



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

Hugo Alexandre Mota Lisboa

**PARALELO DE INVERSORES TRIFÁSICOS
PARA UPS MODULARES**

**Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia
Electrotécnica e de Computadores, ramo de especialização em
Energia orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos
Santos Mendes e apresentada à Faculdade de Ciências e
Tecnologia / Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores.**

Julho de 2021



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Paralelo de Inversores Trifásicos para UPS Modulares

Hugo Alexandre Mota Lisboa

Dissertação apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores.

Orientador: Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Co-orientador: Doutor Luís Miguel Antunes Caseiro

Júri:

Prof. Doutor Henrique Leonel Gomes

Prof. Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Julho, 2021

Para a minha família, namorada e amigos.

A Tese de Mestrado decorreu no Laboratório de Sistemas de Energia do Instituto de Telecomunicações de Coimbra. Este trabalho foi suportado pelo Projeto SAICT-45-2017-POCI-01-0145-FEDER-029112 - PTDC/EEI-EEE/29112/2017, financiado pelo Programa Operacional Temático Competitividade e Internacionalização FEDER e pela Fundação para a Ciência e tecnologia (FCT).

FCT Fundação para a Ciência e a Tecnologia

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR



UNIÃO EUROPEIA
Fundo Europeu
de Desenvolvimento Regional

Agradecimentos

Gostaria em primeiro lugar de dedicar todo este trabalho à minha mãe Lídia Maria de Sousa Mota. O culminar deste percurso só foi possível graças aos ensinamentos e valores transmitidos durante a sua vida. Foi, é e será, para sempre, a minha referência.

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e co-orientador Doutor Luís Miguel Antunes Caseiro pela orientação, disponibilidade, incentivo e ajuda disponibilizada durante a realização deste trabalho.

Agradeço a todos os meus colegas do Laboratório de Sistemas Energéticos do Instituto de Telecomunicações, em especial ao Tiago Oliveira, pelas sugestões, troca de ideias e ajuda prestada ao longo deste trabalho.

Aos meus colegas de casa, Adriana Leal e Gonçalo Coelho, por todo o suporte, paciência e verdadeira amizade.

Aos meus afilhados, Marco Menino e Vânia Rodrigues, por toda amizade, apoio, e por nunca me deixarem fraquejar ao longo deste percurso.

Um agradecimento especial à minha namorada, Ana Magalhães, por todo o apoio, incentivo, confiança e compreensão que me permitiu ultrapassar todas as adversidades ao longo deste trabalho e na vida.

Por fim, queria expressar a minha mais profunda gratidão à minha família e amigos pela vossa amizade, compreensão e por todo o apoio demonstrado ao longo da minha vida pessoal e académica.

Resumo

O crescimento da população bem como a procura de melhor qualidade de vida por parte da mesma motivou o aparecimento de infraestruturas de elevada importância para a sociedade (hospitais, "data centers", unidades industriais, etc.), tendo como consequência o aumento global na utilização de energia elétrica.

O aumento de dependência energética aliado ao aumento da poluição associada à sua geração (combustíveis fósseis), tem suscitado a procura de novas tecnologias para geração, distribuição e utilização da mesma. A integração de diferentes recursos energéticos de forma distribuída e a utilização de sistemas UPS em larga escala demonstram um elevado potencial para ultrapassar as dificuldades citadas. Desse modo, a utilização de inversores em paralelo ligados a um único barramento DC pode ser vantajoso porque os mesmos podem ser alimentados por diferentes fontes de energia. No entanto, o paralelo de inversores potencia o aparecimento de correntes de circulação que pode degradar o desempenho dos mesmos e, no limite, levar à sua destruição.

O presente trabalho tem como principal objetivo o desenvolvimento de uma estratégia de controlo para o paralelo de inversores UPS que assegure uma tensão de saída de elevada qualidade, independentemente da carga. Devido ao seu elevado desempenho foi utilizado o controlo preditivo baseado em modelos de estados finitos (FCS-MPC) para o controlo dos dois inversores.

A estratégia de controlo desenvolvida foi implementada em ambiente de simulação de forma a comprovar a sua eficácia. Diferentes cargas e diferentes parâmetros de circuito foram considerados de forma a assemelhar-se a uma situação experimental. A possibilidade de seleccionar o regime de carga de cada inversor foi avaliada. A comparação entre diferentes estratégias de controlo foi também discutida.

Palavras-Chave: fontes de alimentação ininterruptas, inversores, controlo preditivo baseado em modelos, partilha de carga, modularidade, funcionamento em ilha.

Abstract

Population growth along with the search for a better quality of life motivated the appearance of infrastructures of high importance for society (hospitals, data centers, industrial units, etc.) which resulted in a global increase in the use of electricity.

The increase in both energy dependence and pollution associated with its generation (fossil fuels), has prompted the search for new technologies for energy generation, distribution and use. The integration of different energy resources in a distributed form and the use of uninterruptible power supply systems on a large scale demonstrate high potential to overcome the aforementioned difficulties. Thus, the use of inverters in parallel connected to a single DC bus can be useful given that they can be powered from different sources of energy. However, the parallel of inverters triggers the appearance of circulation currents that can degrade their performance and, possibly, lead to their destruction.

The main objective of the present work was the development of a control strategy for the parallel of UPS inverters that ensures a high-quality output voltage, independent of load. Due to its high performance, Finite Control Set Model Predictive Control (FCS MPC) was used to control both inverters.

The developed control strategy was implemented in a simulation environment to prove its effectiveness. Different loads and different circuit parameters were considered in trying to resemble an experimental situation. The possibility of selecting the load regime for each inverter was evaluated. The comparison between different control strategies was also discussed.

Keywords: uninterruptible power supplies, inverters, model predictive control, load sharing, modularity, island operation.

Símbolos e Abreviações

Acrónimos

SEE	<i>Sistemas de Energia Elétrica</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
DC	<i>Direct Current</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
CCC-MPC	<i>Continuous Control Set - Model Predictive Control</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

Nomenclatura

x	<i>Variável arbitrária x</i>
x^*	<i>Valor de referência da variável arbitrária x</i>
x^p	<i>Valor estimado da variável arbitrária x</i>
X	<i>Fases arbitrárias dos inversores de dois níveis onde $X = \{A, B, C\}$</i>
\bar{x}	<i>Vetor espacial da variável arbitrária x</i>
x_α, x_β	<i>Variáveis trifásicas arbitrárias no referencial estacionário $\alpha\beta$</i>

Símbolos

λ_1, λ_2	<i>Contribuição de potência que cada inversor fornece à carga</i>
C_j	<i>Capacidade do filtro do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)</i>
C_{eq}	<i>Capacidade equivalente</i>
g	<i>Função objetivo global</i>
g_{i_0}	<i>Função objetivo parcial relativa à corrente de circulação de sequência zero</i>
g_{i_L}	<i>Função objetivo parcial relativa à corrente de saída do inversor</i>
g_{sw}	<i>Função objetivo parcial relativa à frequência de comutação</i>
i_0	<i>Corrente de circulação de sequência zero (sentido convencional)</i>
i_0^p	<i>Corrente de circulação de sequência zero estimada (sentido convencional)</i>
i_{0_j}	<i>Corrente de circulação de sequência zero do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)</i>
$i_{0_j}^p$	<i>Corrente de circulação de sequência zero estimada pelo inversor j ($j \in \{1, 2\}$)</i>

$i_{A_j}, i_{B_j}, i_{C_j}$	Corrente à saída do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$i_{C_{X_j}}$	Corrente no condensador do filtro da fase X do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
\bar{i}_{C_j}	Vetor da corrente do condensador do filtro do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
\bar{i}_{L_j}	Vetor da corrente do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$\bar{i}_{L_j}^p$	Vetor da corrente estimada do inversor j em referencial estacionário $\alpha\beta$ ($j \in \{1, 2\}$)
$\bar{i}_{L_{total}}^*$	Vetor da corrente total de referência
$\bar{i}_{L_{X_j}}$	Corrente da fase X à saída do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$\bar{i}_{L_1}^*, \bar{i}_{L_2}^*$	Vetores da corrente de referência dos inversores
$\bar{i}_{L_1}, \bar{i}_{L_2}$	Vetores da corrente dos inversores
$\bar{i}_{L_\alpha}^*, \bar{i}_{L_\beta}^*$	Correntes de referência dos inversores em referencial estacionário $\alpha\beta$
$\bar{i}_{L_\alpha}^p, \bar{i}_{L_\beta}^p$	Correntes estimadas dos inversores em referencial estacionário $\alpha\beta$
\bar{i}_{load_j}	Vetor da corrente após filtro do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$\bar{i}_{load_{total}}$	Vetor da corrente total fornecida à carga
$\bar{i}_{load_{X_j}}$	Corrente após filtro da fase X do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$\bar{i}_{load_1}, \bar{i}_{load_2}$	Vetores da corrente após filtro dos inversores
\bar{i}_{X_j}	Corrente da fase X no inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
L_j, R_j	Indutância e resistência do filtro do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
S_X	Estado de comutação do semicondutor da fase X
T_s	Período de amostragem
$v_{AO_j}, v_{BO_j}, v_{CO_j}$	Tensão de polo do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
$v_{C_{X_j}}$	Tensão aos terminais do condensador da fase X no inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
\bar{v}_{L_j}	Vetor da tensão do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
\bar{v}_{load}^*	Vetor da tensão de referência na carga
\bar{v}_{load}	Vetor da tensão na carga
\bar{v}_{load}^p	Vetor da tensão estimada na carga
v_{load_X}	Tensão da fase X na carga
$v_{load_{AB}}, v_{load_{BC}}, v_{load_{CA}}$	Tensão de linha na carga
v_{NO_j}	Tensão de modo comum do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
v_{XO_j}	Tensão de polo da fase X do inversor j ($j \in \{1, 2\}$)
W_{i_0}	Fator de ponderação relativo à corrente de circulação de sequência zero
W_{i_L}	Fator de ponderação relativo à corrente
W_{sw}	Fator de ponderação relativo à frequência de comutação

Índice

Agradecimentos	5
Resumo	7
Abstract	9
Símbolos e Abreviações	11
Lista de Figuras	14
Lista de Tabelas	16
1 Introdução	1
1.1 Contexto e Motivação	1
1.2 Principais Contribuições	2
1.3 Objetivos	3
1.4 Estrutura	4
2 Estado de Arte	5
2.1 Estratégias de Controlo de Conversores	5
2.1.1 Controlo Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controlo Finitos (FCS-MPC)	8
2.1.2 Princípio Cooperativo do Controlo Preditivo baseado em Modelos	10
2.2 Tipo de Fontes de Alimentação Ininterrupta	11
2.2.1 UPS " <i>Offline</i> "	13
2.2.2 UPS " <i>Line Interactive</i> "	14
2.2.3 UPS Dupla Conversão	15
2.3 Topologias de Conversores	16
2.4 Estratégias de controlo para o paralelo de inversores	17
2.5 Estrutura do sistema considerado	21
3 Estratégia de Controlo	23
3.1 Modelo Matemático	23
3.1.1 Inversores	23
3.1.2 Corrente de Circulação	26
3.2 Controlador Proposto	28
3.2.1 Compensação de atraso do controlador	30
3.2.2 Cálculo das correntes de referência	31
3.2.3 Controlador do Inversor	33

4	Validação e Resultados da Simulação	37
4.1	Funcionamento independente	38
4.2	Funcionamento do paralelo de dois inversores	41
4.2.1	Mitigação da corrente de circulação	41
4.2.2	Partilha assimétrica de carga	46
4.2.3	Diferentes abordagens para a mitigação da corrente de circulação . .	52
5	Conclusão e Trabalho Futuro	57
5.1	Conclusão	57
5.2	Trabalho Futuro	58
	Bibliografia	59
A	Simulação	65
A.1	Contador de Estados dos Inversores	65

Lista de Figuras

2.1	Diferentes tipos de estratégias de controlo utilizadas nos conversores de eletrónica de potência (adaptado [11]).	6
2.2	Princípio de funcionamento FCS-MPC (adaptado [18]).	8
2.3	Diferença entre o controlo independente e cooperativo por dois conversores de dois níveis com a mesma variável de controlo (adaptado [18]).	10
2.4	Configuração típica de UPS rotativo e híbrido (adaptado [26]).	12
2.5	Eventos provenientes da rede e sua classificação (adaptado [18]).	13
2.6	Configuração típica de um sistema UPS " <i>Offline</i> " (adaptado [18]).	13
2.7	Configuração típica de um sistema UPS " <i>Line Interactive</i> " (adaptado [18]).	14
2.8	Configuração típica de um sistema UPS " <i>Line Interactive</i> " Conversão Delta (adaptado [18]).	15
2.9	Configuração típica de um sistema UPS de Dupla Conversão (adaptado [18]).	16
2.10	Principais tipos de esquemas de controlo de partilha de carga utilizados para UPSs ligados em paralelo (adaptado [5]).	18
2.11	Configuração do paralelo de inversores adotado nesta dissertação.	21
3.1	Diagrama de circuito do sistema proposto e respetivos sinais.	24
3.2	Estados de controlo possíveis num conversor trifásico de dois níveis.	25
3.3	Percursos da corrente de circulação de sequência zero da fase A entre os dois inversores.	27
3.4	Representação da estratégia de controlo do controlador 1.	29
3.5	Operação do Controlo Preditivo (meramente ilustrativo, adaptado [11]).	30
3.6	Fluxograma representativo do método para a minimização da função objetivo.	33
4.1	Modelo do sistema desenvolvido e implementado em " <i>Matlab/Simulink</i> [®] ".	37
4.2	Tipos de carga utilizadas na simulação..	38
4.3	Funcionamento individual de cada inversor - carga linear.	39
4.4	Funcionamento individual de cada inversor - carga não linear.	41
4.5	Desempenho do sistema - configuração 1.	43
4.6	Desempenho do sistema - configuração 2.	44
4.7	Desempenho do sistema - configuração 3.	45
4.8	Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 desligado - carga linear.	47
4.9	Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 desligado - carga não linear.	48
4.10	Sistema com distribuição de carga $\lambda_1 = 0.6$ e $\lambda_2 = 0.4$	49
4.11	Sistema com distribuição de carga $\lambda_1 = 0.8$ e $\lambda_2 = 0.2$	49
4.12	Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 ativo - carga linear.	50
4.13	Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 ativo - carga não linear.	51
4.14	Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada (i_0^p).	52
4.15	Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada ($i_{0_1}^p$ e $i_{0_2}^p$).	53

4.16	Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada ($i_{0_1}^p$ e $i_{0_2}^p$). . .	54
A.1	Contador implementado na simulação.	65

Lista de Tabelas

3.1	Estados de comutação possíveis na fase X do inversor j	24
4.1	Parâmetros elétricos do modelo.	39
4.2	Parâmetros de controlo do modelo.	39
4.3	Valores de desempenho calculados para diferentes pesos.	40
4.4	Parâmetros elétricos do modelo.	42
4.5	Parâmetros de controlo do modelo.	42
4.6	Valores de desempenho calculados para diferentes pesos.	46
4.7	Distribuição temporal dos valores de desequilíbrio de tensão homopolar entre os inversores para diferentes distribuições de carga. (algoritmo em A.1).	50
4.8	Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 1.	54
4.9	Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 2.	55
4.10	Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 3.	55

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

Ao longo das últimas décadas, os sistemas de energia elétrica (SEE) sofreram uma enorme evolução tornando-se cada vez mais avançados e de maiores dimensões, sendo, atualmente, uma das infraestruturas mais complexas construída pelo homem. O crescimento da população bem como a procura de melhor qualidade de vida por parte da mesma tem contribuído para essa tendência, com o aparecimento e contínuo desenvolvimento de infraestruturas e serviços, dependentes da energia elétrica, contribuindo para o aumento global da utilização da mesma. Devido à elevada importância que o setor industrial, os serviços de comunicação e informação possuem atualmente para a sociedade, qualquer tipo de anomalia no fornecimento de energia elétrica poderá levar a perda de serviços básicos e essenciais podendo ter consequências drásticas para os seus utilizadores, como a perda de vidas em infraestruturas hospitalares, assim como elevadas consequências económicas. No entanto, apesar da contínua evolução e dos elevados níveis de fiabilidade alcançados pelos SEE [1, 2, 3], particularmente em países desenvolvidos, ainda ocorrem interrupções no fornecimento de energia elétrica.

