

Ricardo Manuel Salvador Borges

Diagnóstico de Avarias em Retificadores Fonte de Tensão de Cinco Níveis

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Área de Especialização em Energia

Outubro de 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Dissertação de Mestrado – Área de Especialização em Energia

Diagnóstico de Avarias em Retificadores Fonte de Tensão de Cinco Níveis

Autor:

Ricardo Manuel Salvador Borges

Júri:

Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Fernando José Teixeira Estevão Ferreira (Vogal)

Coimbra, Outubro de 2015

Agradecimentos

A realização da presente dissertação só se tornou possível graças à colaboração e ao contributo, de forma direta ou indireta, de várias pessoas às quais gostaria de exprimir algumas palavras de agradecimento.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos meus pais e irmã, a quem nunca conseguirei retribuir todos os sacrifícios que por mim suportaram e da mesma forma, o apoio incondicional que sempre me transmitiram nas horas de maior dificuldade.

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pelas horas despendidas na orientação desta dissertação, pela disponibilidade demonstrada no esclarecimento de dúvidas e por todos os conhecimentos transmitidos ao longo da realização deste trabalho.

Agradeço a todos os meus colegas do Laboratório de Eletrónica de Potência e do Laboratório de Sistemas Energéticos do Instituto de Telecomunicações pelo companheirismo, amizade, constante troca de ideias e ajuda prestada no decorrer desta dissertação.

À Rita, pela preocupação, paciência inesgotável e apoio incondicional sempre demonstrado nesta etapa da minha vida.

Por fim, gostaria de expressar a minha profunda gratidão para com a Fundação Lapa do Lobo, por todo o apoio prestado ao longo destes cinco anos, deixando um agradecimento muito especial aos seus administradores, Dr. Carlos Torres e Eng.^a Maria do Carmo Batalha, pelas palavras de incentivo ao longo do curso e pela confiança depositada em mim.

A todos, o meu muito sincero Obrigado.

Resumo

A capacidade de deteção de avarias durante a operação do conversor de potência tem-se tornado numa temática de extrema importância. Sem o uso de um método de diagnóstico adequado, um semiconductor em circuito aberto poderá permanecer indetetável durante um longo período de tempo, causando danos no próprio conversor e no sistema onde este se encontra instalado.

No seguimento desta problemática, na presente dissertação será analisado ao pormenor o impacto de falhas de circuito aberto em IGBTs, sendo também estudados e implementados dois métodos de diagnóstico baseados na análise das correntes de linha e um método de diagnóstico baseado no erro das tensões do conversor. Este último permite a deteção de falhas de circuito aberto em conversores NPC (*Neutral-Point-Clamped*) de vários níveis, sem a necessidade de adaptações e sensores adicionais.

Os diversos métodos foram testados num retificador NPC de cinco níveis, controlado com o algoritmo preditivo de corrente FCS-MPC (*Finite Control Set - Model Predictive Control*). Esta estratégia de controlo tem como objetivo controlar a tensão no barramento DC e as correntes de linha, garantindo simultaneamente o equilíbrio da tensão nos condensadores.

Todos os métodos estudados foram implementados em ambiente de simulação Matlab/Simulink® e validados experimentalmente com recurso ao protótipo desenvolvido no decorrer desta dissertação.

Palavras-chave: conversor NPC, conversor de 5 níveis, retificador multinível, controlo preditivo, diagnóstico de avarias.

Abstract

The fault detection capability during power converter operation has become an issue of paramount importance. Without a suitable diagnostic method, a semiconductor open circuit can remain undetectable for a long period of time, causing damage to the converter and the system where it is installed.

Following this issue, in this thesis will be analysed in detail the impact of open circuit faults in IGBTs, also being studied and implemented two diagnostic methods based on line currents analysis and one based on converter voltages errors. The latter allows to detect open circuit faults in NPC converters (Neutral-Point-Clamped converter) with any number of levels, without adaptations and requires no additional sensors.

The three different diagnostic methods were tested in a five level NPC rectifier, controlled with predictive current control FCS-MPC (Finite Control Set - Model Predictive Control). This control strategy has the objective to control the DC bus voltage as well as the line currents, while ensuring the capacitors voltage balanced.

All methods studied were implemented in simulation (Matlab/Simulink[®]) and validated experimentally, using the prototype developed during this thesis.

Keywords: NPC converter, five level converter, multilevel rectifier, predictive control, fault diagnosis.

Índice

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	ix
Lista de Abreviaturas	xi
Lista de Símbolos	xiii
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Retificação	2
1.2 Conversores Multinível	2
1.2.1 Estratégias de Controlo	3
1.3 Avarias em Conversores de Potência	5
1.3.1 Diagnóstico de Semicondutores em C.A.	6
1.4 Motivação e Objetivos	6
Capítulo 2 – Configuração e Princípio de Funcionamento	9
2.1 Topologia – Retificador NPC de Cinco Níveis	9
2.2 Princípio de Funcionamento	11
2.3 Modelo do Retificador	13
2.3.1 Modelo Espaço Vetorial	13
Capítulo 3 – Estratégia de Controlo – Controlo Preditivo	17
3.1 Princípio de Funcionamento do FCS-MPC	17
3.2 Modelo Preditivo do Sistema	19
3.3 Função Custo	21
3.4 Controlador	22
Capítulo 4 – Avarias no Conversor de potência	25
4.1 IGBTs em Circuito Aberto	25
4.2 Impacto no Funcionamento do Retificador	27
Capítulo 5 – Diagnóstico de Avarias	29
5.1 Métodos de Diagnósticos Baseados em Corrente	30

5.1.1	Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Valor Médio das Correntes Normalizadas	30
5.1.2	Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Erro do Valor Médio Absoluto das Correntes Normalizadas	31
5.2	Método de Diagnóstico Baseado no Erro Instantâneo das Tensões do Conversor	33
Capítulo 6 – Resultados de Simulação.....		39
6.1	Funcionamento Normal	40
6.2	Funcionamento em Avaria.....	42
6.3	Diagnóstico de Avarias.....	44
6.3.1	Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Erro do Valor Médio Absoluto das Correntes Normalizadas	44
6.3.2	Diagnóstico de IGBTs em C.A. com Base no Erro Instantâneo das Tensões do Conversor	45
Capítulo 7 – Resultados Experimentais		49
7.1	Funcionamento Normal	50
7.2	Funcionamento em Avaria.....	53
7.3	Diagnóstico de Avarias.....	54
Capítulo 8 – Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros.....		59
8.1	Conclusão	59
8.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	60
Referências.....		61
Apêndice A – Vetores Espaciais de Tensão Gerados pelo Conversor		65
Apêndice B – Modelo de Simulação.....		67
B.1	Modelo Implementado em Matlab/Simulink®	67
B.2	Parâmetros do Modelo Implementado em Matlab/Simulink®	69
Apêndice C – Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Valor Médio das Correntes Normalizadas		71
Apêndice D – Material Utilizado na Validação Experimental.....		73

D.1	Construção do Protótipo do Conversor NPC de 5 Níveis	73
D.2	Material já Existente	76
D.2.1	Isolamento e Acondicionamento do Sinal de Comando dos IGBTs.....	76
D.2.2	Material Complementar	77
D.3	Monitorização do Sistema	80
Apêndice E – Código da Função do Controlo Preditivo e Algoritmo de Diagnóstico		83
E.1	Controlo Preditivo	83
E.2	Algoritmo de Diagnóstico	85

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Diferentes tipos de controlo usados em conversores de potência.....	4
Figura 2.1 – Retificador trifásico NPC de 5 níveis.	9
Figura 2.2 – Esquema de uma fase do retificador trifásico NPC.	10
Figura 2.3 – Fluxos de corrente possíveis para cada estado de comutação, em funcionamento normal.	12
Figura 2.4 – Tensão v_{XM} para cada estado de tensão, em funcionamento normal.	12
Figura 2.5 – Posição discreta dos vetores de tensão e estados de tensão correspondentes, no plano α - β	15
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do FCS-MPC.....	18
Figura 3.2 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC.	18
Figura 3.3 – Tempo das diferentes tarefas realizadas pelo microcontrolador.....	19
Figura 3.4 – Diagrama representativo do método de controlo preditivo FCS-MPC.....	23
Figura 3.5 – Fluxograma da estratégia de controlo.	24
Figura 4.1 – Estados de tensão em função do sinal da corrente de linha i_x para o estado de comutação P2 (a), P1 (b), O (c), N1 (d) e N2 (e), no caso de C.A. no S_{X1}	26
Figura 4.2 – Vetores de tensão afetados e não afetados, em caso de falha no IGBT S_{A4} (esquerda) e IGBT S_{A1} (direita).	27
Figura 5.1 – Diagrama do método de diagnóstico baseado no valor médio das correntes de linha normalizadas.	30
Figura 5.2 – Diagrama do método de diagnóstico baseado no erro do valor médio absoluto das correntes de linha normalizadas.	31
Figura 5.3 – Diagrama do método de diagnóstico com base no erro instantâneo das tensões do conversor.	33
Figura 5.4 – Valores de d_{XY} , posição dos limiares e variáveis discretas de localização D_{XY}	36
Figura 6.1 – Modelo implementado em Matlab/Simulink® para simulação do sistema.	39
Figura 6.2 – Tensão simples e corrente linha i_A , em funcionamento normal.	40
Figura 6.3 – FFT da corrente de linha i_A , em funcionamento normal.	40
Figura 6.4 – Tensão composta v_{AB} aos terminais do conversor, em funcionamento normal.	41
Figura 6.5 – Tensão no barramento DC (a) e tensão em cada um dos condensadores (b), em funcionamento normal.	41

Figura 6.6 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação de carga e da tensão de referência.	42
Figura 6.7 – Correntes de linha em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	43
Figura 6.8 – Tensão no barramento DC em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	43
Figura 6.9 – Tensão nos condensadores em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	43
Figura 6.10 – Evolução do vetor de Park da corrente de linha i_A em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	43
Figura 6.11 – Correntes de linha (a), variáveis de diagnóstico (b) e correntes médias normalizadas (c) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A1}	45
Figura 6.12 – Correntes de linha (a), variáveis de diagnóstico (b) e correntes médias normalizadas (c) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A4}	45
Figura 6.13 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A1} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).	46
Figura 6.14 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A4} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de controlo (e), identificação (f) e diagnóstico (g).	46
Figura 6.15 – Corrente de linha (a), variáveis de diagnóstico (b), variáveis de localização (c) e diagnóstico (d) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A-2}	48
Figura 7.1 – Implementação experimental.	49
Figura 7.2 – Esquema da implementação experimental.	49
Figura 7.3 – Tensão simples e corrente de linha i_A , em funcionamento normal.	51
Figura 7.4 – FFT da corrente de linha i_A , em funcionamento normal.	51
Figura 7.5 – Tensão composta v_{AB} aos terminais do conversor, em funcionamento normal.	51
Figura 7.6 – Tensão no barramento DC (a) e tensão em cada um dos condensadores (b), em funcionamento normal.	52
Figura 7.7 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação de carga.	52
Figura 7.8 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação de tensão de referência.	52
Figura 7.9 – Correntes de linha em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	53
Figura 7.10 – Tensão no barramento DC em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	53
Figura 7.11 – Tensão nos condensadores em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).	53

Figura 7.12 – Evolução do vetor de Park da corrente de linha i_A , ao longo de dois períodos elétricos, em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b) e em funcionamento normal (c).....	54
Figura 7.13 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A1} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).	55
Figura 7.14 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A4} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).	55
Figura 7.15 – Corrente de linha (a), variáveis de diagnóstico (b), variáveis de localização (c) e diagnóstico (d) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A-2} . 57	
Figura B.1 – Visão geral do modelo implementado em Matlab/Simulink®.....	67
Figura B.2 – Controlador da tensão DC e transformações α - β	67
Figura B.3 – Bloco da PLL.	68
Figura B.4 – Modelo do conversor NPC de cinco níveis e barramento DC.	68
Figura B.5 – Função complementar do diagnóstico de avarias.....	68
Figura B.6 – Função do diagnóstico de avarias.	69
Figura C.1 – Variáveis de diagnóstico (a) e correntes médias normalizadas (b) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A1}	71
Figura C.2 – Variáveis de diagnóstico (a) e correntes médias normalizadas (b) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A4}	71
Figura D.1 – Protótipo do conversor NPC de 5 níveis.....	73
Figura D.2 – Módulo SEMiX® 202GB066 HDs.....	74
Figura D.3 – Board 2S SKYPER 32 PRO.	74
Figura D.4 – Conjunto módulo SEMiX® 202GB066 HDs, placa de adaptação Board 2S SKYPER 32 PRO e <i>driver</i> SKYPER 32 PRO.....	74
Figura D.5 – Díodos de <i>clamping</i> usados na fase A e B.....	75
Figura D.6 – Díodos de <i>clamping</i> usados na fase C.....	75
Figura D.7 – Pormenor dos díodos de <i>clamping</i> nas fases A e B.	75
Figura D.8 – Pormenor dos condensadores do barramento DC.....	76
Figura D.9 – Interface de isolamento, acondicionamento e de distribuição de sinais provenientes da plataforma dSpace.	76
Figura D.10 – Placa de distribuição de pulsos para os IGBTs da fase C.....	76
Figura D.11 – Sensor trifásico de tensão, usado para monitorizar as tensões de entrada.	77

Figura D.12 – Sensor trifásico de tensão e corrente, usado para monitorizar as tensões do conversor e correntes de linha.	77
Figura D.13 – Conjunto de sensores monofásicos, utilizados para monitorizar a tensão nos condensadores.....	77
Figura D.14 – Sensor de corrente, usado para monitorizar a corrente na carga.....	77
Figura D.15 – Associação em série de indutâncias, possuem o valor aproximado de 8,47 mH (valor obtido com medidor LCR).	78
Figura D.16 – Autotransformador usado para regular a tensão de alimentação do retificador.....	78
Figura D.17 – Carga resistiva de 100 Ω	78
Figura D.18 – Fonte DC usada para alimentar a placa de distribuição de sinais da fase C e o sensor de corrente da carga.....	79
Figura D.19 – Disjuntor Magnético, colocado entre o autotransformador e as indutâncias de filtragem.....	79
Figura D.20 – Módulo de processamento de dados DS1103 PPC Controller Board.....	79
Figura D.21 – Plataforma de controlo e aquisição de dados dSpace.	80
Figura D.22 – Layout do sistema de controlo e monitorização desenvolvido.	80
Figura D.23 – Perspetiva geral do sistema implementado (a).....	81
Figura D.24 – Perspetiva geral do sistema implementado (b).	81

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Estados de comutação (a) e estados de tensão correspondentes (b), em cada fase do conversor e em funcionamento normal.....	11
Tabela 4.1 – Estados de tensão aplicados na fase X , em função do IGBT em C.A.	27
Tabela 5.1 – Estados de comutação (CS_x) na fase X	34
Tabela A.1 – Vetores de tensão gerados pelo conversor e estados de comutação correspondentes.	65
Tabela B.1 – Parâmetros da fonte de alimentação trifásica.	69
Tabela B.2 – Parâmetros das indutâncias de filtragem.	69
Tabela B.3 – Parâmetros da carga resistiva.....	69
Tabela B.4 – Parâmetros dos vários componentes do conversor.	70
Tabela B.5 – Parâmetros do controlador da tensão DC e controlo preditivo.....	70
Tabela D.1 – Principais parâmetros do módulo SEMiX® 202GB066 HDs, à temperatura de 25°C.....	74
Tabela D.2 – Principais parâmetros dos díodos de <i>clamping</i> , à temperatura de 25°C.....	75
Tabela D.3 – Principais parâmetros dos condensadores.	75
Tabela D.4 – Parâmetros do controlador da tensão DC e controlo preditivo.....	80

Lista de Abreviaturas

AC	Corrente Alternada (<i>Alternating Current</i>)
CA	Circuito Aberto
CC	Curto-Circuito
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DPC	Controlo Direto de Potência (<i>Direct Power Control</i>)
DSP	Processador Digital de Sinal (<i>Digital Signal Processor</i>)
DTC	Controlo Direto de Binário (<i>Direct Torque Control</i>)
FCS-MPC	<i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FOC	Controlo por Campo Orientado (<i>Field Oriented Control</i>)
FP	Fator de Potência
FPGA	Dispositivo de lógica programável (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
IGBT	Transístor Bipolar de <i>Gate</i> Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
GPC	Controlo Preditivo Generalizado (<i>Generalized Predictive Control</i>)
MOSFET	Transístor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MPC	Controlo Preditivo (<i>Model Predictive Control</i>)
NPC	Conversor de díodos ligados ao ponto neutro (<i>Neutral-Point-Clamped</i>)
PI	Controlador Proporcional-Integral
PLL	Malha de controlo de fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
THD	Distorção Harmónica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
UPS	Fonte de alimentação ininterrupta (<i>uninterruptible power supply</i>)
VOC	Controlo por Orientação da Tensão (<i>Voltage Oriented Control</i>)

Lista de Símbolos

C	Valor da capacidade do condensador (F)
C_n	Condensador na posição n do barramento DC ($n \in \{1,2,3,4\}$)
D_{Xn}	Díodo de <i>clamping</i> na posição n da fase X ($X \in \{A, B, C\}$, $n \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$)
di_X / dt	Derivada em ordem ao tempo do valor instantâneo da corrente de linha na fase X ($X \in \{A, B, C\}$) (A/s)
$d\bar{i}_s / dt$	Derivada em ordem ao tempo do vetor espacial da corrente de linha (A/s)
dv_{C_n} / dt	Derivada em ordem ao tempo da tensão instantânea do condensador n ($n \in \{1,2,3,4\}$) (V/s)
i_1	Corrente instantânea do conversor para o ponto V_2 do barramento DC (A)
i_2	Corrente instantânea do conversor para o ponto V_1 do barramento DC (A)
i_3	Corrente instantânea do conversor para o ponto M do barramento DC (A)
i_4	Corrente instantânea do conversor para o ponto $-V_1$ do barramento DC (A)
i_5	Corrente instantânea do conversor para o ponto $-V_2$ do barramento DC (A)
i_X	Valor instantâneo da corrente de linha na fase X ($X \in \{A, B, C\}$) (A)
i_X^*	Valor instantâneo da referência de corrente de linha na fase X ($X \in \{A, B, C\}$) (A)
i_{Cn}	Corrente instantânea no condensador n ($n \in \{1, 2, 3, 4\}$) (A)
i_{DC}	Corrente instantânea na carga (A)
\bar{i}_s	Vetor espacial da corrente de linha (A)
$ i^* $	Amplitude da referência de corrente de linha
i_α, i_β	Componentes α e β instantâneas do vetor espacial da corrente de linha (A)
i_α^*, i_β^*	Componentes α e β instantâneas do vetor espacial da referência de corrente de linha (A)
\bar{i}^p	Vetor espacial da corrente de linha prevista (A)
i_α^p, i_β^p	Componentes α e β do vetor espacial da corrente de linha prevista (A)
L	Valor das indutâncias de filtragem, por fase (H)
R_L	Valor de resistência das indutâncias de filtragem, por fase (Ω)
S_{Xn}	IGBT na posição n da fase X ($X \in \{A, B, C\}$, $n \in \{4,3,2,1,-1,-2,-3,-4\}$)
v_{sX}	Valor instantâneo da tensão simples de alimentação na fase X ($X \in \{A, B, C\}$) (V)
v_{sXY}	Valor instantâneo da tensão composta de alimentação nas fases XY ($XY \in \{AB, BC, CA\}$) (V)

v_{Cn}	Tensão instantânea do condensador n ($n \in \{1, 2, 3, 4\}$) (V)
v_{XM}	Tensão instantânea entre o terminal AC do conversor (fase X) e o ponto médio do barramento DC ($X \in \{A, B, C\}$) (V)
v_{XM}^*	Tensão instantânea esperada entre o terminal AC do conversor (fase X) e o ponto médio do barramento DC ($X \in \{A, B, C\}$) (V)
v_{M0}	Tensão instantânea entre o ponto médio do barramento DC e o neutro da alimentação – tensão de modo comum (V)
v_{DC}	Valor instantâneo da tensão no barramento DC (V)
v_{DC}^*	Valor instantâneo de referência da tensão no barramento DC (V)
\bar{v}_s	Vetor espacial da tensão de alimentação (V)
v_α, v_β	Componentes α e β instantâneas do vetor espacial da tensão de alimentação (V)
\bar{v}_{conv}	Vetor espacial da tensão gerada pelo conversor (V)
$v_{conv\alpha} \ v_{conv\beta}$	Componentes α e β instantâneas do vetor espacial da tensão gerada pelo conversor (V)
v_{Cn}^p	Tensão prevista do condensador n ($n \in \{1, 2, 3, 4\}$) (V)
Δv_{DC}	Valor instantâneo do erro de tensão no barramento DC (V)
α - β	Eixos do referencial estacionário
λ_{DC}	Fator de ponderação respetivo ao equilíbrio dos condensadores

Capítulo 1

Introdução

Os avanços na área da eletrônica de potência têm permitido manipular a energia elétrica de uma forma impressionante, proporcionando um maior controlo sobre os equipamentos elétricos e nos processos de conversão de energia. O sucesso obtido nesta área, aliado ao desenvolvimento dos interruptores de potência com base em semicondutores, levou à proliferação do uso dos conversores de potência, tornando na atualidade, a sua utilização imprescindível em praticamente todos os ramos do setor elétrico.

Para além das vantagens referidas anteriormente, estes dispositivos também apresentam alguns inconvenientes. Como são equipamentos não-lineares, a corrente que circula no seu interior não depende só da tensão aplicada aos seus terminais, mas também, do estado dos seus semicondutores, originando assim harmónicos de corrente e consequentemente de tensão no sistema de alimentação. Estes harmónicos têm implicações nefastas em todo o sistema elétrico, causando um aumento das perdas nas linhas de distribuição, perdas de desempenho no funcionamento de máquinas elétricas e equipamentos eletrónicos, interferências eletromagnéticas e redução da vida útil de equipamentos elétricos [1].

Os prejuízos económicos provocados pelos harmónicos na rede elétrica são enormes, pondo em causa a qualidade da energia elétrica fornecida aos consumidores finais, motivo pelo qual este tema é de grande preocupação na atualidade. A qualidade de energia, também entendida como qualidade de tensão, é uma característica dos sistemas elétricos nos quais a forma de onda de tensão não apresenta distorções de amplitude, frequência ou fase. Devido aos fatores descritos anteriormente, surgiu a necessidade de limitar o nível de distorção harmónico por normas, como por exemplo a IEEE519-1992 [2] e IEC61000 [3].

Com a contribuição da indústria de semicondutores, que tem reduzido significativamente o preço deste tipo de dispositivos e com o aparecimento de controladores com maior velocidade de processamento, foi possível o desenvolvimento de conversores de potência multinível (maior número de semicondutores) com estratégias de controlo complexas, que apresentam maior rendimento e minimizam a geração de harmónicos para o sistema elétrico.

1.1 Retificação

Atualmente, a retificação está presente numa infinidade de aplicações residenciais, uma vez que a maioria dos aparelhos eletrônicos usados no dia-a-dia exige uma fonte de alimentação DC. Mesmo a nível industrial, com o uso de conversores de frequência para efeito de controlo de máquinas elétricas, este conversor assume uma importância primordial.

Existem ainda outras aplicações em que o retificador é utilizado, tais como: fontes de alimentação ininterruptas (UPSs), sistemas de geração distribuída de energia, armazenamento de energia em baterias e nos sistemas de carregamento de veículos elétricos [4].

Apesar da grande variedade de aplicações atribuídas a este conversor, na atualidade ainda são utilizadas topologias pouco eficientes, como por exemplo a diodos (retificador não controlado), ou tirístores (retificador controlado pela frequência da rede), que absorvem correntes muito distorcidas, levando a que o retificador seja apontado como um dos principais geradores de poluição harmónica na rede elétrica.

Por forma a minorar os efeitos descritos, existem topologias recentes, tipicamente à base de IGBTs ou MOSFETs, que têm apresentado resultados muito promissores nesse aspeto. Este tipo de retificadores totalmente controlados, apesar de serem mais dispendiosos, permitem absorver correntes sinusoidais com baixa distorção harmónica e proporcionam uma tensão mais constante no barramento DC. Além disso, permitem ainda a regeneração de energia para a rede, sendo esta uma funcionalidade muito útil para a indústria que possua cargas com elevada inércia.

Nesta dissertação vai ser estudado em pormenor a topologia trifásica do retificador, uma vez que é a mais frequente na indústria e em aplicações de média/alta tensão.

1.2 Conversores Multinível

Os conversores multinível tornaram-se nos últimos anos, uma solução bastante atrativa na conversão de energia elétrica em média/altas potências [5]. O surgimento desta topologia deveu-se essencialmente às limitações existentes nos semicondutores de potência, uma vez que a tensão de operação deste tipo de dispositivos é limitada. Distinguem-se dos conversores tradicionais pelo facto de permitirem gerar mais do que dois níveis de tensão entre uma fase e o ponto neutro do lado AC.

O uso dos conversores multinível na retificação proporciona inúmeras vantagens, destacando-se a redução significativa da poluição harmónica, quando comparado com o retificador tradicional de dois níveis. Com a obtenção de um maior número de níveis de tensão do lado AC,

obtém-se uma onda de tensão mais próxima da senoide, o que permitirá a absorção de correntes mais sinusoidais e com conteúdo harmónico mais reduzido (quanto maior o número de níveis de tensão, menor será a distorção harmónica) [6].

Para além desta grande vantagem no uso de retificadores multiníveis, também se destacam as seguintes [7 - 9]:

- Redução de interferências eletromagnéticas, devido ao maior número de níveis de tensão do lado AC obtém-se valores reduzidos de dv/dt .
- Uso de retificadores em aplicações de média/alta tensão, acabando assim com a limitação existente nos retificadores de dois níveis (estavam restringidos às condições nominais dos semicondutores). Nesta topologia cada semiconductor necessita apenas de suportar uma fração da tensão nominal do conversor, dependendo esse valor do número de níveis.

Estas vantagens são alcançadas à custa de uma maior complexidade do conversor, implicando assim estratégias de controlo mais complexas e que contemplem o equilíbrio da tensão nos condensadores do barramento DC, desvantagens que na atualidade são ultrapassadas com o uso de controladores com maior velocidade de processamento (DSPs e FPGAs).

Existem várias estruturas de conversores multinível, as topologias mais frequentes são: o conversor de díodos ligados ao ponto neutro (NPC – *Neutral Point Clamped ou Diode Clamped Converter*), o conversor de condensadores flutuantes (*Flying Capacitor Converter*) e o conversor em cascata de ponte H (*Cascaded H-Bridge*)[10].

Nesta dissertação, vai ser analisada ao pormenor a topologia NPC (introduzida em 1981 por *Nabae* em [11]). Apesar de os estudos referentes ao conversor NPC serem maioritariamente referentes ao modo de operação como inversor, esta topologia ao longo do tempo tem despertado o interesse dos investigadores no modo de operação como retificador. Uma das grandes vantagens dos retificadores NPC é o uso de menos condensadores, comparativamente com outras topologias multinível. Ao usar-se esta topologia na retificação, obtém-se uma onda de corrente praticamente sinusoidal do lado AC (baixo conteúdo harmónico), fator potência unitário com a rede (fator de extrema importância a nível industrial, visto que o consumo de energia reativa é pago) e um barramento DC muito estável [12]. Para demonstrar estes resultados foi simulado (em ambiente Matlab/Simulink®) e implementado experimentalmente um retificador NPC de cinco níveis.

1.2.1 Estratégias de Controlo

Vários métodos têm sido propostos para o controlo de conversores de potência, os mais comuns são apresentados na Figura 1.1. Alguns destes algoritmos são robustos e de simples

implementação, tais como os controles baseados em histerese. Outros permitem um melhor comportamento do sistema, mas têm o inconveniente de serem mais complexos, tornando a sua implementação possível só com o uso de controladores com maior velocidade de processamento.

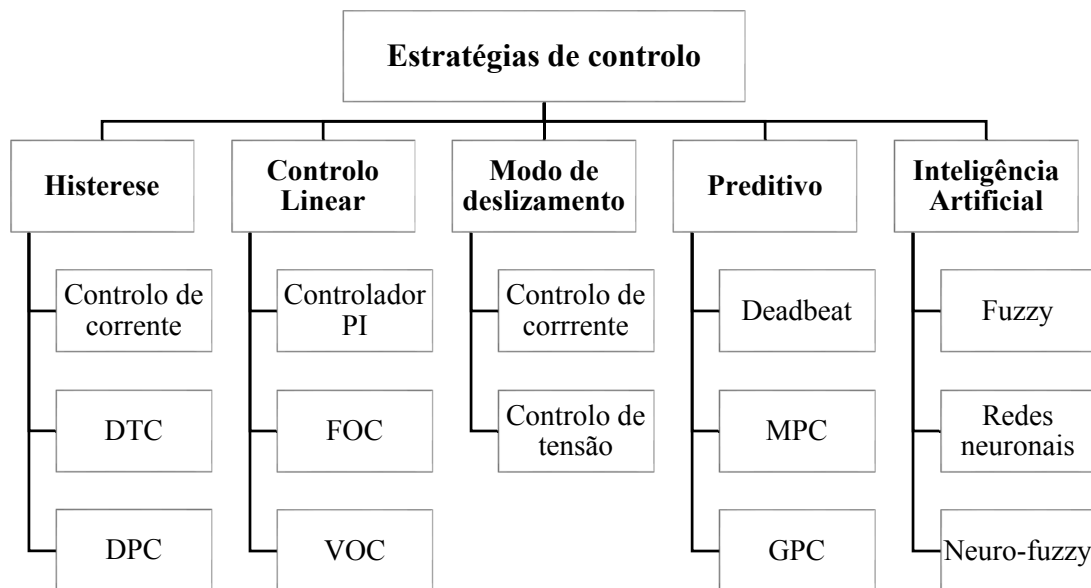


Figura 1.1 – Diferentes tipos de controlo usados em conversores de potência.

O controlo de histerese determina os estados de comutação dos semicondutores por comparação de uma grandeza medida com a respetiva referência gerada. Para isso, o controlador procura manter o erro entre essas duas grandezas dentro de uma banda admissível (histerese), atuando sobre o conversor sempre que este ultrapasse os limites estabelecidos. Este tipo de controlo pode ser usado em aplicações simples, como em controlo de corrente, mas também em aplicações mais complexas, controlo direto de binário (DTC) [13] e no controlo direto de potência (DPC)[14].

Existem vários algoritmos na área dos controladores lineares, sendo o controlo por orientação da tensão (VOC) o mais frequente na retificação. Como o próprio nome indica, é uma estratégia de controlo baseada em tensão, em que o controlador gera as referências das tensões do lado AC que garantem o funcionamento pretendido do conversor. Estas referências são posteriormente enviadas ao modulador, que gera as tensões o mais próximo possível da referência. Este controlo tem a desvantagem de ser mais complexo, quando comparado com os métodos baseados em corrente [15-19].

Com o desenvolvimento dos microcontroladores, surgiram novas estratégias de controlo (controlo por modo de deslizamento, algoritmos de inteligência artificial e controlo preditivo). Entre estas novas estratégias, o controlo preditivo demonstra ser uma alternativa muito interessante no controlo de conversores de potência, havendo na atualidade várias versões deste algoritmo. A

ideia principal reside num modelo que prevê o comportamento futuro das variáveis controladas, selecionando os estados de comutação com base num critério ótimo.

Um dos algoritmos preditivos mais usados é o *Deadbeat Control*. Este algoritmo calcula as tensões de referência, por forma a ser alcançado o valor de referência de outra variável (geralmente a corrente). A tensão de referência prevista é posteriormente gerada recorrendo a um modulador [20]. Existe outro algoritmo preditivo, mais recente, que está a ser usado no controlo de conversores de potência, o *Model Predictive Control* (MPC). Este algoritmo caracteriza-se pela inclusão do modelo discreto do sistema, que prevê o comportamento futuro das variáveis a controlar, ao longo de um período de tempo pré-definido (número inteiro múltiplo do tempo de amostragem). Estas previsões são avaliadas posteriormente por uma função custo, sendo a sequência de pulsos a aplicar a que minimizar essa função. Apresenta várias vantagens, como a fácil inserção de condições não-lineares e de restrições [21]. Apesar dos investigadores terem dado especial atenção para a sua aplicação em inversores, também apresenta excelentes resultados no controlo de retificadores [22], sendo um algoritmo muito promissor no controlo dos conversores de potência.

Nesta dissertação o controlo do retificador será feito com recurso ao algoritmo preditivo MPC.

1.3 Avarias em Conversores de Potência

A fiabilidade de um conversor de potência é um assunto de extrema importância. Geralmente, a avaria deste elemento resulta na interrupção de processos críticos ou de processos industriais, o que acarreta para as empresas prejuízos enormes.

Estima-se que cerca de 38% das falhas dos conversores de potência devem-se a falhas nos semicondutores [23]. Essas falhas traduzem-se na maioria dos casos num estado permanente de circuito aberto (C.A.) ou curto-circuito (C.C.) de um semicondutor. Os C.C. são na maioria dos casos muito destrutivos, levando a indústria de semicondutores a incluir nos *drivers* dos IGBTs uma proteção inerente contra este tipo de falhas. Já as falhas em C.A., podem permanecer indetetáveis por um longo período de tempo, causando danos no próprio conversor e nos equipamentos adjacentes. Neste contexto, e uma vez que as falhas em C.A. estão envolvidas numa parcela significativa das avarias dos conversores, é fundamental implementar métodos de diagnóstico eficazes, que detetem este tipo de falhas e que permitam o desligamento atempado do conversor ou a ativação de métodos que permitam o seu funcionamento após uma falha deste género.

