito térmico, isto é, a condutividade térmica, a capacidade de dissipação, e a capacidade calorífica, que se encontram directamente associadas ao aquecimento e ventilação.
- As constantes mecânicas, como por exemplo os coeficientes de ruptura à tracção, à compressão, ao corte, e o módulo de elasticidade de Young, que intervêm no cálculo estrutural.

Na prática, enquanto que o projecto das máquinas rotativas convencionais se baseia em realizações anteriores bem sucedidas, impondo-se à partida um conjunto reduzido de grandezas, como sejam a potência, a tensão, a velocidade, a densidade linear de corrente (carga eléctrica), a densidade de fluxo no entreferro (carga magnética), e o diâmetro do induzido, para as máquinas de relutância variável comutadas a metodologia de cálculo é substancialmente diferente, como se expõe no Capítulo 3, devido ao seu circuito magnético apresentar uma geometria fortemente variável.

Como é sabido, o motor rotativo de relutância variável comutado é bastante mais que um simples motor passo a passo de velocidade elevada, na medida em que combina em si as qualidades mais relevantes dos motores de corrente contínua, dos motores de indução, e dos motores síncronos com magnetos permanentes, podendo as suas vantagens serem sumariadas como se segue:

- O rotor apresenta uma inércia reduzida assim como uma geometria bastante simples, sendo a sua construção e maquinação bastante fáceis de realizar.

- O estator é relativamente fácil de bobinar, na medida em que o seu enrolamento é constituído por bobinas concentradas em cada um dos pólos.
- As únicas perdas eléctricas por efeito de Joule são geradas no estator, cuja ventilação não apresenta dificuldades.
- Atendendo a que não existem magnetos permanentes no rotor, as temperaturas máximas admissíveis de funcionamento podem ser superiores às praticadas nos motores com magnetos permanentes.
- O binário é independente da polaridade da corrente de excitação das fases, o que permite, em determinadas aplicações, reduzir o número de componentes semicondutores do conversor electrónico de potência.
- Em situações de curto-circuito as respectivas correntes de defeito são reduzidas.
- O binário de arranque é bastante elevado, sem que as correntes de arranque também o sejam.
- A manutenção é extremamente reduzida, situando-se assim a disponibilidade operacional muito próximo de 100 %, e, além disso, a propensão para o funcionamento tolerante a falhas é excelente.

Por outro lado, devido ao facto do seu binário apresentar uma forma de onda pulsada, isto é, não uniforme, este *ripple* contribui para a existência de ruído acústico, ruído esse que é tanto mais acentuado quanto mais elevada for a velocidade e quanto maior for a dimensão do motor. A forma de reduzir este ruído acústico e a conseqüente vibração electromagnética, consiste em construir a máquina com uma elevada precisão mecânica, e otimizar a electrónica de regulação e comando no sentido de assegurar uma elevada precisão no que respeita à definição dos ângulos de disparo.

Tal como sucede com as restantes máquinas eléctricas, o motor rotativo de relutância variável comutado pode ser linearizado mecanicamente, dando origem ao motor linear de relutância variável comutado, que é assim uma máquina de fluxo magnético longitudinal, ou axial, como se mostra no Capítulo 2, sendo de salientar que, com esta configuração, o ruído acústico praticamente não existe, uma vez que a sua robustez mecânica é significativamente superior à do seu homólogo rotativo. Como se provou neste trabalho de investigação, é igualmente possível dimensionar e construir motores lineares deste tipo, mas com fluxo magnético transversal, reunindo as seguintes características face aos seus homólogos de fluxo longitudinal:

- A construção mecânica é mais complexa e exige uma maior precisão de maquinação, devido ao facto da sua estrutura ser constituída por fases independentes.
- A sua concepção, com fases independentes, permite, em qualquer altura, utilizar um número de fases qualquer, consoante a potência e a força de tracção pretendidas. Esta característica, bastante importante do ponto de vista das aplicações em tracção eléctrica, não se verifica no motor de fluxo longitudinal, na medida em que a sua estrutura electromecânica é indivisível, e não modular.
- A sua concepção, com fases independentes, ou seja, modular, permite, do ponto de vista mecânico, que seja dimensionado e construído com articulações entre as fases. Esta característica é igualmente notável para aplicações em tracção eléctrica, uma vez que permite não só manter um entreferro praticamente constante, mas também uma excelente inscrição do material circulante motor em todas as curvas, sobretudo de raio reduzido, como sucede nos traçados urbanos.
- A sua robustez mecânica é notável, na medida em que as duas bobinas de cada fase podem ser totalmente encapsuladas com material isolante,

de forma independente do encapsulamento das bobinas das restantes fases. Esta característica permite que, em caso de avaria eléctrica numa fase, seja apenas essa fase a única a ser substituída, mantendo-se as restantes. No que respeita ao motor de fluxo longitudinal, como é totalmente encapsulado, em caso de falha numa qualquer bobina, é-se obrigado a rebobinar a totalidade do motor, ou então substituí-lo por outro.

- Devido à vantagem explicitada no ponto anterior, a sua manutenção é mais ligeira e menos onerosa, sendo assim mais elevada a sua disponibilidade operacional, o que é bastante importante em tracção eléctrica uma vez que aumenta a rentabilidade do material circulante motor.
- O espaço disponível para a instalação das bobinas de excitação é superior, o que lhes confere a possibilidade não só de uma maior concentração de potência e de força de tracção por fase, mas também a adopção de densidades de corrente superiores às utilizadas no motor de fluxo longitudinal, na medida em que a capacidade de dissipação e de ventilação é superior.
- As bobinas podem ser dimensionadas com várias tomadas intermédias, no sentido de aumentar a sua tolerância a falhas.
- Não existem efeitos de extremidade longitudinais, sendo assim a potência e a força de tracção iguais para todas as fases, independentemente da sua localização ao longo do motor.
- Apesar do seu custo de produção ser superior ao do seu homólogo de fluxo longitudinal, este diferencial de custos dilui-se ao longo da sua exploração.

Um outro factor que interessa salientar devido à sua elevada importância, diz respeito aos aspectos sociais que a realização de um trabalho de investigação

nesta área representa para a cidade da Covilhã e para a região da Cova da Beira, em franco e acelerado desenvolvimento, onde a tradicional indústria têxtil tem vindo a dar lugar a outros sectores económicos, mudança esta que tem vindo a ser sustentada através das contribuições decorrentes das actividades levadas a cabo pelo Parkurbis - Parque de Ciência e Tecnologia da Covilhã, em parceria com a Universidade da Beira Interior, mais especificamente entre as empresas sedeadas naquele parque e os investigadores da própria Universidade. Na nossa opinião, a instalação de novos sistemas de transporte como aquele que se propõe, não poluidor, com um elevado rendimento energético, rápido e eficaz, e bastante cómodo para os seus utentes, com toda a certeza que poderá conferir maior sustentabilidade ao desenvolvimento referido, tanto mais que, nos próximos cinco anos, além da fixação de novas indústrias, esta região estará dotada de um moderno aeroporto.

Para terminar, consideramos que os resultados obtidos satisfazem plenamente os objectivos previamente delineados, e que este trabalho representa uma contribuição honesta e empenhada para o desenvolvimento científico e tecnológico dos motores lineares de relutância variável comutados, máquinas estas que, devido às suas excelentes características de desempenho aliadas ao seu baixo custo de produção, representarão num futuro muito próximo um enorme sucesso no domínio dos accionamento electromecânicos em tracção eléctrica.

ANEXO

A1

CONFIGURAÇÃO DO
ENROLAMENTO DE EXCITAÇÃO

Nos capítulos 3 e 5 efectuou-se, respectivamente, o dimensionamento e a caracterização experimental dos enrolamentos da MLRVC, tendo-se optado por construir um enrolamento constituído por duas bobinas por fase, cada uma com 3360 espiras, e seccionada em pequenos troços para se poderem construir dois ramos, ligados em paralelo, de 1680 espiras cada. Em cada um dos troços paralelos estão disponíveis terminais intermédios de acesso ao enrolamento por forma a possibilitar o ensaio de curto-circuitos entre espiras.

Na Figura A1.1 pode-se observar o enrolamento da máquina, constituído por 8 bobinas instaladas uma em cada pólo do primário, sendo por sua vez cada fase constituída por duas bobinas opostas transversalmente. Adicionalmente, apresenta-se na Figura A1.2 a representação esquemática, em planta, do enrolamento, para melhor identificação e localização de cada uma das bobinas da máquina.

Por outro lado, nas restantes figuras apresentam-se os esquemas da bobinagem de cada uma das fases, separadamente e, na Tabela A1.1, os valores em percentagem de cada um dos troços seccionados do enrolamento, tomando como base de referência a totalidade do número de espiras dos ramos.