Com o contínuo desenvolvimento tecnológico e aumento da disseminação das tecnologias de informação e comunicação, o número de infraestruturas (cargas e sistemas críticos) irão continuar a aumentar, com cada vez maior importância no futuro da sociedade, nos diferentes sectores, tornando-se cada vez menos tolerável uma falha por parte dos mesmos. Como consequência, tem-se vindo a assistir um maior interesse na integração da energia renovável, de forma distribuída, na rede elétrica aliada a sistemas de armazenamento e fontes de alimentação ininterrupta (sistemas UPS) em larga escala, com o intuito de assegurar o fornecimento de energia elétrica de forma contínua, fiável e dentro de elevados padrões de qualidade às cargas [4, 5].

Uma possível estrutura para interligar esses recursos energéticos são as micro-redes [4]. Uma micro-rede compreende um conjunto de recursos de energia (sistemas eólicos, sistemas solares fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia), um sistema de distribuição de

energia e cargas controláveis podendo estar, ou não, ligado à rede elétrica. Neste contexto, os sistemas UPS distribuídos podem ser uma solução adequada para o armazenamento e fornecimento de energia elétrica nas micro-redes [5], oferecendo uma maior flexibilidade e fiabilidade no abastecimento da mesma. Os sistemas UPS têm sido alvo de investigação, desenvolvimento e amplamente adotados em todo o mundo, abrangendo aplicações domésticas de reduzida potencia até aplicações críticas de grandes dimensões como o caso de "*data centers*", processos industriais, infraestruturas hospitalares, entre outras cargas críticas [6]. Este tipo de sistemas, para além de fornecer energia elétrica às cargas perante uma interrupção de energia, têm a capacidade de a fornecer com elevados padrões de qualidade, evitando o aparecimento de eventos não desejáveis para as mesmas como a distorção harmónica, variação de frequência, entre outros. Nos sistemas UPS distribuídos, a ligação em paralelo de inversores UPS é o ponto chave para extrair a máxima potencialidade das micro-redes pois permite o aumento da potência nominal de forma modular e flexível, aumenta o nível de fiabilidade e eficiência no fornecimento de energia e, por fim, possibilita redundância no sistema tornando-se vantajoso para efeitos de manutenção preventiva e/ou de avaria num dos conversores sem comprometer o fornecimento de energia à carga. No entanto, esta configuração apresenta constrangimentos [4, 5]: potencial aparecimento de uma corrente de circulação entre os inversores constituintes do paralelo, que pode ter efeitos nefastos no sistema, e a necessidade da corrente total absorvida pela carga ser distribuída de forma apropriada entre os mesmos. Apesar da notável evolução dos sistemas UPS e dos seus constituintes é possível verificar, através da revisão bibliográfica, que a redundância obtida pela utilização de conversores de eletrónica de potência em paralelo (por exemplo: paralelo de inversores UPS) tem como preocupação distribuir, de forma equitativa, a carga pelos mesmos, quando comparado com um único conversor de elevada potência. Este facto tem como consequência a diminuição da eficiência destes sistemas traduzindo-se num aumento de perdas em todo o sistema [7]. Assim sendo, uma distribuição controlada e assimétrica de potência entre os diversos inversores deve ser possível de forma a ajustar o sistema de acordo com as necessidades da carga e, dessa forma, possibilitar o aumento da eficiência global de todo o sistema.

Deste modo, o principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de controlo para o paralelo de dois inversores UPS ligados ao mesmo barramento contínuo (DC) a funcionar de forma isolada (funcionamento em ilha). O sistema de controlo deve garantir um sinal de tensão de elevada qualidade e, em simultâneo, atenuar a corrente de circulação entre os inversores e permitir a possibilidade de distribuir de forma controlada e potencialmente assimétrica a potência entre os módulos.

1.2 Principais Contribuições

De acordo com a revisão bibliográfica efetuada existem diversos estudos onde o paralelo de inversores trifásicos e a atenuação da corrente de circulação são abordados. No entanto,

a maioria dos estudos apresentam limitações na eliminação da mesma. Alguns estudos propõem a utilização de barramentos DC independentes ou a utilização de transformadores. Outros, baseados em controladores "*Pulse Width Modulator*" (PWM), exigem algoritmos de implementação complexa cujo desempenho é insatisfatório. Apesar da dinâmica das correntes de circulação estarem bem definidas, a maioria desses estudos tem como objetivo a distribuição de carga de forma simétrica entre os sistemas paralelos. Se, por um lado, essa abordagem evita o potencial aparecimento das mesmas, por outro, acaba por se revelar muito pouco eficiente visto que os conversores de eletrônica de potência irão funcionar com um nível de carga reduzido [7]. Além disso, existem poucos estudos sobre este tópico baseado na estratégia de Controle Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controle Finitos, "*Finite Control Set Model Predictive Control*" (FCS-MPC) [8].

O principal objetivo da utilização de sistemas UPS é fornecer uma onda de tensão de elevada qualidade à carga. Desse modo, a tensão de saída é habitualmente utilizada como uma variável de controle para a estratégia de controle [8, 9]. No entanto, em sistemas ligados em paralelo, esta abordagem não permite o controle direto de partilha de carga entre os inversores.

Nesta dissertação um paralelo de inversores trifásicos e sua estratégia de controle são propostos. Utilizando a estratégia de controle desenvolvida é possível assegurar uma partilha desigual de potência para a carga controlando diretamente a corrente de saída de cada inversor e, dessa forma, possibilitar o aumento de eficiência global do sistema. Em simultâneo, a corrente de circulação entre os dois inversores é mitigada. Assim, é possível fornecer à carga uma onda de tensão de elevada qualidade num sistema com maior eficiência.

1.3 Objetivos

O objetivo de estudo desta dissertação é o paralelo de dois inversores de UPSs trifásicos de dois níveis (2L-VSI). Os objetivos definidos para este trabalho são:

- Desenvolver uma estratégia de controle para o paralelo de inversores UPS que assegure uma tensão de saída de elevada qualidade;
- Possibilidade de partilhar a corrente de carga de forma assimétrica por ambos os conversores e, em simultâneo, atenuar a corrente de circulação;
- Diminuir a frequência de comutação dos conversores mantendo, em simultâneo, uma forma de onda com baixo conteúdo harmónico;
- Testar e avaliar o desempenho de diferentes abordagens na estratégia de controle desenvolvida: utilização de um sistema de controle único, independente e cooperativo na eliminação das correntes de circulação entre os conversores;

- Realizar testes em ferramenta de simulação para verificar a eficácia do sistema de controlo desenvolvido e o impacto das diferentes abordagens no seu desempenho.

1.4 Estrutura

Esta dissertação é constituída por cinco capítulos sendo, de seguida, descrito o conteúdo de cada um.

No capítulo 1 é apresentado o contexto e motivação para estudar esta temática assim como as principais contribuições e objetivos desta dissertação.

No capítulo 2 é efetuada uma revisão bibliográfica acerca dos principais assuntos abordados. Primeiramente é feita uma breve análise às diferentes estratégias de controlo existentes para os conversores de eletrónica de potência, destacando-se a estratégia FCS-MPC. Os diferentes tipos de sistemas UPS e topologias de conversores também são abordados.

No capítulo 3 é apresentado o modelo matemático do sistema a controlar, a dinâmica das correntes de circulação e a estratégia de controlo implementada.

No capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados de simulação. Em primeiro lugar é analisada a potencialidade da estratégia de controlo proposta para o funcionamento individual de cada inversor. De seguida é analisada a ação da mesma no controlo dos inversores em paralelo e o impacto de diferentes abordagens no desempenho do sistema.

Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho desenvolvido e aborda possíveis temas a serem aprofundados no futuro.

Capítulo 2

Estado de Arte

Este capítulo fornece uma visão geral das diferentes estratégias de controlo (secção 2.1), dando especial ênfase ao FCS-MPC (subsecção 2.1.1). A secção 2.2 analisa os diferentes tipos de fonte de alimentação ininterrupta. Por fim, são abordadas as principais topologias nos conversores de eletrónica de potência (secção 2.3) e as diferentes abordagens para o controlo de conversores em paralelo (secção 2.4).

2.1 Estratégias de Controlo de Conversores

Nas últimas décadas assistiu-se a uma enorme evolução relativa ao controlo de conversores de eletrónica de potência. A contínua pesquisa e desenvolvimento contribuiu para a evolução dos controladores digitais possibilitando a criação e desenvolvimento de novas e mais complexas estratégias de controlo (com elevados requisitos de poder computacional), revolucionando o modo de controlar os conversores de eletrónica de potência [10]. Ao longo dos anos, diferentes teorias de controlo foram desenvolvidas para o controlo de conversores de eletrónica de potência diferindo, entre elas, em complexidade e desempenho. Os principais tipos de estratégia de controlo podem ser visualizados na figura 2.1.

O Controlo por Histerese é uma estratégia de controlo não linear em que o estado de comutação de cada semiconductor que constitui o conversor é determinado pela comparação da variável medida com a sua referência, considerando um erro de banda de histerese [11]. Este tipo de estratégia de controlo não requer elevado poder computacional sendo comumente utilizado, devido à sua simplicidade, em aplicações de controlo de corrente [12], como em aplicações mais complexas como é o caso do controlo direto de potência [13] e controlo direto de binário [14]. A presença de banda de histerese (característica intrínseca à técnica de controlo) aliada à não linearidade do sistema tem como consequência uma frequência de comutação variável por parte do conversor gerando um sinal com um largo conteúdo harmónico o que pode originar, em algumas aplicações, problemas de ressonância sendo necessário filtros de maiores dimensões [11, 15]. As estratégias de controlo linear em conjunto com um modulador são frequentemente utilizadas no controlo de conversores de eletrónica de potência

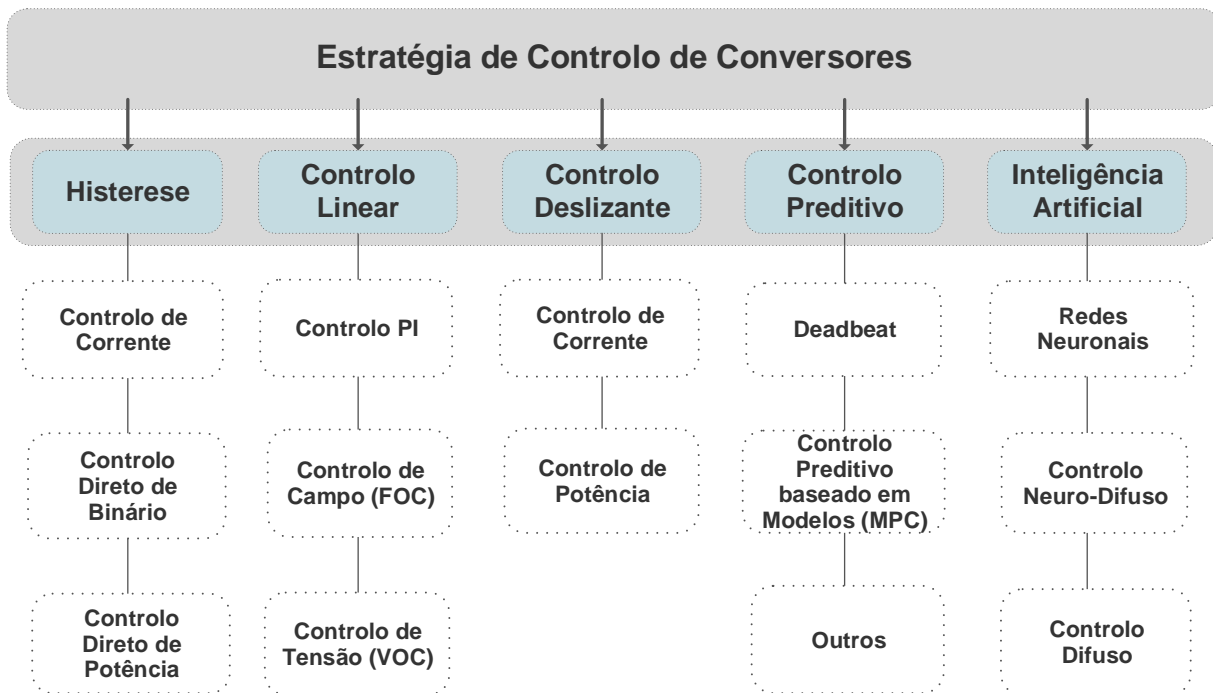


Figura 2.1: Diferentes tipos de estratégias de controlo utilizadas nos conversores de eletrónica de potência (adaptado [11]).