1.3.1 Diagnóstico de Semicondutores em C.A.

O diagnóstico de semicondutores em C.A. tem sido um tema muito investigado nas últimas décadas. É um processo de extrema importância, pois uma rápida detecção e identificação do semicondutor em C.A., proporciona uma maior proteção e fiabilidade do sistema.

Nesta temática, muitas das soluções propostas são aplicadas a conversores de dois níveis [24-27], existindo também soluções aplicadas a conversores NPC [28-33], diagnósticos com base na análise da corrente [28-29] e tensão [30-33]. Devido à topologia específica dos conversores NPC, os métodos de diagnóstico baseados na corrente não oferecem uma boa solução, sendo incapazes de identificar em alguns casos o IGBT em falha. Os métodos baseados na análise da tensão, oferecem um diagnóstico rápido e preciso em conversores NPC, mas geralmente necessitam de sensores adicionais, o que leva a um acréscimo do custo do sistema na aplicação destas soluções.

Existe, no entanto, um método baseado na análise das tensões do conversor proposto para retificadores NPC de 3 níveis, que não usa sensores adicionais e apresenta um diagnóstico final robusto e com tempos reduzidos de detecção [34]. Esse algoritmo foi recentemente melhorado, permitindo diagnósticos de C.A. em conversores NPC de N-níveis [35]. Demonstra ser um algoritmo muito promissor, dada a sua independência do método do controlo usado e do regime de carga. Certamente permitirá uma maior fiabilidade dos conversores de potência que operem em média/alta tensão.

1.4 Motivação e Objetivos

Os conversores multinível têm sido umas das áreas da eletrónica de potência com maiores avanços nas últimas décadas. O uso destes conversores na retificação apresenta inúmeras vantagens relativamente aos tradicionais conversores 2 níveis. Também, com os recentes desenvolvimentos na área dos controladores, tornou-se possível o uso de novos algoritmos de controlo, que evidenciam ser muito promissores no controlo de conversores de potência.

Por fim, é de extrema importância o estudo de métodos diagnóstico que permitam a rápida e correta detecção de falhas em C.A. São falhas muito frequentes, podendo as mesmas permanecer indetetáveis durante longos períodos de tempo, sendo o mesmo muito prejudicial para a própria instalação e o sistema elétrico.

Neste contexto, os objetivos desta dissertação foram os seguintes:

- Investigação e estudo da topologia NPC de 5 níveis aplicada a retificadores.

- Investigação de métodos de controlo preditivo, dando ênfase ao método baseado em corrente com equilíbrio da tensão nos condensadores.
- Pesquisa e estudo de vários métodos de diagnósticos de avarias de semicondutores em C.A., com o intuito de perceber as limitações e vantagens de cada um dos métodos.
- Implementação em ambiente Matlab/Simulink[®] da topologia e dos métodos referidos anteriormente.
- Desenvolvimento do protótipo do conversor e respetivos sistemas de monitorização e controlo.
- Análise dos resultados obtidos em simulação e sua validação com os resultados experimentais.
- Conclusões sobre o desempenho do conversor com o algoritmo de controlo preditivo e dos métodos de diagnósticos implementados.

Capítulo 2

Configuração e Princípio de Funcionamento

2.1 Topologia – Retificador NPC de Cinco Níveis

A configuração estudada ao longo desta dissertação é apresentada na Figura 2.1. Esta topologia é constituída por 24 IGBTs e respetivos díodos em antiparalelo, 18 díodos de *clamping* e 4 condensadores.

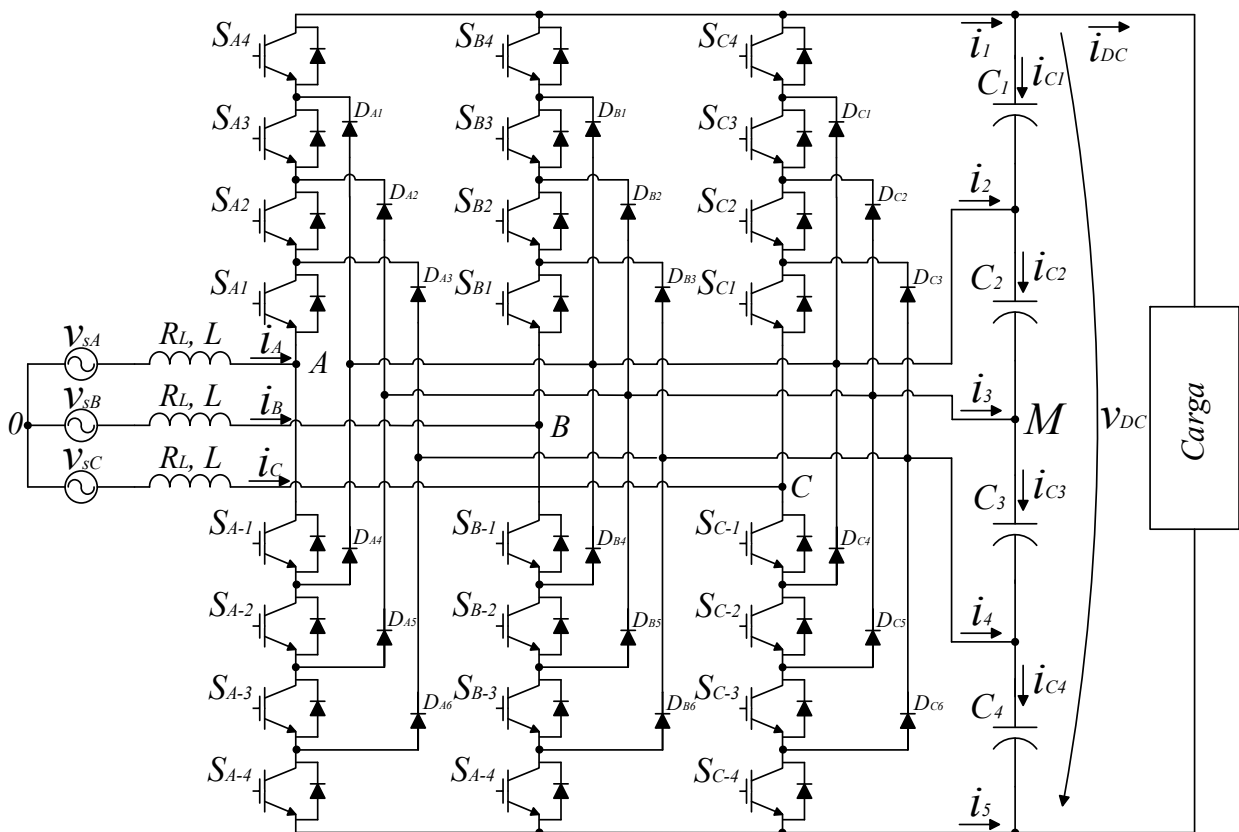


Figura 2.1 – Retificador trifásico NPC de 5 níveis.

A nomenclatura apresentada na Figura 2.1 será a adotada ao longo desta dissertação. A parte superior e inferior do conversor é separada pelo ponto onde é ligada a fase AC correspondente (ponto médio do lado AC). Cada IGBT é identificado por S_{Xn} , em que X indica a fase a que o IGBT pertence ($X=A,B,C$) e n a respetiva posição ($n = 4,3,2,1,-1,-2,-3,-4$). Os números positivos correspondem a IGBTs localizados na parte superior do conversor e os negativos correspondem à parte inferior, sendo o número 1/-1 correspondente ao IGBT mais próximo do ponto onde é ligada a fase AC (IGBT mais interno) e o 4/-4 correspondente ao IGBT mais afastado desse ponto (IGBT mais externo). Os díodos de *clamping* são identificados por D_{Xn} , em que X indica a fase e n a

respetiva posição do diodo (posições definidas na figura). O sentido convencional para a medição das correntes, será o adotado ao longo desta dissertação.

Nesta topologia o barramento DC é constituído por 4 condensadores (C_1 , C_2 , C_3 e C_4), que proporcionam uma grande estabilidade da tensão v_{DC} . Os condensadores têm de possuir obrigatoriamente a mesma capacidade, de modo a que a tensão aos terminais de cada um seja idêntica (aproximadamente $v_{DC}/4$). O equilíbrio entre eles é fundamental, pois só assim se consegue obter os cinco níveis de tensão no barramento DC ($v_{DC}/2$, $v_{DC}/4$, 0 , $-v_{DC}/4$, $-v_{DC}/2$). O uso de 4 condensadores permite a obtenção de um ponto neutro flutuante, representado na figura com a letra M .

A ligação entre o conversor e a rede é garantida por três indutâncias (L). Estas indutâncias proporcionam a filtragem (“alisamento”) das correntes de linha, impedindo que correntes de elevada frequência sejam introduzidas no sistema de alimentação.

Na Figura 2.2, está representado um braço do conversor (circuito de uma fase). Cada braço é constituído por 8 IGBTs associados em série, sendo que os terminais desta associação ligam aos extremos do barramento DC do conversor (pontos V_2 e $-V_2$). O ponto médio de cada braço é representado pelo ponto X , ligando nesse ponto a respetiva fase AC ($X=A, B, C$). Os diodos de *clamping* (D_{Xn}) são responsáveis pela ligação dos diferentes pontos médios do barramento DC ($V_1, M, -V_1$) ao lado AC, mais detalhes sobre estas ligações serão apresentados na secção seguinte.

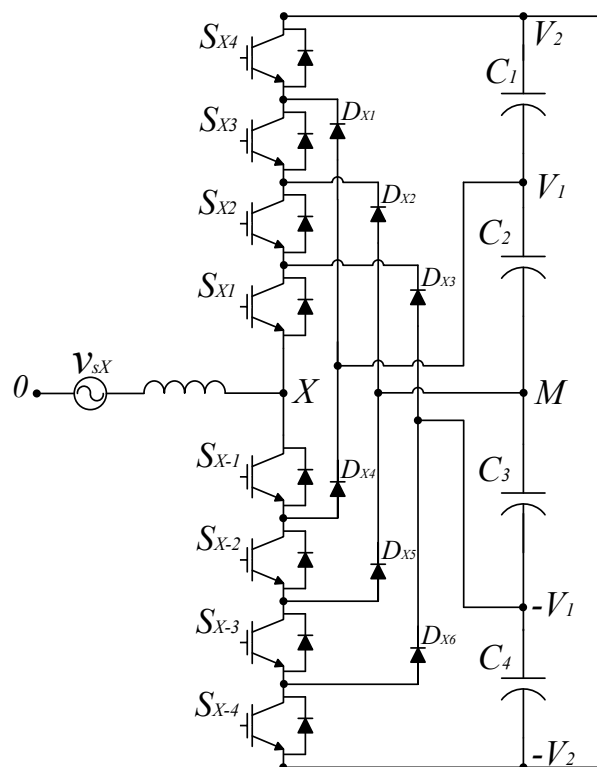


Figura 2.2 – Esquema de uma fase do retificador trifásico NPC.

2.2 Princípio de Funcionamento

Os retificadores controlados apresentam a peculiaridade de conseguirem operar no modo não-controlado (modo de funcionamento não desejado). Neste modo de operação, os IGBTs estão desligados e os díodos em antiparalelo entram em condução, impondo no barramento DC uma tensão próxima do valor de pico da tensão composta da rede. Quando os díodos estão em condução os IGBTs ficam inversamente polarizados, impedindo assim que os mesmos conduzam. Esta característica leva a que o retificador no modo de operação controlado apresente a limitação de não poder operar com uma tensão no barramento DC inferior ao valor de pico da tensão composta da rede.

O modo de operação controlado é efetuado pela comutação dos IGBTs entre diferentes estados de comutação. Cada IGBT tem associado dois estados possíveis, aberto ($S_{Xn} = 0$) ou fechado ($S_{Xn} = 1$). Como a topologia utilizada é constituída por 24 IGBTs, existe um número elevado de combinações possíveis para os estados de comutação (2^{24}). Muitas destas combinações não são possíveis de se efetuar, devido à própria topologia do circuito ou pela violação da teoria dos circuitos elétricos. Desta forma, para cada braço são possíveis apenas 5 estados de comutação, diminuindo assim a possibilidade de combinações para $5^3=125$ (5 é o número de estados possíveis em cada fase e o 3 representa o número de fases do conversor). Estes 5 estados estão representados na Tabela 2.1 (a). É possível constatar que os IGBTs de cada braço são “comandados” de forma complementar, em que $S_{X4} = \overline{S_{X-1}}$, $S_{X3} = \overline{S_{X-2}}$, $S_{X2} = \overline{S_{X-3}}$ e $S_{X1} = \overline{S_{X-4}}$.

Em funcionamento normal, cada estado de comutação dá origem a um estado de tensão correspondente, sendo estes caracterizados pelo ponto do barramento DC a que se encontra ligado o lado AC (ponto X). Estes estados estão representados na Tabela 2.1 (b). De modo a simplificar a notação, os estados de tensão terão a mesma denominação dos estados de comutação (P2, P1, O, N1, N2).

Tabela 2.1 – Estados de comutação (a) e estados de tensão correspondentes (b), em cada fase do conversor e em funcionamento normal.

(a)									(b)		
Estados de Comutação	S_{X4}	S_{X3}	S_{X2}	S_{X1}	S_{X-1}	S_{X-2}	S_{X-3}	S_{X-4}	Estados de Tensão	Ponto do barramento DC ligado a X	Tensão v_{XM}
P2	1	1	1	1	0	0	0	0	P2	V_2	$v_{DC}/2$
P1	0	1	1	1	1	0	0	0	P1	V_1	$v_{DC}/4$
O	0	0	1	1	1	1	0	0	O	M	0
N1	0	0	0	1	1	1	1	0	N1	$-V_1$	$-v_{DC}/4$
N2	0	0	0	0	1	1	1	1	N2	$-V_2$	$-v_{DC}/2$

Por forma a perceber o funcionamento normal do conversor, na Figura 2.3 são ilustrados os fluxos de corrente obtidos com cada estado de comutação, sendo os mesmos análogos para todas as fases do conversor. A tensão v_{XM} para cada estado de tensão, é apresentada na Figura 2.4.

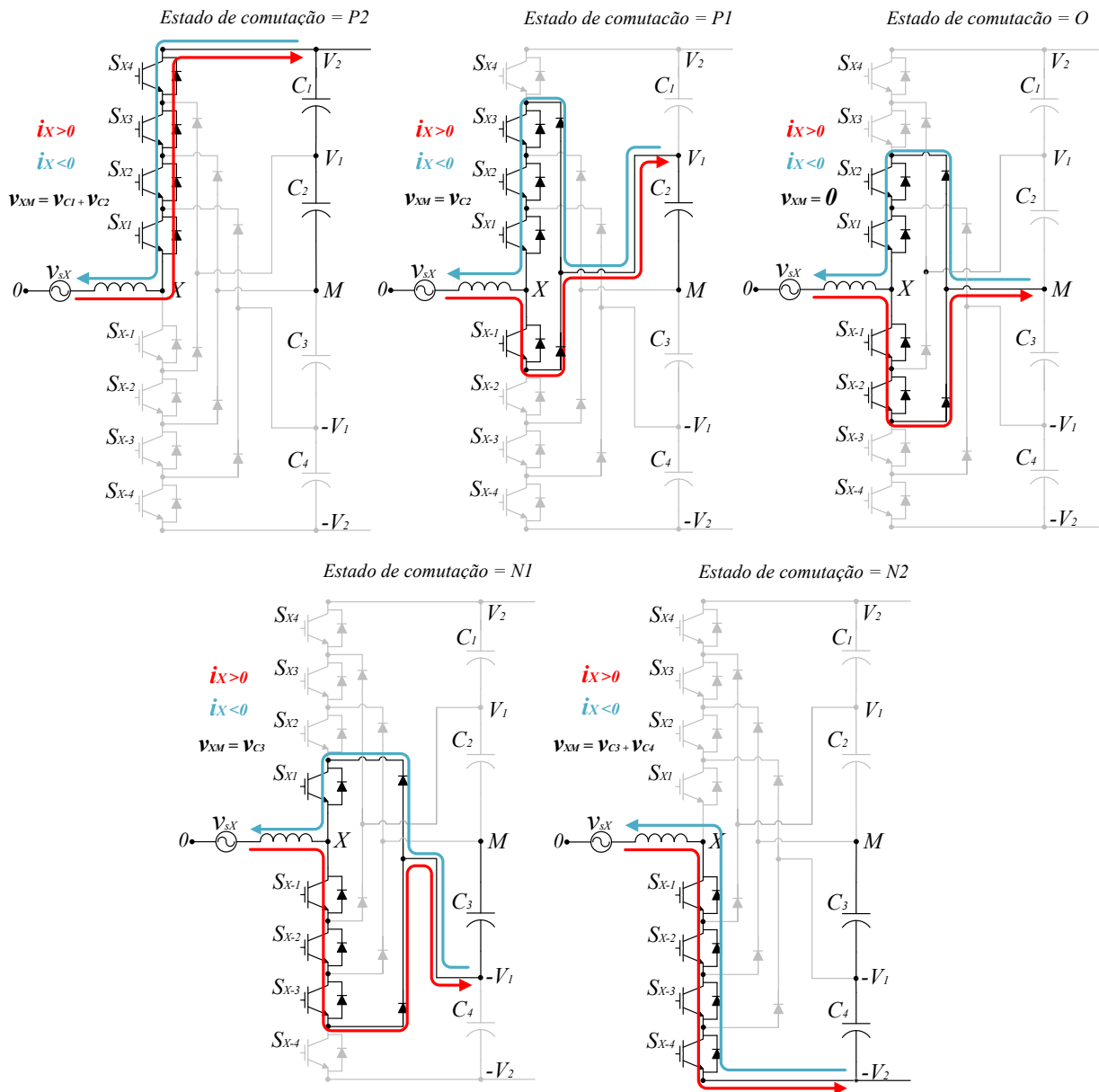


Figura 2.3 – Fluxos de corrente possíveis para cada estado de comutação, em funcionamento normal.

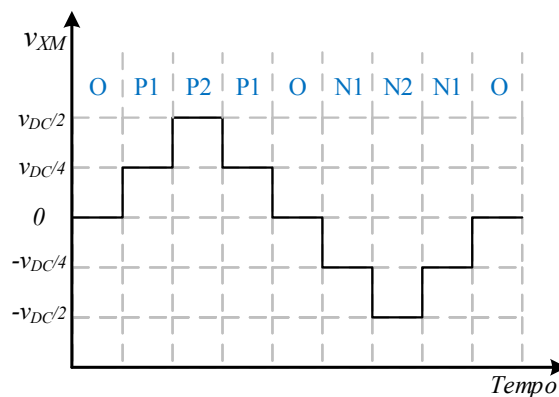


Figura 2.4 – Tensão v_{XM} para cada estado de tensão, em funcionamento normal.

2.3 Modelo do Retificador

Aplicando as leis de *Kirchhoff* ao circuito da Figura 2.1, obtêm-se as expressões indicadas em (2.1) que correspondem às malhas de tensão do lado AC do conversor. Desprezando a queda de tensão na resistência da bobina obtêm-se as equações indicadas em (2.2).

$$\begin{cases} v_{sA} = L \frac{di_A}{dt} + R_L i_A + v_{AM} + v_{M0} \\ v_{sB} = L \frac{di_B}{dt} + R_L i_B + v_{BM} + v_{M0} \\ v_{sC} = L \frac{di_C}{dt} + R_L i_C + v_{CM} + v_{M0} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_A}{dt} = v_{sA} - v_{AM} - v_{M0} \\ L \frac{di_B}{dt} = v_{sB} - v_{BM} - v_{M0} \\ L \frac{di_C}{dt} = v_{sC} - v_{CM} - v_{M0} \end{cases} \quad (2.2)$$

Com a análise das expressões em (2.2), conclui-se que existe uma relação entre a variação da corrente i_X e as tensões v_{sX} , v_{XM} e v_{M0} . Como nesta dissertação é usado um sistema de alimentação trifásico sem neutro e admitindo que a tensão de alimentação é equilibrada, somando as 3 equações presentes em (2.2), obtêm-se a expressão (2.3) que demonstra que a tensão de modo comum (v_{M0}) depende da tensão imposta pelo conversor em cada fase (v_{XM}).

$$v_{M0} = -\frac{(v_{AM} + v_{BM} + v_{CM})}{3} \quad (2.3)$$

A tensão v_{M0} é indesejável, uma vez que cria uma interdependência entre as várias fases do conversor. A maneira mais simples (não sendo a mais eficaz) de atenuar este inconveniente seria ligar o neutro da alimentação ao ponto M do barramento DC, mas com isso limita-se a aplicação do conversor, visto que o condutor neutro, geralmente, não é distribuído em média/alta tensão.

2.3.1 Modelo Espaço Vetorial

No modelo espaço vetorial, as três equações de fase passam a ser descritas em apenas uma equação vetorial, permitindo assim uma fácil análise do sistema. O vetor espacial da tensão da rede e da corrente de entrada são descritos em (2.4) e (2.5), respetivamente, onde $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$.

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_{sA} + \bar{a}v_{sB} + \bar{a}^2v_{sC}) \quad (2.4)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C) \quad (2.5)$$

Considerando os vetores em (2.4) e (2.5), as três malhas de tensão descritas em (2.1) podem ser reescritas num único vetor espacial (2.6).

$$\begin{aligned} \bar{v}_s = & L \frac{d}{dt} \bar{i}_s + R_L \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C) + \\ & + \frac{2}{3}(v_{AM} + \bar{a}v_{BM} + \bar{a}^2v_{CM}) + \frac{2}{3}(v_{M0} + \bar{a}v_{M0} + \bar{a}^2v_{M0}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

O último termo desta equação, correspondente à tensão de modo comum, é igual a 0, como demonstrado em (2.7).

$$\frac{2}{3}(v_{M0} + \bar{a}v_{M0} + \bar{a}^2v_{M0}) = v_{M0} \frac{2}{3}(1 + \bar{a} + \bar{a}^2) = 0 \quad (2.7)$$

A tensão gerada pelo conversor em cada fase (penúltimo termo de (2.6)), pode ser representada pelo vetor \bar{v}_{conv} , descrito em (2.8), obtendo-se assim a equação vetorial (2.9). Esta última equação será a base para a obtenção do modelo preditivo discreto do conversor, necessário ao controlo implementado nesta dissertação.

$$\bar{v}_{conv} = \frac{2}{3}(v_{AM} + \bar{a}v_{BM} + \bar{a}^2v_{CM}) \quad (2.8)$$

$$L \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \bar{v}_s - \bar{v}_{conv} - R_L \bar{i}_s \quad (2.9)$$

Com a análise da equação (2.9), é possível verificar que a variação da corrente no plano estacionário α - β depende do vetor de tensão de entrada (\bar{v}_s), da queda de tensão na resistência da bobina ($R_L \bar{i}_s$) e do vetor de tensão gerado pelo conversor (\bar{v}_{conv}).

Os vetores \bar{v}_s e \bar{i}_s podem ser obtidos através das expressões já descritas em (2.4) e (2.5), ou através da transformada de Clarke na forma matricial. Nesta dissertação, foi dada preferência à forma matricial, sendo apresentada em (2.10) a transformada referente à corrente.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Posteriormente, o vetor \bar{i}_s é obtido através de (2.11). A transformação da tensão da rede não será apresentada, pois é efetuada de forma análoga.

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.11)$$

Por fim, falta demonstrar a obtenção dos vetores \bar{v}_{conv} . Analisando a expressão (2.8) e a Tabela 2.1 (b), verifica-se que para cada estado de comutação existe um vetor de tensão \bar{v}_{conv} . Como nesta dissertação é usado um conversor NPC de 5 níveis, existem 125 combinações de estados de comutação, que dão origem a 61 vetores de tensão distintos. A existência dos 61 vetores de tensão deve-se ao facto da existência de estados de comutação redundantes, que geram vetores de tensão idênticos [36]. Na Figura 2.5 estão representados no plano α - β a posição discreta dos 61 vetores de tensão e os estados de comutação que geram os vetores correspondentes (hexágono da esquerda).

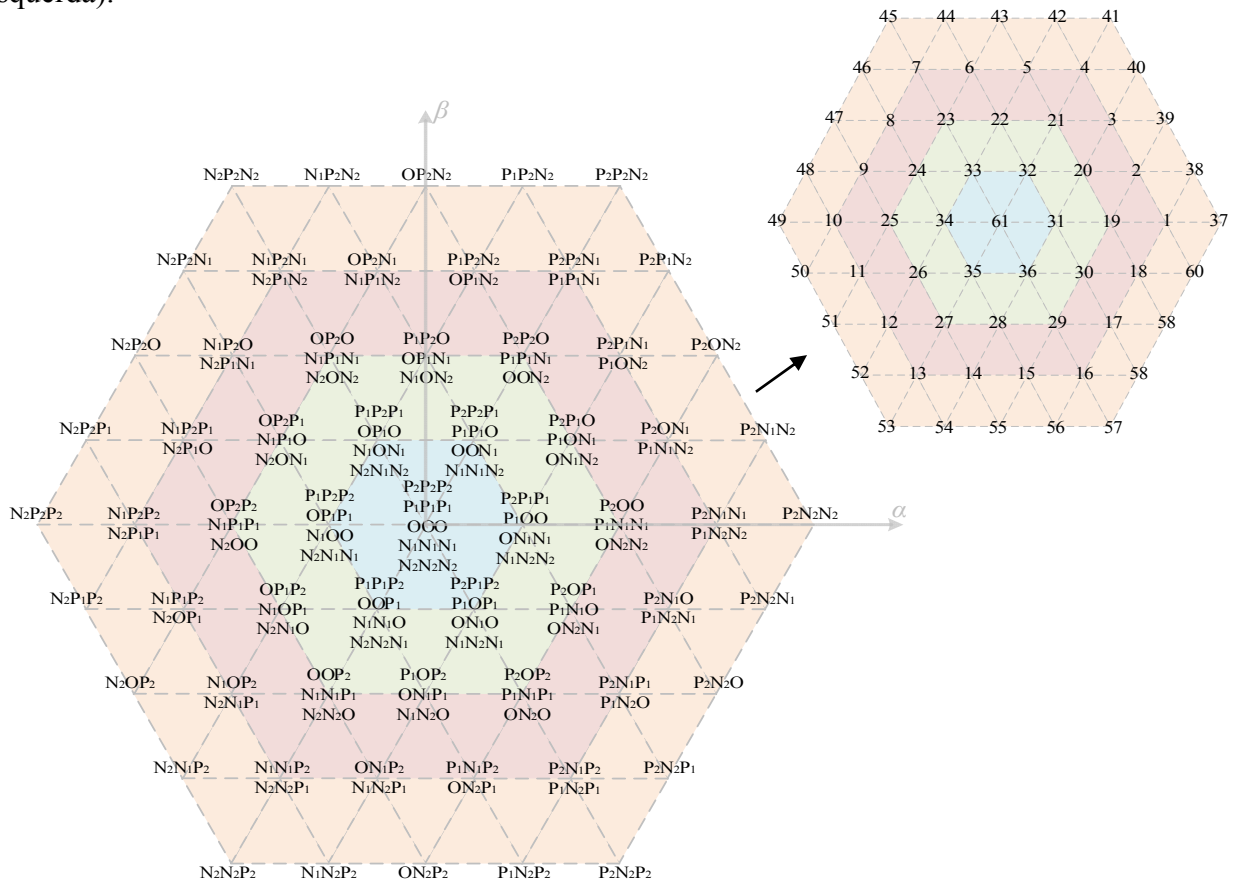


Figura 2.5 – Posição discreta dos vetores de tensão e estados de tensão correspondentes, no plano α - β .

Considerando o estado de comutação $[P_2 N_1 N_1]$, em que o primeiro elemento corresponde ao estado de comutação da fase A, o segundo ao da fase B e o terceiro ao da fase C ($[S_A S_B S_C]$), e examinando a Tabela 2.1 (b), conclui-se que para esta seleção de estados, a tensão v_{XM} em cada

fase é: $[v_{DC/2} \ -v_{DC/4} \ -v_{DC/4}]$, sendo o primeiro índice corresponde à tensão v_{AM} e o último correspondente à tensão v_{CM} . Substituindo estes valores na equação (2.8), obtém-se o vetor de tensão \bar{v}_1 , que corresponde à posição 1 da Figura 2.5. O método de cálculo é demonstrado em (2.12), sendo análogo para os 125 estados de comutação. No Apêndice A, encontra-se uma tabela com os 125 estados de comutação e vetores de tensão correspondentes (Tabela A.1).

$$\bar{v}_{conv} = \frac{2}{3}v_{DC} \left(\frac{1}{2} + \bar{a} \left(-\frac{1}{4} \right) + \bar{a}^2 \left(-\frac{1}{4} \right) \right) \leftrightarrow \bar{v}_{conv} = \frac{1}{2}v_{DC} \quad (2.12)$$

Ao analisar-se os hexágonos da Figura 2.5, constata-se que existem vários estados de comutação que geram o mesmo vetor de tensão. Estes estados de tensão redundantes podem ser explorados pela estratégia de controlo, por forma a obter-se o equilíbrio da tensão nos condensadores do barramento DC.

Capítulo 3

Estratégia de Controle – Controle Preditivo

Atualmente, existem vários métodos de controle preditivo. Apesar de estes apresentarem diferenças entre si, a característica principal é comum em todos eles, o uso de um modelo do sistema, de modo a prever-se o comportamento das variáveis que se pretendem controlar. O método FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) é o algoritmo de controle usado nesta dissertação. Diferencia-se dos outros métodos pelo facto de gerar diretamente os estados de comutação sem a necessidade de um modulador. É um algoritmo de fácil compreensão, sendo constituído por dois elementos principais, o modelo discreto do sistema e a função custo. Apresenta ainda as vantagens de fácil inserção de restrições, controle simultâneo de diferentes variáveis, boa resposta dinâmica do conversor e tempos de resposta muito reduzidos. Aquando da inclusão de várias variáveis de controle, a função custo pode incluir um fator multiplicativo de ponderação, de modo a ajustar-se a importância de cada termo da função. No entanto, este controle apresenta a desvantagem de necessitar de um maior número de cálculos, em comparação com os controladores clássicos.

Nesta dissertação, é desenvolvido um modelo preditivo discreto de um retificador NPC trifásico de 5 níveis, com a finalidade de controlar as correntes de linha e as tensões dos condensadores.

3.1 Princípio de Funcionamento do FCS-MPC

Na Figura 3.1 está representado o diagrama de blocos do controle FCS-MPC. O $x(k)$ representa as variáveis medidas no instante k (atual). Posteriormente essas variáveis são usadas no modelo preditivo do sistema. Neste bloco, são calculadas as previsões das variáveis controladas para todos os estados de comutação ($x(k+1)$). Todos os valores previstos das variáveis controladas, são comparados com os seus valores de referência ($x_{ref}(k)$) no bloco de minimização da função custo. Por fim, os estados de comutação aplicados ao conversor (S) serão os que minimizam a função custo.

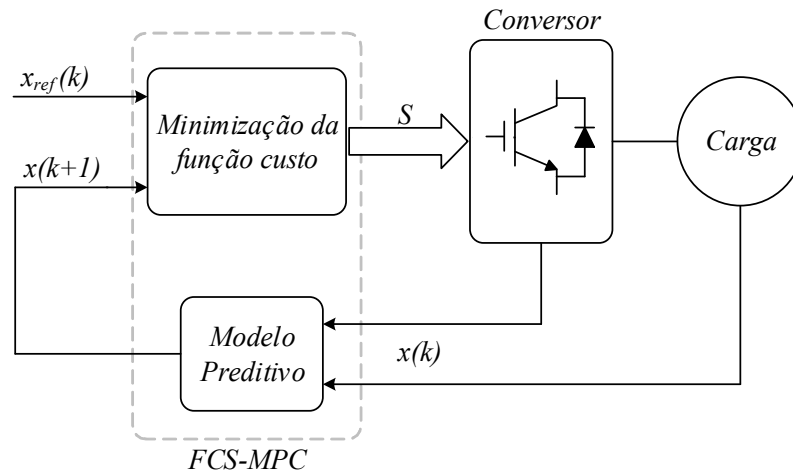


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do FCS-MPC.

O procedimento da seleção dos estados de comutação é mostrado na Figura 3.2, onde t_k representa o estado atual, t_{k+1} e t_{k+2} representam os instantes seguintes de amostragem. O tempo de amostragem é T_s . De modo a simplificar a análise, assume-se que o conversor apresenta apenas três estados possíveis de comutação (S_1 , S_2 e S_3) e que a referência não muda significativamente durante uma amostragem ($x_{ref}(k) = x_{ref}(k+1)$). A função custo é definida em (3.1) e representa a minimização da distância entre a previsão da variável controlada e o valor de referência (x_{ref}).

$$g = |x_{ref}(k) - x(k+1)| \quad (3.1)$$

As variáveis de controle previstas são calculadas para todos os estados de comutação, sendo que a escolha do estado S_3 , é o que garante a menor distância entre o valor de referência e a previsão da variável controlada (Figura 3.2). Na prática este processo não é processado de forma imediata, sendo os estados de comutação aplicados ao fim da execução dos cálculos e não imediatamente em t_k (Figura 3.3). Subsequentemente, no instante t_{k+1} , o processo é repetido e é aplicado o estado S_2 .