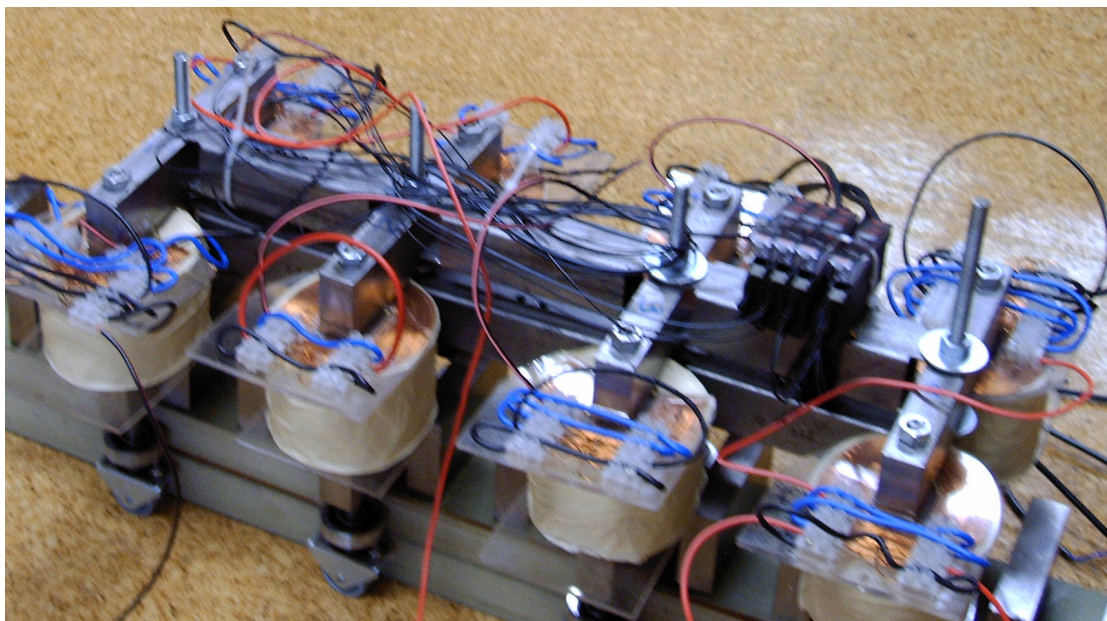


Figura A1.1 – Vista geral do protótipo da MLRVC construída.

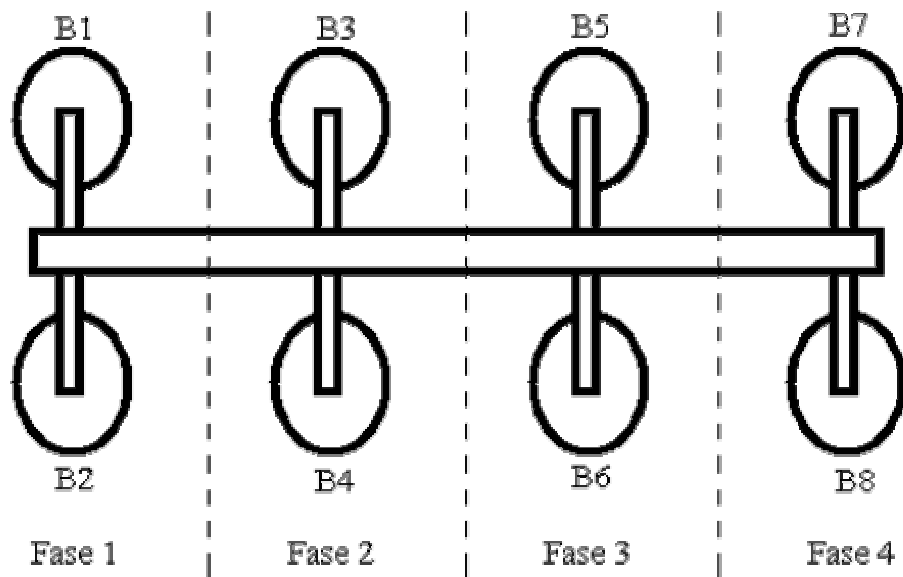


Figura A1.2 – Representação esquemática, em planta, da disposição das 8 bobinas.

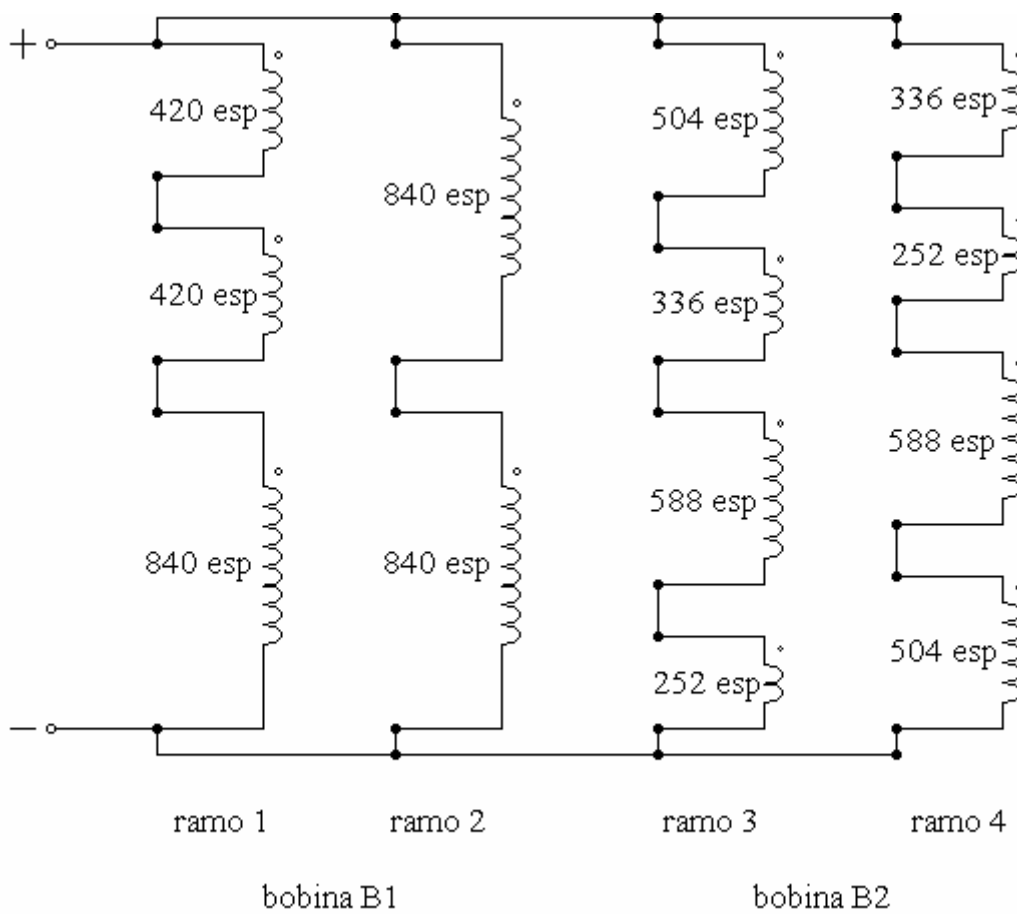


Figura A1.3 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 1.

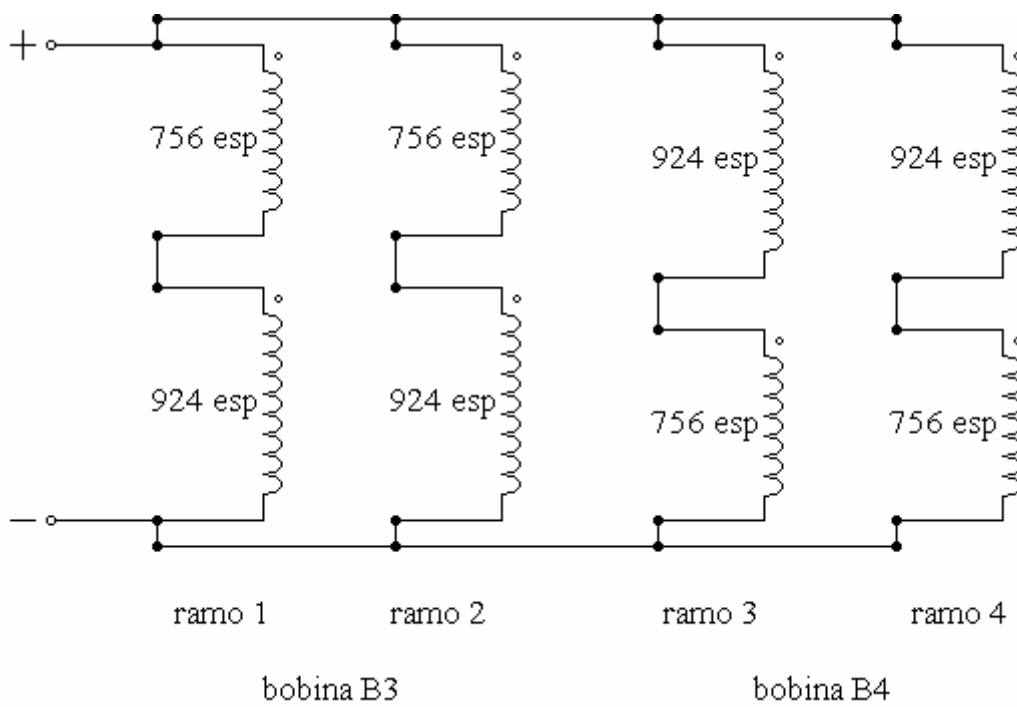


Figura A1.4 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 2.