sendo as estratégias baseadas em Controladores Proporcionais-Integrais (PI) as mais comuns. Baseado em controlo linear, o Controlo Orientado por Campo [16] e o Controlo Orientado por Tensão [17] são técnicas amplamente implementadas no controlo de acionamentos eléctricos e no controlo de conversores ligados à rede eléctrica (respectivamente). No entanto, ao aplicar um controlo linear a um sistema não linear, discreto no tempo e com a presença de um modulador introduz uma enorme complexidade na implementação da referida estratégia de controlo podendo limitar, de forma indesejável, o desempenho da mesma [11, 18]. Com o desenvolvimento de microprocessadores com maior capacidade de processamento permitiu o surgimento de novas estratégias de controlo. Algumas das mais importantes, embora ainda alvo de investigação, são o Controlo Deslizante, o Controlo baseado em Inteligência Artificial e o Controlo Preditivo [11, 18]. O Controlo Deslizante é uma estratégia de controlo não linear de elevada robustez embora apresente problemas de oscilação em alta frequência dificultando a sua aplicação prática [19]. As estratégias de Controlo baseadas em Inteligência Artificial não necessitam um modelo do sistema totalmente definido baseando-se em aproximações heurísticas. As mesmas podem apresentar uma menor sensibilidade a perturbações comparativamente à maioria dos controladores não lineares, lidando bem com as não linearidades do mesmo [15, 18]. No entanto, necessitam de um período inicial de treino de forma a aprender sobre o processo (sistema a controlar), exigindo um elevado esforço computacional [20]. Por último, o Controlo Preditivo tem sido uma estratégia de controlo que tem vindo a suscitar cada vez mais interesse no meio académico devido às suas diversas vantagens: controlo baseado em conceitos bastante intuitivos, facilidade em suportar restrições e não linearidades

do sistema, versatilidade e fácil implementação [11]. Consequentemente, surgiram diferentes tipos de abordagens dentro da estratégia de Controlo Preditivo tornando-se uma alternativa muito atrativa para o controlo de conversores de electrónica de potência e acionamentos eléctricos. Apesar das diferentes abordagens, todas elas baseiam-se no mesmo princípio de funcionamento: a utilização de um modelo matemático do sistema de forma a prever o possível comportamento futuro das variáveis de controlo com o objetivo de escolher o estado que melhor se adequa ao(s) objetivo(s) selecionado(s) para o sistema de controlo [18]. Por outro lado, o Controlo Preditivo apresenta algumas limitações: o seu desempenho depende diretamente da qualidade da modelização do processo, necessita de um elevado poder computacional quando comparado com, por exemplo, estratégias de controlo lineares, frequência de comutação variável e a seleção empírica dos pesos dos objetivos parciais da função objetivo [21, 22]. As diferentes abordagens do Controlo Preditivo, segundo [21], são: Controlo baseado em Trajetória e Histerese, Controlo "*Deadbeat*" e Controlo Preditivo baseado em Modelos (MPC). No Controlo baseado em Trajetória, o estado do conversor é escolhido de forma a que as variáveis de controlo sigam uma trajetória de referência, enquanto que no Controlo baseado em Histerese, o estado do conversor é escolhido de forma a que as variáveis de controlo sejam mantidas no interior da banda de histerese definida. Adicionalmente, nenhuma das abordagens necessita de modulador contudo, possuem frequência de comutação variável [21]. O Controlo "*Deadbeat*" utiliza o modelo do sistema para calcular a tensão do conversor, em cada período de amostragem, de forma a alcançar o valor de referência. Depois, através de um modulador, a tensão é aplicada ao conversor [11]. O facto de não requerer sintonização de parâmetros nem optimização de procedimentos, permite uma rápida resposta dinâmica, quando comparado com controladores clássicos. No entanto, variações de parâmetros do sistema, perturbações e ruídos inerentes à medição deterioram o desempenho do controlo, podendo colocar em causa a estabilidade do sistema [22]. Com o evoluir da rapidez e capacidade de processamento dos microprocessadores, o controlo MPC tornou-se uma opção viável para o controlo de conversores de electrónica de potência [11]. O MPC pode ser classificado em duas categorias: Controlo Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controlo Contínuos (CCS-MPC) e Controlo Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controlo Finitos (FCS-MPC). Ao utilizar o CCS-MPC é considerada a ação contínua do controlador e é necessária a utilização de um modulador (possuindo frequência de comutação fixa). Por outro lado, o FCS-MPC considera os estados de comutação possíveis dos semicondutores do conversor (tirando partido da natureza não linear dos mesmos), diminuindo o grau de complexidade do sistema de controlo, pois não é necessária a utilização de um modulador. Desta forma, esta estratégia de controlo torna-se mais versátil pois permite, de uma forma muito simples, lidar com as restrições e não linearidades inerentes ao sistema a controlar.

O desenvolvimento e/ou aplicação futura de uma estratégia de controlo de elevado desempenho depende de dois factores críticos: facilidade da sua implementação digital e melhoria de desempenho comparativamente às estratégias de controlo existentes. Tendo em conta

estes factores, para além das vantagens referidas anteriormente, o FCS-MPC será utilizado nesta dissertação para o controlo de ambos os inversores.

2.1.1 Controlo Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controlo Finitos (FCS-MPC)

A estratégia FCS-MPC baseia-se num princípio simples e intuitivo: através do modelo do sistema e das medições disponíveis em cada instante, podem ser estimados todos os estados possíveis do conversor, de forma a escolher o estado que melhor aproxima as variáveis de controlo do seu valor de referência. O estado do conversor que mais se aproxima do valor de referência é aplicado ao conversor. A imagem 2.2 ilustra o princípio de funcionamento do FCS-MPC considerando o horizonte de previsão de um período de amostragem.

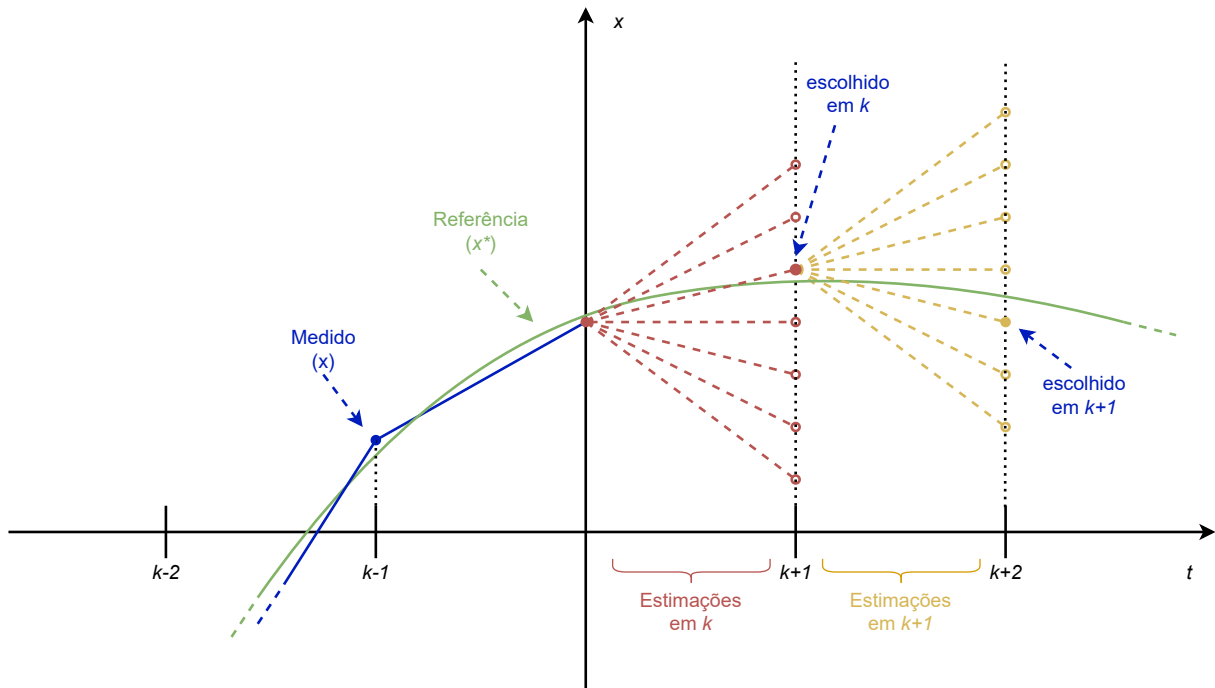


Figura 2.2: Princípio de funcionamento FCS-MPC (adaptado [18]).

Como se pode visualizar, no instante k o valor de x é estimado para todos os estados de comutação possíveis do conversor para o instante $k+1$. O estado de comutação que minimiza o resultado da função objetivo 2.1 (minimiza a diferença entre o valor de referência e o valor estimado) é seleccionado e aplicado ao conversor. Este princípio de funcionamento repete-se para todos períodos de amostragem.

$$g = |x^*[k+1] - x^p[k+1]| \quad (2.1)$$

Como referido anteriormente, uma das principais vantagens do controlo preditivo é a sua simplicidade e flexibilidade. Diferentes aplicações apresentam diferentes requisitos de

controle. Esses requisitos podem ser incluídos numa função objetivo global a ser minimizada. Portanto, há a possibilidade de controlar diferentes tipos de variáveis e incluir restrições na função objetivo [11]. Cada objetivo é tipicamente representado por uma função objetivo parcial com uma forma semelhante à apresentada na equação 2.2. De forma a lidar com as diferentes grandezas das variáveis de controle e com a sua importância relativa, cada termo da função objetivo global é multiplicado por um fator (peso) permitindo o ajuste da importância de cada objetivo parcial na função objetivo global,

$$g = W_1g_1 + W_2g_2 + \dots + W_n g_n, \quad (2.2)$$

onde W_1, W_2, \dots, W_n são os pesos pré-definidos para cada função objetivo parcial g_1, g_2, \dots, g_n .

Deste modo, restrições do sistema podem ser facilmente introduzidas na função objetivo. Por exemplo, é possível reduzir o número de comutações do conversor, mitigar a corrente homopolar ou impor elevadas penalizações quando o valor da corrente de saída do inversor exceder o seu valor nominal podendo, deste modo, evitar possíveis danos no conversor e/ou sistema. Posteriormente, ao longo desta dissertação, implementar-se-á o conjunto das referidas restrições que irão comprovar a simplicidade, versatilidade e potencialidade desta estratégia de controle. Outra vantagem é o facto das não linearidades do sistema poderem ser consideradas, dotando o controlador de elevado desempenho e uma rápida resposta dinâmica em todos os regimes de funcionamento, comparativamente a outras estratégias de controle, que só oferecem um elevado desempenho para o regime de operação para qual os controladores foram sintonizados (controle PI) [11, 18]. Adicionalmente, esta estratégia de controle é muito interessante para o controle de sistemas com diversos conversores, possibilitando a cooperação entre os mesmos e dotando o sistema de uma maior estabilidade e desempenho [18]. Em função das vantagens referidas anteriormente, o FCS-MPC suscitou elevado interesse na comunidade científica tendo sido alvo de inúmeros estudos. Através dos mesmos é possível demonstrar o seu elevado potencial comparativamente a outras estratégias de controle [9, 23, 24]. No entanto, apesar do controle FCS-MPC possuir um elevado desempenho apresenta algumas limitações. Em primeiro lugar, devido ao elevado número de operações matemáticas, esta estratégia de controle exige controladores digitais de elevado poder computacional, principalmente quando o sistema a controlar é constituído por diversos conversores. Outra limitação desta estratégia de controle é a exigência de uma modelização precisa do sistema a controlar (caso contrário o desempenho do controlador é diminuído), o que pode ser muito complexo em alguns sistemas. Adicionalmente, não existem métodos analíticos e numéricos para a escolha dos pesos das funções objetivo parciais sendo que, presentemente, são tipicamente determinados através de métodos empíricos. Perante sistemas multiobjetivo, a determinação destes fatores pode tornar-se uma tarefa muito complexa podendo comprometer o desempenho do controlador se a seleção não for adequada [11]. Por último, a frequência de comutação varia de acordo com o regime de funcionamento

do sistema o que, para determinados sistemas, pode ser crítico.

2.1.2 Princípio Cooperativo do Controlo Preditivo baseado em Modelos

Como visto anteriormente, o Controlo Preditivo apresenta grande potencial para aplicações com múltiplos conversores. Habitualmente, em sistemas com mais de um conversor, cada um é controlado de forma independente (sem comunicação), não tendo em consideração o impacto dos restantes conversores. Quando uma variável é controlada por mais que um conversor pode levar a uma resposta lenta do sistema ou a uma ação combinada desadequada, podendo diminuir a estabilidade do mesmo [18]. A figura 2.3a ilustra a situação descrita. Através da mesma, é possível observar que apesar de cada conversor selecionar o estado que melhor minimiza o erro (círculo a azul), a ação combinada de ambos os conversores produz um resultado excessivo (representado a azul, Resposta Real). No período de amostragem seguinte, ambos os conversores irão tentar diminuir o erro existente. No entanto, a ação combinada dos conversores produz, novamente, um resultado que não se aproxima da referência (linha a verde), ocorrendo uma sobrecompensação. Este comportamento é análogo para os restantes períodos de amostragem, permanecendo um erro oscilante ao longo do funcionamento do sistema.

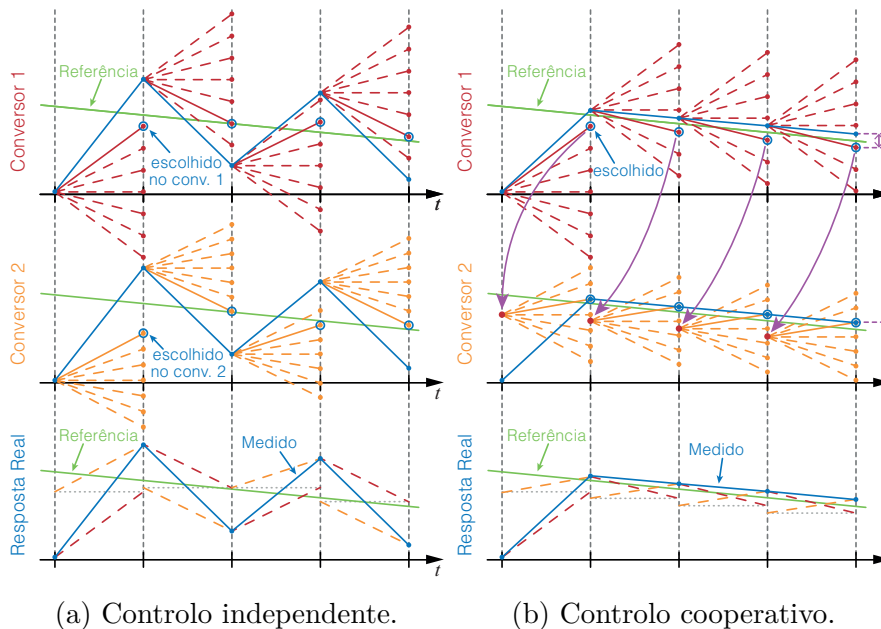


Figura 2.3: Diferença entre o controlo independente e cooperativo por dois conversores de dois níveis com a mesma variável de controlo (adaptado [18]).

Uma forma de mitigar estas limitações é a utilização de um controlador centralizado. Desse modo, é possível considerar todas as ações combinadas possíveis de ambos os conversores. Ou seja, cada ação tem em consideração o impacto dos dois conversores permitindo alcançar a melhor resposta possível. No entanto, esta abordagem incrementa o número de

cálculos a efetuar por cada período de amostragem, uma vez que em vez de calcular o modelo de cada conversor x vezes, o modelo precisa ser calculado um total de $x \times x$ vezes (onde x é o número de possibilidades de comutação de cada conversor). Considerando por exemplo, dois inversores trifásicos de dois níveis, cada inversor possui 8 possibilidades de comutação (2^3 , onde 2 é o número de possibilidades de comutação em cada fase e 3 é o número de fases). Assim, um controlador centralizado necessita de efetuar 64 estimações (8×8) ao passo que, utilizando o controlo independente, só é necessário efetuar 16 estimações ($8+8$), em cada período de amostragem. Fica claro que perante sistemas mais complexos (utilização de um maior número conversores e/ou utilização de topologias multinível), o controlo centralizado torna-se inexecutável em aplicações em tempo real.

Com o objetivo de minimizar as limitações do controlo independente sem aumentar o esforço computacional, uma nova abordagem é proposta em [18, 25], denominada por Controlo Cooperativo. Através desta estratégia, representada na figura 2.3b, os cálculos de cada controlador não são efetuados em simultâneo: o controlador do inversor 2 leva em consideração, para além das medições, a ação tomada pelo controlador do inversor 1 (o primeiro a ser calculado). Deste modo, o segundo conversor complementa a ação do controlador 1, contribuindo somente o suficiente de forma a minimizar ainda mais o erro. Esta cooperação entre os conversores permite obter uma resposta mais estável e diminuir o erro de forma mais eficaz (representado a azul - Resposta Real, figura 2.3b), evitando a ação cumulativa e desadequada verificada anteriormente no controlo independente. Como o controlo de cada conversor é processado individualmente, a quantidade de cálculos necessários não aumenta em relação à abordagem independente ($8+8=16$ estimações).

No capítulo 4, de forma a avaliar a potencialidade desta estratégia será efetuada uma comparação entre o controlo centralizado, independente e cooperativo na mitigação da corrente de circulação.