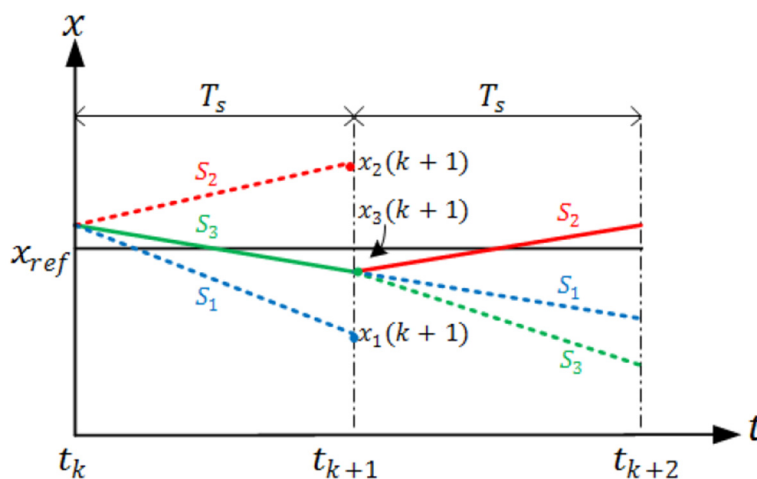


Figura 3.2 – Princípio de funcionamento do FCS-MPC.

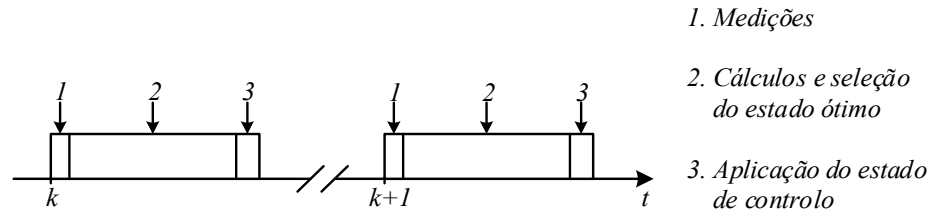


Figura 3.3 – Tempo das diferentes tarefas realizadas pelo microcontrolador.

3.2 Modelo Preditivo do Sistema

Nesta secção é descrito o processo de discretização da equação dinâmica da corrente AC (equação 2.9) para o tempo de amostragem T_s . A equação obtida por este processo permitirá a previsão do valor da corrente de entrada, com base nos valores das tensões e correntes de linha no instante atual (k).

Vários métodos de discretização podem ser usados de modo a obter-se um modelo discreto no tempo. Considerando que o lado AC do conversor pode ser modelado por um sistema de primeira-ordem, o modelo discreto pode ser obtido através da aproximação da derivada da corrente. Desta forma, a derivada $d\bar{i}_s / dt$ é substituída pela aproximação de Euler (*Forward Euler method*) [37], como mostrado em (3.2).

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} \approx \frac{\bar{i}_s(k+1) - \bar{i}_s(k)}{T_s} \quad (3.2)$$

Substituindo esta aproximação na equação (2.9), obtém-se a equação discreta em (3.3), que permitirá a previsão da corrente de linha no instante $k+1$ para cada um dos 125 vetores de tensão \bar{v}_{conv} gerados pelo retificador. Obtém-se $\bar{i}_s(k)$ através da medição das correntes de linha e posterior transformação em coordenadas α - β , estando este processo já descrito em (2.10) e (2.11). O vetor $\bar{v}_s(k)$ é obtido por processo análogo, ou seja, medição das tensões da rede e posterior transformação em coordenadas α - β .

$$\bar{i}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) \bar{i}_s(k) + \frac{T_s}{L} [\bar{v}_s(k) - \bar{v}_{conv}(k)] \quad (3.3)$$

Como referido no capítulo 1, o conversor NPC apresenta a desvantagem de necessitar de incluir na sua estratégia de controlo o equilíbrio dos condensadores do barramento DC. Desta forma, torna-se necessário incluir no modelo preditivo do sistema a previsão da tensão de cada um dos condensadores.

A equação diferencial para cada condensador é apresentada em (3.4), em que n indica o respectivo condensador do barramento DC ($n=1, \dots, 4$). O 1 corresponde ao condensador superior e o 4 ao condensador inferior. Esta ordem foi assumida na Figura 2.1.

$$\frac{dv_{C_n}}{dt} = \frac{1}{C} i_{C_n} \quad (3.4)$$

A aproximação de Euler usada na discretização da corrente pode também ser aplicada à derivada da tensão dos condensadores (3.5), obtendo-se assim as equações discretas em (3.6), que preveem a tensão de cada um dos condensadores para o instante $k+1$ [38].

$$\frac{dv_{C_n}}{dt} \approx \frac{v_{C_n}(k+1) - v_{C_n}(k)}{T_s} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} v_{C_1}^p(k+1) = v_{C_1}(k) + \frac{1}{C} i_{C_1}(k) T_s \\ v_{C_2}^p(k+1) = v_{C_2}(k) + \frac{1}{C} i_{C_2}(k) T_s \\ v_{C_3}^p(k+1) = v_{C_3}(k) + \frac{1}{C} i_{C_3}(k) T_s \\ v_{C_4}^p(k+1) = v_{C_4}(k) + \frac{1}{C} i_{C_4}(k) T_s \end{cases} \quad (3.6)$$

Com a análise das equações em (3.6), verifica-se que o modelo preditivo dos condensadores necessita do valor da tensão e corrente de cada um dos condensadores no instante k . A tensão é medida diretamente aos terminais de cada um, implicando assim o uso de quatro sensores de tensão adicionais. As correntes serão estimadas, por forma a minimizar o uso de sensores [38].

Aplicando a lei dos nós à Figura 2.1, obtêm-se as expressões em (3.7).

$$\begin{cases} i_{C_1}(k) = -i_{DC}(k) + i_1(k) \\ i_{C_2}(k) = i_{C_1}(k) + i_2(k) \\ i_{C_3}(k) = i_{C_2}(k) + i_3(k) \\ i_{C_4}(k) = i_{C_3}(k) + i_4(k) \end{cases} \quad (3.7)$$

A corrente i_{DC} é medida, sendo que as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 são estimadas com base nos estados de comutação e correntes de linha, como apresentado em (3.8).

$$\begin{cases} i_1(k) = H_{1A}i_A(k) + H_{1B}i_B(k) + H_{1C}i_C(k) \\ i_2(k) = H_{2A}i_A(k) + H_{2B}i_B(k) + H_{2C}i_C(k) \\ i_3(k) = H_{3A}i_A(k) + H_{3B}i_B(k) + H_{3C}i_C(k) \\ i_4(k) = H_{4A}i_A(k) + H_{4B}i_B(k) + H_{4C}i_C(k) \end{cases} \quad (3.8)$$

As variáveis H_{1X} , H_{2X} , H_{3X} e H_{4X} , são dependentes dos estados de comutação (S_A , S_B e S_C). O critério que define o valor de cada variável é apresentado em (3.9). Constata-se que quando é aplicado um estado específico numa fase, a variável toma o valor 1, caso contrário toma o valor 0.

$$\begin{aligned} H_{1X} &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_X = \text{"P2"} \\ 0, & \text{se } S_X \neq \text{"P2"} \end{cases} \\ H_{2X} &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_X = \text{"P1"} \\ 0, & \text{se } S_X \neq \text{"P1"} \end{cases} \\ H_{3X} &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_X = \text{"O"} \\ 0, & \text{se } S_X \neq \text{"O"} \end{cases} \\ H_{4X} &= \begin{cases} 1, & \text{se } S_X = \text{"N1"} \\ 0, & \text{se } S_X \neq \text{"N1"} \end{cases} \end{aligned} \quad X = A, B, C. \quad (3.9)$$

Substituindo as expressões (3.8) e (3.9) em (3.7), obtém-se o valor das correntes em cada um dos condensadores, evitando assim o uso de sensores adicionais.

É importante salientar, que o modelo do sistema depende fortemente dos valores das indutâncias de filtragem e das capacidades dos condensadores do barramento DC. Desta forma, sempre que houver uma alteração nos valores destes componentes, os mesmos terão de ser alterados no modelo do sistema, por forma a manter o correto funcionamento do controlador.

3.3 Função Custo

Para garantir o bom funcionamento do retificador, o algoritmo preditivo tem de proporcionar o equilíbrio da tensão nos condensadores e a absorção de correntes sinusoidais em fase com a tensão de alimentação (F.P. unitário). Para isso, recorre a uma função custo que seleciona os estados de comutação com base na minimização do erro entre as correntes previstas e os seus valores de referência. Simultaneamente, também terá de minimizar o erro entre os valores previstos da tensão nos condensadores, garantindo assim a seleção de estados de comutação que

proporcionem um valor de tensão idêntico aos terminais de cada condensador ($v_{DC}/4$). Nesta dissertação é usada a função custo apresentada em (3.10).

$$g = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^p| + \lambda_{DC} \left[\left(\sum_{n=1}^3 |v_{C_n}^p - v_{C_{(n+1)}}^p| \right) + |v_{C_4}^p - v_{C_1}^p| \right] \quad (3.10)$$

Os dois primeiros termos da função, correspondem aos erros das correntes em coordenadas ortogonais, sendo que i_{α}^p é a componente real e i_{β}^p a componente imaginária de (3.3). As correntes de referência i_{α}^* e i_{β}^* são geradas de modo a garantirem a tensão desejada no barramento DC e fator potência unitário na rede. O processo de geração destas correntes será descrito na secção 3.4.

O último termo da função custo corresponde aos erros entre os valores preditivos dos condensadores, tendo associado o fator de ponderação λ_{DC} . O valor deste fator traduz-se na “importância” dada por parte do algoritmo ao equilíbrio da tensão nos condensadores. Se este tiver um valor baixo, o algoritmo seleciona os estados de comutação que permitem um menor erro entre a corrente de referência e a corrente prevista, dando pouca “importância” à diminuição do erro entre as tensões dos condensadores. Caso contrário, se este tem um valor muito elevado, o algoritmo irá dar mais “importância” ao equilíbrio da tensão nos condensadores, deixando de seguir a referência da corrente. Não existe um método concreto que defina o valor ideal para o fator de ponderação, sendo o mesmo definido pelo utilizador, de modo a que sejam cumpridos os requisitos pré-definidos [39]. O valor usado nesta dissertação foi cuidadosamente escolhido por forma a manter o equilíbrio dos condensadores, sem por em causa o seguimento das correntes de referência.

3.4 Controlador

O sistema de controlo usado nesta dissertação tem como objetivo controlar a tensão do barramento DC e garantir fator potência unitário na rede. O respetivo diagrama é apresentado na Figura 3.4.

A tensão do barramento DC é controlada com recurso a um controlador Proporcional-Integral (PI). Este controlador tem como entrada o erro existente na tensão do barramento DC ($\Delta v_{DC} = v_{DC}^* - v_{DC}$). À sua saída é gerada a amplitude da corrente de referência ($|i^*|$), de forma a garantir a manutenção da tensão no barramento DC (v_{DC}^*). A amplitude máxima é limitada ao valor nominal da corrente, garantindo assim a proteção dos componentes do conversor.

Como a corrente de referência tem de estar em fase com a tensão simples de alimentação, é usada uma malha de controlo de fase (PLL). Esta gera ondas sinusoidais unitárias em fase com as tensões v_{sA-sC} , que ao serem multiplicadas pela amplitude da corrente de referência, proveniente do PI, dão origem às correntes trifásicas de referência (i_{A-C}^*). Posteriormente, estas correntes são transformadas para coordenadas α - β , através da transformada de Clarke na forma matricial (2.10), sendo por fim usadas na função custo do controlo preditivo (FCS-MPC).

A parte referente ao controlo FCS-MPC está assinalada a cinzento na Figura 3.4, sendo possível constar que a verde estão representadas as entradas necessárias à previsão da tensão nos condensadores e a azul as entradas necessárias à previsão da corrente de linha. As fórmulas que permitem essas previsões foram demonstradas na secção 3.3.

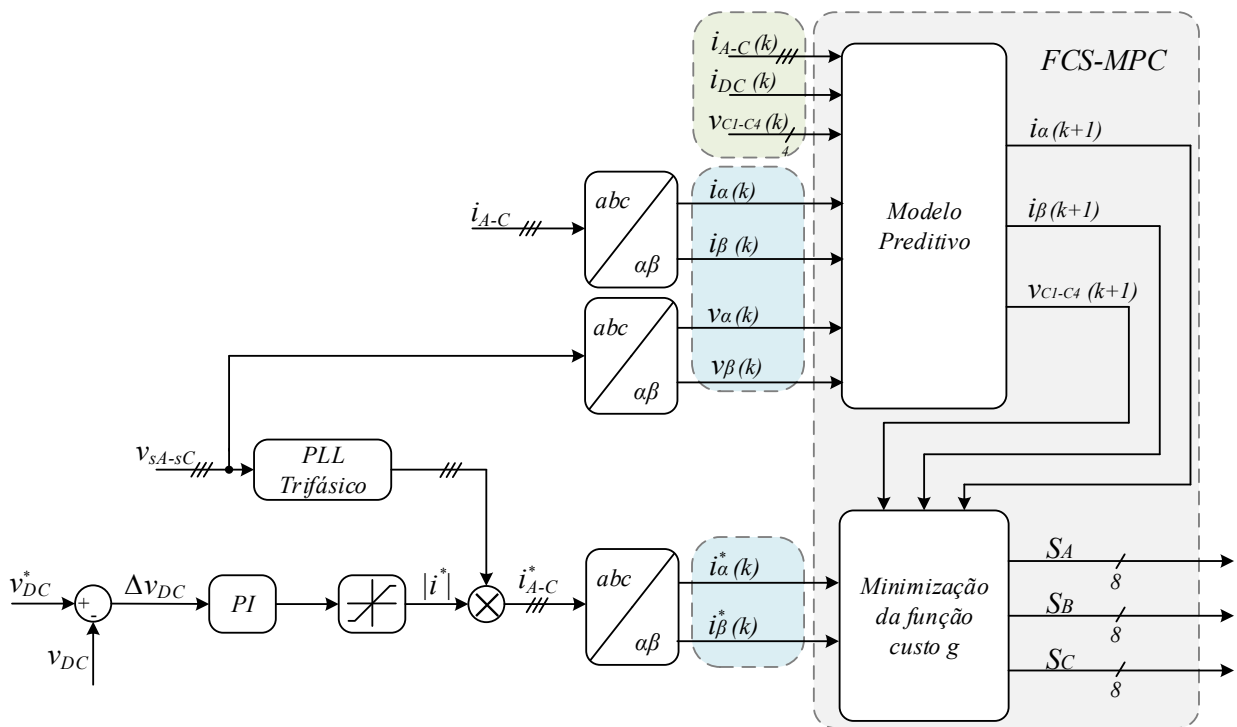


Figura 3.4 – Diagrama representativo do método de controlo preditivo FCS-MPC.

Os passos executados pela estratégia de controlo em cada T_s (tempo de amostragem) estão descritos no fluxograma da Figura 3.5. O algoritmo começa por adquirir os sinais necessários ao controlo e inicializa as variáveis x e g_{op} (variável que armazena o menor valor da função custo). Posteriormente, o sistema entra num ciclo e calcula as previsões da corrente e tensão para cada estado de comutação, sendo a função custo avaliada para cada valor calculado. Em cada iteração o valor de g_{op} é comparado com o valor da função custo. Se houver um valor menor que g_{op} , esse valor é armazenado e x_{op} guarda o índice do estado de comutação que minimizou a função custo.

O ciclo é repetido 125 vezes (número de estados de comutação possíveis), sendo aplicado ao conversor o estado que deu origem ao menor valor de g .

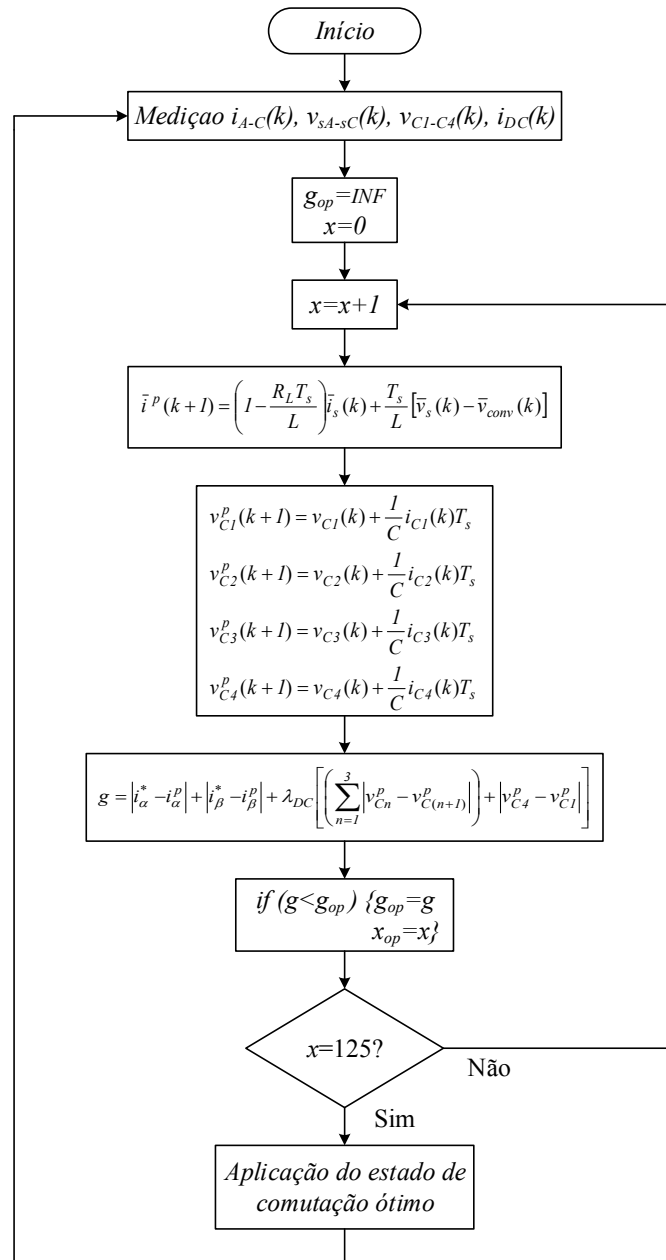


Figura 3.5 – Fluxograma da estratégia de controle.

Este tipo de controle permite a fácil inserção de múltiplos termos na função custo, garantindo assim o fácil controle de múltiplas variáveis. A minimização do erro entre a corrente de referência e a corrente prevista permite que as correntes de linha sejam praticamente sinusoidais e que o conversor tenha um fator potência unitário com a rede. É um algoritmo que proporciona ao conversor uma excelente resposta dinâmica em diversas situações, tais como, alterações na tensão de referência, mudanças de carga e desequilíbrios na tensão de alimentação. Apresenta ainda a vantagem de não necessitar de um modulador para gerar os estados de comutação.

Capítulo 4

Avárias no Conversor de Potência

O estudo do impacto de possíveis falhas no funcionamento do conversor é uma temática de extrema importância, uma vez que possibilita o desenvolvimento de métodos de diagnóstico e de sistemas que levam à minoração do efeito das mesmas.

A crescente preocupação com a qualidade de energia tem levado a uma maior proliferação dos conversores multinível. O aumento de níveis num conversor implica um maior número de semicondutores na sua constituição, aumentando assim a probabilidade da ocorrência de falhas nestes sistemas. Nos retificadores esta temática ganha uma maior relevância, devido ao facto de estes, geralmente, estarem acoplados a outros conversores, implicando que todo o sistema possa ficar inviabilizado, caso ocorra uma avaria no retificador.

Nesta dissertação será analisado o impacto da avaria em C.A. nos IGBTs. Apesar de as avarias em C.C. serem mais destrutivas, os *drivers* dos IGBTs na atualidade possuem uma proteção inerente contra este tipo de falhas, reduzindo assim o interesse no estudo do impacto das mesmas no conversor. A análise irá incidir sobre as situações de avaria num único IGBT, uma vez que é o caso mais frequente.

4.1 IGBTs em Circuito Aberto

Este tipo de falha caracteriza-se pelo estado permanente do IGBT em C.A., implicando que este não conduza, independentemente das condições de polarização e dos pulsos de comando aplicados. O impacto deste tipo de falha no conversor é fortemente dependente da sua localização (IGBT mais interno ou externo), sendo mais afetada a fase que inclui o IGBT danificado.

Quando ocorre uma falha deste género, os circuitos elétricos de condução do conversor ficam restringidos, implicando que certos estados de comutação não produzam os estados de tensão expectáveis. Em alguns casos, constata-se que um estado de comutação poderá ter dois estados de tensão, um estado para o sentido positivo da corrente e outro para o sentido negativo. Por forma a obterem-se esses estados, é necessário voltar a analisar o circuito de uma fase, considerando as possíveis falhas para cada estado de comutação. Na Figura 4.1, é apresentado o caso da falha no IGBT S_{X1} . Analisando o circuito referente ao estado de comutação P2 (Figura 4.1 (a)), é possível constatar que é inviabilizado o fluxo de corrente entre o ponto V_2 e o ponto X na alternância negativa da corrente. Desta forma, é estabelecido um caminho de condução alternativo (através

dos diodos da metade inferior do conversor), sendo aplicado na fase X o estado de tensão N2 (em funcionamento normal seria aplicado P2, Figura 2.3). Quando a corrente na fase é positiva, é obtida a tensão esperada em todos os estados de comutação (Figura 4.1 (a), (b), (c), (d) e (e)), devido ao facto, do IGBT em falha não ser utilizado nesta situação. No estado de comutação N2 (Figura 4.1 (e)), a tensão v_{XM} não é afetada em ambas as situações (sentido negativo e positivo da corrente), pois o IGBT S_{X1} , não é usado neste estado de comutação. Efetuando uma análise análoga para as falhas nos restantes IGBTs, obtém-se a Tabela 4.1, que contém os estados de tensão, com determinado IGBT em C.A.

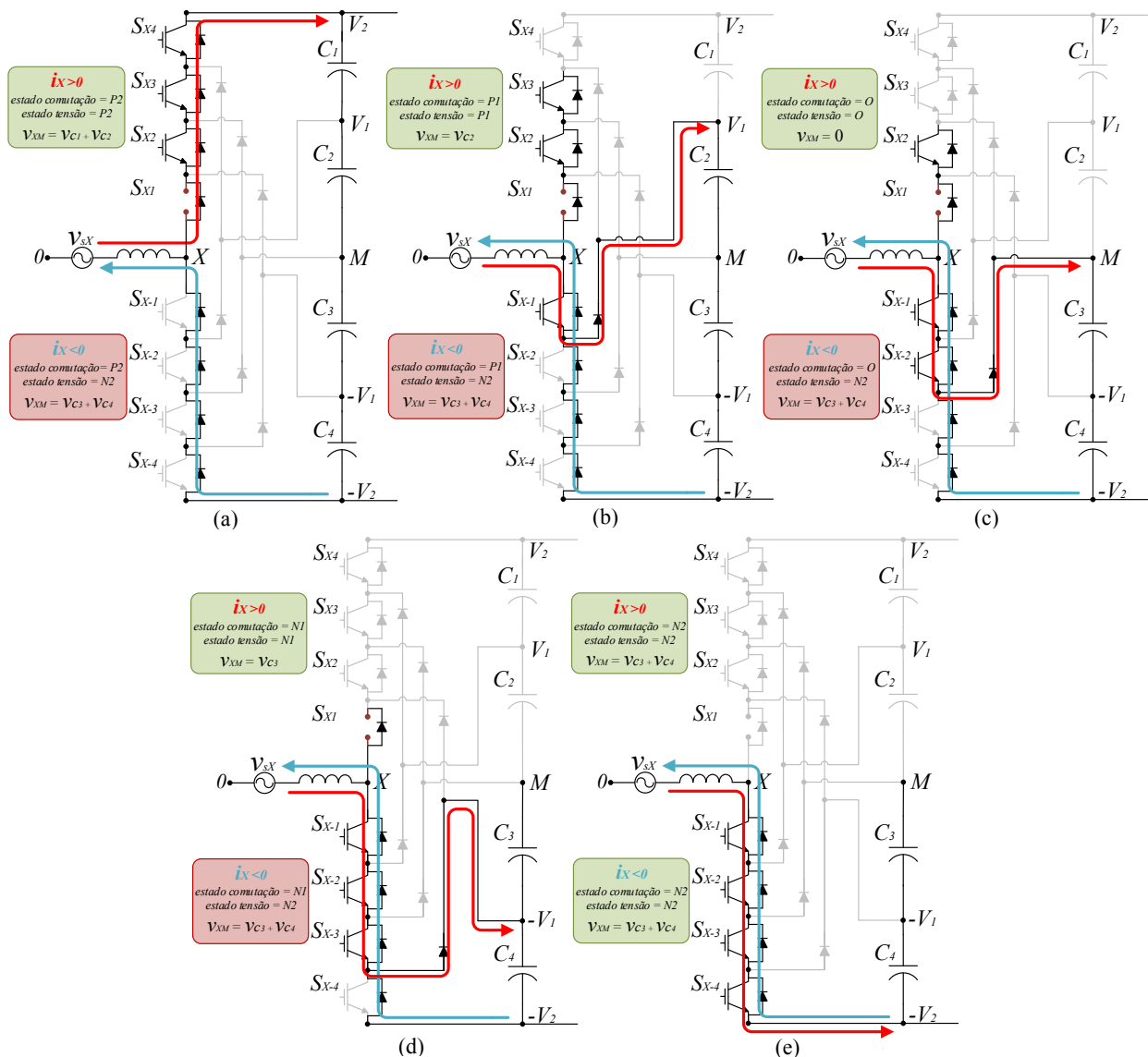


Figura 4.1 – Estados de tensão em função do sinal da corrente de linha i_x para o estado de comutação P2 (a), P1 (b), O (c), N1 (d) e N2 (e), no caso de C.A. no S_{X1} .

Na Figura 4.2, estão representados os vetores de Park da tensão no caso da ocorrência de uma falha nos IGBTs S_{A4} e S_{A1} . Os vetores a preto correspondem a vetores de tensão que não são afetados pela falha, ou seja, os estados de comutação produzem o vetor de tensão pretendido quer

o valor da corrente de linha seja negativo ou positivo. A azul, estão representados os vetores de tensão que contêm estados de comutação afetados, mas que é possível obter o vetor de tensão pretendido através da aplicação de um estado de comutação redundante. Por fim, estão representados a vermelho os vetores de tensão cujos estados de comutação se encontram completamente afetados, incluindo as redundâncias. A área sombreada delimita os estados de comutação não afetados.

É importante referir, que os estados afetados continuam a ter um estado de tensão válido, dependendo do valor positivo ou negativo da corrente, causando assim um funcionamento anómalo apenas durante uma das alternâncias da corrente de linha.

Tabela 4.1 – Estados de tensão aplicados na fase X, em função do IGBT em C.A.

IGBT em falha	Estado de Comutação P2		Estado de Comutação P1		Estado de Comutação O		Estado de Comutação N1		Estado de Comutação N2	
	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$
S_{X4}	P2	P1	P1		O		N1		N2	
S_{X3}	P2	O	P1	O	O		N1		N2	
S_{X2}	P2	N1	P1	N1	O	N1	N1		N2	
S_{X1}	P2	N2	P1	N2	O	N2	N1	N2	N2	
S_{X-1}	P2		P2	P1	P2	O	P2	N1	P2	N2
S_{X-2}	P2		P1		P1	O	P1	N1	P1	N2
S_{X-3}	P2		P1		O		O	N1	O	N2
S_{X-4}	P2		P1		O		N1		N1	N2

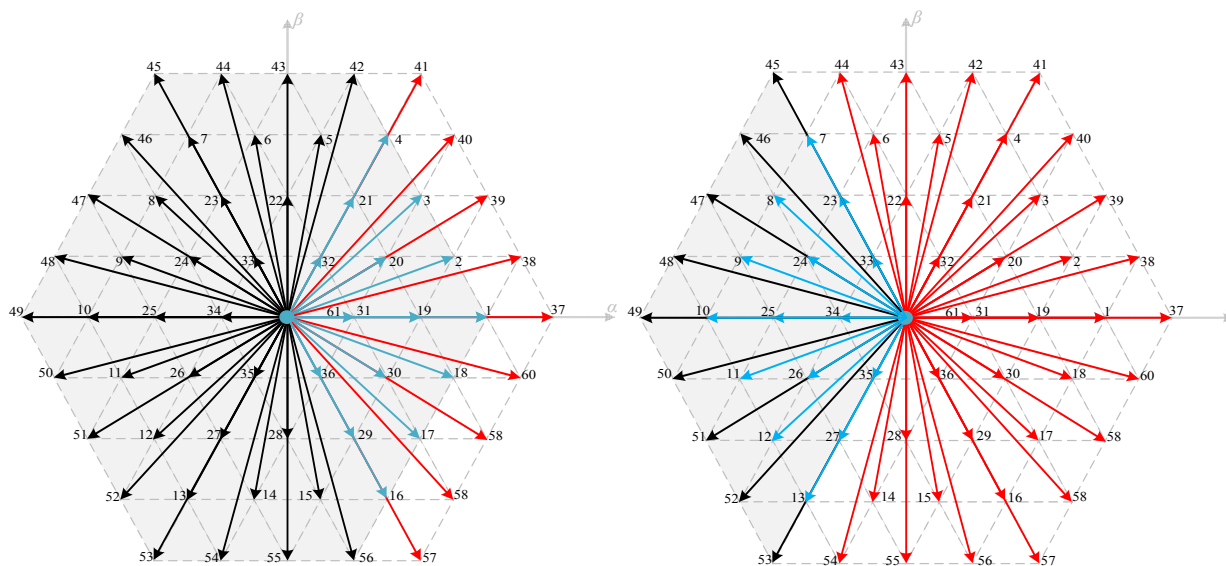


Figura 4.2 – Vetores de tensão afetados e não afetados, em caso de falha no IGBT S_{A4} (esquerda) e IGBT S_{A1} (direita).

4.2 Impacto no Funcionamento do Retificador

Com a análise dos dados descritos na secção anterior, conclui-se que a falha num IGBT interno (S_{X1} ou S_{X-1}) tem um impacto maior, quando comparado com uma falha num IGBT mais

externo (S_{X4} ou S_{X-4}). Tomando como exemplo a falha no IGBT S_{X4} , verifica-se que nesta situação apenas o estado de comutação P2 é afetado, havendo funcionamento anómalo, apenas quando a corrente é negativa (Tabela 4.1). Analisando o funcionamento do conversor na alternância negativa da corrente, conclui-se que o estado P2 tem um uso muito reduzido. Desta forma, uma avaria neste IGBT tem pouco impacto no funcionamento do conversor, tornando difícil a sua perceção, como se poderá constatar nas secções 6 e 7. A situação registada aquando de uma falha no IGBT S_{X-4} é análoga.

À medida que a falha ocorre num IGBT mais interno do conversor (IGBT situado numa posição mais próxima do ponto médio do braço), o seu impacto vai aumentando, devido ao facto, de abranger mais estados de comutação (Tabela 4.1). Na Figura 4.2 constata-se que a falha no IGBT S_{A1} causa um maior número de vetores afetados comparativamente com o caso de S_{A4} . Na realidade, muitos desses vetores continuam a ser aplicados corretamente, pois como referido anteriormente, o estado de tensão só é afetado durante a alternância negativa ou positiva da corrente de linha. Se a falha ocorrer num IGBT colocado na metade superior do braço do retificador (S_{Xn}), o estado de tensão é afetado durante a alternância negativa da corrente. Caso contrário ocorre se a falha afetar um IGBT colocado na metade inferior do braço do retificador (S_{X-n}), em que o estado de tensão é afetado na alternância positiva da corrente.

Capítulo 5

Diagnóstico de Avarias

O diagnóstico de avarias em C.A. é um tema de extrema importância, uma vez que este tipo de avaria é o mais recorrente num conversor de potência. Sem o uso de um método de diagnóstico adequado, um IGBT em C.A., poderá permanecer indetetável durante longos períodos de tempo, causando danos no próprio conversor e no sistema onde este se encontra instalado. Apesar dos grandes avanços alcançados nesta área, muitas das soluções atuais são destinadas a conversores de 2 e 3 níveis [24-33], havendo poucas soluções para um número superior de níveis.

Os métodos de diagnósticos mais frequentes baseiam-se na análise das correntes de linha [28-29]. Apesar de estes apresentarem ótimos resultados em conversores de 2 níveis, a sua aplicação em retificadores multinível, tem-se mostrado limitada. Como em cada braço do conversor existem 8 IGBTs e sabendo que uma falha num IGBT mais afastado do ponto médio AC causa um impacto muito reduzido nas correntes de linha, estes diagnósticos não conseguem identificar a sua existência.

Estes métodos demonstram assim, ser inadequados para a aplicação em conversores com elevado número de níveis. Por forma a comprovar essas limitações, foram implementados dois desses métodos em ambiente de simulação.

No entanto, existem outros métodos de diagnósticos baseados na análise da tensão, que revelam ser mais adequados para a aplicação em retificadores. Foi proposto em [34], um método que analisa o erro das tensões do conversor, sem a necessidade de sensores adicionais. Este algoritmo apresenta a particularidade de conseguir detetar a presença de uma falha, mesmo quando a corrente na fase afetada é zero, garantindo assim um bom funcionamento do mesmo em todas as condições de operação. Para além disso, este algoritmo é independente da estratégia de controlo aplicada ao conversor e do regime de carga. Apresenta apenas a limitação de estar restringido ao conversor NPC de 3 níveis. Recentemente, este algoritmo foi melhorado [35], permitindo o diagnóstico de IGBTs em C.A. em conversores NPC de N-níveis. É um algoritmo muito promissor, pois até ao momento não existe nenhum método que permita detetar avarias em conversores NPC de vários níveis, sem a necessidade de adaptações e de sensores adicionais.

Este algoritmo será analisado ao pormenor nesta dissertação, sendo implementado em ambiente de simulação e experimentalmente.