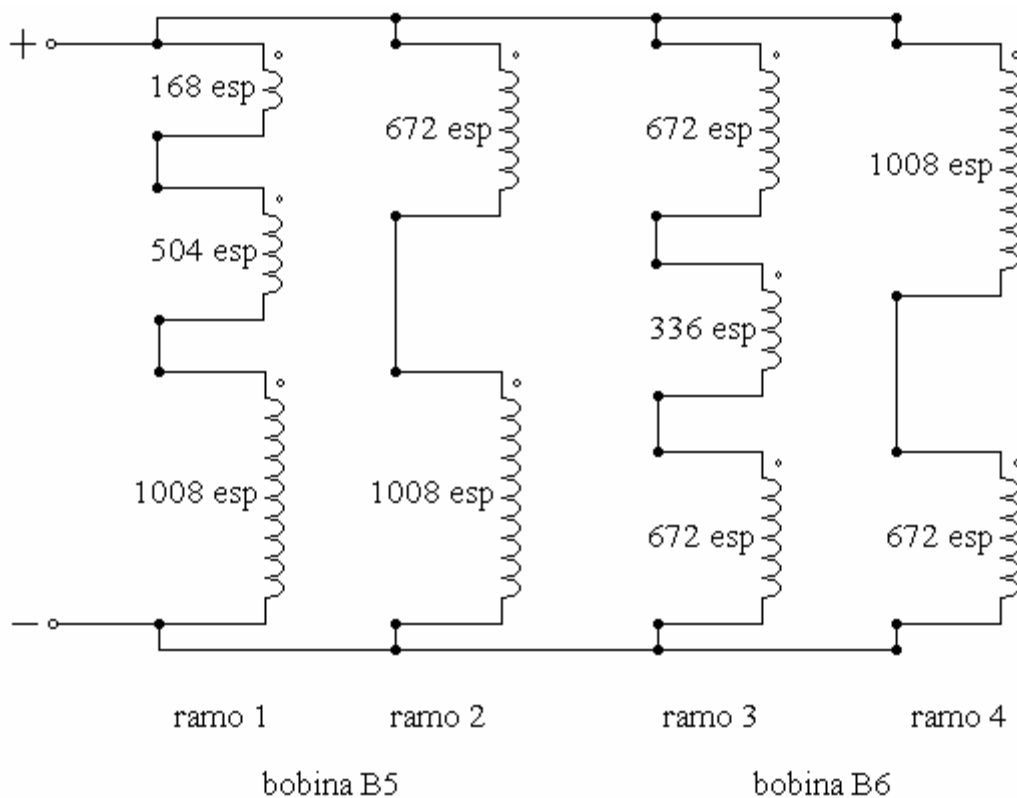


Figura A1.5 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 3.

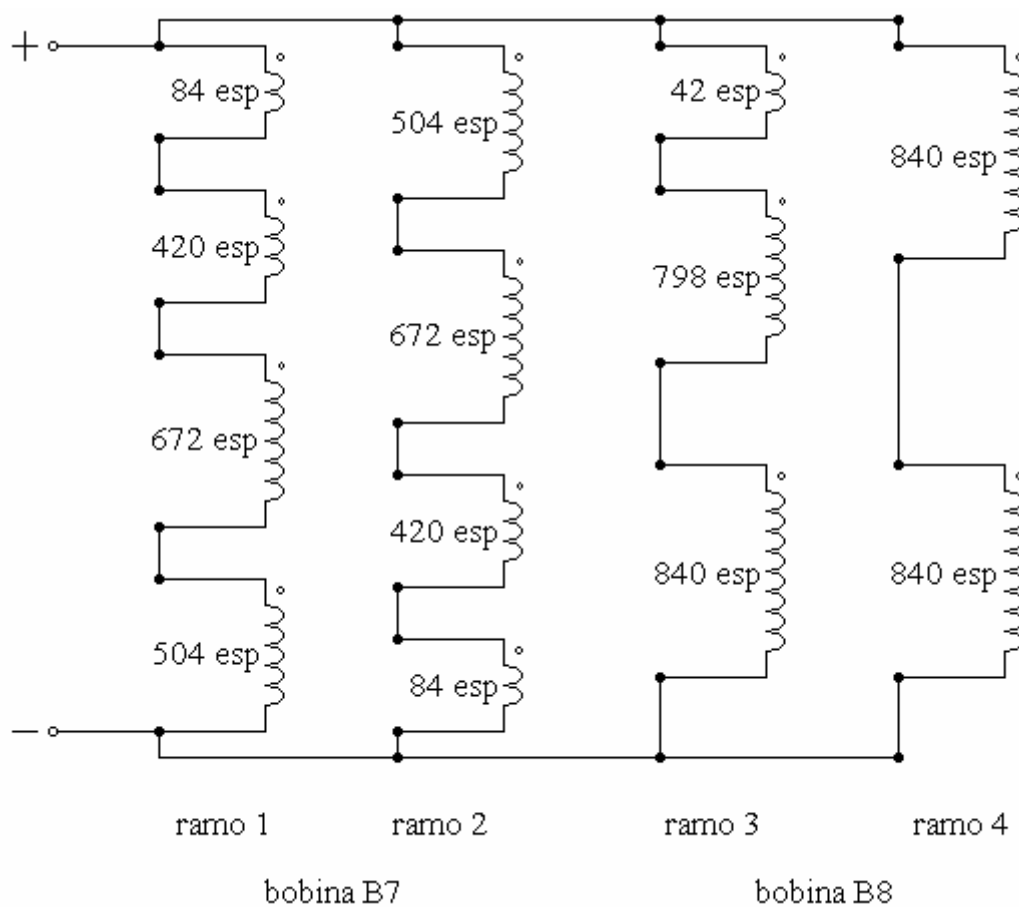


Figura A1.6 – Representação esquemática do enrolamento respeitante à fase 4.

Bobinas	ramos	Troço a	Troço b	Troço c	Troço d
B1	ramo 1	25%	25%	50%	---
	ramo 2	50%	50%	---	---
B2	ramo 3	30%	20%	35%	15%
	ramo 4	20%	15%	35%	30%
B3	ramo 1	45%	55%	---	---
	ramo 2	45%	55%	---	---
B4	ramo 3	55%	45%	---	---
	ramo 4	55%	45%	---	---
B5	ramo 1	10%	30%	60%	---
	ramo 2	40%	60%	---	---
B6	ramo 3	40%	20%	40%	---
	ramo 4	60%	40%	---	---
B7	ramo 1	5%	25%	40%	30%
	ramo 2	30%	40%	25%	5%
B8	ramo 3	2,5%	47,7%	50%	---
	ramo 4	50%	50%	---	---

Tabela A1.1 – Números de espiras por troços, em percentagem do número de espiras por ramo.

ANEXO

A2

CONVERSOR ELECTRÓNICO
DE POTÊNCIA

O conversor electrónico de potência, dimensionado e construído para alimentar o motor linear de relutância variável comutado de fluxo transversal, comporta, do ponto de vista tecnológico, duas unidades base. A primeira, diz respeito ao circuito de potência, que é constituído por quatro meias pontes com uma topologia eléctrica em H, de IGBT's com os respectivos díodos de roda livre, contendo assim um total de oito IGBT's e oito díodos. Por sua vez, o circuito de disparo representa a segunda unidade, garantindo um sinal de disparo eficiente, sincronizado com o sinal de controlo, e isolando óptica e galvanicamente o sinal de controlo do circuito de potência.

A2.1 Circuito de Potência

Como se expôs anteriormente, o circuito de potência contém oito IGBT's, tendo, cada um deles, um díodo ligado em anti paralelo, com uma velocidade de abertura rápida para garantir uma protecção mais eficiente dos IGBT's contra os regimes transitórios associados a cargas indutivas, apresentando-se na Figura A2.1 uma vista geral da placa que contém os dispositivos electrónicos de potência, e na Figura A2.2 o projecto do respectivo circuito impresso.

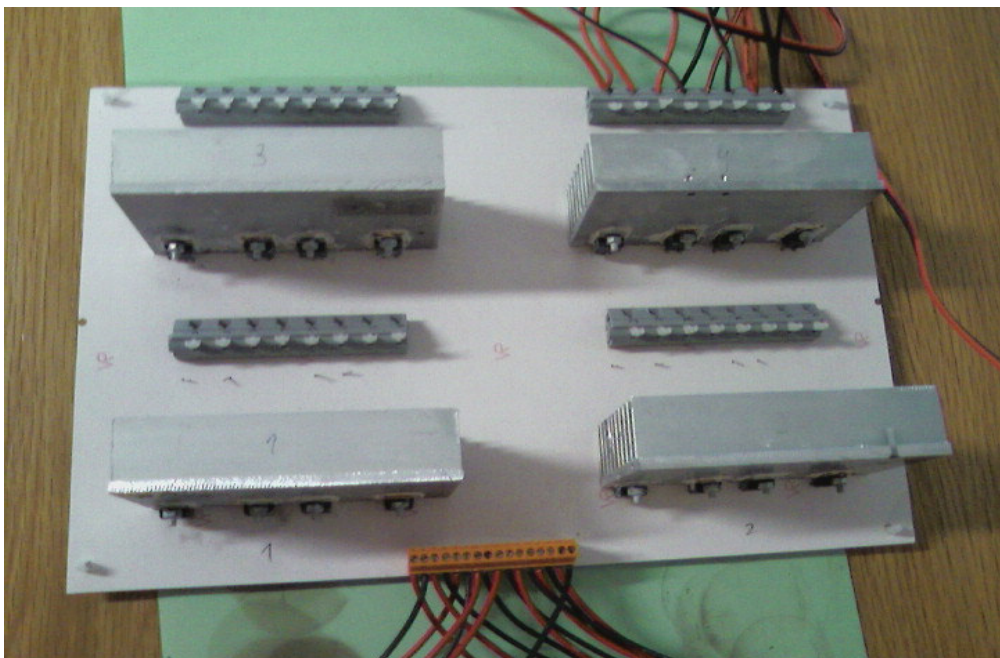


Figura A2.1 – Vista geral da placa de potência.