2.2 Tipo de Fontes de Alimentação Ininterrupta

As fontes de alimentação ininterrupta (UPS) podem ser classificadas em três tipos: rotativas, híbridas e estáticas [26]. Os sistemas UPS rotativos são constituídos por máquinas elétricas (motores e geradores) acoplados mecanicamente e os sistemas UPS híbridos combinam o acoplamento mecânico de máquinas elétricas com conversores de eletrônica de potência. Ambas as configurações estão representadas na figura 2.4. Os sistemas UPS rotativos e híbridos foram uma solução amplamente utilizada durante as últimas décadas devido às limitações associadas à tecnologia existente dos semicondutores. Ambos os sistemas podem atingir elevados níveis de potência e bons níveis de fiabilidade. No entanto, os mesmos são preteridos atualmente devido aos seus elevados custos de manutenção (devido à presença de componentes mecânicos), baixa eficiência e reduzida flexibilidade (sistemas volumosos e pesados) [26].

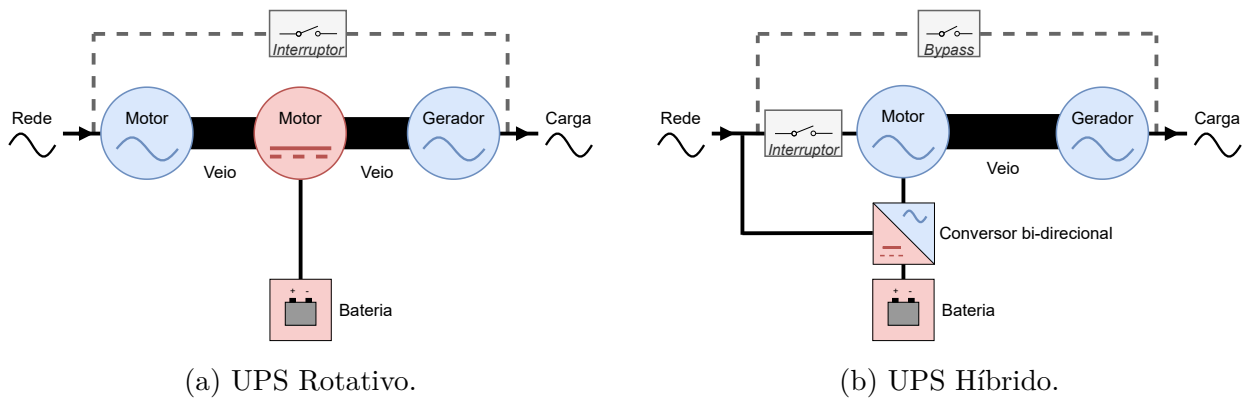


Figura 2.4: Configuração típica de UPS rotativo e híbrido (adaptado [26]).

Recentemente, a evolução dos semicondutores e, conseqüentemente dos conversores de potência, permitiu o desenvolvimento e evolução dos sistemas UPS estáticos. Devido à sua enorme versatilidade, os mesmos podem ser utilizados em aplicações domésticas de baixa potência até sistemas críticos de elevadas potências. Quando comparados com os sistemas híbridos e rotativos, os sistemas de UPS estáticos oferecem maiores níveis de eficiência e fiabilidade, melhor resposta em regime transitório, reduzida manutenção e menores níveis de ruído [27]. Conseqüentemente, apenas os sistemas UPS estáticos são estudados neste trabalho.

Os três principais tipos de configuração dos sistemas de UPS estáticos, segundo a norma IEC 62040-3 [28], são: "*Offline*", "*Line Interactive*" e Dupla Conversão [26]. As referidas configurações diferenciam-se pelo tipo de anomalias que conseguem corrigir provenientes da fonte de alimentação e pelo nível de independência de tensão e frequência que possuem, como visualizado na figura 2.5.

Problemas da rede	Forma de onda	Tipo UPS	Classificação IEC 62040-3
Falha de linha (Interrupção de alimentação : > 10ms)		Offline Dependente de tensão e frequência	Dupla Conversão Independente de tensão e frequência
Queda (subtensão: < 16ms)			
Sobretensão (pequena duração: < 16ms)			
Subtensão (longa duração)		Line Interactive Independente de tensão	Dupla Conversão Independente de tensão e frequência
Sobretensão (longa duração)			
Flicker			
Transitório, Impulso (Até alguns ns)			
Variação de frequência			
Ruído			
Distorção harmónica			
Notching (devido a variações de corrente)			

Figura 2.5: Eventos provenientes da rede e sua classificação (adaptado [18]).

2.2.1 UPS "Offline"

Este tipo de configuração está representado na figura 2.6. No modo de funcionamento normal o sistema funciona em paralelo com a carga, não existindo nenhum nível de proteção à mesma e, em simultâneo, carrega o banco de baterias.

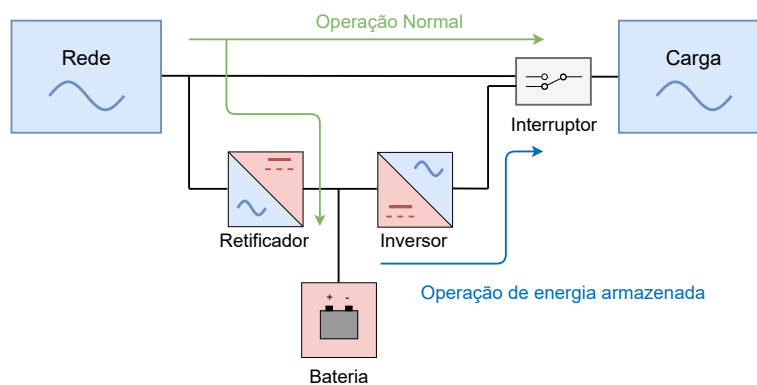


Figura 2.6: Configuração típica de um sistema UPS "Offline" (adaptado [18]).

Perante um distúrbio nos valores de tensão para além das margens de tolerância pre-

definidas, o sistema entra em modo de operação de energia armazenada através da comutação do interruptor. Durante esse modo, a carga é alimentada pela energia armazenada nas baterias através do inversor. O inversor e a fonte de alimentação nunca alimentam a carga em simultâneo. Esta configuração oferece um reduzido nível de proteção à carga (figura 2.5) não tendo a capacidade de regular nem a amplitude nem a frequência da tensão sendo, por esse motivo, classificada como dependente de tensão e frequência segundo a norma IEC 62040-3 [28]. Adicionalmente, a comutação do interruptor é superior a 10ms o que não é aconselhável em cargas sensíveis [26]. Tendo em conta o referido, este tipo de configuração é amplamente utilizado em aplicações domésticas e/ou de baixas potências (até 1kVA).

2.2.2 UPS "*Line Interactive*"

Na figura 2.7 está representada a configuração típica do sistema UPS "*Line Interactive*". O funcionamento desta configuração assemelha-se à referida anteriormente embora que nesta configuração a carga pode ser alimentada, em simultâneo, pelo conversor e pela fonte de alimentação (rede).

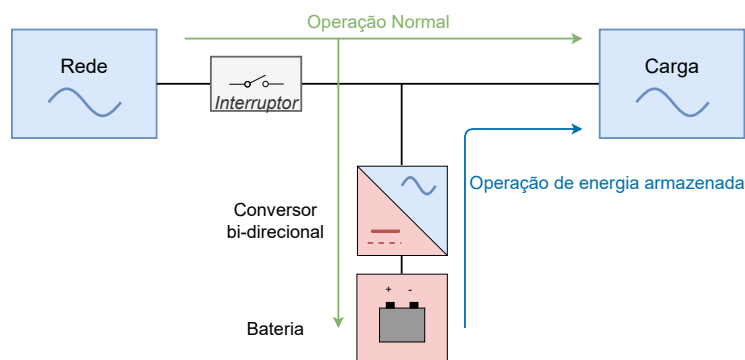


Figura 2.7: Configuração típica de um sistema UPS "*Line Interactive*" (adaptado [18]).

Assim, no modo de funcionamento normal a fonte de alimentação alimenta diretamente a carga e, em simultâneo, carrega o banco de baterias. Perante um evento proveniente da fonte de alimentação, o interruptor estático desliga a mesma da carga, passando a carga a ser alimentada unicamente pelo banco de baterias através do conversor bidirecional que funciona como inversor. Esta configuração, no modo de funcionamento normal, tem a capacidade de melhorar o fator de potência da carga e atuar como um regulador de tensão devido à presença do conversor bidirecional, mas não tem a capacidade de corrigir a frequência da mesma [26]. Deste modo, a configuração possibilita a correção de sobretensões e subtensões prolongadas sem ter de recorrer ao modo de operação de energia armazenada. Assim, segundo a norma IEC 62040-3 [28], este tipo de configuração é classificada como independente de tensão. Este tipo de configuração é frequentemente utilizada em aplicações até 20kVA (servidores e comércio de pequenas dimensões) [26].

Mais tarde, foi proposto uma nova topologia de um sistema UPS "*Line Interactive*" chamada de: Conversão Delta, representado na figura 2.8 [18].

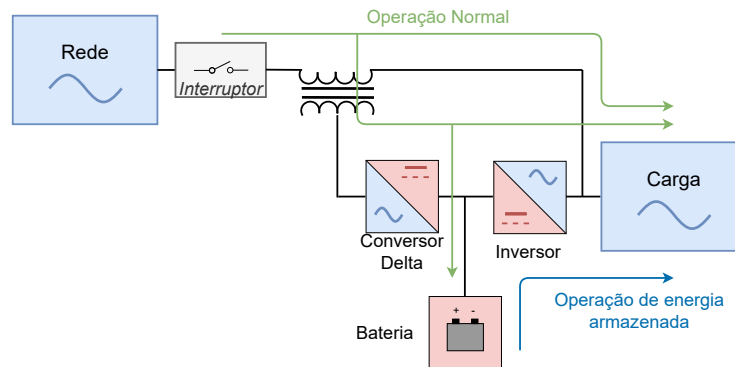


Figura 2.8: Configuração típica de um sistema UPS "*Line Interactive*" Conversão Delta (adaptado [18]).

No modo de funcionamento normal, a maioria da energia é entregue diretamente pela fonte de alimentação à carga e uma pequena parte flui pelo circuito composto pelos dois conversores (sensivelmente 15%), mantendo o fator de potência unitário [26]. Apesar do referido, este tipo de configuração não consegue corrigir variações de frequência (não isola totalmente a carga da fonte) sendo classificada, como a anterior, como uma configuração independente de tensão. Apesar de requerer um sistema de controlo complexo tem como grande vantagem a sua elevada eficiência, sendo amplamente utilizada em aplicações de média e alta potência [18].

2.2.3 UPS Dupla Conversão

Na figura 2.9 está representado o sistema UPS de Dupla Conversão. No modo normal de funcionamento, a carga é alimentada permanentemente através do retificador e do inversor (origem do termo dupla conversão), isolando totalmente a carga de fenómenos na fonte de alimentação. Em simultâneo, o retificador fornece energia para o banco de baterias e realiza a correção de fator de potência [18]. No modo de operação de energia armazenada, a energia flui do banco de baterias através do inversor para a carga. Neste tipo de configuração a carga é sempre alimentada através do inversor e, desse modo, a fonte de alimentação nunca alimenta a carga diretamente, não existindo tempo de comutação entre os dois modos de funcionamento do sistema sendo uma mais valia perante cargas críticas. Deste modo, esta configuração permite a regulação de tensão e de frequência, sendo classificada segundo a norma IEC 62040-3 [28] como uma configuração independente de tensão e frequência. Assim, a carga pode ser protegida de todos os tipos de eventos representados na figura 2.5, garantindo um fornecimento de energia com elevada qualidade independentemente do tipo de carga. A eficiência mais reduzida comparativamente às outras configurações devido ao processo de dupla conversão e o seu custo acrescido são as principais desvantagens desta

configuração [18, 26]. Tipicamente este tipo de configurações são economicamente viáveis em potências acima de 5/10kVA, dependendo do tipo de aplicação, mas são a solução dominante em sistemas críticos de elevada potência [6]. Adicionalmente, nesta configuração também

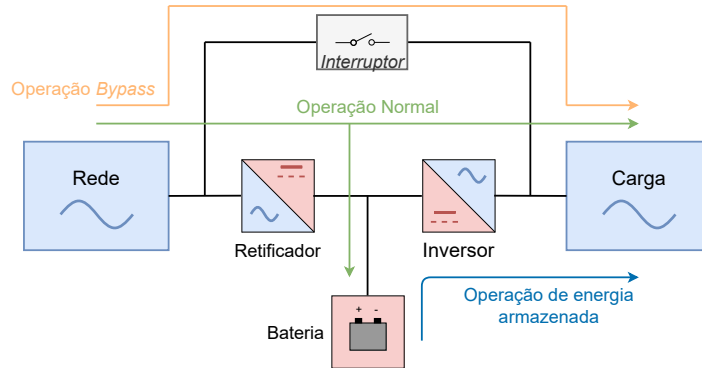


Figura 2.9: Configuração típica de um sistema UPS de Dupla Conversão (adaptado [18]).

pode ser utilizado um conversor DC-DC para interligar as baterias ao barramento DC.

Devido às suas vantagens e enorme utilização, este trabalho vai focar-se no estudo de UPS de dupla conversão.

2.3 Topologias de Conversores

Como visto anteriormente, os sistemas UPS Dupla Conversão são tipicamente constituídos por 3 conversores quando ligados à rede elétrica: um conversor AC-DC (retificador), um conversor DC-DC e um conversor DC-AC (inversor). No entanto, num sistema com diferentes fontes de geração distribuída (micro-rede), a configuração pode ser diferente dependendo da fonte de energia. Por exemplo, o sistema solar fotovoltaico é um exemplo de fonte de energia que não necessita de retificador e o conversor DC-DC pode ser necessário para elevar/reduzir a tensão no barramento DC e/ou interligar as baterias ao mesmo. A introdução de sistemas UPS distribuídos e a geração distribuída só se tornou possível graças aos avanços na área da eletrónica de potência das últimas décadas. Nos últimos anos, tem-se vindo a assistir a um grande interesse e investigação na utilização de topologias de multinível no setor industrial e nos sistemas de energia, em aplicações de elevada potência [29, 30]. A revisão de literatura demonstra que existem várias topologias propostas [30, 31], sendo que a mais se destaca é a topologia multinível "Neutral-Point Clamped" (NPC) [8]. Como o nome indica, esta topologia de circuito tem a possibilidade de dividir a tensão à saída em três ou mais níveis de tensão [18]. De forma semelhante, a utilização de conversores multinível pode ter grandes vantagens nos sistemas UPS [32, 33, 34]. As principais vantagens desta topologia são a possibilidade de gerar sinais com menor conteúdo harmónico reduzindo os requisitos e os custos associados a filtros assim como a dimensão e peso do inversor. Devido ao maior número de níveis de tensão, cada semicondutor está sujeito a um menor nível de

tensão, diminuindo desse modo o stress e o custo dos mesmos. Adicionalmente, os conversores multinível geram uma menor tensão modo comum e apresentam uma redução de perdas de comutação assim como de perdas globais no conversor [35, 36], sendo mais eficiente comparativamente à topologia de dois níveis [7]. Por outro lado, o aumento de níveis de tensão assim como o maior número de componentes existentes neste tipo de topologia leva ao surgimento de problemas de desequilíbrio de tensão e a um aumento do custo inicial do sistema pois exige controladores com maior desempenho e de maior custo, já que têm de suportar algoritmos de controlo mais complexos [35]. Adicionalmente, existe uma maior probabilidade de defeitos internos podendo comprometer a sua fiabilidade. Por outro lado, os conversores de dois níveis são uma topologia amplamente investigada e desenvolvida que pode ser encontrada nas mais variadas aplicações. Os mesmos apresentam menor custo e permitem obter um bom desempenho em sistemas de baixa e média potência/tensão, pelo que são ainda largamente utilizados na indústria. Apesar desse facto, durante a revisão bibliográfica, verificou-se uma grande escassez de informação sobre o controlo de conversores em paralelo com partilha de carga assimétrica. Tendo em conta o referido anteriormente, este trabalho irá centrar-se numa topologia madura, largamente utilizada na indústria, de menor complexidade algorítmica e menor custo, isto é, conversores trifásicos de dois níveis.