5.1 Métodos de Diagnósticos Baseados em Corrente

Como referido anteriormente, serão analisados dois métodos de diagnósticos baseados em corrente, por forma a demonstrar a sua limitação na identificação de falhas em retificadores multinível. Estes métodos foram desenvolvidos para conversores de dois níveis e baseiam-se na análise das correntes de linha, mantendo-se esse conceito na aplicação em conversores multinível.

5.1.1 Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Valor Médio das Correntes Normalizadas

O método apresentado na Figura 5.1 foi proposto em [25] para a aplicação em inversores de 2 níveis e baseia-se na normalização das correntes de linha.

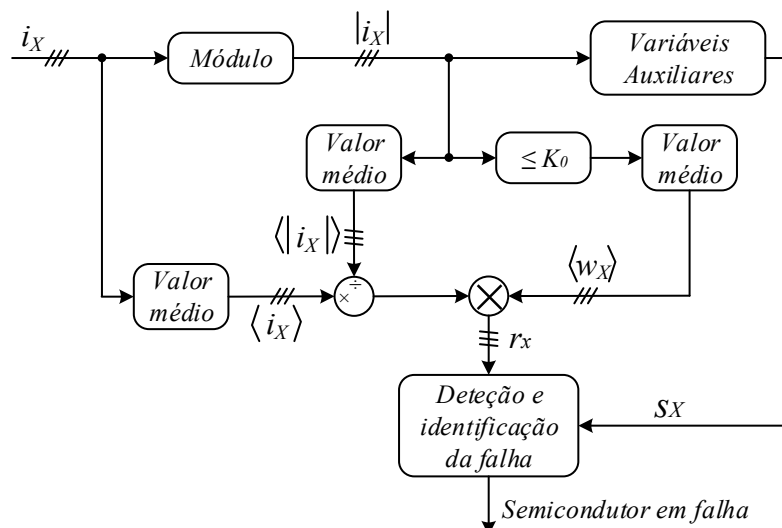


Figura 5.1 – Diagrama do método de diagnóstico baseado no valor médio das correntes de linha normalizadas.

Inicialmente são calculados os valores médios das correntes de linha ($\langle i_x \rangle$). Por forma a tornar o método de diagnóstico imune a mudanças no regime de carga, torna-se necessário efetuar a normalização dessas correntes, dividindo $\langle i_x \rangle$, pelo valor médio do módulo das correntes de linha ($\langle |i_x| \rangle$). Em funcionamento normal, o valor calculado apresenta valores muito próximos de zero, enquanto na presença de uma falha o mesmo não se verifica. Se ocorrer uma falha na parte superior do braço do conversor (S_{Xn}), a corrente normalizada da respetiva fase toma valores positivos, se ocorrer na parte inferior (S_{X-n}), esta terá valores negativos. Estas grandezas ao serem multiplicadas por $\langle w_x \rangle$ dão origem às variáveis de diagnóstico principais r_x . Os cálculos referentes a esta operação estão descritos em (5.1) e (5.2).

$$w_x = \begin{cases} 1, & \text{se } |i_x| \leq K_0 \\ 0, & \text{se } |i_x| > K_0 \end{cases} \quad (5.1)$$

$$r_x = \langle w_x \rangle \frac{\langle i_x \rangle}{\langle |i_x| \rangle} \quad (5.2)$$

Verifica-se em (5.1) que a variável w_x , toma o valor de 1, caso $|i_x|$ seja menor ou igual que a constante K_0 , ou o valor 0, caso contrário. Esta constante é igual a 5% da corrente nominal de entrada, por forma a permitir que o diagnóstico só tenha em consideração as amostras de corrente com valores próximos de zero (5.2).

Este diagnóstico quando aplicado a retificadores NPC, permite apenas identificar o braço do retificador que possui a avaria e se a mesma se encontra na parte superior ou inferior, sendo necessário definir limites adicionais para se identificar o IGBT em falha. No entanto, torna-se completamente ineficaz quando ocorre uma falha no IGBT mais externo do braço (S_{X4} ou S_{X4}), não havendo por parte das variáveis de diagnóstico uma reação que permita identificar a presença da falha.

5.1.2 Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Erro do Valor Médio Absoluto das Correntes Normalizadas

Este método foi proposto em [26] para inversores de 2 níveis e baseia-se na normalização das correntes de linha em função do módulo do vetor de Park. O diagrama de blocos correspondente a este método está representado na Figura 5.2.

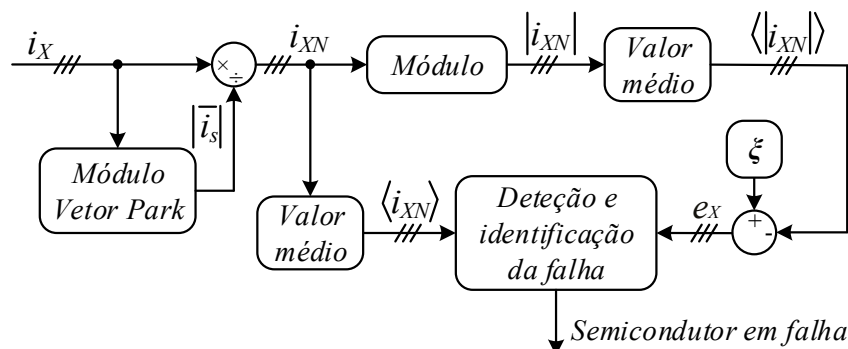


Figura 5.2 – Diagrama do método de diagnóstico baseado no erro do valor médio absoluto das correntes de linha normalizadas.

O primeiro passo neste método consiste na normalização das correntes de linha (i_X), por forma a tornar o método robusto em situações de variação de carga. Para tal, as correntes de linha são convertidas para o referencial α - β , usando a equação matricial apresentada em (2.2). Uma vez que esta equação utiliza o fator $2/3$, o módulo do vetor espacial da corrente terá a mesma amplitude das correntes de linha. Dividindo estas correntes pelo módulo do vetor de Park ($|\bar{i}_s|$), obtém-se i_{XN} (5.3). As expressões das correntes normalizadas para as 3 fases estão representadas em (5.4).

$$i_{XN} = \frac{i_X}{|\bar{i}_s|} \quad (5.3)$$

$$i_{XN} = \begin{cases} i_{AN} = \sin(\omega t + \phi) \\ i_{BN} = \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ i_{CN} = \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{cases} \quad (5.4)$$

Posteriormente, é calculado o valor médio do módulo das correntes normalizadas, que ao ser subtraído da constante ξ dá origem às variáveis de diagnóstico do algoritmo (e_X). A constante ξ é calculada através de (5.5), sendo que em funcionamento normal $\langle |i_{XN}| \rangle$ deverá apresentar o mesmo valor desta constante. Desta forma, se o conversor operar sem falhas, a subtração destas duas variáveis terá de ser nula (5.6), no entanto, com a ocorrência de uma falha, a variável de diagnóstico correspondente à fase afetada, tomará valores positivos, enquanto as restantes apresentarão valores ligeiramente negativos.

$$\xi = \frac{1}{T} \int_0^T |i_{XN}| dt = \frac{2}{\pi} \quad (5.5)$$

$$e_X = \xi - \langle |i_{XN}| \rangle \quad (5.6)$$

Por outro lado, estas variáveis de diagnóstico (e_X) apenas dão informação da fase afetada, sendo necessário analisar a corrente normalizada média $\langle i_{XN} \rangle$, para saber se a falha se encontra na parte superior ou inferior do braço do conversor.

O uso deste método num conversor com elevado número de níveis só é possível se forem introduzidos limites adicionais (*thresholds*), que ao serem excedidos permitem identificar a ocorrência de uma falha. No entanto, verifica-se o mesmo problema apresentado pelo método anterior, em que uma avaria no IGBT mais externo (S_{X4} ou S_{X-4}) não provoca uma reação significativa nas variáveis de diagnóstico, devido ao facto, do impacto reduzido que este tipo de

falha tem nas correntes de linha. Face ao exposto, verifica-se que os métodos de diagnóstico baseados apenas na análise da corrente são inviáveis para localizar IGBTs em C.A. em retificadores com mais de dois níveis.

5.2 Método de Diagnóstico Baseado no Erro Instantâneo das Tensões do Conversor

O método de diagnóstico baseado no erro instantâneo das tensões do conversor, proposto em [34-35], tem como base para a identificação da avaria, o erro instantâneo das tensões do conversor em cada fase (v_{XM}). Pode ser usado em conversores NPC (retificadores e inversores) com diferente número de níveis, sem a necessidade de adaptações e sensores adicionais. O diagrama representativo do mesmo é apresentado na Figura 5.3.

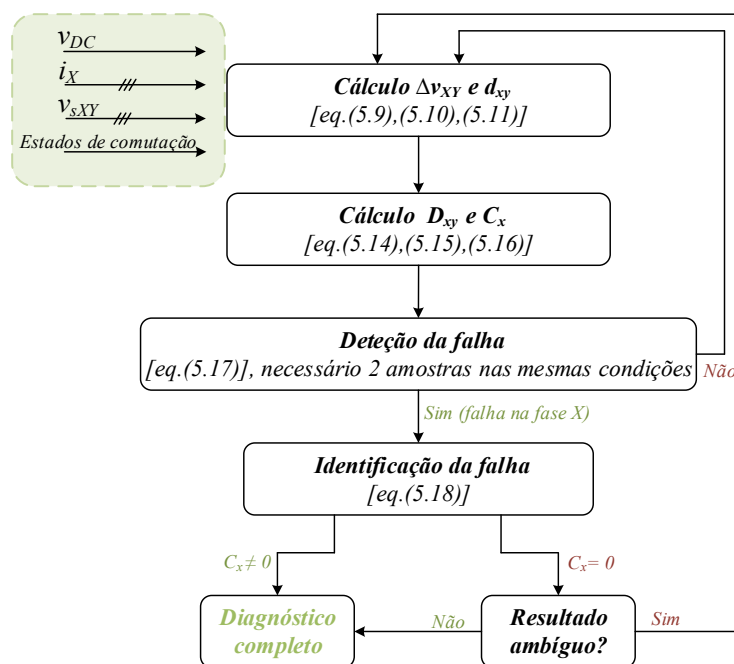


Figura 5.3 – Diagrama do método de diagnóstico com base no erro instantâneo das tensões do conversor.

Os sinais necessários ao algoritmo de diagnóstico estão representados na Figura 5.3 a sombreado. Apesar de o controlo preditivo necessitar do valor da tensão de cada um dos condensadores, o algoritmo de diagnóstico apenas necessita da tensão do barramento DC, por forma a não restringir o método a outras estratégias de controlo. Para isso, o algoritmo assume por defeito que a tensão dos condensadores é idêntica, sendo este um pressuposto admissível, uma vez que para o correto funcionamento de um conversor NPC, a estratégia de controlo tem de garantir esse mesmo equilíbrio.

Como referido na secção 2.2, o conversor usado nesta dissertação (retificador de cinco níveis) apresenta cinco estados de comutação por fase ($N=5$), gerando cada um deles uma tensão v_{XM} . Essas tensões são apresentadas na Tabela 5.1, sendo que os estados de comutação passam a ser denominados por CS_X (*control state in phase X*), e a ter o valor de 1 até N .

Tabela 5.1 – Estados de comutação (CS_X) na fase X .

Estados de Comutação (CS_X)	Ponto do barramento DC ligado a X	Tensão v_{XM}^*
5 (P2)	V_2	$v_{DC}/2$
4 (P1)	V_1	$v_{DC}/4$
3 (O)	M	0
2 (N1)	$-V_1$	$-v_{DC}/4$
1 (N2)	$-V_2$	$-v_{DC}/2$

Em condições de funcionamento normal, a tensão v_{XM} apresenta o valor esperado para cada estado de comutação (Tabela 5.1). No entanto, quando ocorre uma falha em C.A., essa tensão difere do valor indicado na tabela, obtendo-se assim o erro em (5.7). Posteriormente, efetua-se a normalização do mesmo por forma a simplificar a análise (5.8).

$$\Delta v_{XM} = v_{XM}^* - v_{XM} \quad (5.7)$$

$$d_{XM} = \Delta v_{XM} / v_{DC} \quad (5.8)$$

A expressão em (5.7) é diferente de zero apenas no período em que o IGBT em falha deveria estar a conduzir corrente. Como os IGBTs da parte superior do braço do conversor (S_{Xn}) só conduzem correntes de linha de sinal negativo, a expressão (5.7) só apresenta um valor de erro, quando a respetiva corrente de linha for negativa. O oposto acontece para os IGBTs inferiores (S_{X-n}), em que só existe erro quando a corrente de linha é positiva. Estas conclusões podem ser verificadas com a análise da Figura 2.3, da secção 2.2.

Uma vez que o algoritmo tem como pressuposto evitar o uso de sensores adicionais, a tensão v_{XM} não poderá ser medida diretamente, tendo esta de ser estimada. No entanto, devido a existência da tensão de modo comum (v_{M0}), a tensão v_{XM} não pode ser estimada fiavelmente, tendo de ser considerado o erro entre as tensões compostas do conversor (v_{XY}), por forma a realizar-se uma análise indireta de Δv_{XM} . Estas tensões compostas são estimadas como indicado em (5.9), em que v_{sXY} é a tensão composta e $XY \in \{AB, BC, CA\}$. O erro entre o valor esperado das tensões e o estimado é determinado através de (5.10).

$$v_{XY} = v_{sXY} - R_L(i_X - i_Y) - L \frac{d(i_X - i_Y)}{dt} \quad (5.9)$$

$$\Delta v_{XY} = (v_{XM}^* - v_{YM}^*) - v_{XY} \quad (5.10)$$

O primeiro termo de (5.10) representa o valor esperado das tensões compostas do conversor entre X e Y , sendo o segundo termo o seu valor estimado. Por forma a tornar o algoritmo independente do valor da tensão do barramento DC, o erro em (5.10) é normalizado pela tensão v_{DC} , como indicado em (5.11). Após esta normalização obtêm-se as variáveis principais de diagnóstico deste algoritmo.

$$d_{XY} = \frac{\Delta v_{XY}}{v_{DC}} \quad (5.11)$$

Tomando como exemplo uma falha na fase X , o erro normalizado da tensão v_{XM} irá ter valores diferentes de zero na fase afetada ($d_{XM} \neq 0$), mantendo-se os restantes erros a zero ($d_{YM} \approx 0$ e $d_{ZM} \approx 0$). Nesta situação, as variáveis d_{XY} , tomam os valores apresentados em (5.12).

$$d_{XY} \approx d_{XM} ; d_{YZ} \approx 0 ; d_{ZX} \approx -d_{XM} \quad (5.12)$$

Verifica-se que as duas variáveis de diagnóstico que contêm a fase afetada tomam valores simétricos, permitindo assim identificar de imediato a fase afetada. Também a variável d_{XY} é aproximadamente igual a d_{XM} , evidenciando que o método utilizado é adequado à análise do comportamento da tensão v_{XM} .

Como as variáveis d_{XY} são estimadas e estão sujeitas a erros de medições, em caso de falha não apresentam exatamente o valor esperado ($\langle d_{XM} \rangle$), tornando assim necessário o uso de limiares para se proceder à identificação da avaria. Os possíveis valores de $\langle d_{XM} \rangle$ são determinados por (5.13), sendo n o número do IGBT em falha (S_{Xn}). Esta notação foi definida na secção 2.1.

$$\langle d_{XM} \rangle \in \left\{ \frac{n}{N-1}, n \in \{-(N-1), \dots, (N-1)\} \right\} \quad (5.13)$$

Os limiares ($k_1, k_2, k_3, \dots, k_{N-1}$) são colocados uniformemente entre os possíveis valores de ($\langle d_{XM} \rangle$), com a exceção do primeiro limiar (k_1), que é fixado num valor mais elevado, por forma a assegurar-se a robustez do algoritmo contra falsas deteções (Figura 5.4 eixo 1). A partir de (5.13) constata-se que multiplicando d_{XM} por $(N-1)$, obtêm-se uma série de números inteiros entre $-(N-1)$ e $N-1$ (Figura 5.4 eixo 2). Uma vez que os limiares estão distribuídos uniformemente entre os números inteiros, arredondando o valor de $d_{XY} \cdot (N-1)$ para o valor inteiro mais próximo, deixa de haver a necessidade de se comparar as variáveis de diagnóstico com os limiares. No entanto, esta condição não é verificada para o limiar mais baixo (k_1), uma vez que este não está distribuído

uniformemente, como acontece com restantes limiares (Figura 5.4 eixo (3)). Com base nos conceitos referidos, são criadas as variáveis discretas de localização D_{XY} em (5.14).

$$D_{XY} = \begin{cases} \text{sign}(d_{XY}) \cdot (N-1) & , \quad |d_{XY} \cdot (N-1)| \geq N-1 \\ \text{round}(d_{XY}) \cdot (N-1) & , \quad 1 \leq |d_{XY} \cdot (N-1)| < N-1 \\ \text{sign}(d_{XY}) & , \quad k_l \leq |d_{XY} \cdot (N-1)| < 1 \\ 0 & , \quad |d_{XY} \cdot (N-1)| < k_l \end{cases} \quad (5.14)$$

Por forma a definir o valor de k_l , torna-se necessário identificar o estado da corrente em cada fase (C_X). Esta variável (C_X) distingue as três condições de corrente de linha, positiva (valor 1), zero ou muito próxima desse valor (valor 0) e negativa (valor -1). A expressão é definida em (5.15).

$$C_X = \begin{cases} 1 & , \quad i_X \geq i_{\min} \\ 0 & , \quad |i_X| < i_{\min} \\ -1 & , \quad i_X \leq -i_{\min} \end{cases} \quad (5.15)$$

O valor de i_{\min} é um limite pré-definido, tomando o valor correspondente a uma pequena fração da corrente nominal, geralmente 1%.

Em condições normais de corrente ($C_X \neq 0$), k_l é definido com um valor elevado (k_N), por forma a assegurar a robustez do algoritmo contra falsas deteções, como referido anteriormente. No entanto, quando a corrente de linha é próxima de zero ($C_X = 0$), as variáveis d_{XY} podem ter valores muito baixos e indicarem a presença de uma avaria, tornando-se necessário diminuir o valor do limiar (k_{ZC}). Desta forma, o algoritmo permite a deteção de avarias quando a corrente apresenta um valor próximo de zero. O valor de k_l é dado por (5.16), sendo que o valor dos limiares têm de respeitar a relação $0 < k_{ZC} < k_N < 1$.

$$k_l = \begin{cases} k_N & , \quad C_A \neq 0 \wedge C_B \neq 0 \wedge C_C \neq 0 \\ k_{ZC} & , \quad C_A = 0 \vee C_B = 0 \vee C_C = 0 \end{cases} \quad (5.16)$$

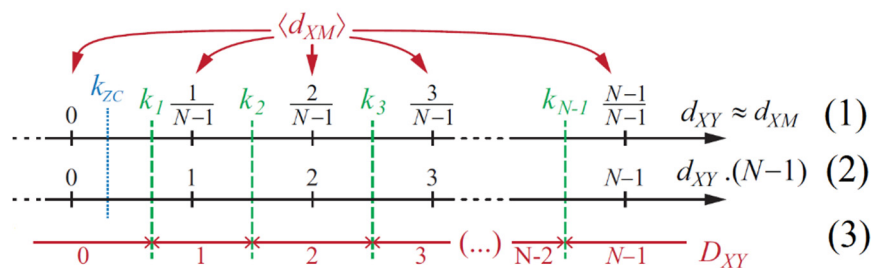


Figura 5.4 – Valores de d_{XY} , posição dos limiares e variáveis discretas de localização D_{XY} .

As variáveis discretas de localização (D_{XY}) na presença de uma falha, apresentam um comportamento idêntico às variáveis d_{XY} . Desta forma, uma falha no braço X leva a que as variáveis D_{XY} e D_{ZX} tenham valores simétricos e a variável D_{YZ} o valor 0 (5.17).

$$D_{XY} = -D_{ZX} \neq 0 \wedge D_{YZ} = 0 \Rightarrow \text{Falha na fase } X. \quad (5.17)$$

Para a identificação da falha, vai ser sempre considerada a variável discreta de localização que contém no primeiro índice a fase afetada. Em (5.18), é apresentada a equação genérica de localização da falha, em que o valor de F_X corresponde ao número do IGBT em falha no braço X , apresentando valores negativos caso a falha ocorra na parte inferior do braço e positivos na parte superior, seguindo a numeração definida na Figura 2.2 da secção 2.2.

$$F_X = \begin{cases} CS_X - D_{XY} & , & 0 < D_{XY} < CS_X \wedge C_X \neq 1 \\ CS_X - D_{XY} - N - 1 & , & CS_X - N - 1 < D_{XY} < 0 \wedge C_X \neq -1 \\ 0 & , & \text{noutro caso} \end{cases} \quad (5.18)$$

Como o algoritmo usa valores instantâneos, fatores como ruído, interferências e erros de estimação geram picos ocasionais nas variáveis estimadas (d_{XY}), que podem levar a falsas deteções e por vezes a identificações erradas. Por forma a mitigar estas situações, a equação de identificação da falha (5.18) só é considerada, apenas quando são verificadas duas amostras consecutivas nas mesmas condições, ou seja, a amostra antiga e atual têm de apresentar os mesmos valores de CS_X , C_X e D_{XY} . Estas imposições garantem assim uma grande robustez do algoritmo face a falsas deteções.

Com este método de diagnóstico é preciso ter em consideração as identificações feitas com correntes próximas de zero ($C_X = 0$). Nestas condições, o valor de d_{XM} não toma um valor definido ($d_{XM} \in [0, \langle d_{XM} \rangle]$ ou $[\langle d_{XM} \rangle, 0]$), pelo que uma identificação com corrente próxima de zero apenas dá a informação que o IGBT em falha está situado no intervalo $[1, F_X]$ ou $[F_X, -1]$, se $F_X > 0$ ou $F_X < 0$, respetivamente. Nestas situações, limita-se os possíveis IGBTs em falha, sendo que a identificação inequívoca do IGBT é adiada até se verificar uma identificação com corrente diferente de zero ($C_X \neq 0$). É importante referir que estas situações são poucos prováveis de acontecer na prática, uma vez que os IGBTs são mais vulneráveis a falhas no período em que conduzem corrente ou no instante de comutação.

Este método de diagnóstico permite identificar IGBTs em C.A., com base na análise do erro das tensões v_{XM} . Pode ser usado em conversores NPC de N-níveis, sem a necessidade de adaptações e sensores adicionais, sendo totalmente independente da carga, condições de funcionamento e da estratégia de controlo. O esquema do mesmo foi apresentado na Figura 5.3.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

Com a finalidade de avaliar o desempenho da estratégia de controlo e dos algoritmos de diagnóstico de avarias, procedeu-se a implementação dos mesmos em ambiente Matlab/Simulink®. O modelo do sistema desenvolvido está representado na Figura 6.1.

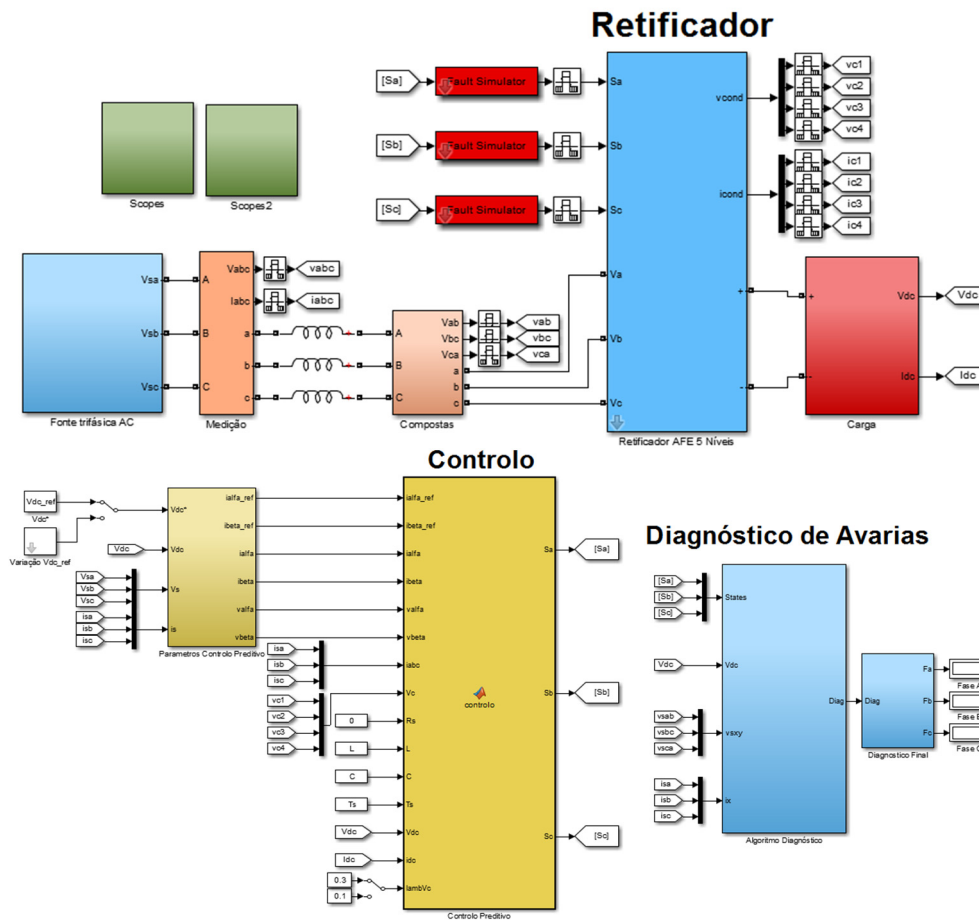


Figura 6.1 – Modelo implementado em Matlab/Simulink® para simulação do sistema.

O modelo de simulação é constituído pela fonte AC, as indutâncias de filtragem, o retificador, a carga e pelos sistemas de controlo e de diagnóstico de avarias. Na simulação, a alimentação do conversor é feita por uma fonte AC trifásica, sendo que o valor de tensão utilizado em todas as simulações é de 230 V de pico em cada fase, a uma frequência de 50 Hz. A corrente de entrada do conversor é limitada pelo controlador a 35 A (valor de pico). Desta forma o retificador simulado apresenta uma potência nominal de 12,075 kW. Foram usados no barramento DC quatro condensadores de 2200 μ F, que garantem uma grande estabilidade da tensão v_{DC} . A ligação entre

as 2 fontes de tensão (fonte AC e barramento DC) é feita por indutâncias de 10 mH, que proporcionam um bom alisamento da corrente, sem por em causa a resposta dinâmica do controlo.

Foi usado um período de cálculo para as grandezas elétricas de 1 μ s e um período de amostragem de 10 μ s (cada variável necessária ao controlo é lida de 10 μ s em 10 μ s). Mais particularidades sobre a implementação dos métodos e parâmetros utilizados são apresentados no Apêndice B.

6.1 Funcionamento Normal

Nesta secção, será analisado o funcionamento do conversor em condições normais, por forma a avaliar o desempenho da estratégia de controlo utilizada (controlo preditivo de corrente). Para tal, é estabelecida uma tensão de referência no barramento DC de 700 V, sendo alimentada uma carga resistiva de 100 Ω , que absorve uma potência de 4,9 kW. Nestas condições de funcionamento, a potência AC absorvida pelo conversor é de aproximadamente 5,24 kW, o que proporciona um rendimento global de 94%. No entanto, na prática não é possível atingir esses valores de rendimento, uma vez que o modelo desenvolvido em *Simulink* não contempla as perdas por comutação.

Na Figura 6.2 são apresentadas as formas de onda da tensão simples e corrente de linha na fase A. Verifica-se que o controlo implementado garante que a corrente esteja em fase com a tensão de alimentação, proporcionando em funcionamento normal, um fator potência superior a 0,999. A corrente absorvida é praticamente sinusoidal, apresentando uma distorção harmónica total (THD) de 0,24. Este valor é comprovado na Figura 6.3, onde está representado o espectro de frequência da FFT da corrente de linha i_A .

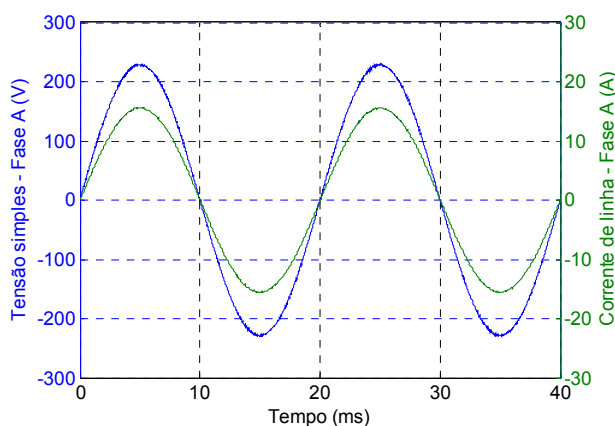


Figura 6.2 – Tensão simples e corrente linha i_A , em funcionamento normal.

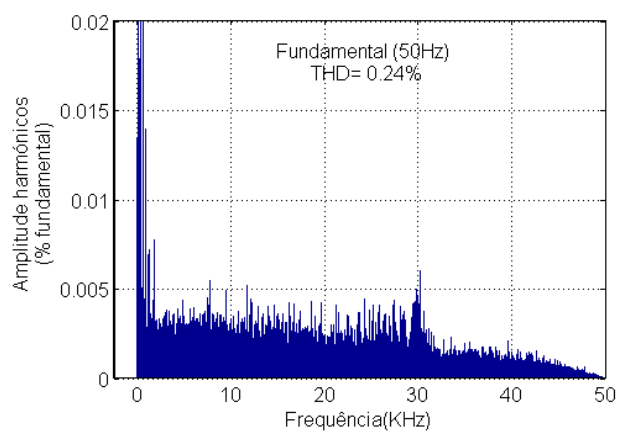


Figura 6.3 – FFT da corrente de linha i_A , em funcionamento normal.

Na Figura 6.4 é apresentada a forma de onda de tensão entre os terminais A e B do conversor (tensão composta v_{AB}) durante 10 períodos elétricos. Como esperado, verifica-se a existência de 5 níveis de tensão (entre 0 V e 700 V), sendo o valor de pico idêntico ao valor da tensão no barramento DC (700 V).

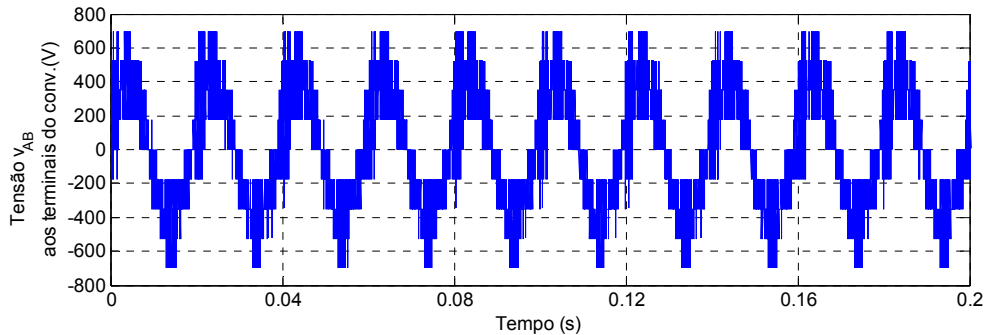


Figura 6.4 – Tensão composta v_{AB} aos terminais do conversor, em funcionamento normal.

Este controlo proporciona uma grande estabilidade da tensão no barramento DC, como se pode constatar na Figura 6.5 (a). As oscilações em torno da referência são da ordem dos 0,2 V, correspondendo a uma variação de 0,029%. Na Figura 6.5 (b), são apresentadas as tensões de cada um dos condensadores, onde se verifica o grande equilíbrio entre eles. A diferença entre as tensões dos dois condensadores externos (v_{c1} e v_{c4}) é praticamente nula, sucedendo o mesmo nos condensadores internos (v_{c2} e v_{c3}). De notar, que apesar da existência da diferença entre o valor de tensão dos dois grupos de condensadores, os mesmos não apresentam oscilações superiores a 0,3 V em torno do valor ideal ($v_{DC}/4$), o que corresponde a uma variação de 0,171%. Este valor poderia ser inferior, caso fosse aumentado o fator de ponderação aplicado à tensão nos condensadores (λ_{DC}), mas nesse caso, o erro entre os valores reais e de referência das correntes de linha aumentava. O valor utilizado em simulação para λ_{DC} foi de 0,3.

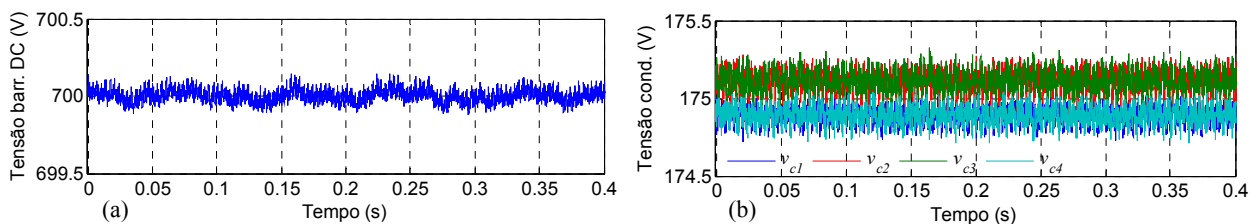


Figura 6.5 – Tensão no barramento DC (a) e tensão em cada um dos condensadores (b), em funcionamento normal.

Com a finalidade de avaliar a resposta dinâmica do algoritmo de controlo, é apresentada na Figura 6.6 o comportamento das correntes de linha e tensão no barramento DC, em situações de variação de carga e de alteração na tensão de referência. Aos 0,1 s a carga passa de 2,5 kW para 5 kW e aos 0,3 s a tensão de referência no barramento DC é alterada para 600 V, passando a carga a consumir 7,2 kW.