No sentido de se conferir uma maior flexibilidade na utilização da carta de potência, nomeadamente no que respeita a outras aplicações laboratoriais, optou-se por estabelecer as ligações eléctricas entre os dispositivos semi-condutores, as fontes de alimentação, e as cargas, exteriormente a todos estes órgãos.

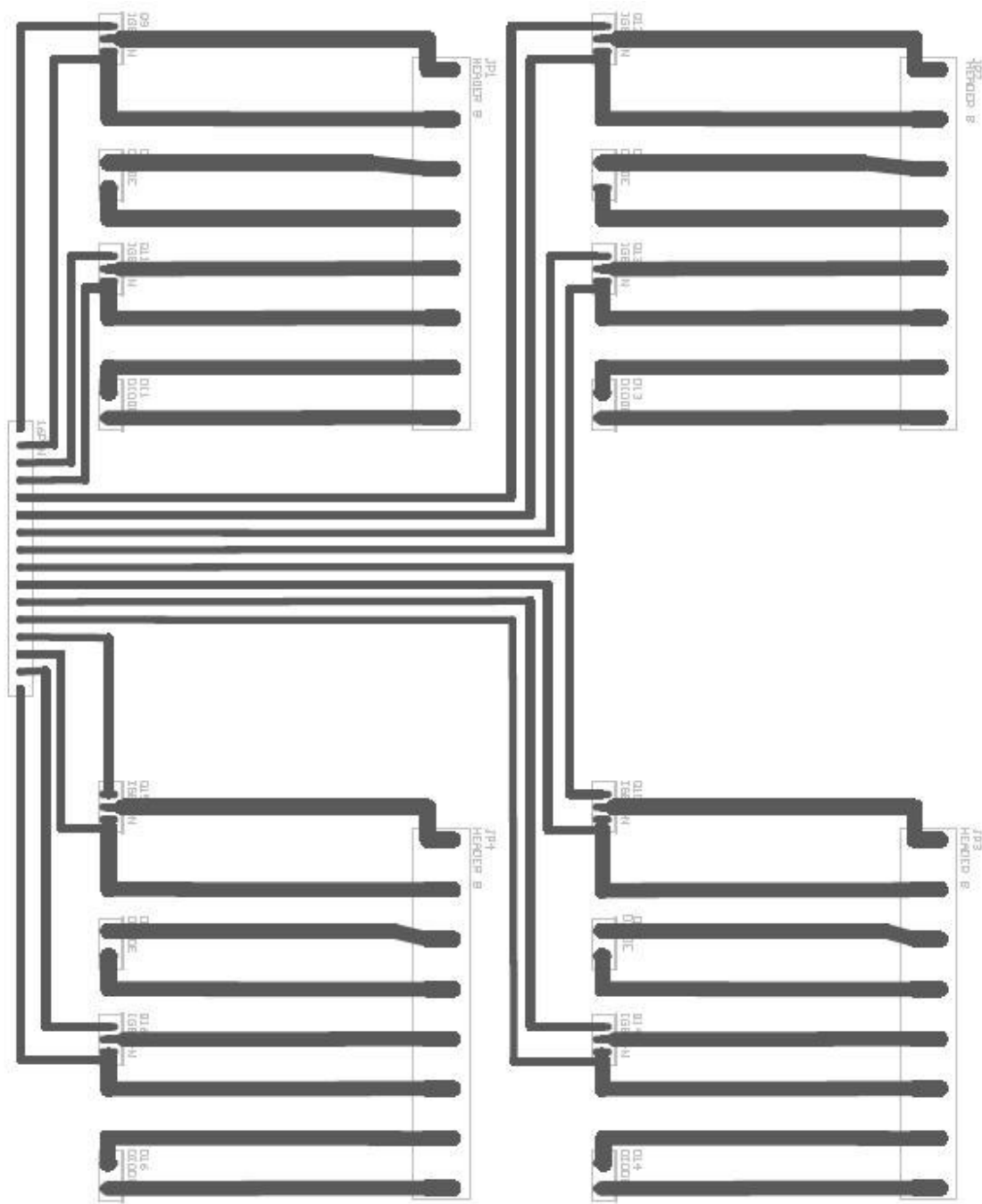


Figura A2.2 – Desenho do circuito impresso da placa de potência.

A2.2 Circuito de Disparo

Para controlar os respectivos IGBT's é necessário aplicar um sinal, em tensão, de 15V, entre a porta (*gate*) e o emissor, todavia a grande maioria dos micro-processadores e/ou micro-controladores só disponibiliza sinais de 0-5V aos seus terminais. Para além deste facto, uma vez que a ligação dos IGBT's é feita em ponte, torna-se necessário garantir a existência de referências de massa flutuante para os sinais de 15V de disparo desses componentes.

Importa também referir que os IGBT's podem apresentar memória de estado, o que significa que, caso os seus terminais fiquem sem qualquer tipo de ligação eléctrica, o seu estado torna-se indefinido ou imprevisível. Como tal, nessa situação, estes componentes deverão estar no estado de não condução, normalmente denominado de “ao corte”.

Por conseguinte, a placa é constituída por oito circuitos de disparo, um para cada IGBT. Estes circuitos, representados individualmente na Figura A2.3, são constituídos por um transformador de 230V/18V, cujo isolamento galvânico assegura as já referidas massas flutuantes, e por um regulador de tensão com os respectivos condensadores, de entrada e de saída, tendo este regulador como objectivo assegurar a “qualidade” do sinal de 15V à entrada do IGBT.

O circuito foi ainda dimensionado com dois foto-acopladores (*fotocouplers*), que têm como função isolar a unidade de controlo, que será composta por uma unidade microprocessada, do circuito de disparo e, particularmente, do circuito de potência. A utilização de uma porta lógica *not* (inversor) visa curto-circuitar a ligação *gate*-emissor, para que haja uma transição correcta do flanco ascendente para o flanco descendente do sinal de tensão.

Por sua vez, as Figuras A2.4 e A2.5 apresentam, respectivamente, o projecto da placa de circuito impresso, em dupla camada, dos circuitos de disparo, e uma vista geral da placa após a sua inserção no sistema do conversor electrónico de potência.