2.4 Estratégias de controlo para o paralelo de inversores

Devido à elevada potência de muitas instalações críticas, torna-se muitas vezes necessário e/ou vantajoso recorrer a UPSs modulares, constituídas por vários módulos em paralelo que, cumulativamente, permitem fornecer toda a potência necessária à instalação. A instalação de módulos UPS em paralelo permite ainda obter redundância através da instalação de módulos adicionais. Esta redundância é atualmente um requisito em inúmeras instalações, tais como grandes "data centers" ou instalações industriais críticas. A instalação de UPSs em paralelo é ainda necessária aquando da expansão ou aumento da potência necessária às cargas críticas protegidas por uma UPS permitindo a expansão do mesmo, ao invés de implicar a sua completa substituição. No entanto, a ligação em paralelo de conversores, especialmente os inversores, tem se revelado um problema complexo e desafiante uma vez que cada inversor deve manter-se sincronizado e partilhar a carga de forma apropriada, caso contrário levará ao aparecimento de uma corrente circulante entre inversores, podendo sobrecarregá-los ou destruí-los [5]. Como consequência, diversas estratégias de controlo foram desenvolvidas. De acordo com a revisão bibliográfica, as estratégias de controlo mais importantes para o paralelo de inversores dividem-se em dois grupos (figura 2.10): Partilha de Carga Ativa (necessita de comunicação entre controladores dos conversores) e Controlo Independente ("*Droop Control*") [5].

O esquema de controlo Partilha de Carga Ativa, como referido, necessita de interligação

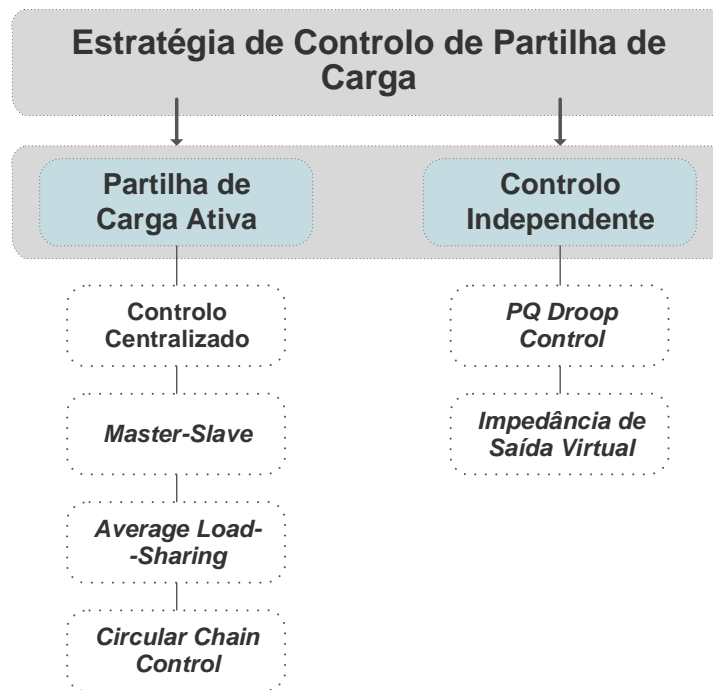


Figura 2.10: Principais tipos de esquemas de controlo de partilha de carga utilizados para UPSs ligados em paralelo (adaptado [5]).

entre os conversores. Apesar desse facto limitar a sua flexibilidade e redundância permite obter uma tensão de saída com reduzida distorção harmónica e uma partilha de carga adequada entre inversores [5]. Este esquema de controlo pode ser dividido em quatro técnicas de controlo:

- **Controlo Centralizado:** esta técnica é constituída por um controlador centralizado constituído por uma malha de controlo de tensão gerando um valor de corrente de referência baseado no erro de tensão. Esse valor é subtraído pela corrente total absorvida pela carga dividida pelo número de inversores, obtendo a corrente de referência. A corrente de referência calculada é subtraída à corrente de saída de cada inversor, sendo depois processada pela malha de corrente do inversor homólogo. Esta técnica é muito utilizada quando vários inversores estão ligados ao mesmo barramento contínuo. Visto que esta técnica necessita de medir a corrente total absorvida pela carga, limita de forma considerável a sua aplicação em sistemas de distribuição de grandes dimensões [5]. Adicionalmente possui uma reduzida fiabilidade pois caso o controlador avarie ou surja alguma falha relacionada com o sistema de controlo todo o sistema tem de ser desligado [37].
- **"Master-Slave":** esta técnica de controlo é constituída por um inversor, chamado "master" e os restantes, que constituem o paralelo, por "slaves". O inversor "master" regula a tensão na carga gerando a corrente de referência para os restantes inversores ("slaves"). Essa corrente de referência é subtraída pela corrente de saída de cada

inversor, obtendo-se o erro de corrente para cada inversor. Deste modo, cada um dos erros de corrente é processado pela malha de corrente homóloga. Caso ocorra uma falha no "*master*", outro inversor irá desempenhar essa função para que não ocorra uma falha total do sistema, existindo diferentes variantes de controlo para a sua escolha. Esta técnica de controlo é frequentemente utilizada no paralelo de UPSs localizados no interior do mesmo armário ("*rack*") [5].

- "**Average Load-Sharing**": esta técnica de controlo é altamente fiável devido ao seu esquema de controlo democrático, onde não existe nenhuma diferenciação entre os inversores, ao contrário da técnica anterior. As correntes de saída de cada inversor que constitui o paralelo são medidas e o seu valor médio é obtido recorrendo a um barramento contínuo de corrente. Essa corrente média (corrente média de todos os inversores) é utilizada como referência para todos os inversores. A tensão de referência é gerada por cada inversor através de uma malha externa existente em cada um dos mesmos. Devido a esse facto, é necessário a existência de um barramento de sincronização de forma a assegurar a sincronização de fase entre os inversores em paralelo. Adicionalmente, variantes desta técnica de controlo permite o paralelo de inversores com diferentes níveis de carga revelando-a como bastante versátil [38]. Deste modo, esta abordagem é caracterizada pela sua robustez, modularidade e pelos seus elevados níveis de fiabilidade tornando-se uma opção bastante interessante para aplicações no sector industrial [5]. No entanto, com o aumento do número de inversores em paralelo, a interligação entre os mesmos torna-se mais complexa, reduzindo a fiabilidade de todo o sistema [37].
- "**Circular Chain Control**": esta técnica de controlo baseia-se no seguinte princípio de funcionamento: a corrente de referência para cada inversor é obtida à saída do inversor anterior, isto é, a corrente de referência do primeiro inversor é obtida do último inversor e assim por diante criando uma ligação em cadeia circular (um anel). Todos os módulos possuem uma malha de controlo de corrente (interna) e uma de tensão (externa) [39]. Uma variação desta técnica é o controlo de limitação de corrente onde a tensão da carga é controlada pelo inversor "*master*" e as referências de corrente dos inversores "*slaves*" são geradas e limitadas pelo inversor anterior [40]. Devido à ligação entre todos os controladores, é formada uma ligação em cadeia circular permitindo que qualquer módulo se torne "*master*". Para a sua escolha, tal como na técnica "*Master-Slave*", existem diferentes variantes de controlo. Implementando comunicação bidirecional entre os inversores permite um incremento de fiabilidade em todo o sistema. Por outro lado, esse incremento exige um maior número de medições podendo revelar-se como uma limitação. Outra desvantagem desta abordagem é o facto de existir uma forte influência mútua entre os inversores [37].

O esquema de controlo independente "*Droop Control*" é um esquema de controlo que

necessita de reduzidas comunicações entre os diferentes inversores permitindo melhorar os níveis de fiabilidade sem restringir a localização dos mesmos. No entanto, apresenta uma resposta dinâmica lenta devido a esse facto. Esta técnica de controlo baseia-se no mesmo conceito amplamente implementado nos sistemas de energia elétrica de larga escala. O princípio de funcionamento é o seguinte: controlando a amplitude de tensão de saída do inversor e a diferença de fase entre a tensão do inversor e a tensão da carga é possível controlar a potência reativa e ativa (respetivamente) que cada inversor (gerador, nos SEE) fornece à carga [41]. Assim sendo, este esquema de controlo permite uma elevada flexibilidade na localização dos diversos inversores (só necessita das medições de potência locais). Pode ser dividido em duas técnicas:

- **"PQ Droop Control"**: o princípio de funcionamento desta técnica de controlo foi anteriormente descrito. Desse modo, a potência (ativa e reativa) à saída de cada inversor, é obtida e processada pelo respetivo controlador de cada inversor, gerando uma tensão de referência. Desse modo, a tensão de referência é ajustada de forma a regular a potência injetada por cada inversor no barramento/carga. Apesar desta técnica poder oferecer um elevado desempenho relativamente à partilha de carga, o mesmo é feito à custa da degradação da regulação da tensão saída, sendo necessário um ajuste ponderado dos coeficientes do controlador [5]. Adicionalmente, o seu desempenho pode ser comprometido perante um circuito não predominantemente indutivo (exemplo: circuito de baixa tensão com um circuito resistivo [42]), exigindo um controlo mais complexo, pois deixa de existir desacoplamento entre as malhas de controlo da potência ativa e reativa. Dessa forma surgiu outra técnica de controlo baseada no mesmo princípio de funcionamento com a adição de uma malha virtual de impedância: Impedância de Saída Virtual.
- **Impedância de Saída Virtual**: esta estratégia de controlo adiciona ao princípio de controlo "Droop", uma malha de controlo de elevada largura de banda com o objetivo de regular a impedância de saída do inversor, isto é, garantir que a mesma se mantém predominantemente indutiva. Dessa forma, a tensão de referência calculada (utilizando a técnica descrita anteriormente) é processada pela malha de impedância de saída virtual. Essa tensão de referência é modificada pela realimentação da malha adicionada, constituída pela função de transferência da impedância de saída virtual. Desse modo, a impedância de saída é uma variável de controlo e deve ser devidamente selecionada, de acordo com as potências nominais aparentes de cada inversor. No entanto, tendo em conta o tipo de aplicação nesta dissertação, o valor da carga é normalmente desconhecido tornando difícil obter um valor de impedância de saída preciso e, conseqüentemente, explorar a máxima potencialidade desta estratégia de controlo [5].

Após a análise efetuada das diferentes técnicas, foi selecionada a Partilha de Carga Ativa

devido à sua elevada fiabilidade, robustez e pelo facto de possibilitar uma distribuição assimétrica de carga.

2.5 Estrutura do sistema considerado

Com o intuito de reduzir o consumo de combustíveis fósseis, os elevados níveis de poluição consequentes e, em simultâneo, incrementar os níveis de fiabilidade e eficiência no fornecimento de energia elétrica, tem-se vindo a assistir à descentralização da produção da energia elétrica com a introdução da geração renovável distribuída (solar fotovoltaica e eólica). Adicionalmente, tem-se assistido à tendência de utilizar geração distribuída e renovável para alimentar sistemas de UPS de larga escala (fontes alternativas de energia). Assim, as UPS podem ser alimentadas pela rede, baterias ou por outras fontes de energia. Por esta razão, pode ser vantajoso utilizar um único barramento DC, para facilitar a integração de diferentes fontes de energia. Assim sendo, o sistema considerado nesta dissertação baseia-se nessa configuração, constituída por dois inversores trifásicos ligados em paralelo ao mesmo barramento DC (figura 2.11). O barramento DC é ideal, sendo representado por uma fonte de tensão contínua. Ambos os inversores são de dois níveis. À saída de cada inversor é utilizado um filtro LC . A estratégia de controlo utilizada para os dois inversores foi o FCS-MPC com Partilha de Carga Ativa. Uma vez que os restantes conversores (retificador e DC-DC) não têm qualquer impacto na divisão de potência entre os inversores nem na criação de correntes circulantes, será apenas estudado o paralelo dos inversores.

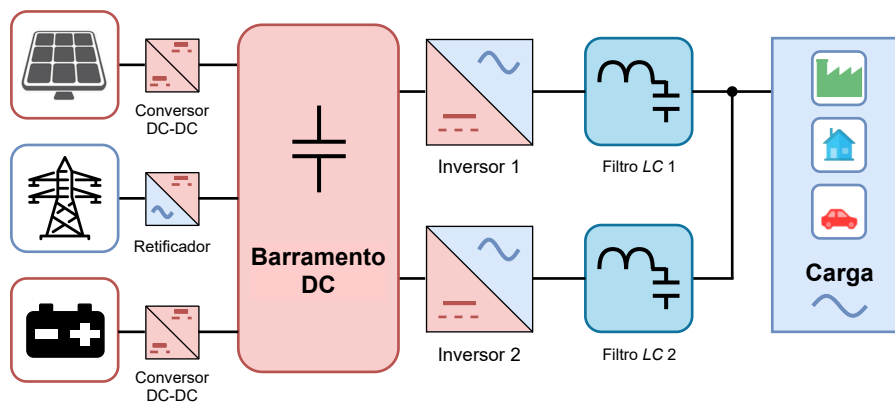


Figura 2.11: Configuração do paralelo de inversores adotado nesta dissertação.

Capítulo 3

Estratégia de Controle

Neste capítulo é descrito e modelizado o sistema em estudo na secção 3.1, onde é apresentado o modelo matemático do mesmo e a dinâmica das correntes circulantes (subsecção 3.1.1 e 3.1.2, respetivamente). Na secção 3.2 é apresentada, para cada inversor, a formulação do MPC e a necessidade de compensar o atraso dos controladores. A obtenção das correntes de referência e a determinação da função objetivo para os controladores também são apresentadas.

3.1 Modelo Matemático

3.1.1 Inversores

A configuração detalhada do sistema abordado está representada na figura 3.1. Esta figura apresenta todos os sinais medidos pelo controlador e a sua convenção de medida. Ambos os inversores estão ligados ao mesmo barramento contínuo (DC). Como mencionado, o barramento contínuo é considerado ideal sendo representado por uma fonte de tensão contínua. Ambos os inversores alimentam a carga através de um filtro LC , constituído por uma resistência R , indutância L e capacidade C . A operação paralela dos inversores tem como principal objetivo gerar uma onda de tensão de elevada qualidade, onde a tensão à saída de cada módulo deve ter a mesma amplitude, a mesma frequência e fase sincronizada. A utilização de um filtro LC à saída de cada inversor permite reduzir a distorção harmónica da tensão de saída (THD) à custa de um aumento de complexidade no desenvolvimento do sistema de controlo. Tendo em conta que as aplicações de média/alta potência habitualmente não possuem o neutro disponível, o modelo em estudo não o considera.

Cada inversor de dois níveis, representado por $j = \{1, 2\}$, possui três braços. Cada braço é constituído por dois pares de semicondutores. Cada par é constituído por um IGBT e um diodo de roda livre (ligados em antiparalelo) sendo que o ponto médio de cada braço é ligado à carga através da fase $X = \{A, B, C\}$. Para cada fase existem dois estados de comutação distintos, originando, assim, dois valores de tensão de polo distintos (tabela 3.1).