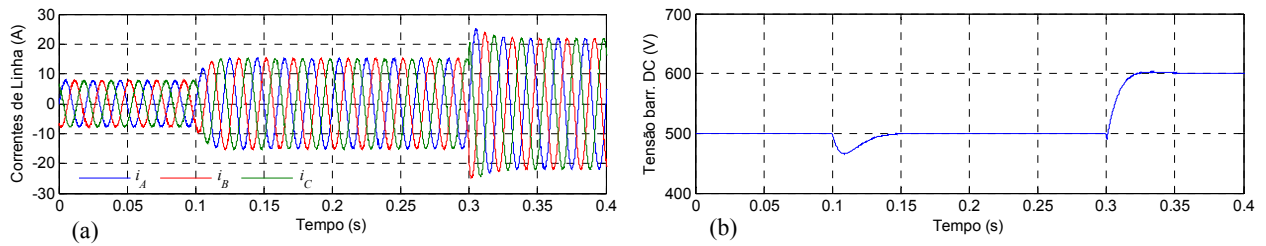


Figura 6.6 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação de carga e da tensão de referência.

Com o aumento da carga para o dobro, aos 0,1 s, verificou-se uma pequena oscilação no barramento DC que durou cerca de 0,05 s. Aquando da alteração da tensão de referência, o controlo impõe nos instantes iniciais uma corrente superior ao necessário, de modo a que o valor de tensão seja atingido rapidamente, recuperando para um valor normal rapidamente. O controlo demonstrou uma resposta rápida e estável perante as duas situações.

6.2 Funcionamento em Avaria

Nesta secção, serão analisadas as consequências de uma falha no funcionamento do conversor. A análise é restringida à falha dos IGBT S_{A1} e S_{A4} , uma vez que representam as situações de funcionamento extremas, conversor mais afetado e menos afetado, respetivamente. As falhas nos IGBTs inferiores S_{A-1} e S_{A-4} têm consequências análogas às falhas em IGBTs superiores, apenas difere a alternância em que a corrente de linha é afetada (IGBTs superiores alternância negativa, IGBTs inferiores alternância positiva), sendo estas condições verificadas na corrente de linha da fase em avaria.

Observando as Figuras 6.7(a), 6.8(a), 6.9(a) e 6.10(a), verifica-se que a falha no IGBT mais externo (S_{A4}), tem um impacto ínfimo no funcionamento do retificador, sendo difícil perceber a existência do problema. Com esta avaria mantém-se a estabilidade no barramento DC, o equilíbrio dos condensadores e a evolução do vetor de Park (continua a corresponder a uma circunferência perfeita). A corrente de linha i_A apresenta um THD de 0,26%, o que representa um aumento insignificante (0,02%), face à operação normal.

No caso de uma falha de C.A. de um IGBT interno (S_{A1}), constata-se um impacto significativo no funcionamento do conversor, sendo verificada uma maior distorção nas formas de onda da corrente de linha (Figura 6.7 (b)). A THD da corrente de linha i_A aumentou drasticamente, apresentando o valor de 26,69%, enquanto na fase B o valor é de 12,68% e na fase C de 11,91%, sendo evidente um maior impacto, na fase onde ocorreu a falha. A tensão no barramento DC apresenta uma oscilação considerável (11 V), correspondendo a uma variação de 1,57% em relação ao valor da referência (Figura 6.8 (b)). Na Figura 6.9 (b), verifica-se que o controlo tenta garantir

o equilíbrio das tensões dos condensadores no período pós falha, no entanto, estes apresentam oscilações relevantes em torno do valor pressuposto ($v_{DC}/4$), na ordem dos 3,5 V (2% de variação em cada um dos condensadores). No traçado do vetor de Park, verifica-se que a corrente é afetada no semieixo negativo d, não se registando qualquer alteração no semieixo positivo d. Também se constata, que o círculo é mais afetado na parte positiva do semieixo q, o que indica que a corrente apresenta uma maior distorção durante o período descendente negativo.

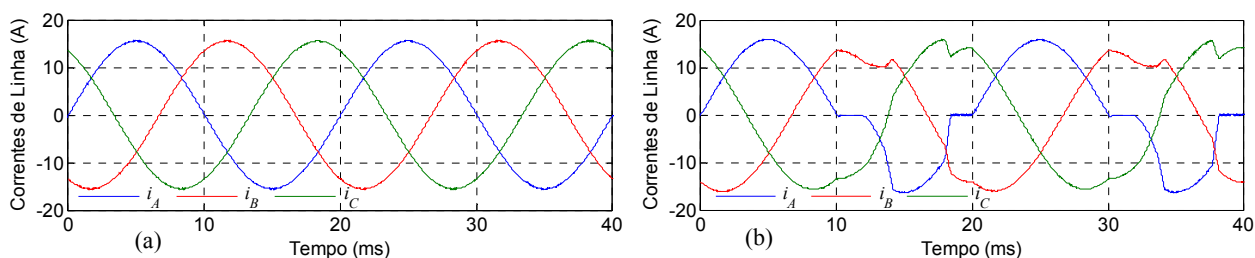


Figura 6.7 – Correntes de linha em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

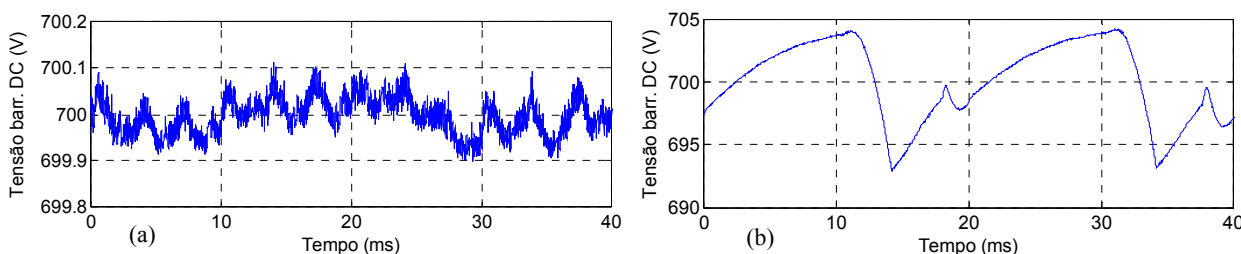


Figura 6.8 – Tensão no barramento DC em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

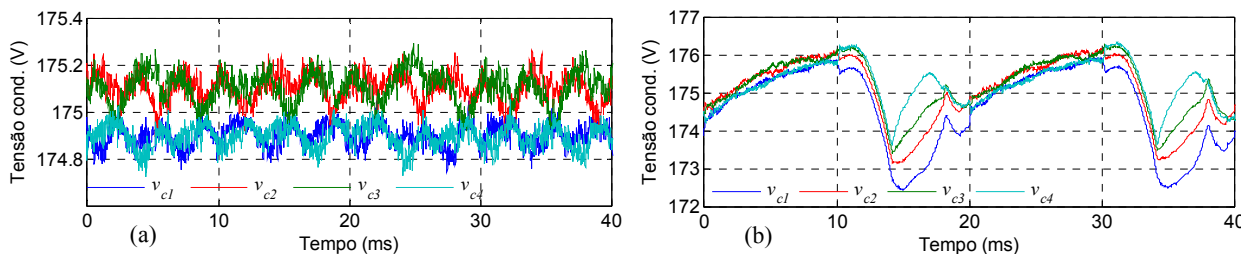


Figura 6.9 – Tensão nos condensadores em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

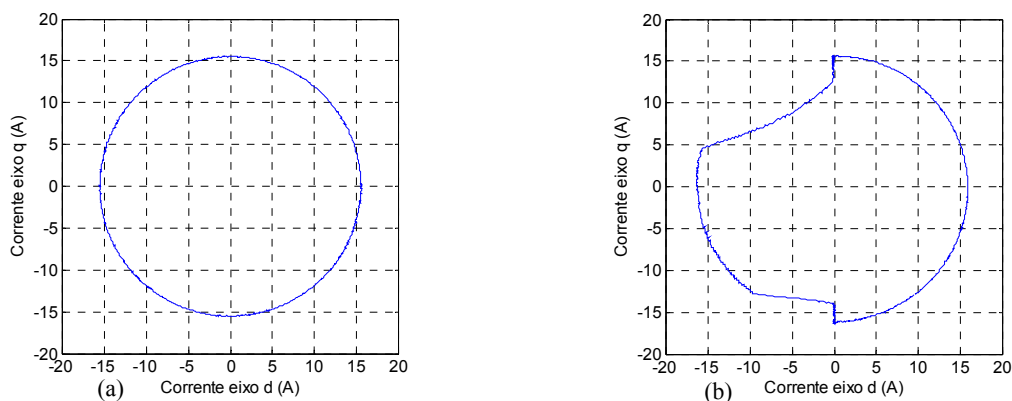


Figura 6.10 – Evolução do vetor de Park da corrente de linha i_A em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

Por fim, torna-se importante referir que a forma de onda da corrente no período pós-falha, também é dependente do valor das indutâncias de filtragem, uma vez que estas atrasam ligeiramente a resposta do conversor. Quanto maior o seu valor, maior será o tempo necessário para a corrente recuperar o valor de referência.

6.3 Diagnóstico de Avarias

6.3.1 Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Erro do Valor Médio Absoluto das Correntes Normalizadas

Nesta secção será analisado o comportamento interno do algoritmo de diagnóstico baseado na normalização das correntes de linha em função do módulo do vetor de Park. As simulações referentes ao algoritmo baseado na média das correntes normalizadas podem ser consultadas no Apêndice C.

Na Figura 6.11 é apresentado o comportamento das variáveis de diagnóstico perante uma variação de carga aos 0,05 s (de 4,9 kW para 9,8 kW) e posterior falha no IGBT S_{A1} aos 0,15 s (Figura 6.11(a)).

É possível constatar que o método é robusto no caso de variações severas de carga, não havendo alterações relevantes nas variáveis de diagnóstico. Após a ocorrência da falha aos 0,15 s, as variáveis de diagnóstico reagem significativamente, sendo possível identificar o IGBT em falha, com o estabelecimento de limiares adequados. Com as variáveis de diagnóstico (Figura 6.11 (b)), identifica-se a fase em avaria, sendo que com as correntes médias normalizadas (Figura 6.11 (c)), determina-se, se a falha é na parte superior ou inferior do conversor. Na Figura 6.12 são apresentadas as variáveis de diagnóstico em situação idêntica à da Figura 6.11, sendo apenas alterada a localização da falha (IGBT S_{A4}). Verifica-se que as variáveis de diagnóstico (Figura 6.12 (b)), após a ocorrência da falha, não apresentam qualquer tipo de variação que permita identificar a existência de uma avaria, tornando o método ineficaz nestas situações.

Como referido na secção 5.1, os métodos baseados na análise das correntes não são adequados à identificação de avarias em retificadores, uma vez que as falhas em IGBTs externos (S_{X4} ou S_{X-4}) têm pouco impacto nas correntes de linha.

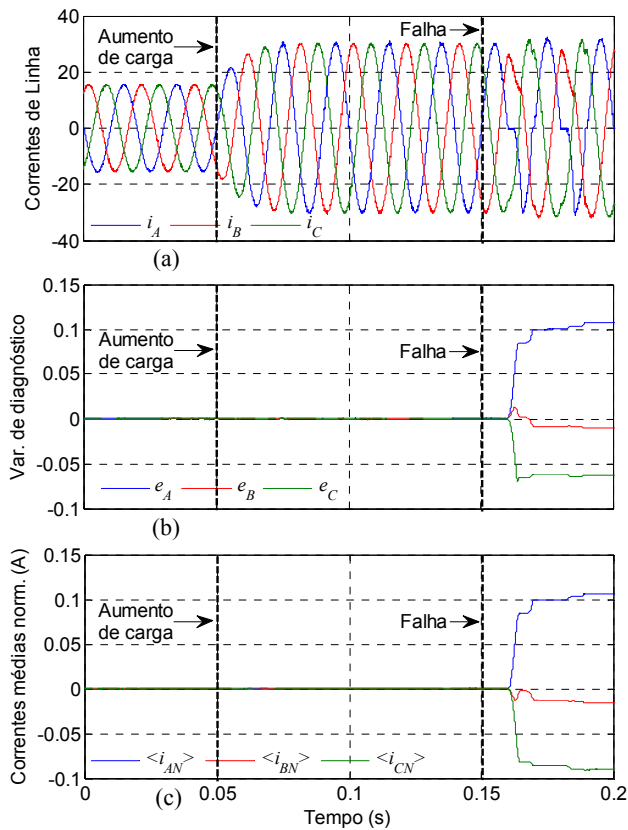


Figura 6.11 – Correntes de linha (a), variáveis de diagnóstico (b) e correntes médias normalizadas (c) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A1} .

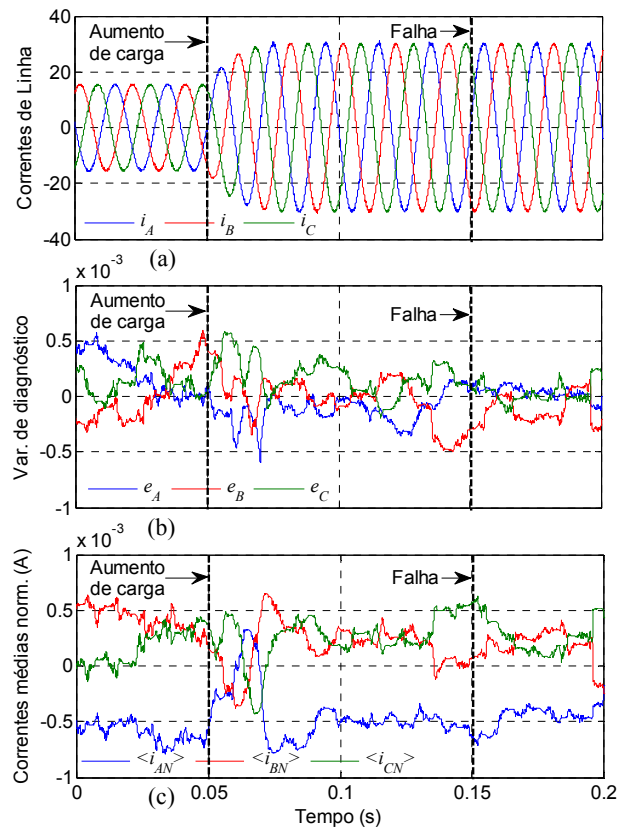


Figura 6.12 – Correntes de linha (a), variáveis de diagnóstico (b) e correntes médias normalizadas (c) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A4} .

6.3.2 Diagnóstico de IGBTs em C.A. com Base no Erro Instantâneo das Tensões do Conversor

Nas Figuras 6.13 e 6.14, é apresentado o processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A1} e S_{A4} , respectivamente. Foi usado um i_{min} correspondente a 2% da amplitude da corrente e um valor de 0,4 para o limiar k_{ZC} (caso $C_X = 0$), e 0,8 para o limiar k_N (caso $C_X \neq 0$).

Na Figuras 6.13, a falha no IGBT S_{A1} ocorre em $t = 1$ ms, no momento em que a corrente de linha na fase A é 0 (Figura 6.13 (c) e (d)) e é aplicado o estado de comutação 5 (Figura 6.13 (e)). No instante seguinte à falha, o IGBT S_{A1} deveria começar a conduzir (alternância negativa). Como tal não é possível, é gerado um erro entre as tensões v_{XY} (equação 5.10), causando valores diferentes de zero nas variáveis de diagnóstico em $t = 1,07$ ms (Figura 6.13 (a)). Na Figura 6.13 (b), verifica-se que as variáveis de localização D_{AB} e D_{CA} tomam valores simétricos, sendo possível detetar a presença de uma falha na fase A, em $t = 1,19$ ms (Figura 6.13 (f) e (g)). A detecção da falha só é efetuada quando as variáveis de localização mantêm os mesmos valores durante 2 amostras, sendo possível constatar nas Figuras 6.13 (b), (d) e (e), que no instante anterior à detecção, é aplicado o mesmo estado de comutação ($CS_A = 5$), o mesmo estado de corrente ($C_A = 0$) e os valores das variáveis de localização são idênticos aos atuais ($D_{AB} = 2$, $D_{BC} = 0$ e $D_{CA} = -2$). Posteriormente, os

valores de D_{AB} e CS_A são utilizados na equação (5.18), dando origem à detecção da falha. Uma vez que o algoritmo permite identificações com $C_X = 0$ ou $C_X \neq 0$, estas são diferenciadas na Figura 6.13 (f), sendo que na Figura 6.13 (g) é apresentado o diagnóstico final com base nessa diferenciação.

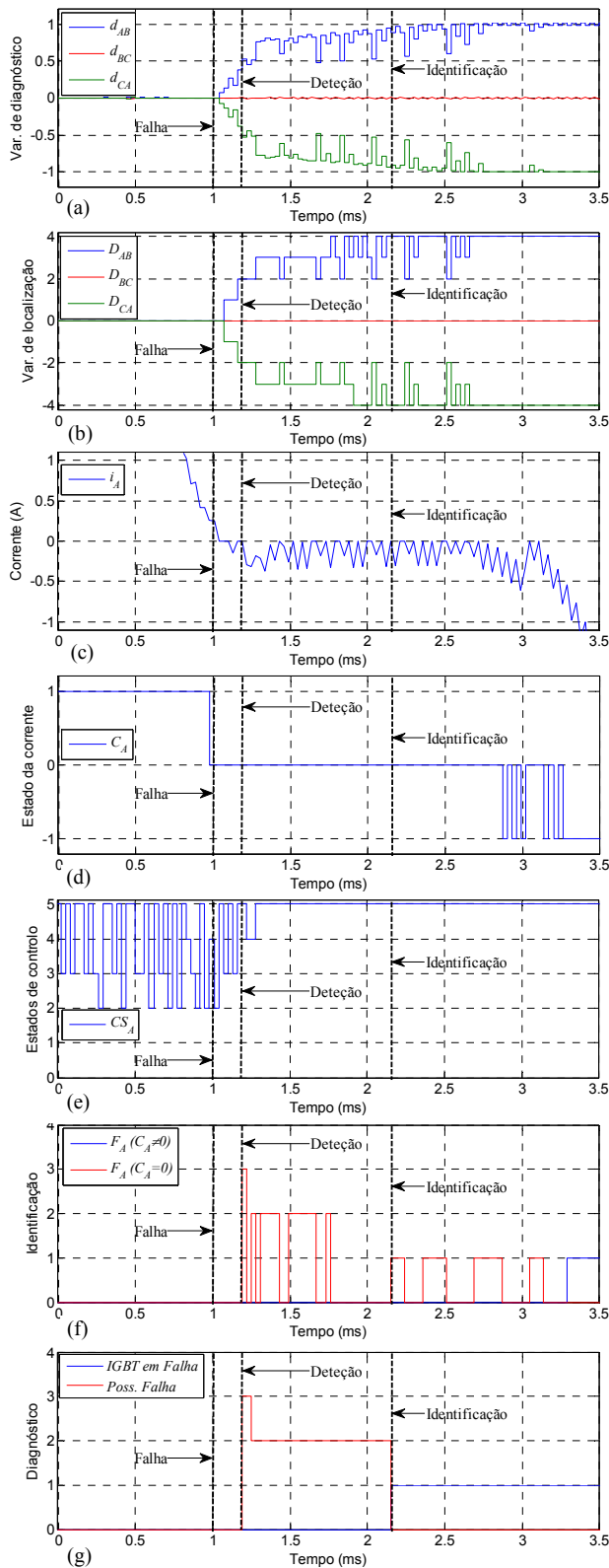


Figura 6.13 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A1} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).

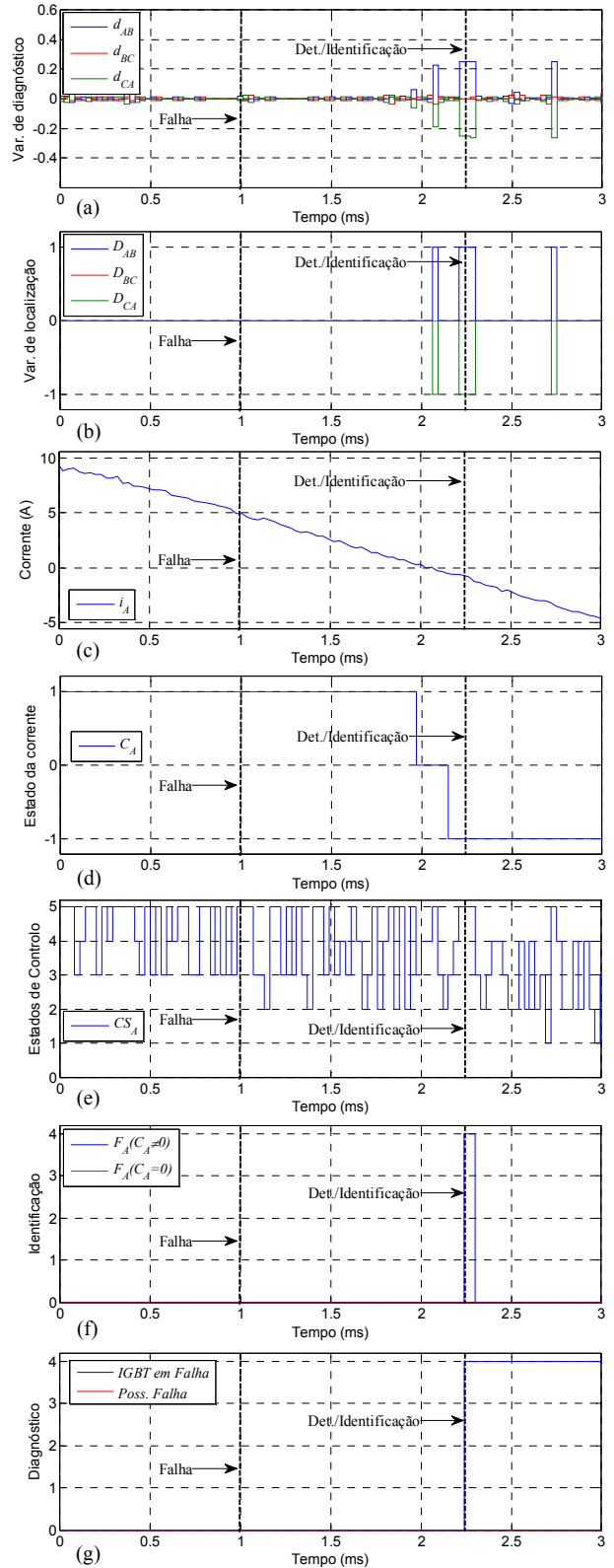


Figura 6.14 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A4} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).

Como referido na secção 5.2, as identificações com corrente próxima de zero, apenas limitam os possíveis IGBTs em falha entre $[1, F_X]$, desta forma, em $t = 1,19$ ms, apenas é dada a informação que a falha poderá ser no S_{A1} , S_{A2} ou S_{A3} (Figura 6.13 (f) e (g)). Aos 1,25 ms, o algoritmo restringe a falha aos IGBTs S_{A1} e S_{A2} , sendo que em $t = 2,15$ ms é feita a identificação inequívoca do IGBT em falha (S_{A1}). Nesta situação, não foi necessário esperar por uma identificação com corrente diferente de zero, uma vez que o intervalo foi restringido a 1 ($[1,1]$). No entanto, esta é uma situação particular, se a falha ocorresse no IGBT S_{A2} , só seria possível efetuar uma identificação inequívoca, no momento em que a corrente fosse diferente de zero ($C_A \neq 0$).

Nesta situação, o algoritmo demorou cerca de 1,15 ms a identificar inequivocamente o IGBT em falha. Torna-se importante referir, que foi escolhido propositadamente o momento da falha em que o IGBT S_{A1} não estaria a conduzir corrente, por forma a ficar patente nesta dissertação a identificação com corrente zero. No entanto, na prática, há uma maior probabilidade de a avaria ocorrer no momento em que o IGBT está a conduzir corrente, sendo essa situação mais favorável ao algoritmo de diagnóstico (diagnósticos mais rápidos).

Na Figura 6.14, a falha no IGBT S_{A4} ocorre em $t = 1$ ms, no momento em que a corrente é positiva e é aplicado o estado de comutação 5 (Figura 6.14 (c), (d) e (e)). Como as falhas nos IGBTs superiores só afetam o funcionamento do conversor durante as alternâncias negativas da corrente, não há qualquer reação por parte do algoritmo, até a corrente apresentar valores próximos de zero ou negativos. Em $t = 2,06$ ms, verifica-se a primeira reação das variáveis de localização (Figura 6.14 (b)), no entanto, não é efetuada nenhuma deteção, pelo facto de estas variáveis não manterem os mesmos valores durante 2 amostras sucessivas (Figura 6.14 (b)). Aos 2,2 ms é efetuada a identificação inequívoca da falha (Figura 6.14 (f) e (g)), com corrente negativa (Figura 6.14 (b)). O algoritmo demorou cerca de 1,24 ms a identificar o IGBT em falha, sendo relevante referir, que a mesma ocorreu na alternância positiva da corrente e que a falha no IGBT mais afastado do ponto médio do braço (S_{A4}), apenas pode ser identificada com a aplicação do estado de comutação 5.

Na secção 6.3.1, o algoritmo de diagnóstico com base na corrente foi completamente ineficaz na identificação da falha do S_{A4} , evidenciando assim, as grandes potencialidades deste método de diagnóstico.

Na Figura 6.15 é apresentado o comportamento do método de diagnóstico perante uma variação de carga aos 20 ms (de 4,9 kW para 9,8 kW) e posterior falha no IGBT S_{A-2} aos 81 ms.

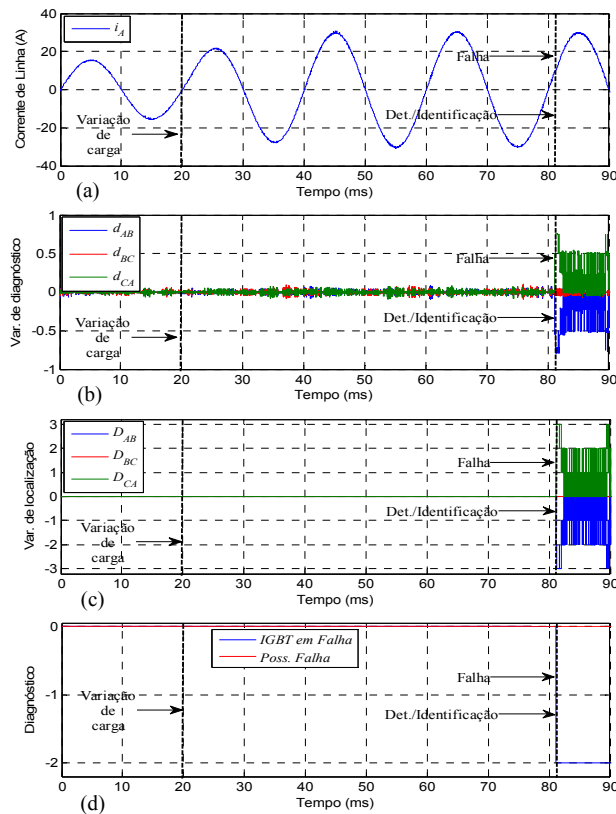


Figura 6.15 – Corrente de linha (a), variáveis de diagnóstico (b), variáveis de localização (c) e diagnóstico (d) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A-2} .

Com a análise da Figura 6.15, constata-se que perante a alteração severa de carga, não houve qualquer perturbação nas variáveis de diagnóstico, demonstrando assim a robustez do algoritmo perante estas situações. Posteriormente em $t = 81$ ms, ocorre a falha no IGBT S_{A-2} no momento em que a corrente é positiva, havendo reação por parte das variáveis de diagnóstico em $t = 81,07$ ms. Neste caso, como a falha é num IGBT inferior, a variável D_{AB} tomará valores negativos, enquanto D_{CA} toma valores positivos (Figura 6.15 (c)). Aos 81,11 ms, é identificado o IGBT em falha (Figura 6.15 (d)), o que resulta num tempo de diagnóstico de 0,11 ms. Nesta situação, ao contrário das anteriores, a falha ocorre no preciso momento em que o IGBT está a conduzir, proporcionando assim um diagnóstico bastante rápido (variáveis d_{XY} tomam valores muito próximos dos esperados (d_{XM})).

Capítulo 7

Resultados Experimentais

Por forma a validar experimentalmente os resultados obtidos em simulação, foi desenvolvido o protótipo do conversor NPC de 5 níveis. O sistema implementado é apresentado na Figura 7.1, sendo que na Figura 7.2 está representado o correspondente esquemático.

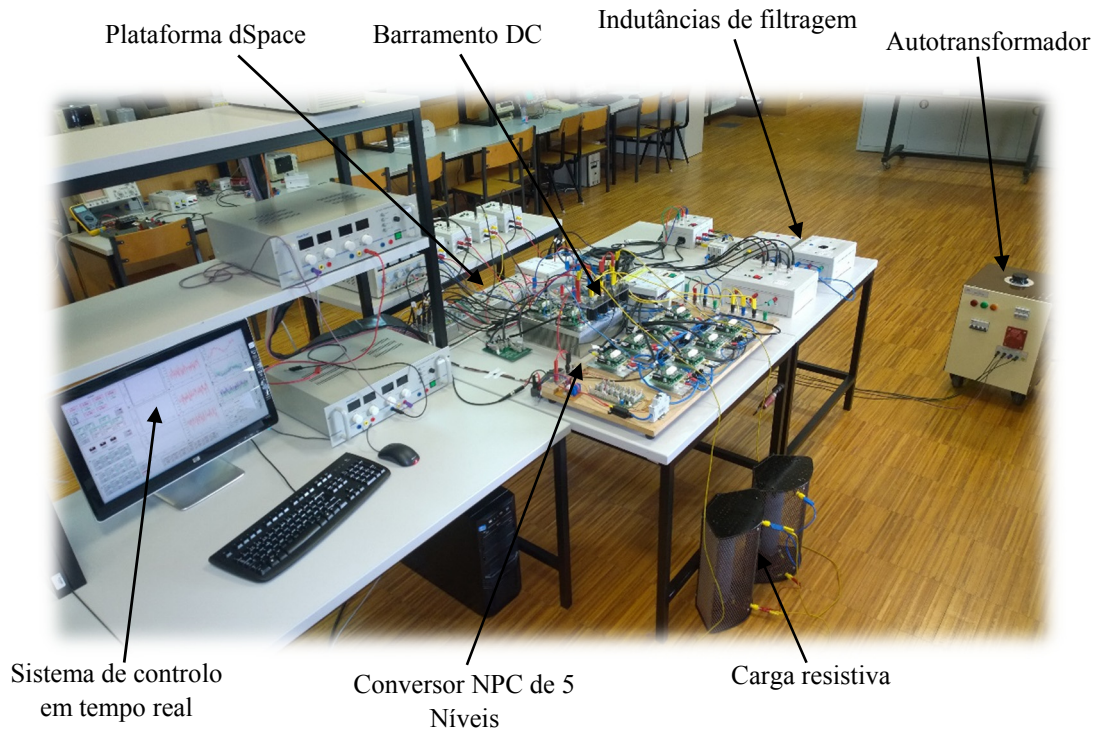


Figura 7.1 – Implementação experimental.

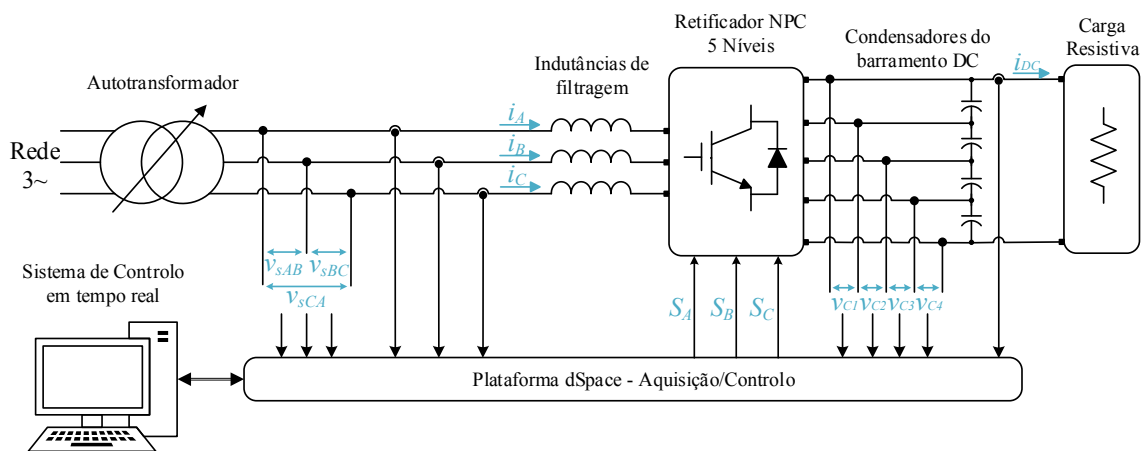


Figura 7.2 – Esquema da implementação experimental.