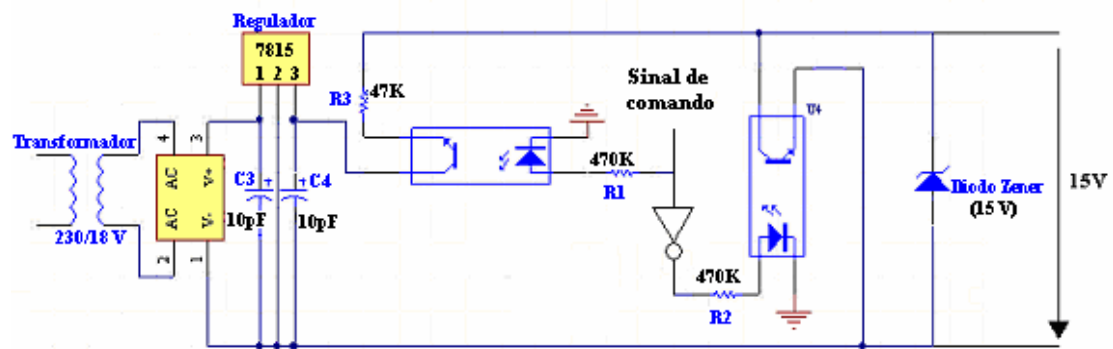
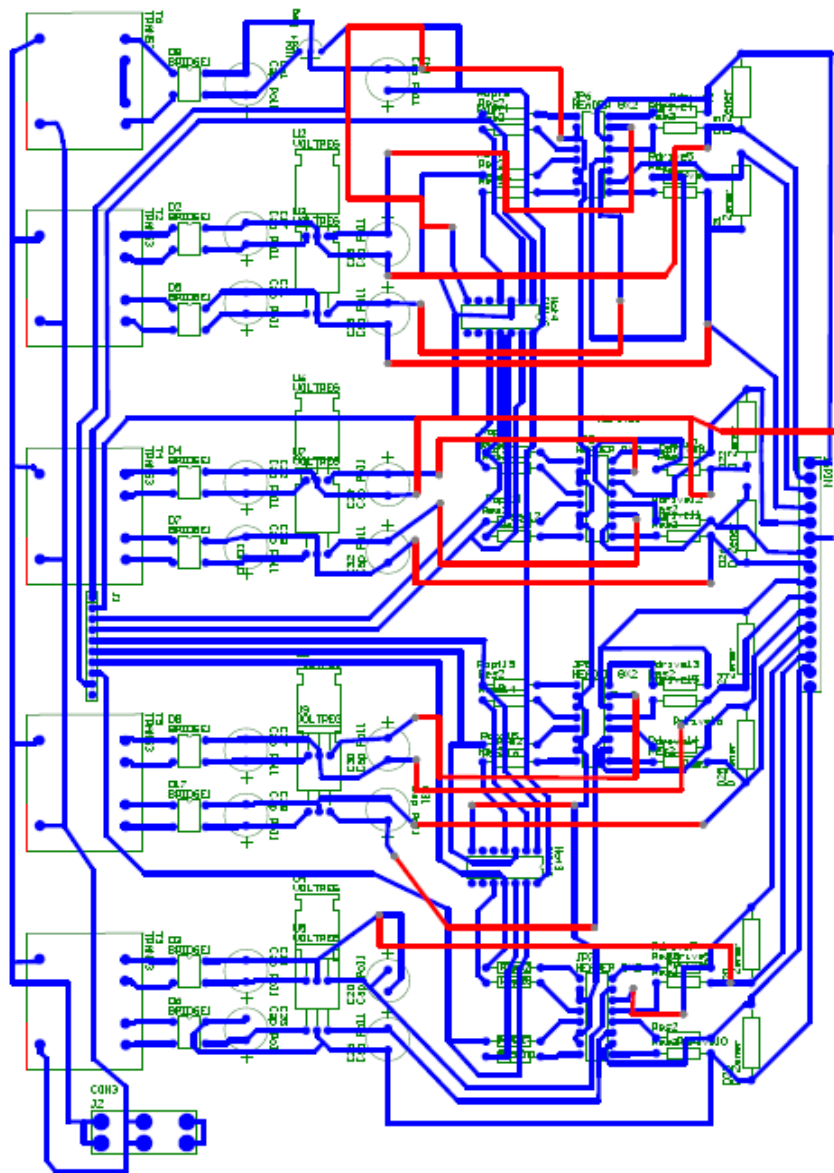


Figura A2.3 – Circuito de disparo dos IGBT's.



azul - camada inferior

vermelho - camada superior

Figura A2.4 – Projecto da placa de circuito impresso dos circuitos de disparo.

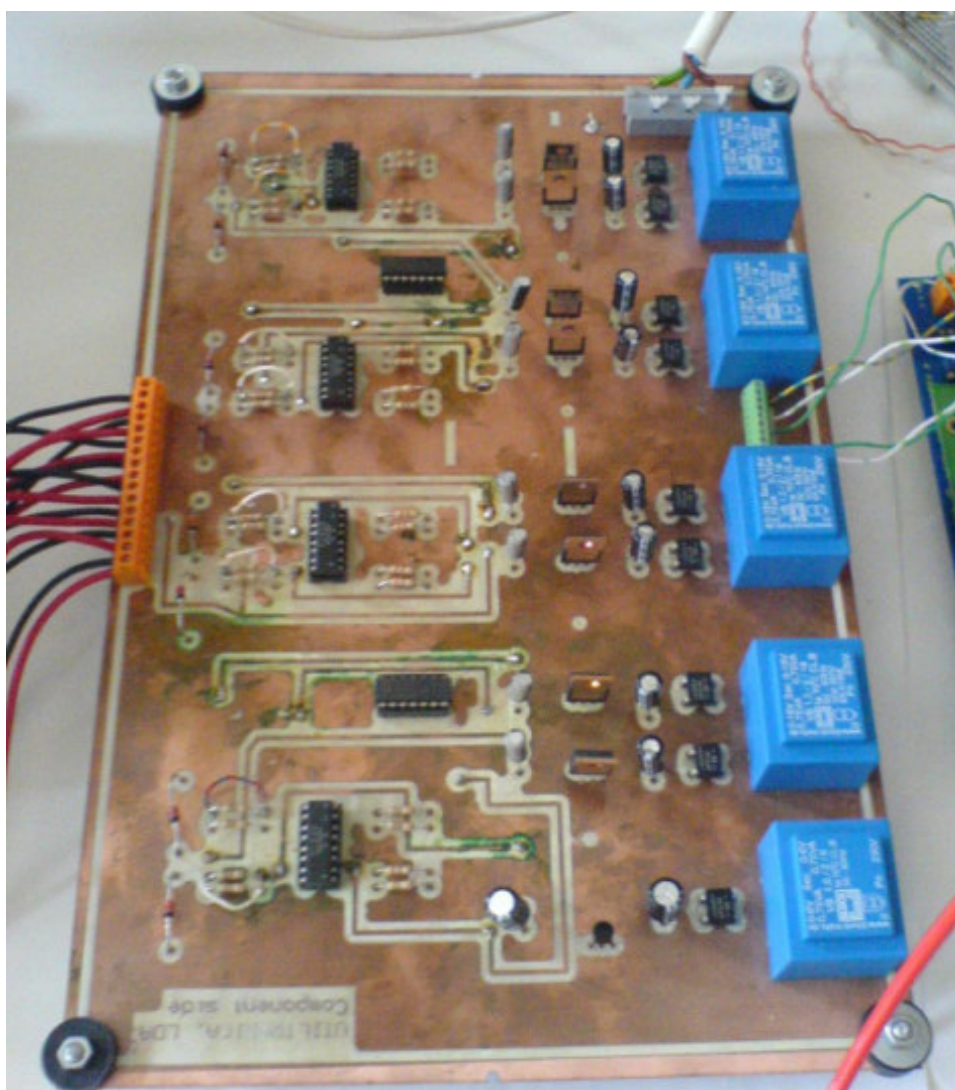
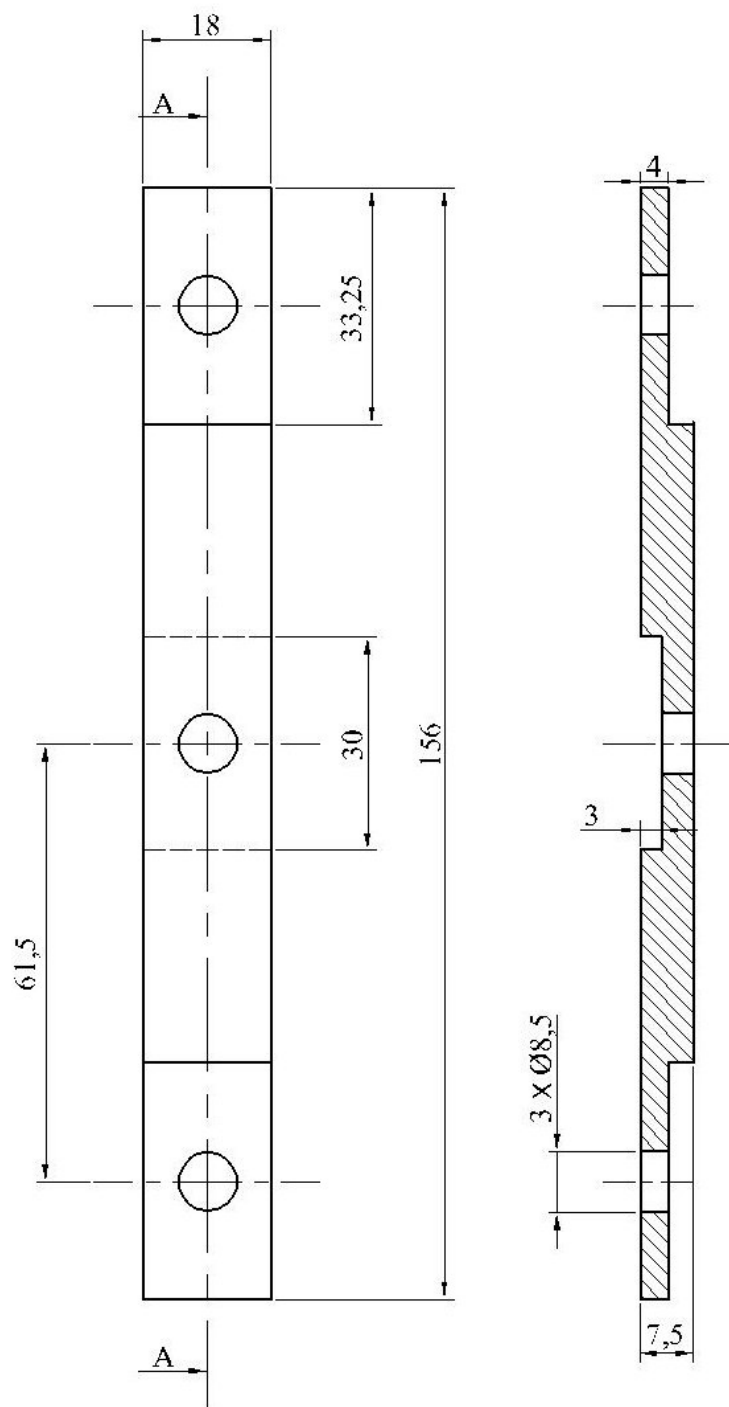


Figura A2.5 – Vista geral da placa de circuito impresso dos circuitos de disparo.