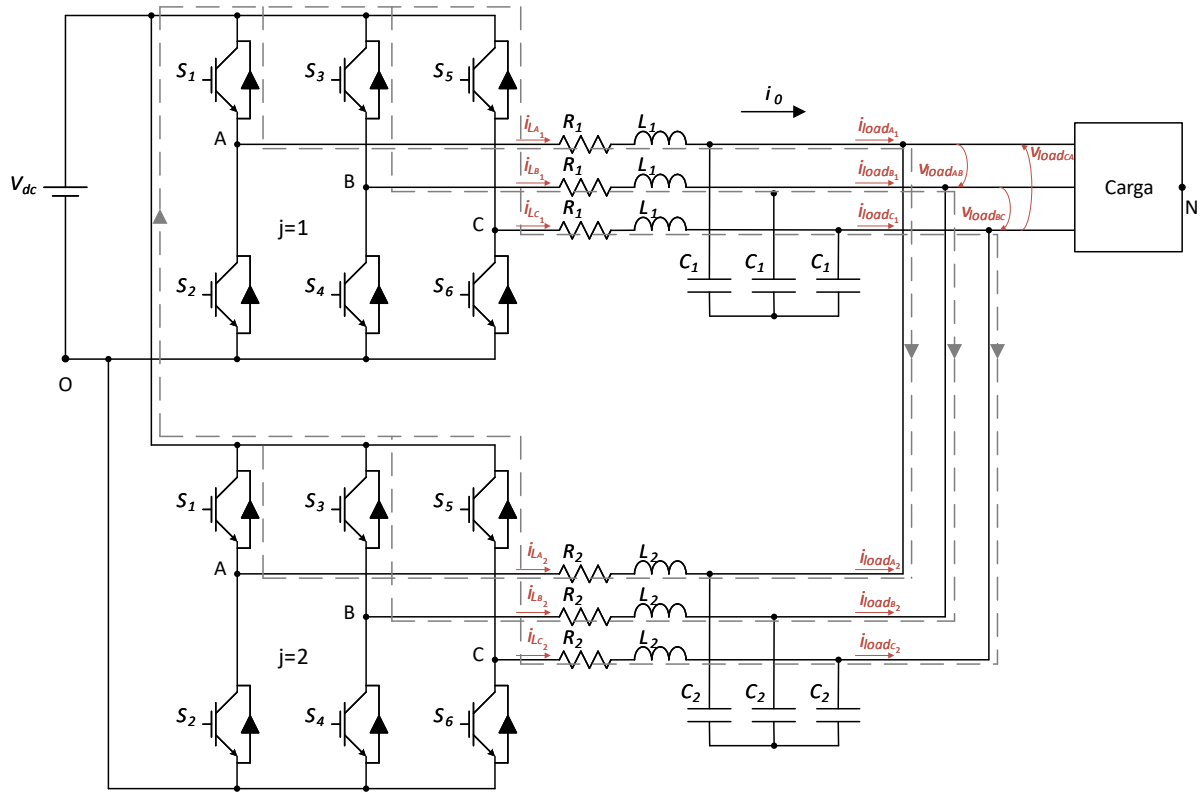


Figura 3.1: Diagrama de circuito do sistema proposto e respetivos sinais.

Tabela 3.1: Estados de comutação possíveis na fase X do inversor j .

Estado Comutação (S_X)	IGBT Ativo	Tensão de Polo (v_{XO})
1	Superior	Vdc
0	Inferior	0

A tensão de polo v_{XO} corresponde à diferença de potencial entre o ponto da fase X e o ponto de referência O , no barramento DC. Frequentemente, de forma a simplificar a análise das variáveis de controlo dos conversores, as três variáveis inerentes ao sistema trifásico são transformadas para a forma vetorial espacial. Essa transformação é dada por

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(x_A + ax_B + a^2x_C), \quad (3.1)$$

onde o operador matemático $a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ e \bar{x} representa o vetor espacial das variáveis trifásicas num referencial estacionário $\alpha\beta$, também conhecido como a transformada de *Clark*, definida como

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

e o vetor espacial \bar{x} é igual a

$$\bar{x} = x_\alpha + jx_\beta . \quad (3.3)$$

Os conversores de dois níveis possuem 8 estados de comutação possíveis produzindo 7 vetores de tensão distintos, representados na figura 3.2.

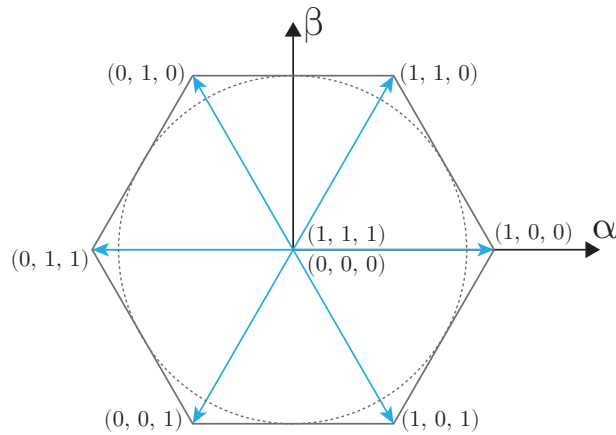


Figura 3.2: Estados de controlo possíveis num conversor trifásico de dois níveis.

Para uma correta modulação, só os vetores no interior do círculo da figura 3.2 devem ser modulados sob pena de o inversor entrar em sobre modulação, levando ao aumento da distorção harmónica no sinal de tensão. De forma a garantir uma correta modulação, o valor da tensão do barramento contínuo tem de ser sempre maior que a amplitude máxima da tensão de linha a ser modulada. Tipicamente é sempre adotada uma margem de segurança de forma a garantir uma correta operação do sistema. Através da figura 3.1, utilizando a lei da tensão de "Kirchhoff", as seguintes equações de tensão podem ser deduzidas:

$$v_{load_X} = -L_j \frac{di_{L_{X_j}}}{dt} - R_j i_{L_{X_j}} + v_{XO_j} - v_{NO_j} , \quad (3.4)$$

onde v_{load_X} representa a tensão de fase da carga e $i_{L_{X_j}}$ representa a corrente à saída do inversor j . Os termos v_{XO_j} e v_{NO_j} são a tensão de polo e a tensão de modo comum do inversor j , respetivamente, onde o ponto N é um ponto neutro fictício da carga. A tensão de modo comum é dada por:

$$v_{NO_j} = \frac{v_{AO_j} + v_{BO_j} + v_{CO_j}}{3} . \quad (3.5)$$

Como é possível verificar através da equação 3.5, a tensão de modo comum cria uma interdependência entre as tensões de polo das três fases, originando dificuldades acrescidas no controlo dos conversores.

Tendo em conta que as tensões v_{load_X} não são medidas, as mesmas são obtidas através das tensões de linha:

$$\begin{cases} v_{load_A} = (v_{load_{AB}} - v_{load_{CA}})/3 \\ v_{load_B} = (v_{load_{BC}} - v_{load_{AB}})/3 \\ v_{load_C} = (v_{load_{CA}} - v_{load_{BC}})/3 \end{cases} \quad (3.6)$$

Observando a figura 3.1 e de acordo com as leis de corrente de "Kirchhoff", as correntes à saída do inversor j são dadas por:

$$i_{L_{X_j}} = i_{load_{X_j}} + i_{C_{X_j}} = i_{load_{X_j}} + C_j \frac{dv_{load_X}}{dt}. \quad (3.7)$$

Na forma vetorial, as expressões 3.4 e 3.7 são dadas por:

$$\bar{v}_{load} = -L_j \frac{d\bar{i}_{L_j}}{dt} - R_j \bar{i}_{L_j} + \bar{v}_{L_j}, \quad (3.8)$$

$$\bar{i}_{L_j} = \bar{i}_{load_j} + C_j \frac{d\bar{v}_{load}}{dt}. \quad (3.9)$$

Assim, as equações que representam a variação da tensão e da corrente são dadas por:

$$\frac{d\bar{v}_{load}}{dt} = \frac{1}{C_j} \bar{i}_{L_j} - \frac{1}{C_j} \bar{i}_{load_j}, \quad (3.10)$$

$$\frac{d\bar{i}_{L_j}}{dt} = -\frac{1}{L_j} \bar{v}_{load} - \frac{R_j}{L_j} \bar{i}_{L_j} + \frac{1}{L_j} \bar{v}_{L_j}. \quad (3.11)$$

3.1.2 Corrente de Circulação

Como visto anteriormente, para aplicações de média/alta potência (sistemas UPS, geração distribuída ou micro-redes) recorre-se frequentemente à utilização de inversores ligados em paralelo. A utilização de inversores em paralelo permite, em simultâneo, o aumento de potência nominal do sistema, aliado ao aumento da redundância, fiabilidade e fácil expansibilidade do mesmo, quando comparado com um único inversor de alta potência [43]. No entanto, quando os inversores estão ligados em paralelo, diferentes percursos internos de baixa impedância podem ser criados, dependendo do estado dos semicondutores de cada inversor. Como consequência, potenciam o aparecimento de correntes de circulação. Existem dois tipos de correntes de circulação: corrente de circulação cruzada (inversores possuem barramentos DC independentes) e corrente de circulação de sequência zero, quando ambos os inversores estão ligados ao mesmo barramento DC e AC [44]. Na figura 3.1 pode ser visualizado, a tracejado, um dos possíveis percursos da corrente de circulação de sequência zero no sistema em estudo. O aparecimento desta corrente pode ser causado pela diferença entre parâmetros físicos dos dois inversores (filtros) e/ou devido a efeitos relativos ao controlo (frequência de comutação, partilha assimétrica de carga, "dead time", etc.) [45]. A presença da corrente de circulação pode provocar o aumento do conteúdo harmónico da tensão de saída, diminuição da eficiência global do sistema e a sobrecarga ou, no limite, a destruição

dos conversores devido à introdução de uma componente DC nas correntes que percorrem os conversores [43, 46]. Desse modo, é de extrema importância a criação de um método eficaz para a sua mitigação. Abordagens tradicionais podem ser consideradas para a eliminação das correntes de circulação: isolamento, alta impedância e controlo sincronizado [47]. O isolamento consiste na utilização de transformadores isoladores à saída de cada inversor. Apesar de eficazes, estas soluções tornam o sistema menos eficiente, de maiores dimensões e mais caros. A alta impedância faz uso de reactâncias entre fases de forma a eliminar a corrente de circulação, sendo eficaz só em médias e altas frequências. Por fim, a utilização de controlo sincronizado tem como princípio considerar um paralelo de inversores como um único inversor, o que torna esta abordagem pouco prática e de elevada complexidade, quando são considerados vários módulos em paralelo. Desse modo, é do máximo interesse desenvolver uma estratégia de controlo de forma a suprimir a componente homopolar, permitindo explorar os benefícios da utilização do paralelo de inversores sem adicionar mais elementos físicos e perdas ao sistema.

Na figura 3.3 pode ser visualizado os possíveis percursos da corrente de circulação no sistema em estudo para a fase $X = A$. Para as restantes fases, o raciocínio é análogo.

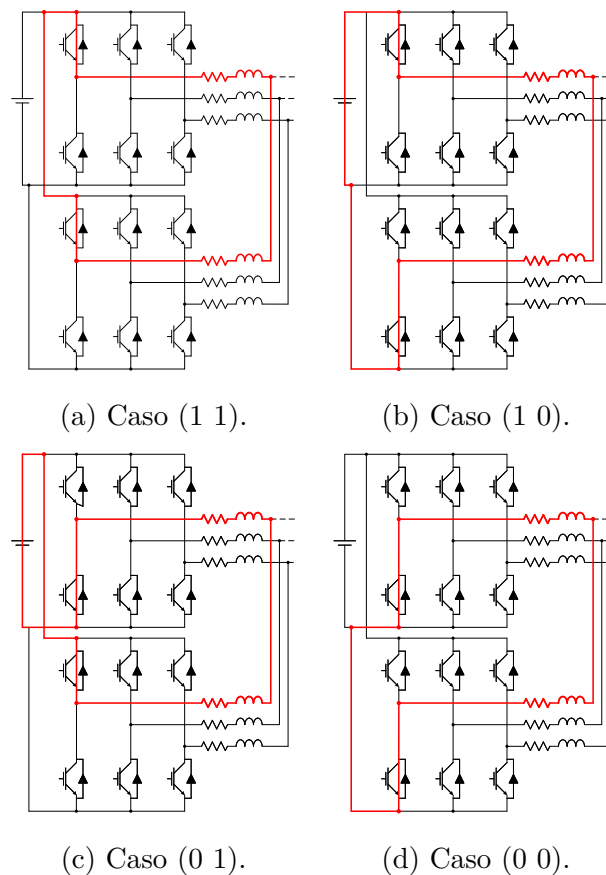


Figura 3.3: Percursos da corrente de circulação de sequência zero da fase A entre os dois inversores.

É possível verificar nesta figura que os casos (1, 1) e (0, 0) irão manter a corrente de

circulação inalterada comparativamente ao período de amostragem anterior ($k - 1$). O caso (1, 0) provoca o aumento da corrente de circulação e o caso (0, 1) provoca a diminuição da mesma. O raciocínio é igual para as restantes fases. Constata-se que poderão surgir correntes de circulação de elevada amplitude (em módulo), visto que os possíveis percursos possuem uma impedância reduzida. A corrente de circulação de sequência zero (i_0) pode ser obtida através da medição das três correntes de saída de cada inversor:

$$i_0 = \frac{i_A + i_B + i_C}{3}. \quad (3.12)$$

De acordo com a Lei de tensão de "Kirchhoff", a dinâmica da corrente de circulação de sequência zero para o paralelo de dois inversores é dada por:

$$-v_{XO_1} + L_1 \frac{di_{LX_1}}{dt} + R_1 i_{LX_1} - R_2 i_{LX_2} - L_2 \frac{di_{LX_2}}{dt} + v_{XO_2} = 0, \quad (3.13)$$

onde $X = \{A, B, C\}$. No sistema em estudo, a corrente de circulação de sequência zero nos dois inversores tem a mesma amplitude e direção oposta [48]. Deste modo:

$$i_0 = i_{0_1} = -i_{0_2}. \quad (3.14)$$

Adicionando as três equações (três fases) em 3.13 e substituindo pelas equações 3.5, 3.12 e 3.14, obtém-se a seguinte equação:

$$(L_1 + L_2) \frac{di_0}{dt} + (R_1 + R_2) i_0 = v_{NO_1} - v_{NO_2}. \quad (3.15)$$

Efetuada manipulações matemáticas, a dinâmica da corrente de circulação de sequência zero é dada por:

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{(v_{NO_1} - v_{NO_2}) - i_0(R_1 + R_2)}{(L_1 + L_2)}, \quad (3.16)$$

onde os termos v_{NO_1} , v_{NO_2} são as tensões de modo comum de cada inversor, L_1 , L_2 e R_1 , R_2 são as indutâncias e resistências dos filtros LC . Através da equação 3.16, verifica-se que a corrente de circulação de sequência zero depende de forma linear das tensões de modo comum dos dois inversores. De agora em diante, todas as referências à corrente de circulação neste documento referem-se à corrente de circulação de sequência zero, a menos que seja indicado o contrário. A convenção escolhida para a direção positiva da corrente de circulação está representada na figura 3.1.

3.2 Controlador Proposto

Cada inversor possui o seu controlador com a estratégia representada na figura 3.4 e explicada ao longo desta secção. Uma vez que o princípio de controlo é o mesmo para ambos os conversores, de forma a evitar redundância, apenas a representação do controlador do

inversor 1, bem como as variáveis necessárias e partilhadas entre os dois controladores, serão apresentadas.