A alimentação do conversor é feita através de um autotransformador, por forma a obter-se uma tensão adequada ao regime de funcionamento usado. Os sinais de tensão e corrente lidos pelos

sensores são enviados para a plataforma dSpace. Esta plataforma permite receber sinais de entrada, processar esses dados e enviar os pulsos de comando aos IGBTs em concordância. O algoritmo de controlo usado é idêntico ao implementado nas simulações em *Matlab/Simulink*[®], sendo apenas necessário adaptar os sinais lidos pelos sensores (ganhos e offsets) e programar as saídas, de modo a que sejam distribuídos de forma correta os 24 pulsos de comando. Também é usado o software *Control Desk*, que possibilita a visualização de sinais e variáveis, o ajuste de parâmetros e a introdução de falhas nos IGBTs em tempo real. Devido ao facto de se tratar de um conversor de 5 níveis, a exigência ao nível de processamento do algoritmo preditivo aumenta, tornando-se necessário em cada amostragem, calcular as previsões de cada variável para os 125 estados de comutação. Desta forma esse período de amostragem T_s foi limitado pela capacidade de cálculo da dSpace, sendo o mesmo fixado em 160 μ s.

As indutâncias de filtragem usadas, também apresentam um valor diferente da simulação, tendo sido utilizado um conjunto de bobinas associadas em série, que no total apresentam um valor de 8,47 mH. Mais detalhes sobre o protótipo e sistemas de controlo, podem ser consultados no Apêndice D.

7.1 Funcionamento Normal

Nesta secção, será analisada a operação do conversor em condições normais. É usado um valor de tensão de 27,5 V de pico em cada fase, sendo a corrente de entrada limitada a 5 A, também valor de pico. É estipulada uma tensão de referência no barramento DC de 100 V e utilizada uma carga resistiva de 100 Ω , que absorve uma potência de 100 W. A potência AC absorvida nestas condições de funcionamento é de 119,6 W, o que proporciona um rendimento do conversor na ordem dos 83,6%.

Ao analisar-se a Figura 7.3, verifica-se que a corrente está em fase com a tensão simples da alimentação, sendo obtido um fator potência de aproximadamente 0,997. No entanto, como seria de esperar, as ondas da corrente não são tão sinusoidais como as obtidas em simulação, devido ao facto do T_s utilizado ser consideravelmente superior, implicando que controlo atue um menor número de vezes durante cada período fundamental. Consequentemente, houve um aumento da distorção harmónica total, resultando no valor de 4,49% (Figura 7.4). Apesar de ser superior ao obtido em simulação, o mesmo continua a ser aceitável, dadas as limitações descritas anteriormente. Torna-se importante salientar, que este valor também foi agravado pelo facto das indutâncias usadas apresentarem um valor inferior ao utilizado em simulação.

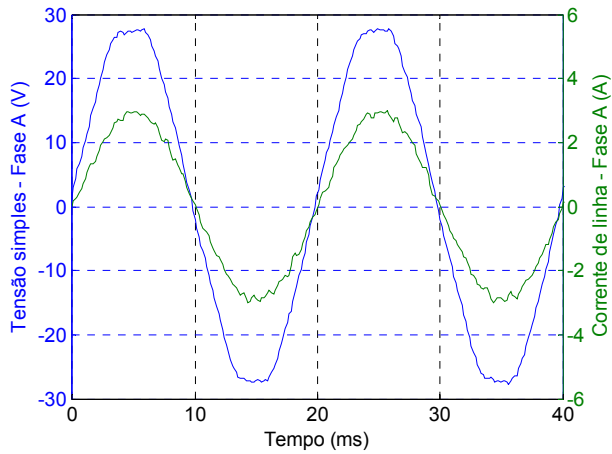


Figura 7.3 – Tensão simples e corrente de linha i_A , em funcionamento normal.

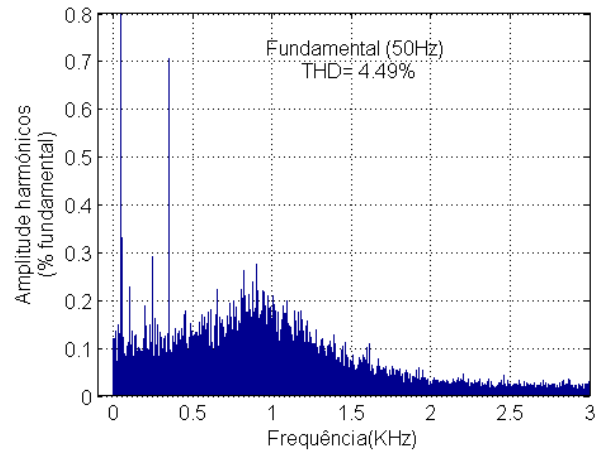


Figura 7.4 – FFT da corrente de linha i_A , em funcionamento normal.

A forma de onda de tensão entre os terminais A e B do conversor (tensão composta v_{AB}) é apresentada na Figura 7.5. Tal como sucedeu em simulação, verifica-se a existência de 5 níveis de tensão (entre 0 V e 100 V), não sendo tão “perfeitos” devido à carga ser muito inferior e pelo facto do tempo de amostragem ser relativamente grande.

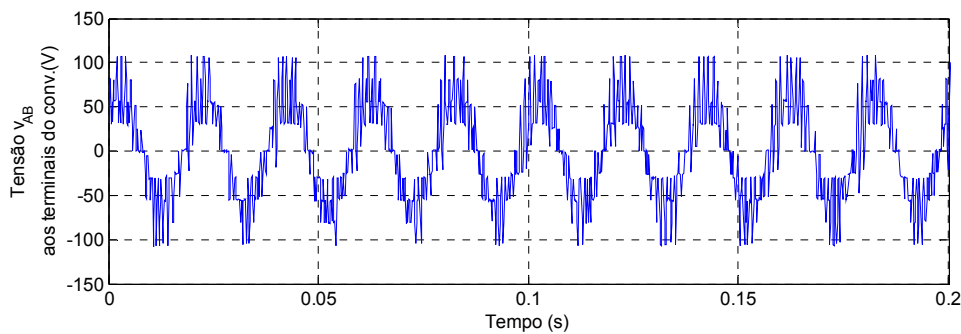


Figura 7.5 – Tensão composta v_{AB} aos terminais do conversor, em funcionamento normal.

Na Figura 7.6 (a), constata-se que a tensão no barramento DC oscila em torno do valor de referência (100 V), sendo verificado um aumento dessa oscilação em comparação com as simulações. Esse agravamento é explicado pelo maior tempo de amostragem e pelo facto de esta grandeza não estar a ser medida diretamente, sendo obtida pela soma da tensão instantânea dos 4 condensadores. Estes sensores como se pode verificar na Figura 7.6 (b), apresentam um ruído considerável, principalmente o sensor do condensador v_{c3} , o que resulta que a tensão do barramento DC apresente um ruído intensificado. O controlo, tal como verificado em simulação, proporciona um grande equilíbrio entre as tensões dos quatro condensadores (Figura 7.6 (b)), constando-se que cada um deles oscila em torno do valor ideal ($v_{DC}/4$). O valor usado para o fator de ponderação λ_{DC} da função custo foi de 0,25.

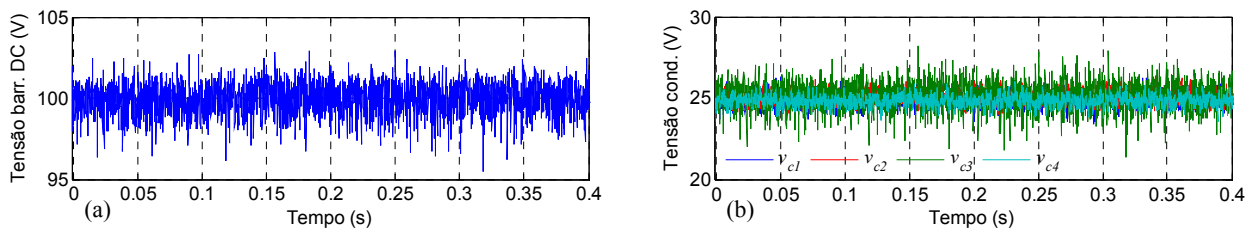


Figura 7.6 – Tensão no barramento DC (a) e tensão em cada um dos condensadores (b), em funcionamento normal.

O sistema implementado apresenta uma boa resposta dinâmica em situações de variação de carga, como se contata na Figura 7.7, em que é apresentada a variação da corrente de linha i_A (a) e tensão no barramento DC (b), perante duas alterações de carga. Aos 0,23 s ocorre uma diminuição de carga de 200 W para 100 W e aos 0,84 s procedeu-se a um aumento de carga de 100 W para 200 W. Perante as duas situações, que se podem considerar severas uma vez que a carga diminui e aumentou para o dobro, o sistema reagiu rapidamente, efetuando a manutenção do barramento DC para o valor de referência em cerca de 0,1 s.

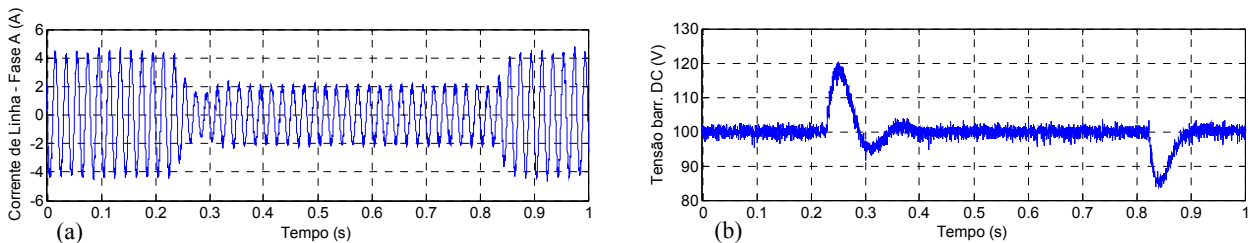


Figura 7.7 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação de carga.

Na Figura 7.8 está patente a resposta do sistema (correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b)), perante a variação da tensão de referência de 100 V para 110 V aos 0,28 s, e conseqüente aumento da potência absorvida pela carga de 200 W para 242 W. Verifica-se que o controlo apresenta uma resposta rápida, demorando apenas 0,04 s a estabilizar a tensão DC no novo valor de referência.

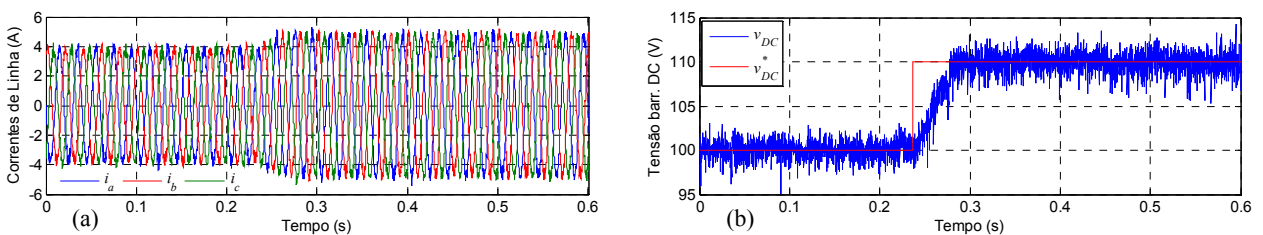


Figura 7.8 – Correntes de linha (a) e tensão no barramento DC (b), em situação de variação da tensão de referência.

Com os resultados apresentados anteriormente, comprova-se que o controlo preditivo em contexto real, também apresenta uma boa resposta dinâmica perante situações severas de variação de carga e alterações da tensão de referência.

7.2 Funcionamento em Avaria

Neste subcapítulo será analisado o impacto de uma falha em C.A. dos IGBTs S_{A1} e S_{A4} , os mesmos da simulação, por forma a realizar-se uma análise comparativa entre as duas situações. Estas avarias foram realizadas com recurso a um algoritmo de simulação de falhas, que provoca a desativação permanente dos pulsos de comando referentes ao IGBT que se pretende “avariar”.

Nas Figuras 7.9 (a), 7.10(a), 7.11(a) e 7.12(a), verifica-se que a falha no IGBT mais externo (S_{A4}), tem novamente um impacto insignificante no funcionamento do conversor, sendo praticamente indetetável com a análise dos dados adquiridos. A estabilidade do barramento DC é mantida (Figura 7.10 (a)), passando-se o mesmo com o equilíbrio dos condensadores (Figura 7.11 (a)). A evolução do vetor de Park da corrente de linha da fase afetada (Figura 7.12 (a)), é praticamente idêntico ao obtido em funcionamento normal (Figura 7.12 (c)). O conversor mantém o mesmo fator potência (0,997) e o mesmo rendimento, apenas se verifica um ligeiro aumento da THD da corrente de linha i_A , que passa a ter o valor de 5,30%.

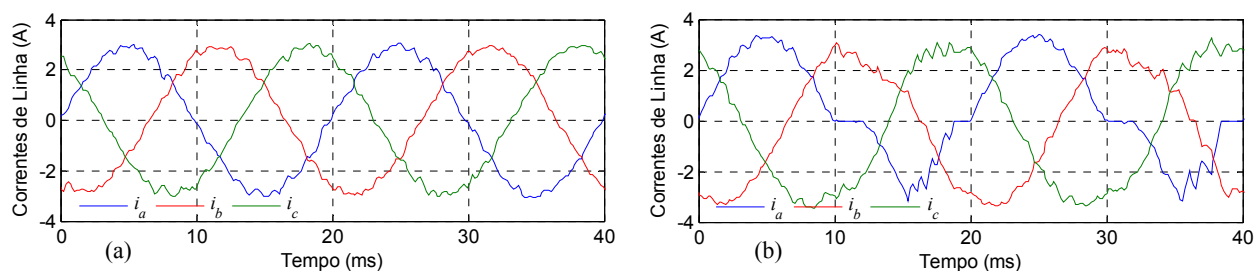


Figura 7.9 – Correntes de linha em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

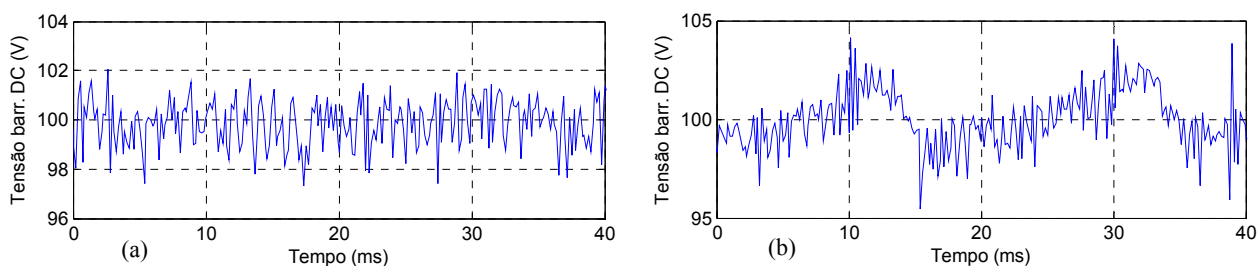


Figura 7.10 – Tensão no barramento DC em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

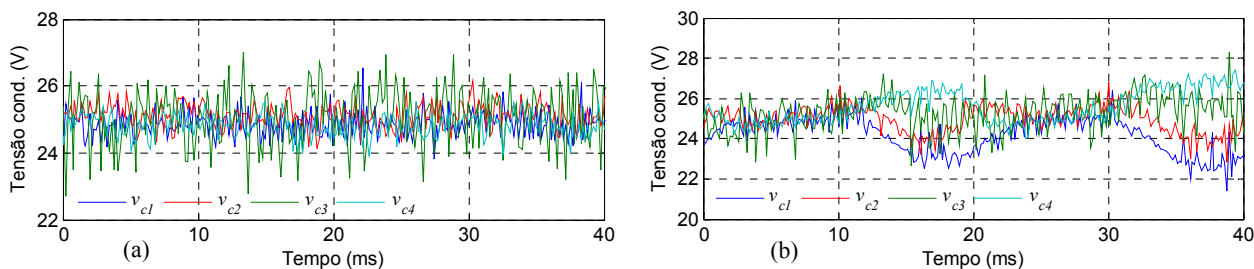


Figura 7.11 – Tensão nos condensadores em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b).

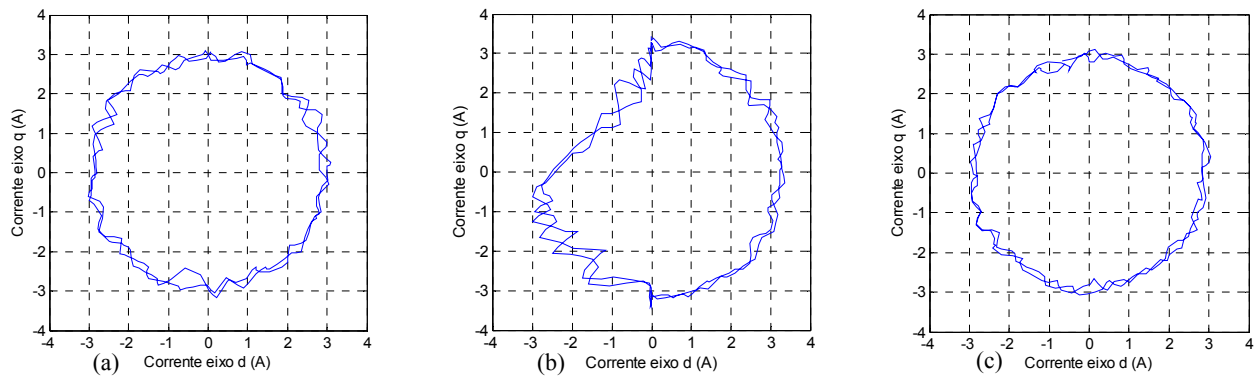


Figura 7.12 – Evolução do vetor de Park da corrente de linha i_A , ao longo de dois períodos elétricos, em caso de falha no IGBT S_{A4} (a) e S_{A1} (b) e em funcionamento normal (c).

O contrário acontece em caso de falha num IGBT interno (S_{A1}), em que se verifica um impacto significativo no funcionamento do conversor. Na Figura 7.9 (b), constata-se que a corrente de linha i_A é severamente afetada na alternância negativa da mesma, notando-se um impacto inferior nas correntes de linha das outras fases. Desta forma, a THD aumentou drasticamente, apresentado o valor de 24,72% na corrente de linha i_A , enquanto as correntes de linha i_B e i_C , apresentam o valor de 12,3% e 11,41%, respetivamente. A tensão no barramento DC apresenta oscilações significativas em torno do valor de referência, cerca de 8 V (Figura 7.10 (b)), deixando de se verificar o equilíbrio das tensões dos condensadores no período em que a corrente de linha i_A é negativa. Na Figura 7.11 (b) verifica-se que na alternância positiva da corrente, o algoritmo de controlo torna a equilibrar os condensadores, sendo o mesmo justificado pelo facto de a falha não afetar os estados de tensão durante esse período (secção 4.1). O traçado de vetor de Park é semelhante ao obtido em simulação (Figura 7.12 (b)), verificando-se que a corrente é apenas afetada no semieixo negativo d (alternância negativa da corrente), não se verificando nenhuma alteração no semieixo positivo d. Também se verifica que a corrente é mais afetada no período descendente negativo (semieixo positivo q). Em relação ao fator potência, o valor reduziu ligeiramente para 0,994, enquanto o rendimento do conversor manteve-se próximo do valor em funcionamento pré-falha.

7.3 Diagnóstico de Avarias

Os métodos de diagnóstico baseados em corrente não serão abordados nesta secção, uma vez que já foi provada a sua ineficácia em simulação. Nas Figuras 7.13 e 7.14 será analisado o método de diagnóstico baseado no erro das tensões do conversor. Foram usados os mesmos valores de simulação para os limiares (2% da amplitude da corrente de linha para o i_{min} , 0,4 para o limiar k_{ZC} e 0,8 para o limiar k_N).

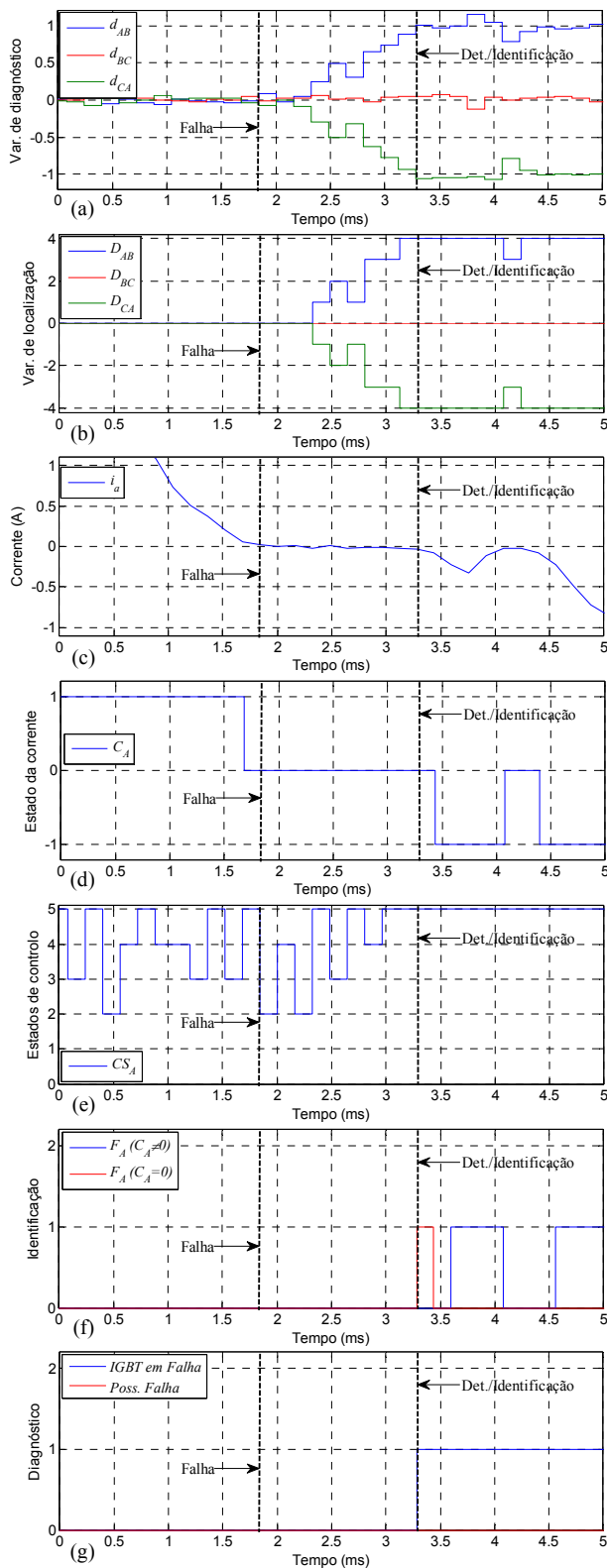


Figura 7.13 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A1} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).

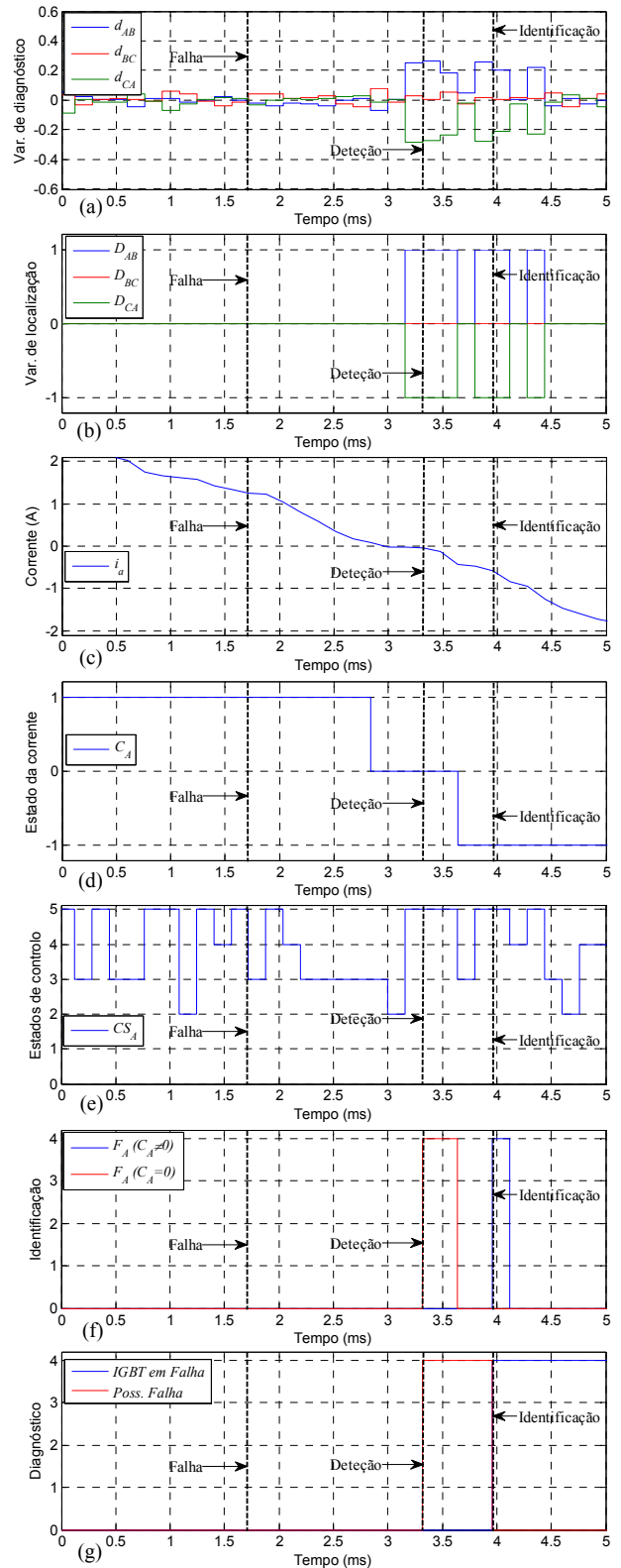


Figura 7.14 – Processo de diagnóstico em caso de falha no IGBT S_{A4} : variáveis de diagnóstico (a), variáveis de localização (b), corrente de linha (c), estado da corrente (d), estados de comutação (e), identificação (f) e diagnóstico (g).

Na Figura 7.13, a falha no IGBT S_{A1} ocorre aos 1,8 ms, no momento em que a corrente é zero (Figura 7.13 (c) e (d)) e é aplicado o estado de comutação 2 (Figura 7.13 (e)). Posteriormente, aos 2,32 ms, é visível na Figura 7.13 (a) a primeira reação por parte das variáveis de localização, em

que D_{AB} e D_{CA} tomam valores simétricos. Nos instantes seguintes à falha, estas variáveis e os estados de comutação alteram o seu valor em cada período de amostragem (Figura 7.13 (b) e (e)), não permitindo efetuar a identificação da falha até se verificarem duas amostras nas mesmas condições (condição 5.17 da secção 5.2). Aos 2,96 ms, verifica-se que D_{AB} e D_{CA} tomam os mesmos valores da amostra anterior, 3 e -3, respetivamente. No entanto, constata-se que nesse período houve uma alteração do estado de comutação (Figura 7.13 (e)), não sendo permitido mais uma vez realizar a identificação da falha. Por fim, aos 3,28 ms, a falha é detetada e identificada (Figura 7.13 (f) e (g)), no período em que a corrente é 0 ($C_A = 0$) e é aplicado o estado de comutação 5. Tal como sucedeu em simulação, a identificação inequívoca foi efetuada com corrente zero, uma vez que o intervalo das possíveis falhas foi restringido a 1.

Neste caso, o algoritmo demorou cerca de 1,48 ms a identificar inequivocamente a falha no IGBT S_{A1} , o que demonstra a sua rapidez, mesmo em situações pouco favoráveis (falha ocorre no período em que o IGBT não está conduzindo e o período de amostragem é relativamente grande).

Na Figura 7.14 é demonstrado o processo de diagnóstico no caso de falha do IGBT S_{A4} aos 1,72 ms, no momento em que a corrente é positiva (Figura 7.14 (c) e (d)) e é aplicado o estado de comutação 5 (Figura 7.14 (e)). Verifica-se que não há qualquer reação por parte do algoritmo de diagnóstico até a corrente tomar valores próximos de zero, sendo que aos 3,3 ms ($C_A = 0$) a falha é detetada (Figura 7.14 (f) e (g)). Mais uma vez, constata-se que foi cumprida a condição de duas amostras nas mesmas condições, no entanto, como a identificação foi feita com corrente próxima de zero, não é possível identificar inequivocamente o IGBT em falha, sendo a mesma restringida ao intervalo de IGBTs [1,4]. Aos 3,96 ms, é feita a identificação inequívoca da mesma (Figura 7.14 (g)) com corrente negativa (Figura 7.14 (d)). O algoritmo demorou cerca de 1,58 ms a detetar a presença da falha e 2,24 ms a identificar o IGBT em avaria. No entanto, torna-se importante relembrar, que a presença de uma falha no IGBT mais externo (S_{X4}), apenas pode ser identificada com a aplicação do estado de comutação 5.

Na Figura 7.15 é avaliado o comportamento do algoritmo de diagnóstico perante uma variação de carga aos 13 ms (de 100 W para 200 W) e posterior falha do IGBT S_{A-2} aos 139 ms.

Com análise da Figura 7.15 (b), verifica-se que após o aumento de carga, ocorre um ligeiro aumento do número de picos nas variáveis de diagnóstico (maior erro entre o valor esperado e estimado da tensão), o que leva a que sejam ativadas as variáveis de localização D_{XY} , quando é ultrapassado o limiar k_I . No entanto, torna-se importante salientar que estas situações nunca ocorrem durante duas amostras consecutivas, estando o algoritmo totalmente protegido contra estas ocorrências. O mesmo pode ser confirmado com a análise da Figura 7.15 (d), em que não se verifica qualquer deteção após o aumento de carga. Posteriormente, aos 139 ms ocorre a falha no

IGBT S_{A-2} , sendo a mesma identificada aos 140,5 ms, resultando num tempo de diagnóstico de 1,5 ms.

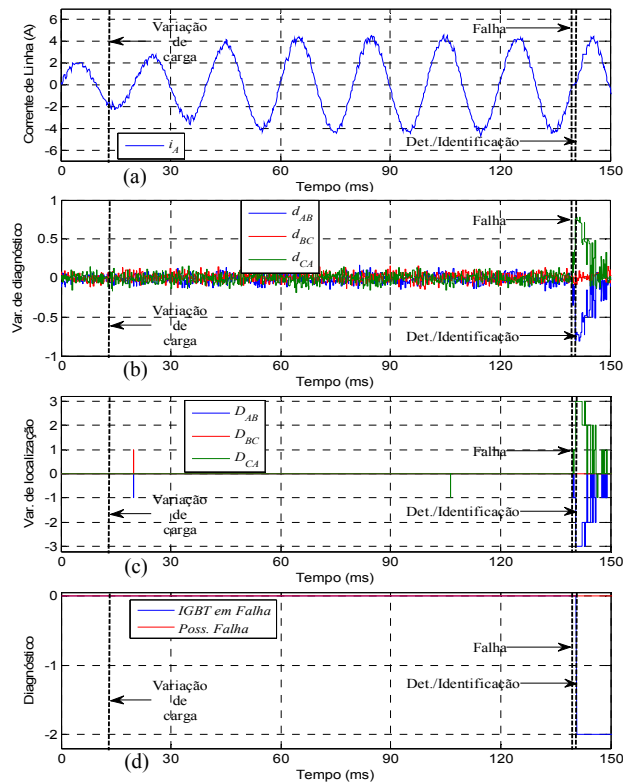


Figura 7.15 – Corrente de linha (a), variáveis de diagnóstico (b), variáveis de localização (c) e diagnóstico (d) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A-2} .

Em contexto experimental, foi comprovado que o algoritmo de diagnóstico proporciona identificações rápidas e fiáveis, inclusivamente em condições menos favoráveis, sendo também validada a sua robustez perante alterações severas de carga.

Capítulo 8

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

8.1 Conclusão

Recentemente, têm surgido novas topologias de conversores que apresentam resultados muito promissores no que diz respeito ao conteúdo harmónico gerado durante a sua operação, sendo a estrutura NPC uma das mais usuais. Esta topologia aplicada a retificadores, permite a absorção de correntes praticamente sinusoidais e fator potência unitário na rede.

Existem várias estratégias de controlo para retificadores NPC, no entanto, com o aumento da capacidade de processamento dos microcontroladores surgiram novos métodos, tendo o controlo preditivo um lugar de destaque. Por forma a analisar o comportamento desta estratégia de controlo, foi implementado em ambiente de simulação e experimentalmente, o controlo preditivo de corrente num retificador NPC de 5 níveis.

Este algoritmo, em ambiente de simulação, proporcionou correntes absorvidas com conteúdo harmónico extremamente reduzido (0,24%), fator potência unitário com a rede, resposta dinâmica muito rápida e estável perante situações de variação de carga e garantiu o equilíbrio da tensão nos condensadores do barramento DC. Quando o mesmo é aplicado em ambiente experimental, surge a limitação do tempo de amostragem, devido ao facto do elevado número de cálculos que o algoritmo tem de efetuar para a seleção do estado ótimo de controlo. No entanto, apesar dessa limitação, constatou-se que o algoritmo continua a ter um bom desempenho, proporcionando as mesmas vantagens que foram descritas em simulação, verificando-se apenas um acréscimo na distorção harmónica da corrente, que também foi agravada pelo facto das indutâncias usadas apresentarem um valor inferior ao utilizado em simulação. Apesar dos métodos de controlo tradicionais continuarem a ser os mais adotados, esta estratégia tem alcançado nos últimos tempos um lugar de notoriedade, apresentando vantagens distintas, tais como a geração dos pulsos de comando sem a necessidade de um modulador, a fácil inserção de restrições e controlo simultâneo de múltiplas variáveis.