ANEXO

A3

DESENHO DE PROJECTO DOS
COMPONENTES DA MÁQUINA



Corte A-A

Figura A3.2 – Régua em aço macio, integrante da travessa superior do circuito magnético desenhado na figura anterior, com rasgo central para fixação do sistema de articulação.

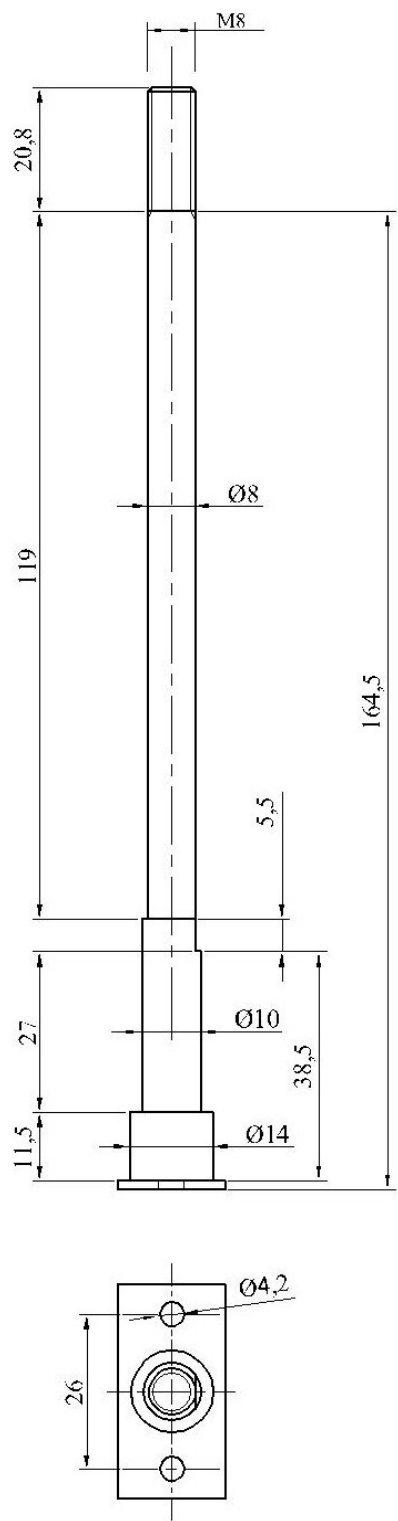


Figura A3.3 – Perno roscado de fixação do circuito magnético e dos sistemas de apoio e guiamento mecânico do primário.

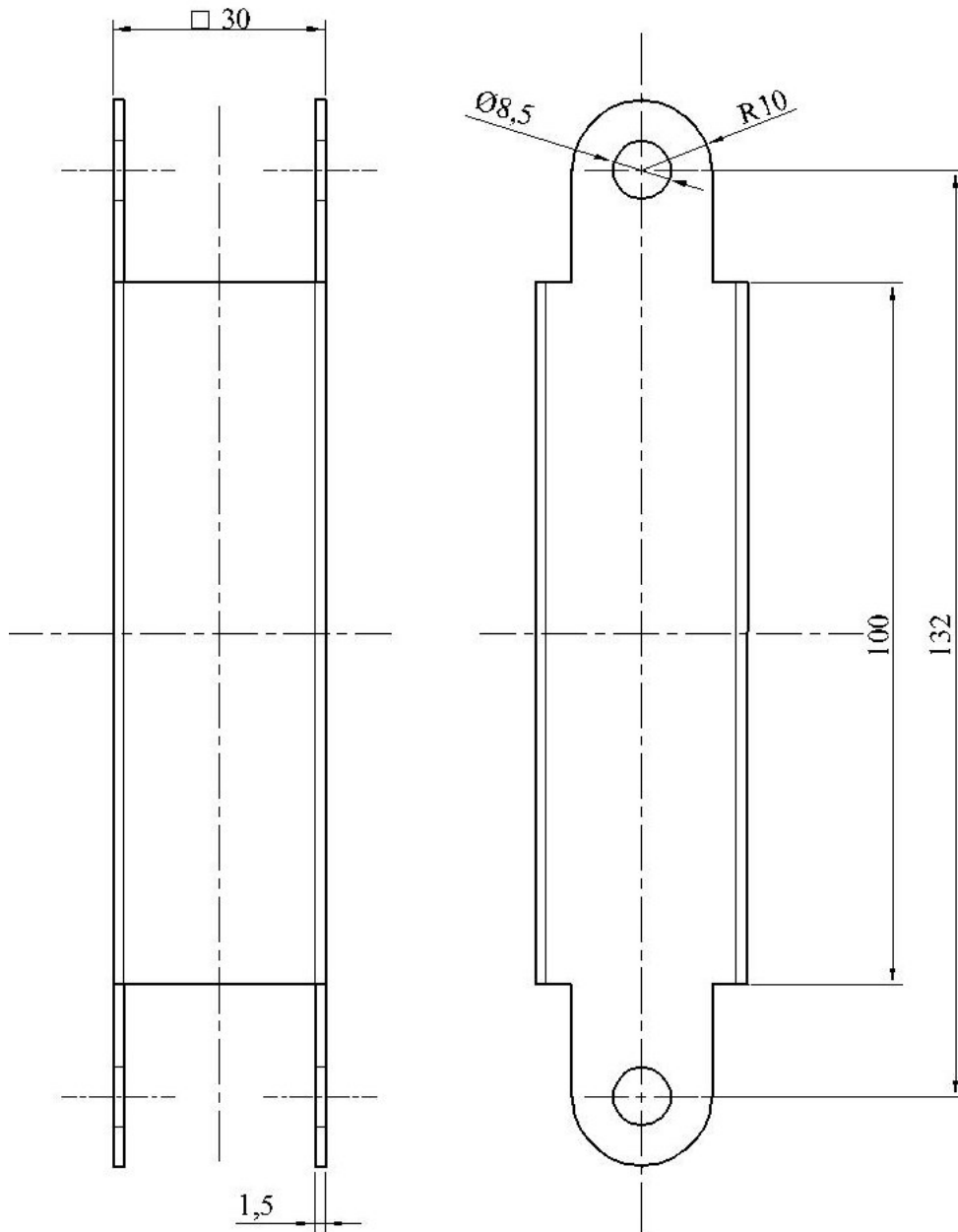


Figura A3.4 – Perfil em aço do sistema de ligação mecânica e de articulação entre fases consecutivas.

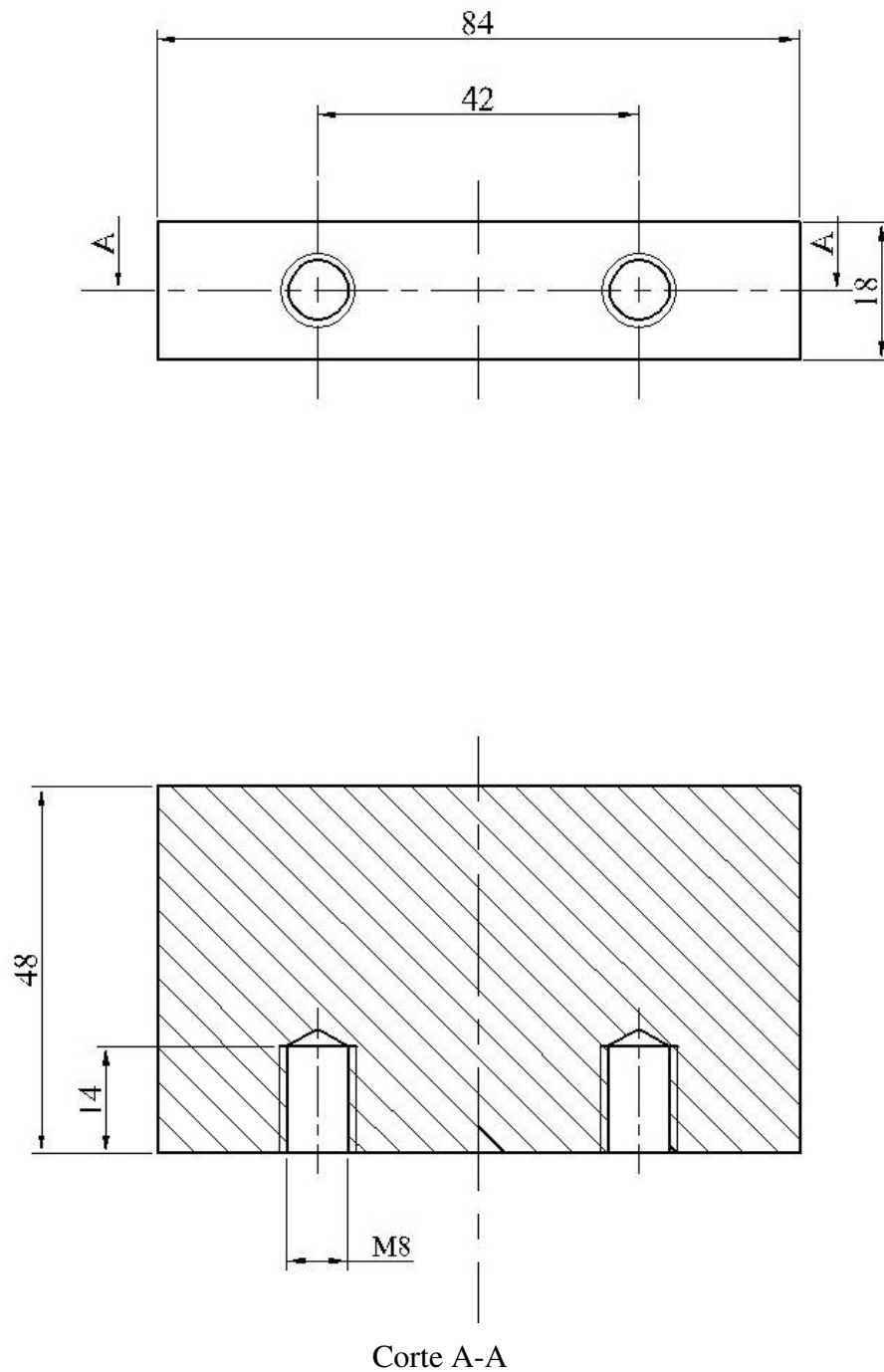
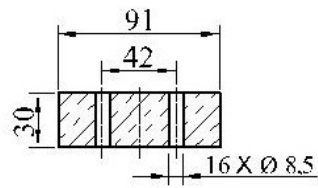