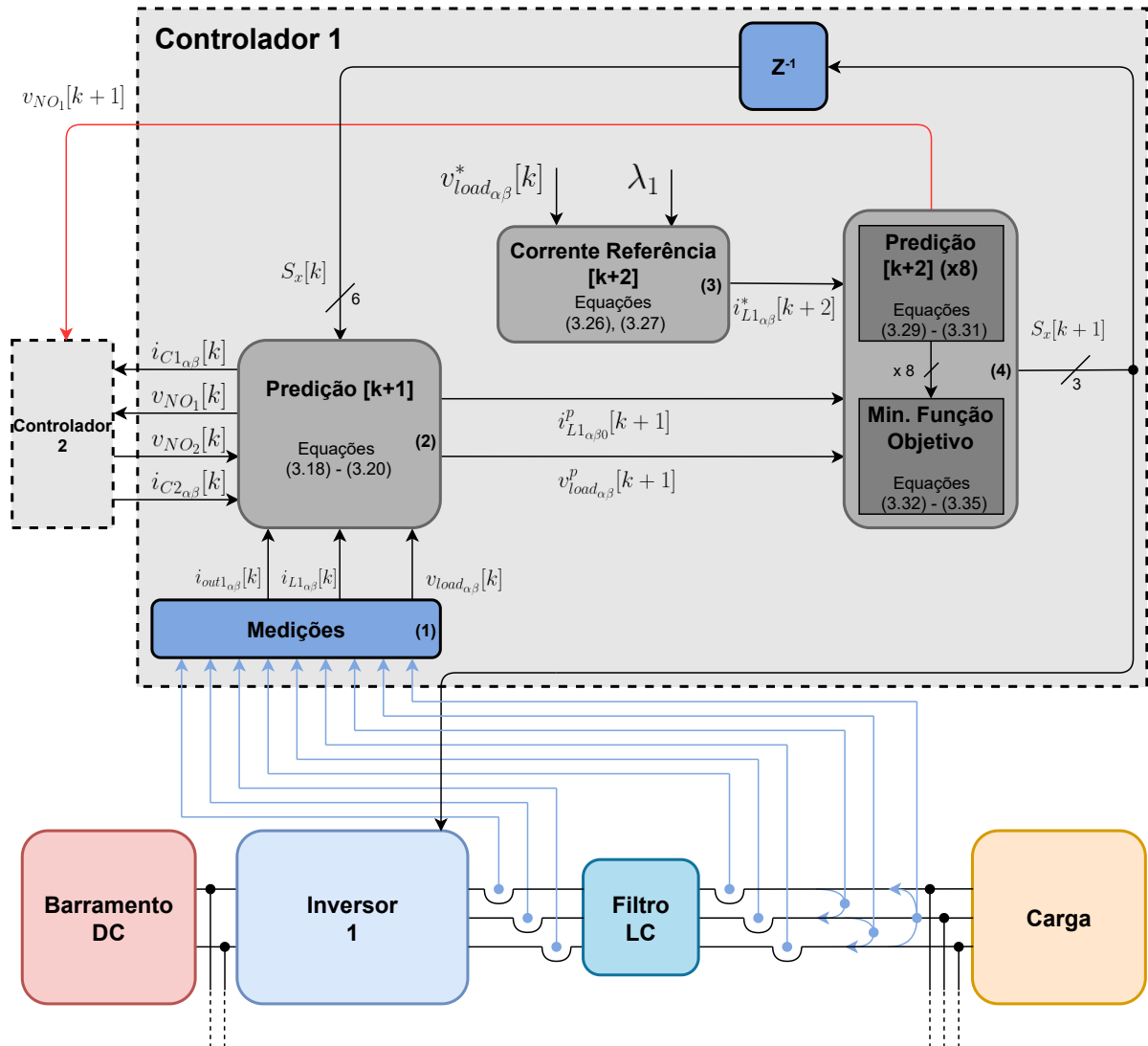


Figura 3.4: Representação da estratégia de controlo do controlador 1.

Na mesma figura também são divulgadas as equações associadas às etapas essenciais de cada controlador: medições (bloco 1), estimação do estado do sistema em $k + 1$ (bloco 2), cálculo das referências de corrente (bloco 3), estimação do estado do sistema em $k + 2$ e minimização da função objetivo do inversor (bloco 4). Devido aos motivos explicados a seguir, na secção 3.2.1, é necessário considerar um atraso de uma amostra entre as medições dos sinais e as ações do controlador (bloco 2). Como referido anteriormente, na secção 2.1.2, irá utilizar-se o princípio cooperativo para a mitigação da corrente de circulação no sistema. Como se pode verificar na figura 3.4, após as medições no instante k e predição do estado do inversor para $k + 1$ (blocos 1 e 2), a ação do controlador do inversor 1 (considerando a supressão de corrente de circulação, bloco 4) é a primeira a ser calculada. Ou seja, o estado de comutação do inversor 1 é escolhido só tendo em conta o seu impacto no sistema. De seguida,

a escolha do estado de comutação a aplicar no inversor 2 leva em consideração o estado de comutação já selecionado para o inversor 1 (linha a vermelho na figura 3.4). Salienta-se que esta comunicação é a única diferença entre o controlador 1 e 2. A estratégia de controlo da figura 3.4 foi desenvolvida com o objetivo de exigir uma comunicação rudimentar entre os dois controladores: o controlador 1 envia para controlador 2 os sinais $v_{NO_1}[k]$, $i_{C_{1\alpha\beta}}[k]$ e $v_{NO_1}[k+1]$ (este último devido ao princípio cooperativo para a supressão de i_0) e o controlador 1 recebe do controlador 2 os sinais $v_{NO_2}[k]$ e $i_{C_{2\alpha\beta}}[k]$. Desse modo, a mesma oferece bons níveis de desempenho, não comprometendo a expansibilidade e modularidade do sistema no que diz respeito à localização dos inversores.

3.2.1 Compensação de atraso do controlador

Como referido em 2.1.1, a estratégia de controlo baseada em MPC exige um grande número de cálculos. No mundo real, é impossível efetuar medições, processá-las e selecionar os estados dos conversores instantaneamente. Este facto pode introduzir um atraso considerável no tempo de atuação do controlador e, se o atraso não for considerado, pode levar a uma deterioração do desempenho de todo o sistema como é possível visualizar na figura 3.5a. Assim, é considerado um atraso de uma amostra entre a aquisição dos dados e a ação do controlador correspondente. Como demonstra a figura 3.5b, as medições dos sinais ocorrem no instante k . Para o instante $k+1$, o estado do sistema é estimado considerando o estado atual do inversor (instante k) e, por fim, é estimado o estado do sistema para todos os estados possíveis do inversor em $k+2$. O estado que minimizar a função objetivo global é selecionado e aplicado pelo controlador no instante $k+1$, permitindo compensar o atraso do controlador.

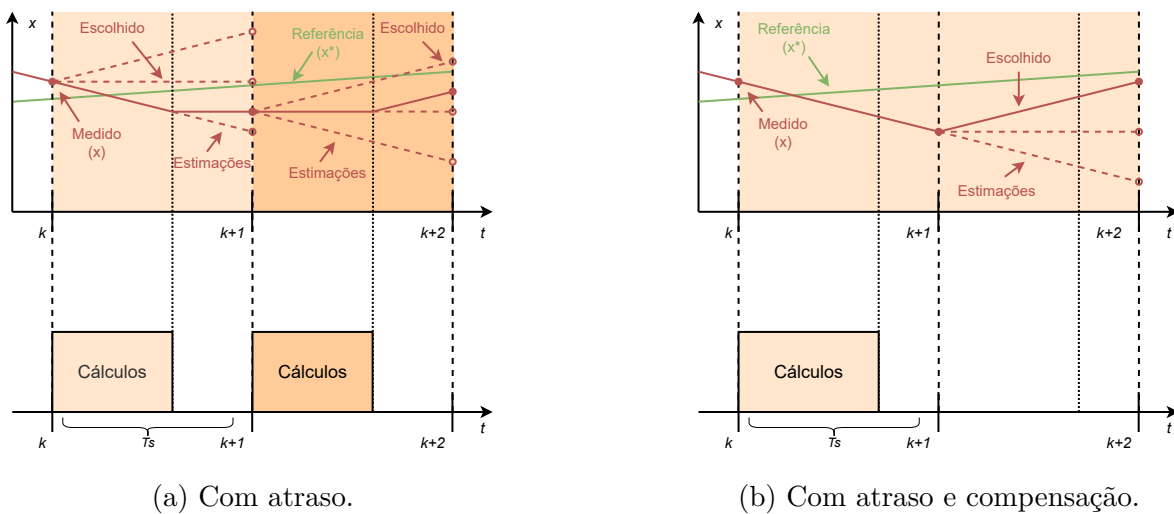


Figura 3.5: Operação do Controlo Preditivo (meramente ilustrativo, adaptado [11]).

Predição do Modelo em $k + 1$

De forma a obter uma predição das variáveis necessárias, o modelo matemático apresentado necessita de ser discretizado para a sua implementação digital. Como visto em 3.1.1, todas as variáveis trifásicas são transformadas para o referencial $\alpha\beta$ reduzindo, dessa forma, a complexidade do algoritmo e o número de cálculos necessários pelo mesmo. Para a discretização foi utilizado o método "*Euler forward*" devido à sua simplicidade na manipulação de derivadas:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{T_s}, \quad (3.17)$$

onde T_s é o período de amostragem. Após a aplicação deste método nas equações 3.10, 3.11, 3.16 e, alguma manipulação matemática, todas as variáveis de controlo são estimadas para o instante $k + 1$ através das seguintes equações:

$$\bar{i}_{L_j}^p[k+1] = \left(1 - \frac{R_j T_s}{L_j}\right) \bar{i}_{L_j}[k] - \frac{T_s}{L_j} \bar{v}_{load}[k] + \frac{T_s}{L_j} \bar{v}_{L_j}, \quad (3.18)$$

$$\bar{v}_{load}^p[k+1] = \bar{v}_{load}[k] + \frac{T_s}{C_{eq}} (\bar{i}_{C_1}[k] + \bar{i}_{C_2}[k]), \quad (3.19)$$

$$i_0^p[k+1] = i_0[k] + T_s \frac{(v_{NO_1} - v_{NO_2})[k] - i_0[k](R_1 + R_2)}{(L_1 + L_2)}. \quad (3.20)$$

Na equação 3.19, os termos \bar{i}_{C_1} e \bar{i}_{C_2} são os vetores espaciais da corrente dos condensadores de cada filtro LC , sendo obtidos da seguinte forma:

$$\bar{i}_{C_1} = \bar{i}_{L_1} - \bar{i}_{load_1}, \quad (3.21)$$

$$\bar{i}_{C_2} = \bar{i}_{L_2} - \bar{i}_{load_2}, \quad (3.22)$$

onde \bar{i}_{load_1} e \bar{i}_{load_2} são as correntes à saída de cada filtro LC . Como é visível na equação 3.20, para a predição do estado do sistema no instante $k + 1$, cada inversor considera o seu próprio impacto na corrente de circulação assim como o impacto do outro inversor no instante k , na forma de tensão de modo comum. Apesar de melhorar a estimativa e o controlo da corrente de circulação, exige comunicação entre os controladores dos dois inversores.

3.2.2 Cálculo das correntes de referência

O principal objetivo do paralelo de inversores é gerar uma onda tensão sinusoidal de elevada qualidade aos terminais da carga, seguindo a referência de tensão, independentemente da distribuição de carga entre os inversores. No entanto, o controlo direto de tensão não permite uma estratégia de partilha de carga entre os inversores. Para alcançar tal objetivo é

utilizado um método baseado no controle direto de corrente nos condensadores controlando, dessa forma, indiretamente, a tensão aos terminais da carga. Olhando para a equação 3.23, observa-se que, controlando a corrente injetada no banco de condensadores à saída do inversor j consegue-se controlar a tensão aos terminais do mesmo, devido à relação linear entre a corrente e a variação da tensão em ordem ao tempo:

$$i_{C_{x_j}} = C_j \frac{dv_{C_{x_j}}}{dt} . \quad (3.23)$$

Considerando que o sistema em estudo possui dois bancos de condensadores em paralelo com a carga, correspondente aos dois filtros, o raciocínio anterior pode ser generalizado ao sistema em análise. O equivalente dos condensadores é definido por:

$$C_{eq} = C_1 + C_2 . \quad (3.24)$$

Controlando a corrente total injetada nos bancos de condensadores (C_{eq}), a tensão da carga seguirá a referência de tensão gerada. Assim, controlando a percentagem de corrente injetada por cada inversor nos condensadores, consegue-se controlar a potência que cada inversor fornece à carga. A contribuição do inversor 1 é denominada como λ_1 e do inversor 2 como λ_2 , sendo que:

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 1 . \quad (3.25)$$

Utilizando a aproximação "*backward Euler*", a corrente total necessária a injetar no paralelo de condensadores é dada por:

$$\bar{i}_{L_{total}}^* [k + 2] = \bar{i}_{load_{total}} [k + 2] + \frac{C_{eq}}{T_s} (\bar{v}_{load}^* [k + 2] - \bar{v}_{load}^p [k + 1]) , \quad (3.26)$$

onde $\bar{i}_{L_{total}}^* [k + 2]$ é o vetor de corrente de referência, $\bar{i}_{load_{total}} [k + 2]$ é o vetor da corrente total fornecida à carga ($\bar{i}_{load_1} [k + 2] + \bar{i}_{load_2} [k + 2]$), $\bar{v}_{load}^* [k + 2]$ é o vetor de tensão de referência e $\bar{v}_{load}^p [k + 1]$ é calculado através da equação 3.19. Visto que a frequência de amostragem (20 kHz) é muito mais elevada do que a frequência do sinal de tensão de referência (50 Hz), considerou-se $\bar{i}_{load_{total}} [k] \approx \bar{i}_{load_{total}} [k + 2]$ e $\bar{v}_{load}^* [k] \approx \bar{v}_{load}^* [k + 2]$. Por fim, a corrente de referência para cada inversor é dada por:

$$\bar{i}_{L_1}^* [k + 2] = \lambda_1 \cdot \bar{i}_{L_{total}}^* [k + 2] , \quad (3.27)$$

$$\bar{i}_{L_2}^* [k + 2] = \lambda_2 \cdot \bar{i}_{L_{total}}^* [k + 2] . \quad (3.28)$$

3.2.3 Controlador do Inversor

De forma a reduzir a comunicação entre os dois controladores e, possíveis atrasos na atuação de ambos, a corrente total de referência é calculada em ambos os controladores (figura 3.4).

Função Objetivo Global

Dado que todas as variáveis essenciais para o controlador foram calculadas para o instante $k + 1$, é possível avaliar o efeito de todas as possibilidades de comutação no instante $k + 2$ através de uma função objetivo. A função objetivo, como tem mais que um objetivo, é definida como função objetivo global, contendo três objetivos parciais:

1. Minimizar o erro do vetor de corrente de saída do inversor;
2. Reduzir a frequência de comutação;
3. Minimização da corrente de circulação.

O valor da função objetivo global é calculado para todas as oito combinações possíveis do conversor j . O menor valor é escolhido e aplicado, no instante $k + 1$. Este método está representado no fluxograma 3.6.