O diagnóstico de avarias em C.A. é uma temática de extrema importância, pois uma rápida deteção e identificação do semicondutor em C.A. proporciona uma maior proteção e fiabilidade do sistema. Este tipo de avaria é uma das mais recorrentes num conversor de potência, podendo a mesma permanecer indetetável sem o uso de métodos adequados. Nesta dissertação, foram estudados e implementados diferentes algoritmos de diagnóstico de avarias. Os métodos baseados

na análise das correntes de linha, demonstraram ser completamente ineficazes no caso de uma falha do IGBT mais afastado do ponto médio AC. O contrário se passou com o método baseado na análise das tensões instantânea do conversor, que efetuou um diagnóstico rápido e fiável em todos os IGBTs do conversor. Este último método é completamente inovador, permitindo a identificação de avarias em C.A. em conversores NPC de N-níveis, sem a necessidade de adaptações e sensores adicionais. Para além disso, demonstrou ser extremamente robusto a variações severas de carga, sendo a sua aplicação independente da estratégia de controlo usada no conversor.

Por fim, conclui-se que o método de controlo preditivo demonstra ser uma solução bastante atrativa no controlo de conversores multinível, tendo grandes perspectivas de melhoramento. O método de diagnóstico com base nas tensões instantâneas do conversor revela ser um algoritmo muito promissor, pois os métodos existentes até ao momento levavam ao uso de um número considerável de sensores adicionais.

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

No seguimento desta dissertação, são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros:

- Otimização do controlo preditivo, por forma a ser possível a sua implementação na prática com um tempo de amostragem inferior.
- Suprimir o uso dos sensores que monitorizam a tensão dos quatro condensadores do barramento DC.
- Incorporar no método de diagnóstico a deteção de múltiplas falhas em C.A. nos IGBTs.
- Inclusão no método de diagnóstico de avarias em outros semicondutores, nomeadamente, díodos em antiparalelo e *clamping*.
- Teste do protótipo com potências superiores.

Referências

- [1] R. K. Tripathi and C. P. Singh, "Power quality control of unregulated non-linear loads," in *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [2] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," *IEEE Std 519-1992*, pp. 1-112, 1993.
- [3] IEC Limits for Harmonics Current Emissions (Equipment Input Current up to and Including 16 A Per Phase)," IEC 61000-3-2 International Standard, 2000.
- [4] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 641-660, 2004.
- [5] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, and W. Bin, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2553-2580, 2010.
- [6] L. M. A. Caseiro, "Estratégias de Controlo e de Diagnóstico de Avarias para Rectificadores Multinível NPC," Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade de Coimbra, 2012.
- [7] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 855-865, 2005.
- [8] J. Rodriguez, S. Bernet, W. Bin, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 2930-2945, 2007.
- [9] I. F.B.F. Pereira, "Projecto e Implementação de um Inversor Multinível," Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.
- [10] J. Rodriguez, L. Jih-Sheng, and P. Fang Zheng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol.49, pp. 724-738, 2002.
- [11] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [12] Yongsug Suh and Thomas A. Lipo, "Control Scheme in Hybrid Synchronous Stationary Frame for PWM AC/DC Converter Under Generalized Unbalanced Operating Conditions" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 825-835, May/Jun. 2006.
- [13] J. Rodriguez, J. Pontt, N. Becker, and A. Weinstein, "Regenerative drives in the megawatt range for high-performance downhill belt conveyors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 203-210, 2002.
- [14] A. J. R. F., J. Rodriguez, J. Pontt, N. Becker, J. L. Cornet, and A. Weinstein, "Novel 20 MW downhill conveyor system using three-level converters", in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, pp. 1396-1403 vol.2.

- [15] Y. Zhang, Z. Zhao, M. Eltawil, and L. Yuan, "Performance evaluation of three control strategies for three-level neutral point clamped PWM rectifier," in *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008.*, 2008, pp. 259-264.
- [16] S. Wen-xiang, C. Da-peng, Q. Jin-yong, C. Chen, and C. Guo-cheng, "Study on the control strategy of three-level PWM rectifier based on SVPWM," in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09.*, 2009, pp. 1622-1625.
- [17] A. H. Bhat and P. Agarwal, "A Generalized Space Vector Modulation with Simple Control technique for Balancing DC-Bus Capacitor Voltages of a Three-Phase, Neutral- Point Clamped Converter," in *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06*, 2006, pp. 1-6.
- [18] Y. Zhang, Z. Zhao, Y. Zhang, T. Lu, and L. Yuan, "The virtual flux oriented control of three-level neutral point clamped PWM rectifier," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS.*, 2007, pp. 22-27.
- [19] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1390–1396, November 2003.
- [20] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWMrectifier and active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 613–620, May/Jun. 1999.
- [21] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model Predictive Control - Simple and Powerful Method to Control Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1826-1838, 2009.
- [22] Z. Yongchang, Z. Qin, L. Zhengxi, and Z. Yingchao, "Comparative study of model predictive current control and voltage oriented control for PWM rectifiers," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*, 2013, pp. 2207-2212.
- [23] L. Bin and S. K. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1770-1777, 2009.
- [24] N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "A Voltage-Based Approach Without Extra Hardware for Open-Circuit Fault Diagnosis in Closed-Loop PWM AC Regenerative Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, pp. 4960-4970, 2014.
- [25] W. Sleszynski and J. Nieznanski, "Open-transistor fault diagnostics in voltage-source inverters by analyzing the load current," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2007. SDEMPED 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 70-73
- [26] J. O. Estima and A. J. Marques Cardoso, "A New Approach for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage-Source Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2487-2494, 2011.
- [27] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current Park's vector approach," in *Int. Conf. Elect. Mach. Drives (IEMD)*, Seattle, USA, 1999, pp. 704-706.
- [28] A. M. S. Mendes, M. B. Abadi, and S. M. A. Cruz, "Fault diagnostic algorithm for three-level neutral point clamped AC motor drives, based on the average current Park's vector," *IET Power Electron.*, vol. 7, pp. 1127- 1137, 2014.

- [29] C. Ui-Min, J. Hae-Gwang, L. Kyo-Beum, and F. Blaabjerg, "Method for Detecting an Open-Switch Fault in a Grid-Connected NPC Inverter System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, pp. 2726-2739, 2012.
- [30] K. Tae-Jin, L. Woo-Cheol, and H. Dong-Seok, "Detection Method for Open-Circuit Fault in Neutral-Point-Clamped Inverter Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 2754-2763, 2009.
- [31] P. F. Lopes and A. M. S. Mendes, "Fault tolerance in active power filters, based on multilevel NPC topology," in *38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, Montréal, Canada, 2012, pp. 410-415.
- [32] L. M. A. Caseiro, A. M. S. Mendes, and A. N. Alcaso, "Fault diagnosis and tolerance in three-level neutral-point-clamped rectifiers," in *Proc. 38th IEEE IECON*, Montréal, QC, Canada, 2012, pp. 404–409.
- [33] L. M. A. Caseiro, A. M. S. Mendes, and P. M. A. F. Lopes, "Open-circuit fault diagnosis in neutral-point-clamped active power filters based on instant voltage error with no additional sensors," in *30th Annu. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*, 2015 (in press).
- [34] L. M. A. Caseiro and A. M. S. Mendes, "Real-time IGBT open-circuit fault diagnosis in three-level neutral-point-clamped voltage-source rectifiers based on instant voltage error," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1669–1678, Mar. 2015.
- [35] L. M. A. Caseiro and A. M. S. Mendes, "Generalized IGBT Open-Circuit Fault Diagnosis Algorithm with no Additional Sensors for Grid-Connected N-Level NPC Converters" (a ser apresentado em Novembro no IECON 2015).
- [36] D. Lalili, N. Lourci, E. M. Berkouk, F. Boudjema, S. J. Petzoldt, and M. Y. Dali, "A simplified space vector pulse width modulation algorithm for five level diode clamping inverter," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*, 2006, pp. 1349-1354
- [37] M. P. Akter, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi, "Stability and Performance Investigations of Model Predictive Controlled Active-Front-End (AFE) Rectifiers for Energy Storage Systems," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, pp. 202-215, 2015.
- [38] Q. Jiangchao and M. Saeedifard, "Capacitor voltage balancing of a five-level Diode-Clamped Converter based on a predictive current control strategy," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 1656-1660.
- [39] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, *et al.*, "Guidelines for weighting factors design in Model Predictive Control of power converters and drives," in *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, 2009, pp. 1-7.

Apêndice A

Vetores Espaciais de Tensão Gerados pelo Conversor

Na Tabela A.1, são apresentados os 61 vetores de tensão gerados pelo conversor e respectivos estados de comutação que lhes dão origem. Verifica-se a existência de 37 vetores com estados redundantes e 24 vetores em que apenas existe uma combinação possível para gerar o vetor pretendido. Na Figura 2.5, foi indicada a posição discreta de cada um dos vetores.

Tabela A.1 – Vetores de tensão gerados pelo conversor e estados de comutação correspondentes.

$S_A S_B S_C$	\bar{v}_{conv}	$S_A S_B S_C$	\bar{v}_{conv}
P2N1N1	$\bar{v}_1 = 1/2v_{DC}$	P2N1P2	$\bar{v}_{16} = 1/4v_{DC} - j\sqrt{3}/4v_{DC}$
P1N2N2		P1N2P1	
P2ON1	$\bar{v}_2 = 5/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$	P2N1P1	$\bar{v}_{17} = 1/3v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$
P1N1N2		P1N2O	
P2P1N1	$\bar{v}_3 = 1/3v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$	P2N1O	$\bar{v}_{18} = 5/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
P1ON2		P1N2N1	
P2P2N1	$\bar{v}_4 = 1/4v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$	P2OO	$\bar{v}_{19} = 1/3v_{DC}$
P1P1N2		P1N1N1	
P1P2N1	$\bar{v}_5 = 1/12v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$	ON2N2	
OP1N2		P2P1O	
OP2N1	$\bar{v}_6 = -1/12v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$	P1ON1	$\bar{v}_{20} = 1/4v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
N1P1N2		ON1N2	
N1P2N1	$\bar{v}_7 = -1/4v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$	P2P2O	$\bar{v}_{21} = 1/6v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N2P1N2		P1P1N1	
N1P2O	$\bar{v}_8 = -1/3v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$	OON2	
N2P1N1		P1P2O	
N1P2P1	$\bar{v}_9 = -5/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$	OP1N1	$\bar{v}_{22} = j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N2P1O		N1ON2	
N1P2P2		OP2O	
N2P1P1	$\bar{v}_{10} = -1/2v_{DC}$	N1P1N1	$\bar{v}_{23} = -1/6v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N1P1P2		N2ON2	
N2OP1	$\bar{v}_{11} = -5/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$	OP2P1	$\bar{v}_{24} = -1/4v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
N1OP2		N1P1O	
N2N1P1	$\bar{v}_{12} = -1/3v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$	N2ON1	
N1N1P2		OP2P2	
N2N2P1	$\bar{v}_{13} = -1/4v_{DC} - j\sqrt{3}/4v_{DC}$	N1P1P1	$\bar{v}_{25} = -1/3v_{DC}$
ON1P2		N2OO	
N1N2P1		OP1P2	
P1N1P2	$\bar{v}_{15} = 1/12v_{DC} - j\sqrt{3}/4v_{DC}$	N1OP1	$\bar{v}_{26} = -1/4v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
ON2P1		N2N1O	

$S_A S_B S_C$	\bar{v}_{conv}
OOP2	$\bar{v}_{27} = -1/6v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N1N1P1	
N2N2O	
P1OP2	$\bar{v}_{28} = -j\sqrt{3}/6v_{DC}$
ON1P1	
N1N2O	
P2OP2	$\bar{v}_{29} = 1/6v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$
P1N1P1	
ON2O	
P2OP1	$\bar{v}_{30} = 1/4v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
P1N1O	
ON2N1	
P2P1P1	$\bar{v}_{31} = 1/6v_{DC}$
P1OO	
ON1N1	
N1N2N2	$\bar{v}_{32} = 1/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
P2P2P1	
P1P1O	
OON1	$\bar{v}_{33} = -1/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
N1N1N2	
P1P2P1	
OP1O	$\bar{v}_{34} = -1/6v_{DC}$
N1ON1	
N2N1N2	
P1P2P2	$\bar{v}_{35} = -1/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
OP1P1	
N1OO	
N2N1N1	$\bar{v}_{36} = 1/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
P1P1P2	
OOP1	
N1N1O	$\bar{v}_{37} = 2/3v_{DC}$
N2N2N1	
P2P1P2	
P1OP1	$\bar{v}_{38} = 7/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
ON1O	
N1N2N1	
P2N2N2	$\bar{v}_{39} = 1/12v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$
P2N1N2	
P2ON2	
P2P1N2	$\bar{v}_{40} = 5/12v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$
P2P2N2	
P2P2N2	
P1P2N2	$\bar{v}_{41} = 1/3v_{DC} + j\sqrt{3}/3v_{DC}$
P1P2N2	
P1P2N2	
OP2N2	$\bar{v}_{42} = 1/6v_{DC} + j\sqrt{3}/3v_{DC}$
OP2N2	
OP2N2	
OP2N2	$\bar{v}_{43} = j\sqrt{3}/3v_{DC}$
OP2N2	
OP2N2	

$S_A S_B S_C$	\bar{v}_{conv}
N1P2N2	$\bar{v}_{44} = -1/6v_{DC} + j\sqrt{3}/3v_{DC}$
N2P2N2	$\bar{v}_{45} = -1/3v_{DC} + j\sqrt{3}/3v_{DC}$
N2P2N1	$\bar{v}_{46} = -5/12v_{DC} + j\sqrt{3}/4v_{DC}$
N2P2O	$\bar{v}_{47} = -1/2v_{DC} + j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N2P2P1	$\bar{v}_{48} = -7/12v_{DC} + j\sqrt{3}/12v_{DC}$
N2P2P2	$\bar{v}_{49} = -2/3v_{DC}$
N2P1P2	$\bar{v}_{50} = -7/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
N2OP2	$\bar{v}_{51} = -1/2v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$
N2N1P2	$\bar{v}_{52} = -5/12v_{DC} - j\sqrt{3}/4v_{DC}$
N2N2P2	$\bar{v}_{53} = -1/3v_{DC} - j\sqrt{3}/3v_{DC}$
N1N2P2	$\bar{v}_{54} = -1/6v_{DC} - j\sqrt{3}/3v_{DC}$
ON2P2	$\bar{v}_{55} = -j\sqrt{3}/3v_{DC}$
P1N2P2	$\bar{v}_{56} = 1/6v_{DC} - j\sqrt{3}/3v_{DC}$
P2N2P2	$\bar{v}_{57} = 1/3v_{DC} - j\sqrt{3}/3v_{DC}$
P2N2P1	$\bar{v}_{58} = 5/12v_{DC} - j\sqrt{3}/4v_{DC}$
P2N2O	$\bar{v}_{59} = 1/2v_{DC} - j\sqrt{3}/6v_{DC}$
P2N2N1	$\bar{v}_{60} = 7/12v_{DC} - j\sqrt{3}/12v_{DC}$
P2P2P2	$\bar{v}_{61} = 0$
P1P1P1	
OOO	
N1N1N1	
N2N2N2	

Apêndice B

Modelo de Simulação

B.1 Modelo Implementado em Matlab/Simulink®

Nas figuras seguintes, são apresentados os principais componentes do modelo de simulação. No Apêndice E, será exibido o código usado na função do controlo preditivo e do algoritmo de diagnóstico.

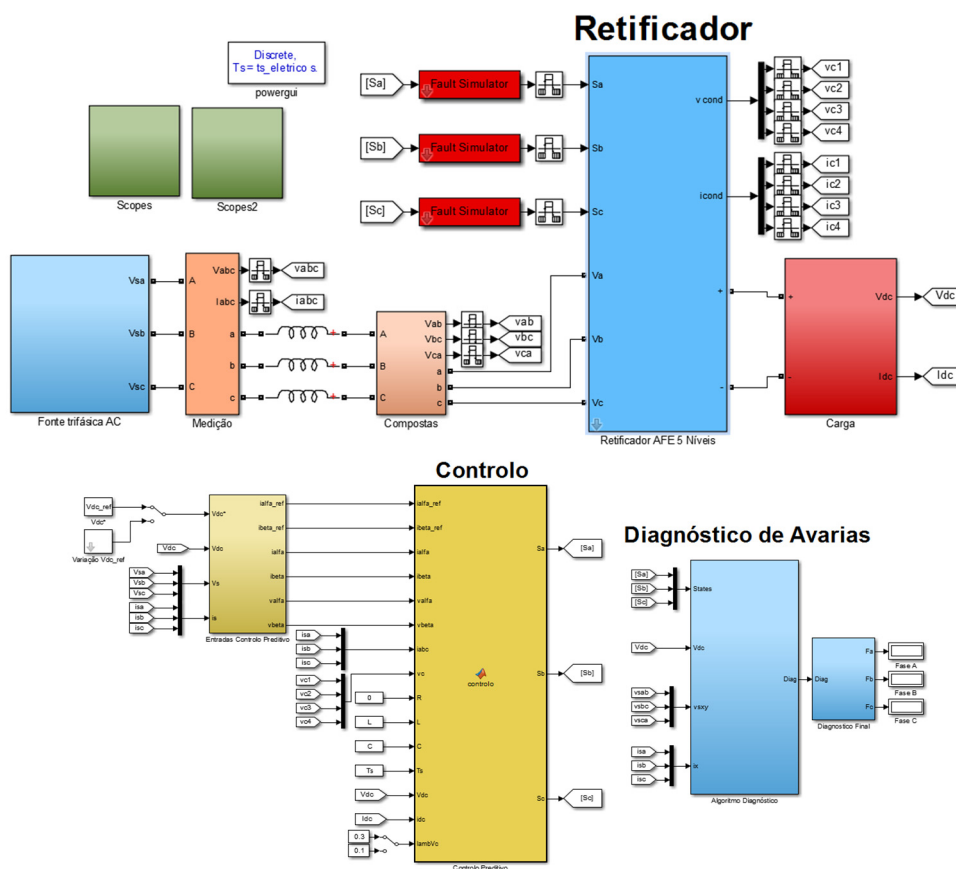


Figura B.1 – Visão geral do modelo implementado em Matlab/Simulink®.

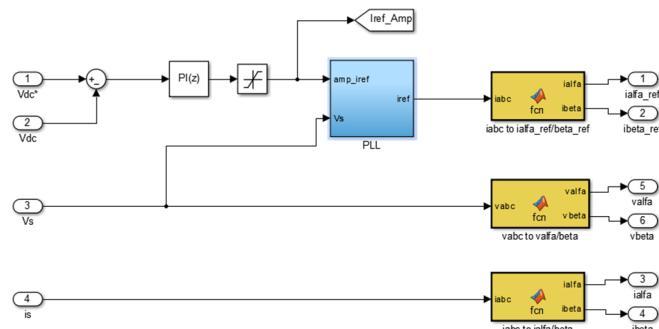


Figura B.2 – Controlador da tensão DC e transformações α - β .

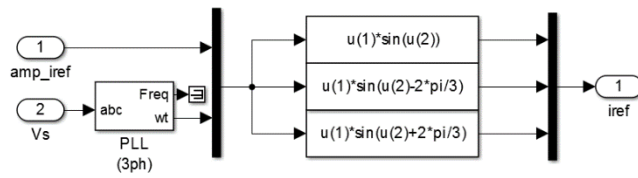


Figura B.3 – Bloco da PLL.

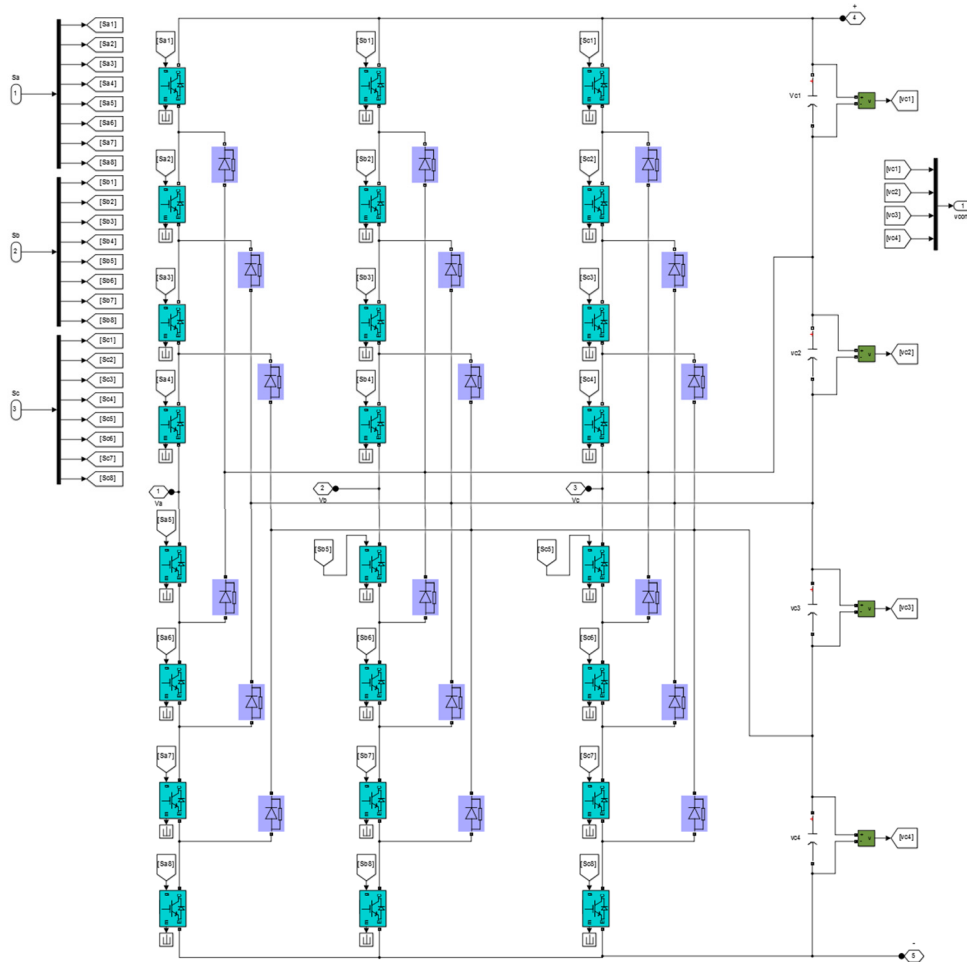


Figura B.4 – Modelo do conversor NPC de cinco níveis e barramento DC.

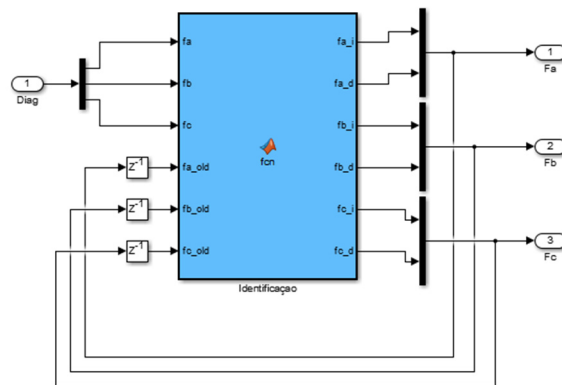


Figura B.5 – Função complementar do diagnóstico de avarias.

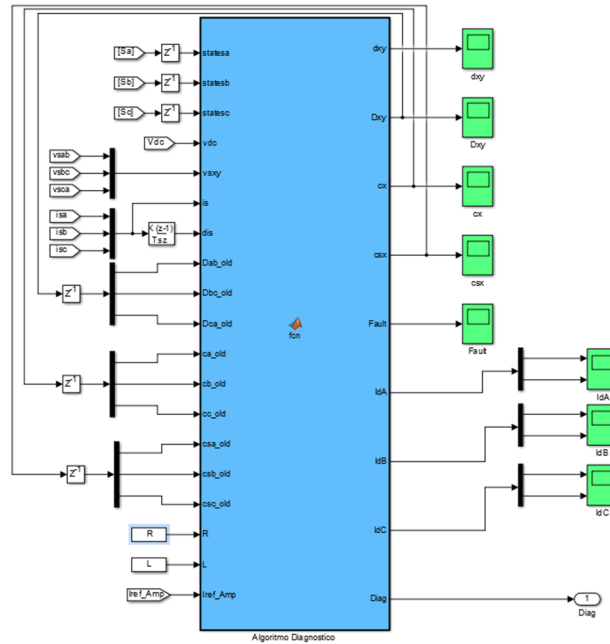


Figura B.6 – Função do diagnóstico de avarias.

B.2 Parâmetros do modelo implementado em Matlab/Simulink®

Nesta secção são apresentados os parâmetros utilizados no modelo de simulação. Foi usado um período de cálculo para as grandezas elétricas de 1 μ s e um período de amostragem de 10 μ s.

Tabela B.1 – Parâmetros da fonte de alimentação trifásica.

Parâmetro	Valor
Tensão de fase	230 V (Pico)
Frequência	50 Hz
Resistência	0,1 Ω
Indutância	0,1 mH

Tabela B.2 – Parâmetros das indutâncias de filtragem.

Parâmetro	Valor
Indutância	10 mH
Resistência	0 Ω

Tabela B.3 – Parâmetros da carga resistiva.

Parâmetro	Valor
Resistência	100 Ω

Para as situações de variação da carga, foram usadas duas resistências de 100 Ω em paralelo separadas por um contactor, que ao ser acionando proporciona o valor de 50 Ω na carga.

Tabela B.4 – Parâmetros dos vários componentes do conversor.

Componente	Parâmetro	Valor
IGBTs	Resistência de condução	1 mΩ
	Resistência de <i>snubber</i>	100 kΩ
	Capacidade de <i>snubber</i>	inf
Díodos	Tensão de condução	0,8 V
	Resistência de condução	1 mΩ
	Resistência de <i>snubber</i>	500 Ω
	Capacidade de <i>snubber</i>	250 nF
Condensadores	Capacidade	2200 μF

Tabela B.5 – Parâmetros do controlador da tensão DC e controlo preditivo.

Controlador	Parâmetro	Valor
Controlador da tensão DC	Ganho proporcional (K_p)	0,1
	Ganho integral (K_i)	4
Controlo Preditivo	λ_{DC}	0,3

Apêndice C

Diagnóstico de IGBTs em C.A. Baseado no Valor Médio das Correntes Normalizadas

Na Figura C.1, é apresentado o comportamento das variáveis de diagnóstico, perante uma variação de carga aos 0,1 s (de 4,9 kW para 9,8 kW) e posterior falha no IGBT S_{A1} aos 0,2 s. Verifica-se que no momento da variação, as variáveis de diagnóstico reagem durante 0,8 s, sendo que as mesmas estabilizam no valor zero ao fim desse período. Este acontecimento deve-se ao facto de se normalizar os valores médios da corrente. O mesmo não se verificou no algoritmo com base na normalização das correntes de linha em função do módulo do vetor de Park (secção 6.3.1), em que com a mesma variação não ocorreu qualquer alteração nas variáveis de diagnóstico.

Após a ocorrência da falha aos 0,2 s, a variável de diagnóstico correspondente à fase afetada toma valores positivos, enquanto as variáveis das outras fases tomam valores negativos, verificando-se o oposto no caso de uma falha no IGBT inferior (variável de diagnóstico da fase afetada toma valores negativos e as restantes valores positivos). No entanto, o método é completamente ineficaz na situação presente na Figura C.2, em que ocorre uma falha no IGBT mais externo (S_{A4}).

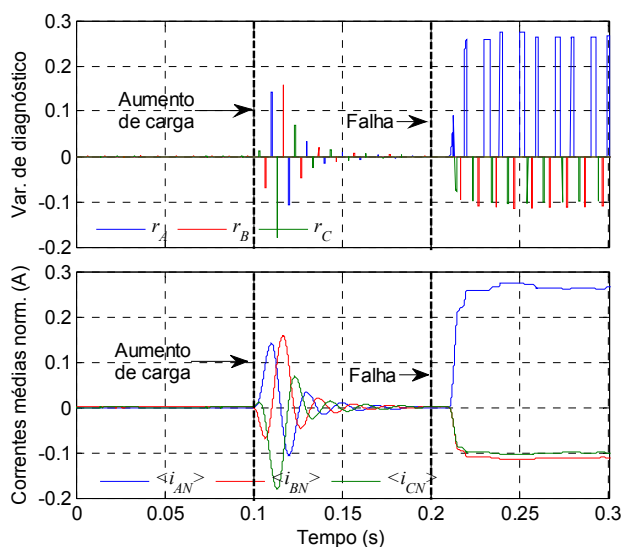


Figura C.1 – Variáveis de diagnóstico (a) e correntes médias normalizadas (b) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A1} .

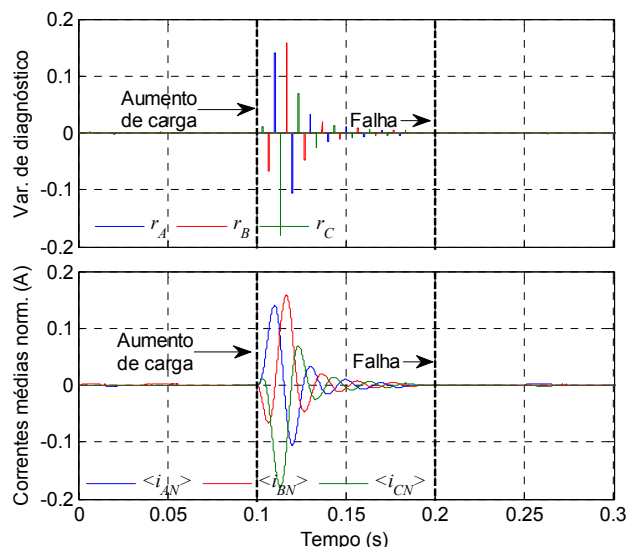


Figura C.2 – Variáveis de diagnóstico (a) e correntes médias normalizadas (b) no caso de um aumento de carga e posterior falha do IGBT S_{A4} .

Mais uma vez, foi comprovado que os métodos de diagnóstico com base na análise das correntes não são adequados a retificadores multinível, devido ao facto das falhas em IGBTs externos (S_{X4} ou S_{X-4}) terem um impacto ínfimo nas correntes de linha.

Apêndice D

Material Utilizado na Validação Experimental

Neste Apêndice são apresentados os componentes utilizados na validação experimental, bem como as suas principais características. Uma vez que não se encontrava disponível em laboratório um conversor NPC de 5 níveis, procedeu-se à sua construção através do desenvolvimento e adaptação de equipamentos já existentes.

D.1 Construção do Protótipo do Conversor NPC de 5 Níveis

O protótipo do conversor NPC de 5 níveis é apresentado na Figura D.1. Na superfície de madeira foram colocadas as fases A e B do conversor, sendo que sobre o dissipador de alumínio está colocada a fase C e o barramento DC.

Mais detalhes sobre os diversos componentes do conversor são apresentados nas figuras e tabelas seguintes.

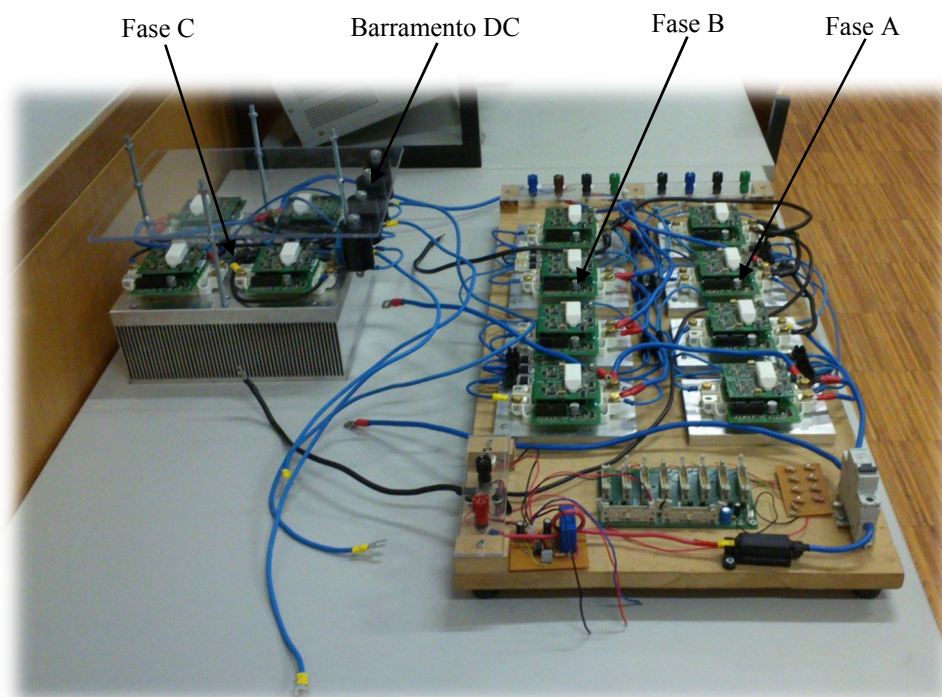


Figura D.1 – Protótipo do conversor NPC de 5 níveis.

Foram usados quatro módulos SEMiX® 202GB066 HDs da Semikron (Figura D.2) para cada fase do conversor, sendo cada um constituído por dois IGBTs e respetivos diodos em antiparalelo. Na Tabela D.1, são apresentadas as principais características deste módulo.

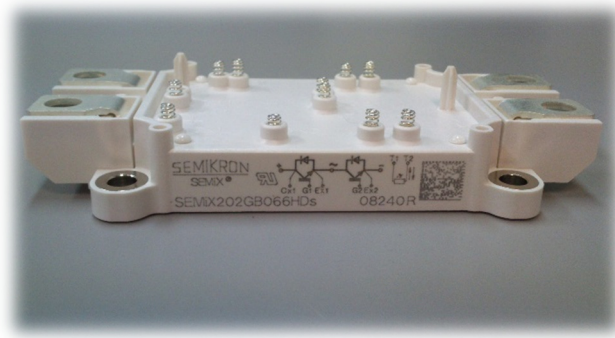


Figura D.2 – Módulo SEMiX® 202GB066 HDs.