Figura A3.5 – Saliência polar do secundário, em aço macio, com dois furos cegos roscados, para fixação ao suporte em MDF hidrófilo.



Corte A A

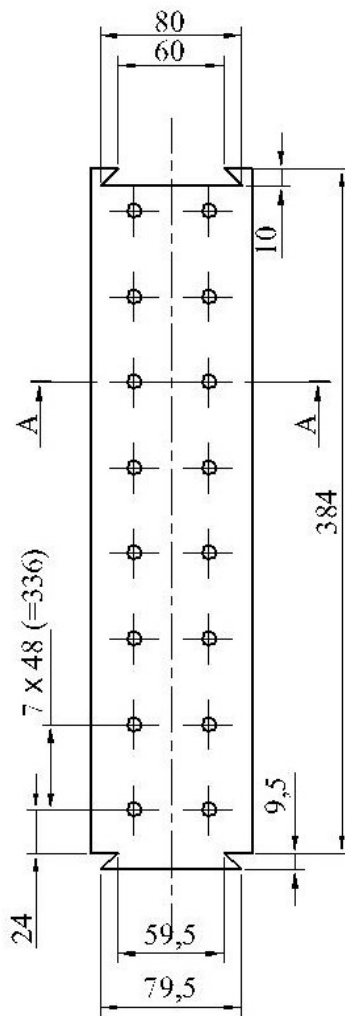
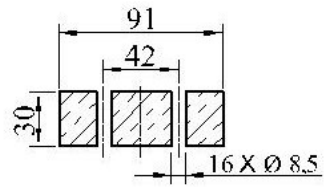


Figura A3.6 – Secção rectilínea do troço em MDF hidrófilo, do suporte do secundário, com os furos passantes para fixação das respectivas saliências polares.



Secção A A

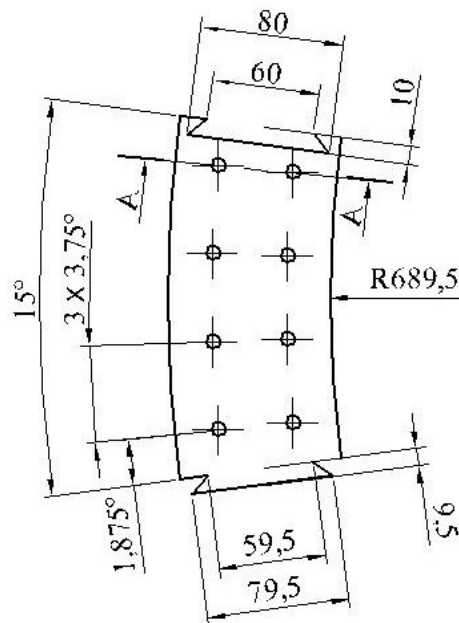


Figura A3.7 – Secção curvilínea do troço em MDF hidrófilo, do suporte do secundário, com os furos passantes para fixação das respectivas saliências polares.

ANEXO

A4

PROPOSTA DE UM SISTEMA
DE AFERIÇÃO DA POSIÇÃO

Para o correcto funcionamento das máquinas de relutância variável comutadas torna-se obrigatório sincronizar a alimentação das suas diferentes fases com a posição relativa entre o estator e o rotor, nas máquinas rotativas, ou entre o primário e o secundário, nas máquinas lineares. Consequentemente, é necessário dispor-se dessa informação, relativamente simples de obter nas máquinas rotativas, ao contrário das máquinas lineares, que apresentam especificidades próprias.

A proposta tecnológica que se apresenta pressupõe a utilização do secundário do motor de relutância variável comutado, de fluxo transversal, ao invés de se utilizar um qualquer sistema de conversão de movimento linear em movimento rotativo, no sentido de se poder aproveitar um dos sistemas já desenvolvidos para as máquinas rotativas, ou de se condicionar a utilização de um qualquer sistema distribuído ao longo do traçado que funcione como uma linearização de um *encoder* rotativo.

Na Figura A4.1 pode-se observar o andamento esperado do sinal a obter por um sensor de proximidade, devidamente calibrado, para avaliação da existência de uma saliência polar do secundário na sua direcção perpendicular.

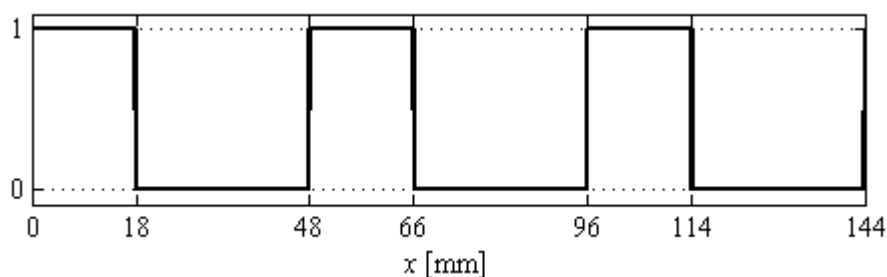


Figura A4.1 – Andamento esperado do sinal a obter por um sensor de proximidade, para a detecção de uma saliência polar do secundário.

Num sistema binário de vários *bits*, a frequência de comutação de um *bit* é sempre dupla da frequência de comutação do *bit* de significância imediatamente superior, no entanto, a adição de mais sensores ainda que, naturalmente, em posições diferentes, resultará num conjunto de sinais de igual

frequência mas desfasados no tempo. Assim, para se conseguir um sensor de n bits, resultando numa resolução de $\tau_s/2^n$, é necessário utilizar-se um conjunto de sensores em número superior a n . Por conseguinte, para se obter uma resolução de x mm tem que se garantir que, a cada x mm, um dos sensores mude de estado.

As Tabelas A4.1 e A4.2, sendo S_x o sinal esperado de um sensor instalado a x milímetros da próxima transição ascendente, apresentam um estudo para diferentes resoluções, constatando-se que, para se obter mais um bit no sinal de saída, é necessário duplicar o número de sensores.

Intervalo de variação [mm]	S_0	S_9	S_{12}	S_{21}	S_{24}	S_{33}	S_{36}	S_{45}	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
[0-3]	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
[3-6]	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1
[6-9]	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
[9-12]	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
[12-15]	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
[15-18]	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
[18-21]	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
[21-24]	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
[24-27]	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0
[27-30]	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
[30-33]	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0
[33-36]	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
[36-39]	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0
[39-42]	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1
[42-45]	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0
[45-48]	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1

Tabela A4.1 – Estudo para um *encoder* de 4 bits.

Intervalo de variação [mm]	S_0	S_{12}	S_{24}	S_{36}	bit 2	bit 1	bit 0
[0-6]	1	0	0	1	0	0	0
[6-12]	1	0	0	0	0	0	1
[12-18]	1	1	0	0	0	1	0
[18-24]	0	1	0	0	0	1	1
[24-30]	0	1	1	0	1	0	0
[30-36]	0	0	1	0	1	0	1
[36-42]	0	0	1	1	1	1	0
[42-48]	0	0	0	1	1	1	1

Tabela A4.2 – Estudo para um *encoder* de 3 bits.

De entre as duas possibilidades apresentadas, optou-se pela segunda, isto é, pela solução com três *bits*, na medida em que é bastante mais económica, no arranque consegue aferir a posição com precisão suficiente para colocar a máquina em funcionamento, e em regime estacionário a aferição das posições intermédias (posições dentro de um intervalo entre duas mudanças consecutivas do sinal digital de saída do *encoder*) não apresenta um erro superior ao erro obtido com a solução de quatro *bits*. Na Tabela A4.3 apresentam-se os mapas de Karnaugh relativos à obtenção das funções lógicas da solução a adoptar. Como se pode observar, a marcação dos conjuntos de dígitos 1 adjacentes é efectuada usando uma escrita em *itálico*, sublinhado e **negrito**, e sempre que um dígito 1 possua mais que uma destas características significa que é pertença de mais que um conjunto.

<i>bit 0</i>		0	1	1	0	<i>bit 1</i>		0	1	1	0	<i>bit 2</i>		0	1	1	0	s36
		0	0	1	1			0	0	1	1			0	0	1	1	s24
0	0	<u>x</u>	<u>1</u>	0	1	0	0	<u>x</u>	<u>1</u>	<i>I</i>	0	0	0	<u>x</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>I</u>	
0	1	<u>1</u>	<u>x</u>	x	0	0	1	<u>1</u>	<u>x</u>	x	0	0	1	0	x	x	<i>I</i>	
1	1	0	x	x	x	1	1	1	x	x	x	1	1	0	x	x	x	
1	0	<i>I</i>	0	x	x	1	0	0	0	x	x	1	0	0	0	x	x	
S_0	S_{12}					S_0	S_{12}					S_0	S_{12}					

Tabela A4.3 – Mapas de Karnaugh.

Por conseguinte, após a análise dos mapas, obtêm-se as seguintes funções lógicas

$$bit\ 0 = \overline{S_0 + S_{12} + S_{36}} + \overline{S_{12} + S_{24} + S_{36}} + \overline{S_0 + S_{24}}$$

$$bit\ 1 = \overline{S_0 + S_{24}} + S_{24} \times S_{36} + S_0 \times S_{12}$$

$$bit\ 2 = \overline{S_0 + S_{12}} + S_{24} \times \overline{S_{36}}$$

funções estas que se encontram representadas no diagrama de blocos lógicos exposto na Figura A 4.2.

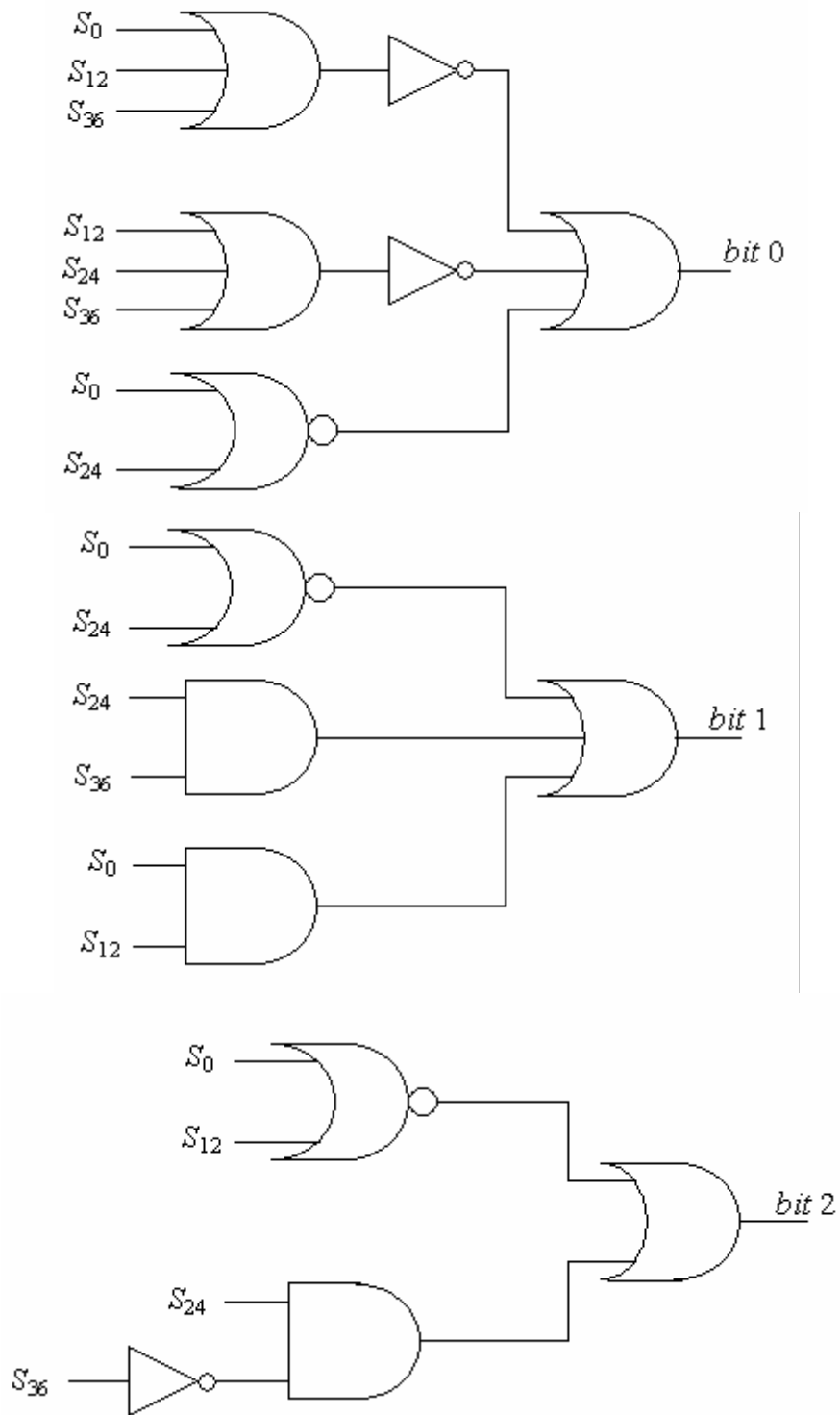


Figura A 4.2 – Diagrama de blocos correspondente às funções lógicas do sistema de aferição da posição.

Para finalizar, apresenta-se na Figura A4.3 um pormenor da instalação dos sensores ópticos de proximidade utilizados no desenvolvimento do *encoder* de posição.

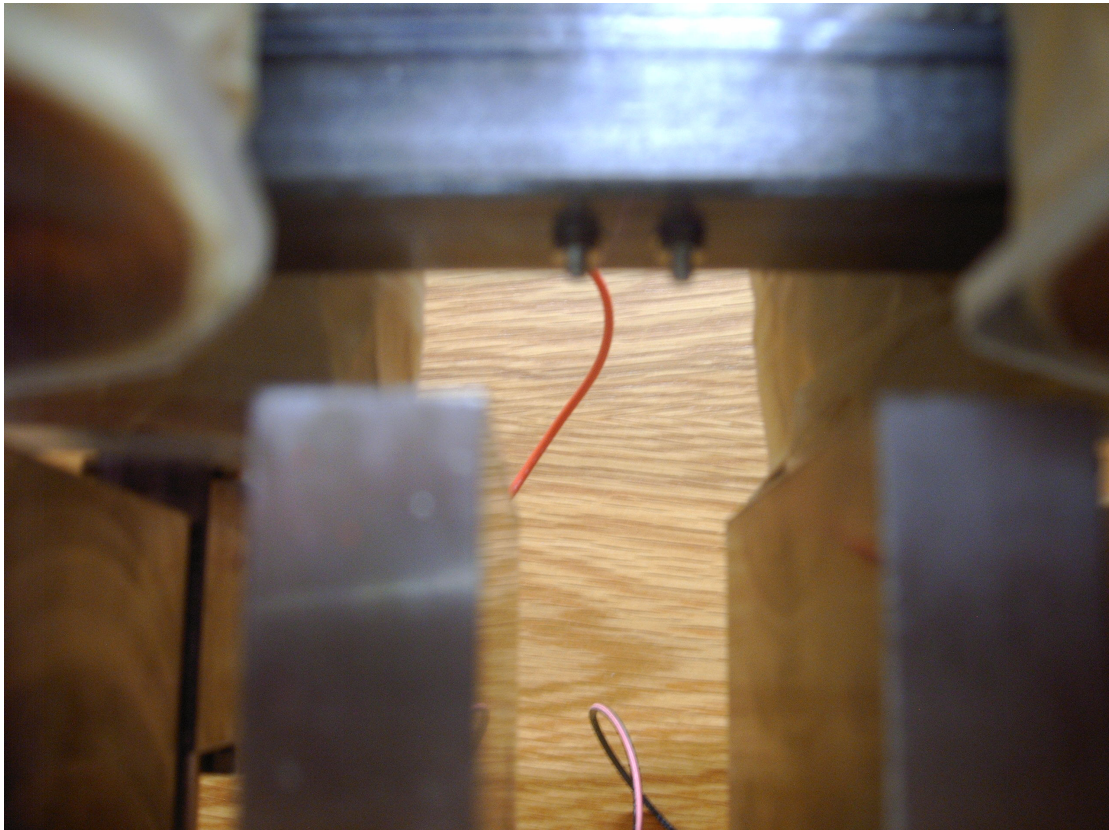


Figura A4.3 – Pormenor da instalação dos sensores de proximidade.