Tabela D.1 – Principais parâmetros do módulo SEMiX® 202GB066 HDs, à temperatura de 25°C.

Componente	Parâmetro	Valor
IGBTs	Tensão de bloqueio máxima	600 V
	Corrente máxima (eficaz)	200 A
	Tensão de condução (típica)	1,45 V
	Resistência de condução (típica)	2,8 mΩ
	Tempo de ligação ($R_{G\ on}=4,2\Omega$)	65 ns
	Tempo desligamento ($R_{G\ off}=4,2\Omega$)	545 ns
Díodos em antiparalelo	Tensão de condução (típica)	1,4 V
	Resistência de condução (típica)	2 mΩ

Por forma a controlar os IGBTs a partir dos pulsos de 15 V, foram usados *drivers* SKYPER 32 PRO e placas de adaptação Board 2S SKYPER 32 PRO, apresentadas na Figura D.3 e D.4.

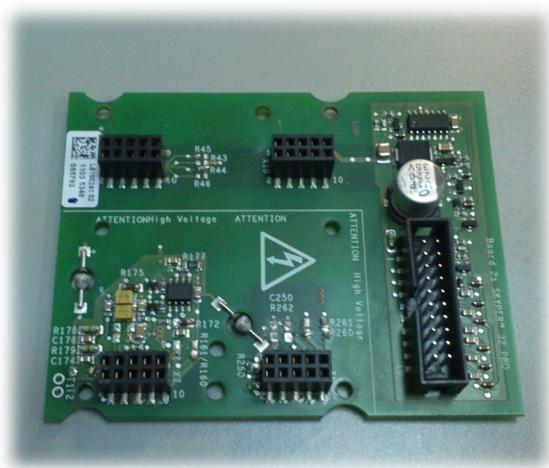


Figura D.3 – Board 2S SKYPER 32 PRO.

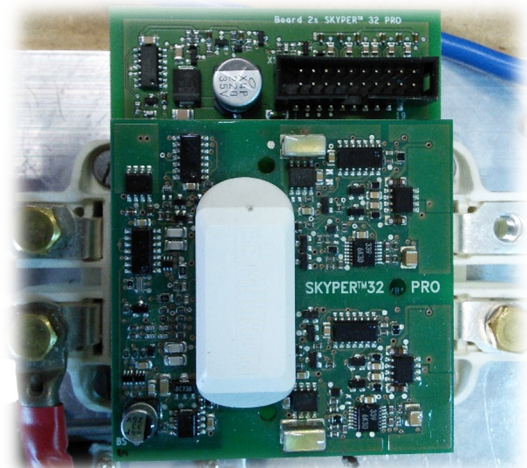


Figura D.4 – Conjunto módulo SEMiX® 202GB066 HDs, placa de adaptação Board 2S SKYPER 32 PRO e *driver* SKYPER 32 PRO.

Os diodos de *clamping* utilizados no protótipo encontram-se nas Figuras D.5 e D.6. Na Tabela D.2 são apresentados os principais parâmetros de cada um deles.

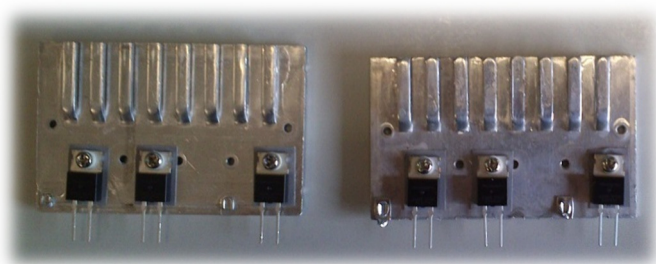


Figura D.5 – Diodos de *clamping* usados na fase A e B.



Figura D.6 – Diodos de *clamping* usados na fase C.

Tabela D.2 – Principais parâmetros dos diodos de *clamping*, à temperatura de 25°C.

Componente	Parâmetro	Valor
Díodo Sonic-FRD (Fase A e B)	Tensão de condução (típica)	2,37 V
	Tensão máxima	600 V
Díodos STTH9012TV (Fase C)	Tensão de condução (típica)	2,10 V
	Tensão máxima	1200 V

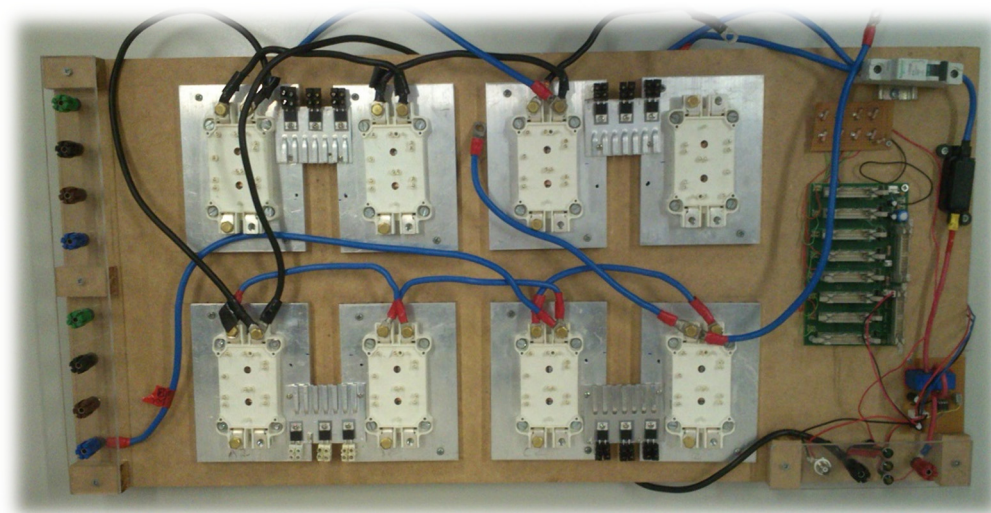


Figura D.7 – Pormenor dos diodos de *clamping* nas fases A e B.

As características dos condensadores usados no barramento DC encontram-se na Tabela D.3.

Tabela D.3 – Principais parâmetros dos condensadores.

Parâmetro	Valor
Capacidade	2200 μ F
Tensão máxima	100 V

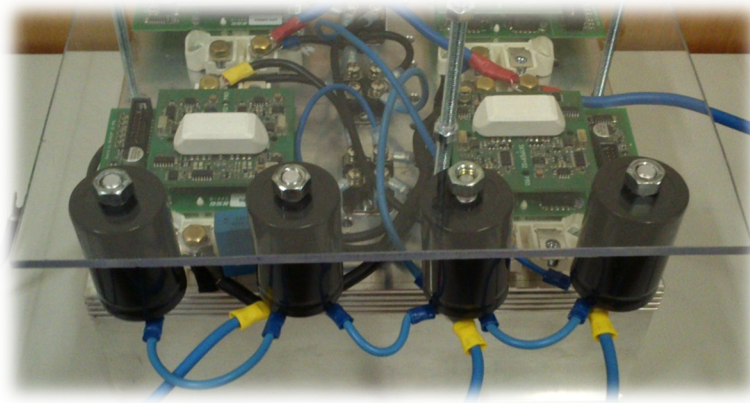


Figura D.8 – Pormenor dos condensadores do barramento DC.

D.2 Material já Existente

D.2.1 Isolamento e Acondicionamento do Sinal de Comando dos IGBTs

Uma vez que os IGBTs utilizados são ativados mediante um sinal de tensão de 15 V, torna-se necessário realizar o acondicionamento dos sinais gerados pelo dSpace (de 5 V para 15 V), sendo esse processo efetuado pela interface presente na Figura D.9. Para além de acondicionar os sinais, garante o isolamento elétrico entre os *drivers* dos IGBTs e a plataforma dSpace. Essa interface possui também uma placa de direcionamento de pulsos idêntica à da Figura D.10, estando a mesma limitada à distribuição de 18 pulsos de comando. Como o conversor NPC de 5 níveis possui 24 IGBTs, houve a necessidade do uso de outra placa de distribuição de sinais, sendo esta responsável pelos pulsos de comando dos IGBTs da fase C (Figura D.10).

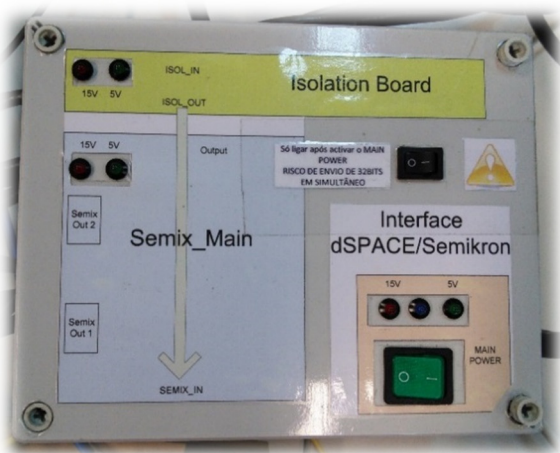


Figura D.9 – Interface de isolamento, acondicionamento e de distribuição de sinais provenientes da plataforma dSpace.

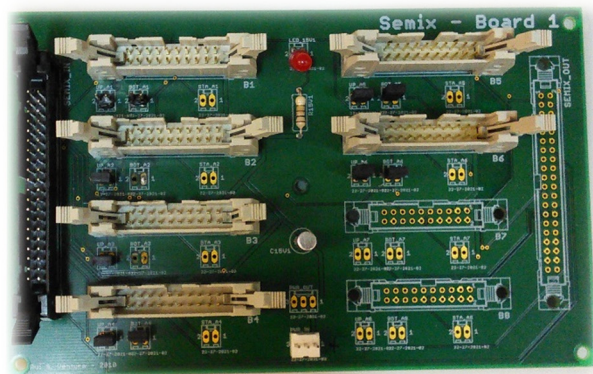


Figura D.10 – Placa de distribuição de pulsos para os IGBTs da fase C.

D.2.2 Material Complementar

O restante material utilizado na implementação do protótipo, é apresentado nas Figuras D.11-D.21.



Figura D.11 – Sensor trifásico de tensão, usado para monitorizar as tensões de entrada.



Figura D.12 – Sensor trifásico de tensão e corrente, usado para monitorizar as tensões do conversor e correntes de linha.



Figura D.13 – Conjunto de sensores monofásicos, utilizados para monitorizar a tensão nos condensadores.

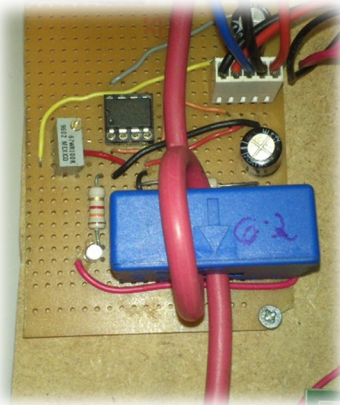


Figura D.14 – Sensor de corrente, usado para monitorizar a corrente na carga.



Figura D.15 – Associação em série de indutâncias, possuem o valor aproximado de 8,47 mH (valor obtido com medidor LCR).



Figura D.16 – Autotransformador usado para regular a tensão de alimentação do retificador.



Figura D.17 – Carga resistiva de 100 Ω .



Figura D.18 – Fonte DC usada para alimentar a placa de distribuição de sinais da fase C e o sensor de corrente da carga.

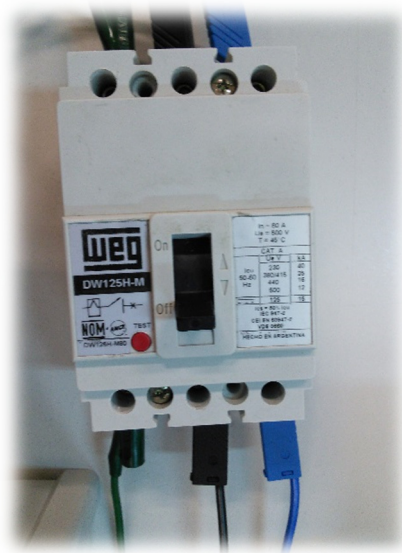


Figura D.19 – Disjuntor Magnético, colocado entre o autotransformador e as indutâncias de filtragem.



Figura D.20 – Módulo de processamento de dados DS1103 PPC Controller Board.

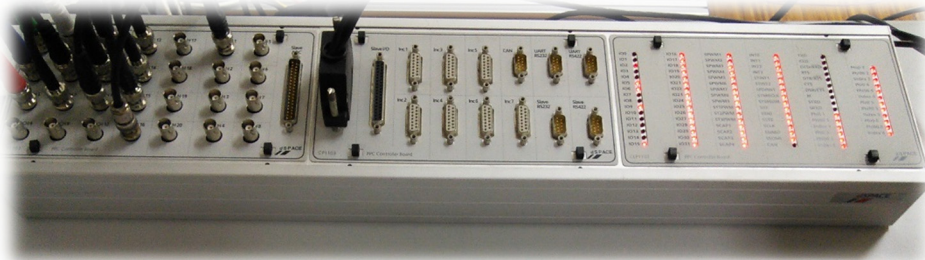


Figura D.21 – Plataforma de controlo e aquisição de dados dSpace.

D.3 Monitorização do Sistema

O algoritmo de controlo usado na plataforma dSpace é idêntico ao implementado nas simulações em Matlab/Simulink®, sendo apenas necessário efetuar a adaptação dos sinais lidos e programar corretamente as saídas. A interface de controlo e monitorização do sistema em tempo real, foi executada com recurso ao software Control Desk. O programa realizado permite a visualização de sinais e variáveis, o ajuste de parâmetros e a introdução de falhas nos IGBTs em tempo real (Figura D.22). Os parâmetros utilizados no controlo são apresentados na Tabela D.4.

Tabela D.4 – Parâmetros do controlador da tensão DC e controlo preditivo.

Controlador	Parâmetro	Valor
Controlador da tensão DC	Ganho proporcional (K_p)	0,01
	Ganho integral (K_i)	4
Controlo Preditivo	λ_{DC}	0,25

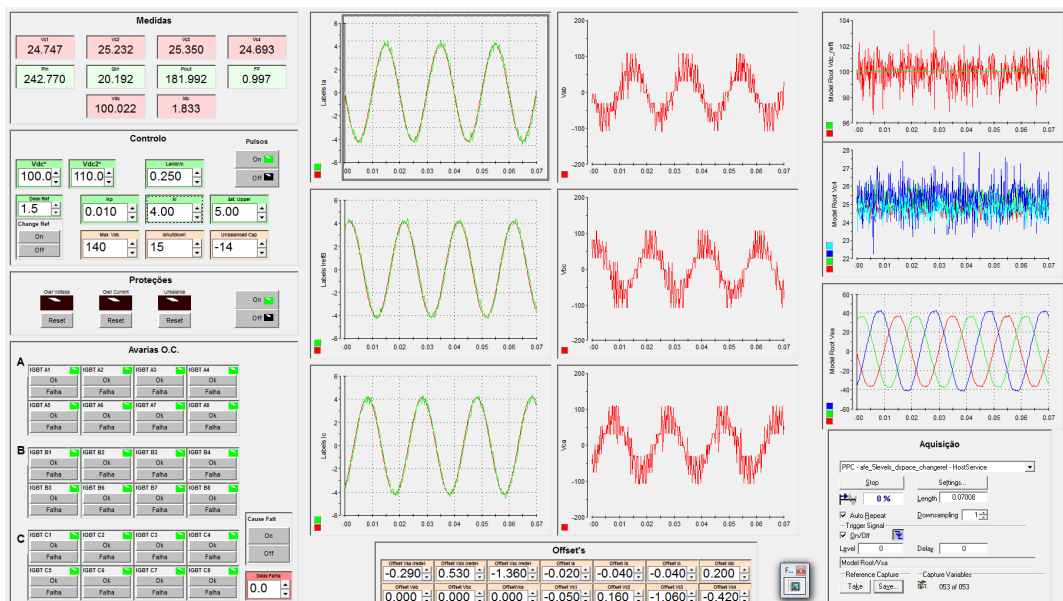


Figura D.22 – Layout do sistema de controlo e monitorização desenvolvido.

Nas Figuras D.23 e D.24 são apresentadas duas perspectivas gerais do sistema implementado.

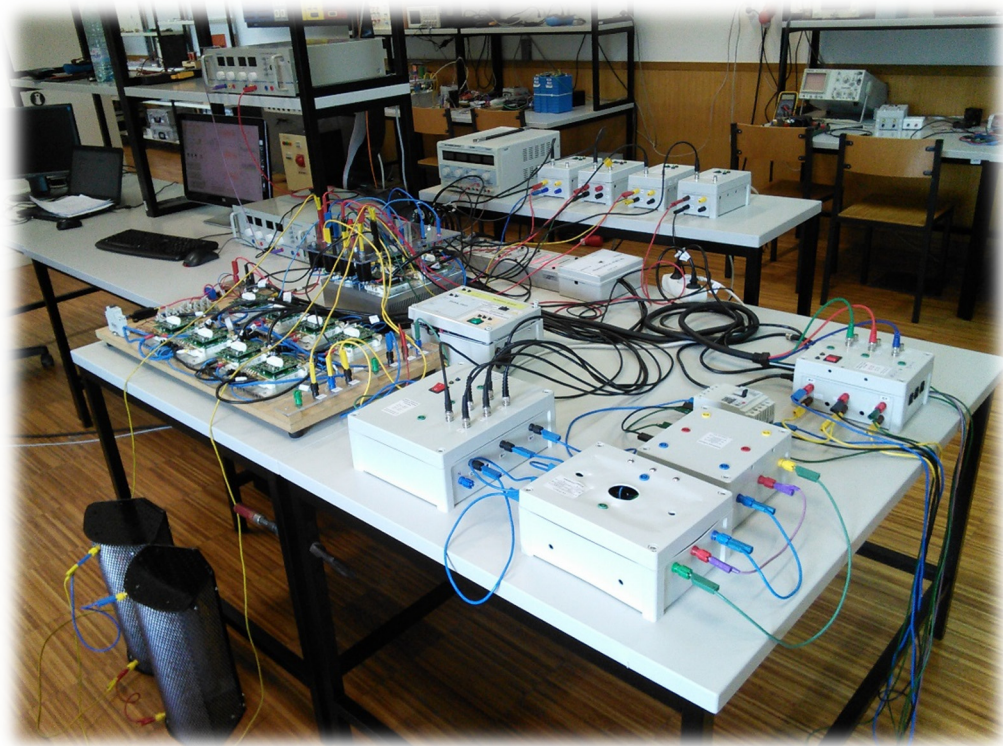


Figura D.23 – Perspectiva geral do sistema implementado (a).



Figura D.24 – Perspectiva geral do sistema implementado (b).

Apêndice E

Código da Função do Controlo Preditivo e Algoritmo de diagnóstico

E.1 Controlo Preditivo

```
function [Sa, Sb, Sc]= controlo(ialfa_ref, ibeta_ref, ialfa, ibeta,...
    valfa, vbeta,iabc ,vc, R, L, C, Ts, Vdc, idc, lambVc)

% Vetores de tensão com redundância
v1 = 1/2*Vdc;
v2 = 1/2*Vdc;
v3 = 5/12*Vdc+1j*sqrt(3)/12*Vdc;
v4 = 5/12*Vdc+1j*sqrt(3)/12*Vdc;
v5 = 1/3*Vdc+1j*sqrt(3)/6*Vdc;
v6 = 1/3*Vdc+1j*sqrt(3)/6*Vdc;
v7 = 1/4*Vdc+1j*sqrt(3)/4*Vdc;
v8 = 1/4*Vdc+1j*sqrt(3)/4*Vdc;
v9 = 1/12*Vdc+1j*sqrt(3)/4*Vdc;
v10 = 1/12*Vdc+1j*sqrt(3)/4*Vdc;
.
.
.
v115 = -1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v116 = 1/6*Vdc-1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v117 = 1/3*Vdc-1j*sqrt(3)/3*Vdc;
v118 = 5/12*Vdc-1j*sqrt(3)/4*Vdc;
v119 = 1/2*Vdc-1j*sqrt(3)/6*Vdc;
v120 = 7/12*Vdc-1j*sqrt(3)/12*Vdc;
v121 = 0;
v122 = 0;
v123 = 0;
v124 = 0;
v125 = 0;

v = [v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7 v8 v9 v10 v11 v12 v13 v14 v15 v16 v17 v18 v19...
    v20 v21 v22 v23 v24 v25 v26 v27 v28 v29 v30 v31 v32 v33 v34 v35 v36...
    v37 v38 v39 v40 v41 v42 v43 v44 v45 v46 v47 v48 v49 v50 v51 v52 v53...
    v54 v55 v56 v57 v58 v59 v60 v61 v62 v63 v64 v65 v66 v67 v68 v69 v70...
    v71 v72 v73 v74 v75 v76 v77 v78 v79 v80 v81 v82 v83 v84 v85 v86 v87...
    v88 v89 v90 v91 v92 v93 v94 v95 v96 v97 v98 v99 v100 v101 v102 v103...
    v104 v105 v106 v106 v107 v108 v109 v110 v111 v112 v113 v114 v115...
    v116 v117 v118 v119 v120 v121 v122 v123 v124 v125];

% Estados
P2=[1 1 1 1 0 0 0 0];
P1=[0 1 1 1 1 0 0 0];
O=[0 0 1 1 1 1 0 0];
N1=[0 0 0 1 1 1 1 0];
N2=[0 0 0 0 1 1 1 1];

statesa = [P2;P1;P2;P1;P2;P1;P2;P1;P1;O;O;N1;N1;N2;N1;N2;N1;N2;N1;N2;N1;...
    N2;N1;N2;N1;N2;O;N1;P1;O;P2;P1;P2;P1;P2;P1;P2;P1;O;P2;P1;O;P2;P1;O;...
    P1;O;N1;O;N1;N2;O;N1;N2;O;N1;N2;O;N1;N2;O;N1;N2;P1;O;N1;P2;P1;O;P2;...
    P1;O;P2;P1;O;N1;P2;P1;O;N1;P1;O;N1;N2;P1;O;N1;N2;P1;O;N1;N2;P2;P1;...
    O;N1;P2;P2;P2;P2;P2;P1;O;N1;N2;N2;N2;N2;N2;N2;N2;N2;N2;N1;O;P1;P2;...
```

(Vetores já apresentados na Tabela A.1, do Apêndice A)


```

    %Seleção do estado ótimo
    if (g<g_opt)
        g_opt=g;
        x_opt=i;
    end
end

%Estados de comutação de saída
Sa=statesa(x_opt,:);
Sb=statesb(x_opt,:);
Sc=statesc(x_opt,:);
End

```

E.2 Algoritmo de Diagnóstico

De seguida é apresentado o código referente à função do algoritmo de avarias, bloco da Figura B.6.

```

function [dxy,Dxy,cx,csx,Fault,IdA,IdB,IdC,Diag] = fcn(statesa,statesb,...
    statesc,vdc,vsxy,is,dis,Dab_old,Dbc_old,Dca_old,ca_old,cb_old,cc_old,...
    csa_old,csb_old,csc_old,R,L,Iref_Amp)

% Estados
P2=[1 1 1 1 0 0 0 0];
P1=[0 1 1 1 1 0 0 0];
O=[0 0 1 1 1 1 0 0];
N1=[0 0 0 1 1 1 1 0];
N2=[0 0 0 0 1 1 1 1];

%inicialização das variáveis vxm
vam = 0;
vbm = 0;
vcm = 0;

%inicialização das variáveis cx
ca = 0;
cb = 0;
cc = 0;

imin =0.02*Iref_Amp; %mínimo da corrente para o cálculo das cx

%inicialização das variáveis csx
csa=0;
csb=0;
csc=0;

if isequal(statesa(1,:),P2),vam=vdc/2;csa=5; end
if isequal(statesa(1,:),P1),vam=vdc/4;csa=4; end
if isequal(statesa(1,:),O),vam=0;csa=3; end
if isequal(statesa(1,:),N1),vam=-vdc/4;csa=2;end
if isequal(statesa(1,:),N2),vam=-vdc/2;csa=1;end

if isequal(statesb(1,:),P2),vbm=vdc/2;csb=5; end
if isequal(statesb(1,:),P1),vbm=vdc/4;csb=4; end
if isequal(statesb(1,:),O),vbm=0;csb=3; end
if isequal(statesb(1,:),N1),vbm=-vdc/4;csb=2;end

```

```

if isequal(statesb(1,:),N2),vbm=-vdc/2;csb=1;end

if isequal(statesc(1,:),P2),vcm=vdc/2;csc=5;end
if isequal(statesc(1,:),P1),vcm=vdc/4;csc=4;end
if isequal(statesc(1,:),O),vcm=0;csc=3;end
if isequal(statesc(1,:),N1),vcm=-vdc/4;csc=2;end
if isequal(statesc(1,:),N2),vcm=-vdc/2;csc=1;end

%valor esperado das tensões de linha
vab=vam-vbm;
vbc=vbm-vcm;
vca=vcm-vam;

%valor estimado das tensões de linha
iab = is(1)-is(2);
ibc = is(2)-is(3);
ica = is(3)-is(1);

diab = dis(1)-dis(2);
dibc = dis(2)-dis(3);
dica = dis(3)-dis(1);

e1=(vsxy(1)-R*iab-L*diab);
e2=(vsxy(2)-R*ibc-L*dibc);
e3=(vsxy(3)-R*ica-L*dica);

%cálculo erro das tensões de linha
delta_vab = vab-e1;
delta_vbc = vbc-e2;
delta_vca = vca-e3;

%variáveis de diagnóstico
dab = delta_vab/vdc;
dbc = delta_vbc/vdc;
dca = delta_vca/vdc;

dxy=[dab,dbc,dca];

%variáveis de estado da corrente
if is(1)>=imin
    ca = 1; %corrente positiva
elseif abs(is(1))<imin
    ca = 0; %corrente zero
elseif is(1)<=-imin
    ca = -1; %corrente negativa
end

if is(2)>=imin
    cb = 1;
elseif abs(is(2))<imin
    cb = 0;
elseif is(2)<=-imin
    cb = -1;
end

if is(3)>=imin
    cc = 1;
elseif abs(is(3))<imin
    cc = 0;
elseif is(3)<=-imin
    cc = -1;
end

```

```

end

cx = [ca,cb,cc];
csx = [csa,csb,csc];

% cálculo variáveis discretas de localização
k1 = 0;
kn = 0.8; %valor de k para condição corrente positiva ou negativa
kzc = 0.4; %valor de k para condição corrente zero

if (cx(1)~=0 && cx (2)~=0 && cx(3)~=0)
    k1 = kn;
elseif(cx(1)==0 || cx(2)==0 || cx(3)==0)
    k1 = kzc;
end

Dab = 0;
Dbc = 0;
Dca = 0;

if (abs(dab*(5-1))>=5-1)
    Dab = (sign(dab))*(5-1);
elseif ((abs(dab*(5-1))<(5-1) && (abs(dab*(5-1))>=1)
    Dab = round(dab*(5-1));
elseif ((abs(dab*(5-1))<1 && (abs(dab*(5-1))>=k1)
    Dab = sign(dab);
elseif (abs(dab*(5-1))<k1
    Dab = 0;
end

if (abs(dbc*(5-1))>=5-1)
    Dbc = (sign(dbc))*(5-1);
elseif ((abs(dbc*(5-1))<(5-1) && (abs(dbc*(5-1))>=1)
    Dbc = round(dbc*(5-1));
elseif ((abs(dbc*(5-1))<1 && (abs(dbc*(5-1))>=k1)
    Dbc = sign(dbc);
elseif (abs(dbc*(5-1))<k1
    Dbc = 0;
end

if (abs(dca*(5-1))>=5-1)
    Dca = (sign(dca))*(5-1);
elseif ((abs(dca*(5-1))<(5-1) && (abs(dca*(5-1))>=1)
    Dca = round(dca*(5-1));
elseif ((abs(dca*(5-1))<1 && (abs(dca*(5-1))>=k1)
    Dca = sign(dca);
elseif (abs(dca*(5-1))<k1
    Dca = 0;
end

Dxy = [Dab,Dbc,Dca];

%-----DETEÇÃO FALHA-----
Falha = 0;

if ((Dab_old == -Dca_old) && Dab_old ~=0 && Dca_old~=0 && Dbc_old==0 &&...
    Dab == -Dca && Dab ~=0 && Dca~=0 && Dbc==0 && csa==csa_old &&...
    cx(1)==ca_old && Dab_old==Dab && Dbc_old==Dbc && Dca_old==Dca)
    Falha = 1;%falha na fase A
end
if ((Dbc_old == -Dab_old) && Dbc_old ~=0 && Dab_old~=0 && Dca_old==0 &&...
    Dbc == -Dab && Dbc ~=0 && Dab~=0 && Dca==0 && csb==csb_old &&...

```

```

        cx(2)==cb_old && Dab_old==Dab && Dbc_old==Dbc && Dca_old==Dca)
Falha = 2;%falha na fase B
end
if ((Dca_old == -Dbc_old) && Dca_old ~=0 && Dbc_old~=0 && Dab_old==0 &&...
    Dca == -Dbc && Dca ~=0 && Dbc~=0 && Dab==0 && csc==csc_old &&...
    cx(3)==cc_old && Dab_old==Dab && Dbc_old==Dbc && Dca_old==Dca)
    Falha = 3;%falha na fase C
end

%-----IDENTIFICAÇÃO FALHA-----

Fa = 0;
Fb = 0;
Fc = 0;

if (Falha == 1)

    if ((Dab>0 && Dab<csa) && cx(1)~=1)
        Fa = csa-Dab;
    elseif ((Dab<0 && Dab>csa-5-1) && cx(1)~=-1)
        Fa = csa-Dab-5-1;
    else
        Fa = 0;
    end
end

if (Falha == 2)
    if ((Dbc>0 && Dbc<csb) && cx(2)~=1)
        Fb = csb-Dbc;
    elseif ((Dbc<0 && Dbc>csb-5-1) && cx(2)~=-1)
        Fb = csb-Dbc-5-1;
    else
        Fb = 0;
    end
end

if (Falha == 3)
    if ((Dca>0 && Dca<csc) && cx(3)~=1)
        Fc = csc-Dca;
    elseif ((Dca<0 && Dca>csc-5-1) && cx(3)~=-1)
        Fc = csc-Dca-5-1;
    else
        Fc = 0;
    end
end
Fault = [Fa,Fb,Fc];

%-----Identificação em ZC (corrente zero) ou NZC (corrente diferente de zero)

fzcA=0;
fnzcA=0;

fzcB=0;
fnzcB=0;

fzcC=0;
fnzcC=0;

if cx(1)~=0

```



```

        fnzcA=Fa;
else
        fzcA=Fa;
end

if cx(2)~=0
        fnzCB=Fb;
else
        fzcB=Fb;
end

if cx(3)~=0
        fnzCC=Fc;
else
        fzcC=Fc;
end

IdA = [fnzcA, fzcA];
IdB = [fnzCB, fzcB];
IdC = [fnzCC, fzcC];
Diag = [IdA, IdB, IdC];
end

```

O código referente ao tratamento da informação proveniente do algoritmo de diagnóstico é apresentado de seguida. Este código corresponde ao bloco da Figura B.5.

```

function [fa_i, fa_d, fb_i, fb_d, fc_i, fc_d] = fcn(fa, fb, fc, fa_old, fb_old, fc_old)

fa_i = 0; %identificação com corrente diferente de zero
fa_d = 0; %identificação com corrente zero
fb_i = 0;
fb_d = 0;
fc_i = 0;
fc_d = 0;

%-----FASE A-----

%identificação
if (abs(fa_old(1))==0 && abs(fa(1))~=0)
    fa_i = fa(1);
elseif abs(fa_old(1))~=0
    fa_i = fa_old(1);
end

%deteção (enquanto não houver um diagnóstico com corrente diferente de zero)
if (fa_i ==0)
if (abs(fa_old(2))==0 && abs(fa(2))~=0)
    fa_d = fa(2);
elseif ((abs(fa(2))<abs(fa_old(2))) && (abs(fa(2))~=0))
    fa_d = fa(2);
elseif abs(fa_old(2))~=0
    fa_d = fa_old(2);
end
end

%diagnóstico é feito no igbt mais interno com corrente zero
if abs(fa_d) == 1
    fa_i=fa_d;
    fa_d=0;
end

```

```
end
```

```
%-----FASE B-----
```

```
if (abs(fb_old(1))==0 && abs(fb(1))~=0)
    fb_i = fb(1);
elseif abs(fb_old(1))~=0
    fb_i = fb_old(1);
end
```

```
if (fb_i ==0)
if (abs(fb_old(2))==0 && abs(fb(2))~=0)
    fb_d = fb(2);
elseif ((abs(fb(2))<abs(fb_old(2))) && (abs(fb(2))~=0))
    fb_d = fb(2);
elseif abs(fb_old(2))~=0
    fb_d = fb_old(2);
end
end
```

```
if abs(fb_d) == 1
    fb_i=fb_d;
    fb_d=0;
end
```

```
%-----FASE C-----
```

```
if (abs(fc_old(1))==0 && abs(fc(1))~=0)
    fc_i = fc(1);
elseif abs(fc_old(1))~=0
    fc_i = fc_old(1);
end
```

```
if (fc_i ==0)
if (abs(fc_old(2))==0 && abs(fc(2))~=0)
    fc_d = fc(2);
elseif ((abs(fc(2))<abs(fc_old(2))) && (abs(fc(2))~=0))
    fc_d = fc(2);
elseif abs(fc_old(2))~=0
    fc_d = fc_old(2);
end
end
```

```
if abs(fc_d) == 1
    fc_i=fc_d;
    fc_d=0;
end
```