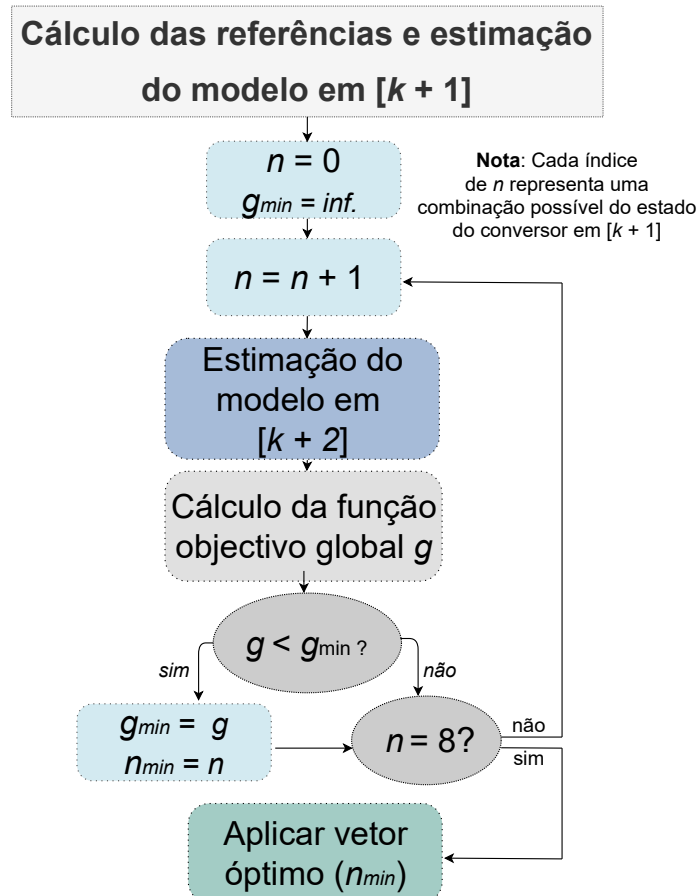


Figura 3.6: Fluxograma representativo do método para a minimização da função objetivo.

A estimação da corrente de saída do inversor em $k + 2$ é dada por:

$$\bar{i}_{L_j}^p[k + 2] = \left(1 - \frac{R_j T_s}{L_j}\right) \bar{i}_{L_j}^p[k + 1] - \frac{T_s}{L_j} \bar{v}_{load}^p[k + 1] + \frac{T_s}{L_j} \bar{v}_{L_j}[k + 1], \quad (3.29)$$

onde o termo $\bar{v}_{L_j}[k + 1]$ corresponde ao vetor da tensão do conversor j em $k + 1$. É o único termo variável da equação visto que depende do estado dos semicondutores do conversor e, desse modo, é possível calcular o estado que minimiza o erro de corrente em $k + 1$.

Apesar da frequência de comutação do conversor não poder ser controlada de forma direta, pode ser reduzida através de uma função objetivo parcial. Através da equação 3.33 podem ser penalizadas as ações do controlador que levem a um maior número de comutações, por fase, na passagem do instante k para o instante $k + 1$. Se não existir alteração do estado do conversor, $g_{sw} = 0$. Se só existir alteração numa fase, os dois IGBTs dessa fase mudam de estado e $g_{sw} = 2$. Se o estado do conversor for totalmente invertido, $g_{sw} = 6$.

Como referido anteriormente, a estratégia de controlo desenvolvida para a mitigação da corrente de circulação explora o princípio cooperativo do controlo preditivo. Devido a esse facto, apesar do controlador do inversor 1 só conhecer o seu estado de comutação para avaliar o melhor estado a ser aplicado pelo controlador no instante $k + 1$, o controlador do inversor 2 tem o conhecimento da ação do controlador do inversor 1 e do próprio inversor 2. Consequentemente, obtém-se uma estimação mais precisa da corrente de circulação, como será possível verificar no capítulo 4. No entanto, esta abordagem cria uma dependência entre os controladores: o controlador do inversor 2 necessita de aguardar por dados do controlador do inversor 1 (tensão modo comum: $V_{NO_1}[k + 1]$). Por conseguinte, a estimação da corrente de circulação efetuada pelo controlador do inversor 1 e 2 é dada por:

$$i_{0_1}^p[k + 2] = i_{0_1}^p[k + 1] + T_s \frac{v_{NO_1}[k + 1] - i_{0_1}^p[k + 1](R_1 + R_2)}{(L_1 + L_2)}, \quad (3.30)$$

$$i_{0_2}^p[k + 2] = i_{0_2}^p[k + 1] + T_s \frac{(v_{NO_1} - v_{NO_2})[k + 1] - i_{0_2}^p[k + 1](R_1 + R_2)}{(L_1 + L_2)}, \quad (3.31)$$

onde o termo V_{NO_1} é o único termo variável da equação 3.30, pois depende do estado dos semicondutores do inversor 1. Na equação 3.31, o termo V_{NO_1} é constante porque já foi escolhido pelo controlador 1 e comunicado ao controlador 2. Assim, só o termo v_{NO_2} é um termo variável desta equação permitindo ao controlador 2 obter a informação completa sobre o sistema e efetuar uma estimativa precisa da corrente circulação.

As funções objetivo parciais do inversor j relativas à corrente de saída, à frequência de comutação e à corrente de circulação são, respetivamente, dadas por:

$$g_{i_L} = \sqrt{(i_{L_\alpha}^*[k + 2] - i_{L_\alpha}^p[k + 2])^2 + (i_{L_\beta}^*[k + 2] - i_{L_\beta}^p[k + 2])^2}, \quad (3.32)$$

$$g_{sw} = \sum |S_X[k + 1] - S_X[k]|, \quad (3.33)$$

$$g_{i_0} = |i_0^p[k + 2]| . \quad (3.34)$$

Assim, a função objetivo global é determinada por:

$$g = g_{i_L} W_{i_L} + g_{sw} W_{sw} + g_{i_0} W_{i_0} , \quad (3.35)$$

formada por uma combinação linear ponderada dos três objetivos parciais. A ponderação é realizada pelos respectivos pesos W_{i_L} , W_{sw} e W_{i_0} , obtidos empiricamente.

Capítulo 4

Validação e Resultados da Simulação

Neste capítulo, serão apresentados alguns resultados em ambiente de simulação para analisar o desempenho do sistema considerado ao longo deste trabalho. Para a realização dos testes de simulação, os dois controladores foram implementados em ambiente "*Matlab/Simulink*[®]". Na figura 4.1 é representado o modelo do sistema desenvolvido em simulação.

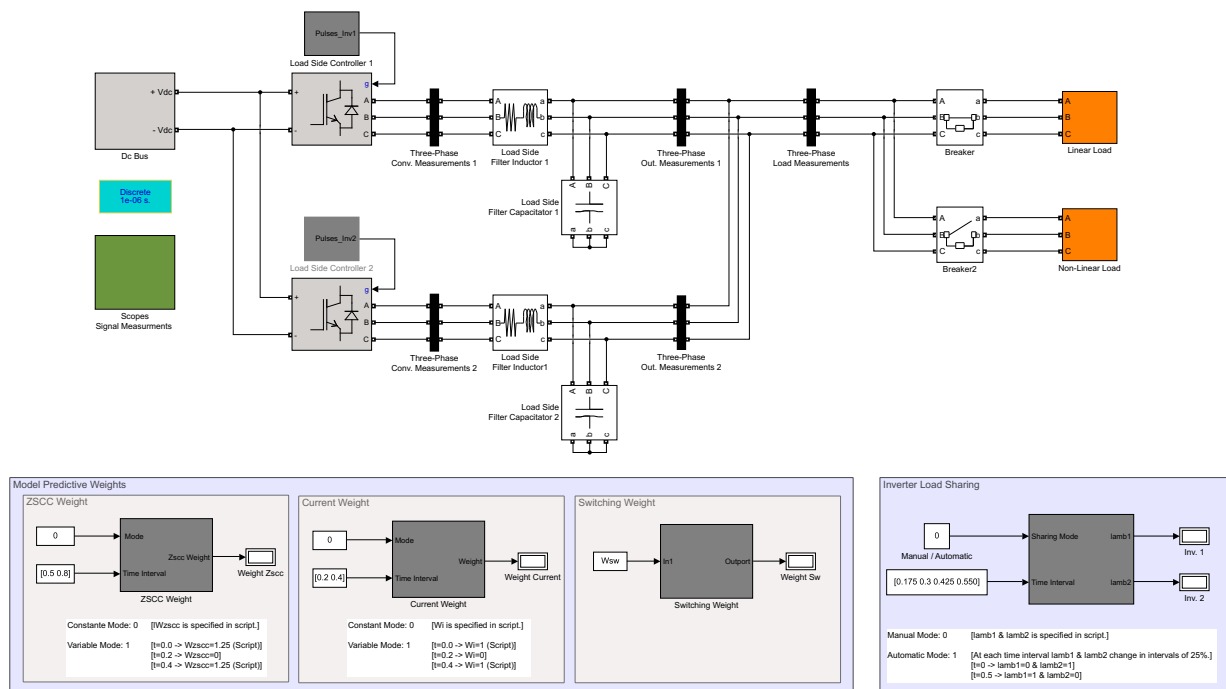
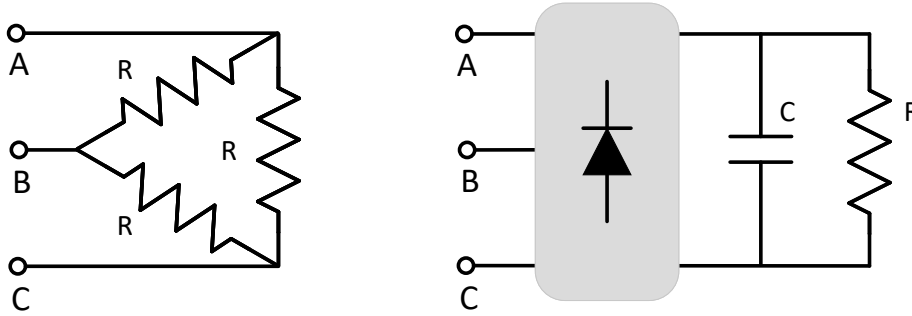


Figura 4.1: Modelo do sistema desenvolvido e implementado em "*Matlab/Simulink*[®]".

Para os testes efetuados, considerou-se um barramento de tensão DC ideal com uma tensão de 220V. Cada um dos inversores utiliza um filtro *LC*. A referência de tensão de saída dos inversores é definida para 50Hz/120V (RMS). Foram utilizadas dois tipos de cargas trifásicas: uma carga linear (*R*) e uma carga não linear constituída por um retificador

trifásico e um circuito RC , ambas representadas na figura 4.2. Em todas as simulações consideradas, o período de amostragem elétrico é de $1\mu s$ (T_{power}) e o período de amostragem dos controladores é de $50\mu s$ ($T_{control}$).



(a) Carga linear ($R=50\ \Omega$).

(b) Carga não linear ($R=35\ \Omega$, $C=80\ \mu F$).

Figura 4.2: Tipos de carga utilizadas na simulação..

Os resultados obtidos serão apresentados na seguinte ordem: em primeiro lugar é avaliado o funcionamento individual de cada inversor e o efeito da ação do controlador para a redução da frequência média de comutação do inversor. De seguida, com os dois inversores ligados em paralelo, é avaliada a eficácia da estratégia de controlo desenvolvida para a mitigação da corrente de circulação. Adicionalmente, é avaliada a possibilidade de partilha de carga de forma assimétrica entre os inversores. Por fim, a estratégia de controlo desenvolvida é comparada com o controlo centralizado e independente na eliminação da corrente de circulação.

4.1 Funcionamento independente

Em primeiro lugar, será analisado o desempenho de cada inversor a funcionar de forma independente. Na tabela 4.1 são especificados os parâmetros elétricos do sistema. As referências de controlo e os pesos utilizados para ambos os controladores estão definidos na tabela 4.2.

A figura 4.3 representa o funcionamento de ambos os módulos a alimentar uma carga resistiva tendo só a função objetivo da corrente ativa. De forma a demonstrar o impacto causado por diferentes parâmetros físicos do sistema (elementos de filtragem) ou devido a efeitos relativos ao controlo (diferentes respostas dos sensores), serão consideradas ambas as situações. Através da mesma observa-se que ambos os inversores geram uma tensão aproximadamente sinusoidal embora que, o sinal de tensão do inversor 2 apresenta um THD (1.15%) mais elevado comparativamente ao inversor 1 (0.56%). Este facto é explicado pela menor capacidade do filtro do inversor 2. Apesar da maior distorção harmónica, o valor da corrente é menor comparativamente ao inversor 1 devido à menor exigência de energia

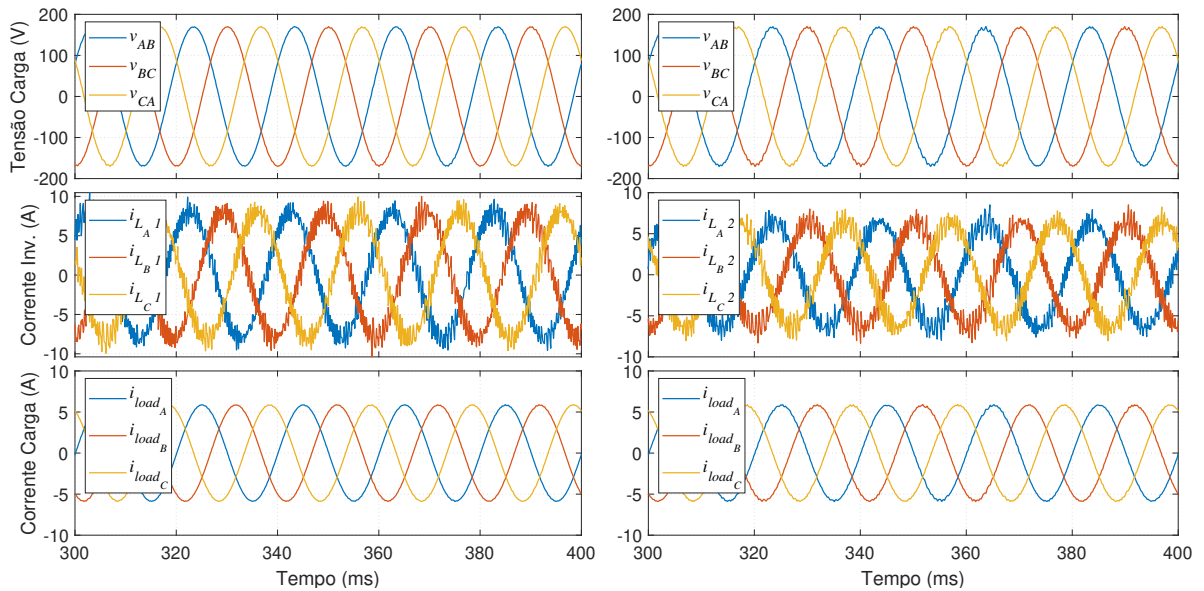
Tabela 4.1: Parâmetros elétricos do modelo.

Parâmetro Elétrico	Valor
Tensão de barramento DC	220 V
Indutância Inv. 1	6 mH
Capacidade Inv. 1	180 μ F
Indutância Inv. 2	6 mH
Capacidade Inv. 2	90 μ F
Resistência Inv. 1/2	0.1 Ω

Tabela 4.2: Parâmetros de controle do modelo.

Parâmetro de Controle	Valor
Tensão de linha (RMS)	120 V
Frequência	50 Hz
W_i	1

reativa por parte desse filtro. Deste modo, é possível constatar que a escolha do filtro LC representa obrigatoriamente um compromisso: o aumento da capacidade permite gerar um sinal de tensão de maior qualidade à custa do maior fornecimento de energia reativa ao filtro, levando ao aumento da amplitude da corrente.



(a) Inversor 1 ($C=180 \mu\text{F}$).

(b) Inversor 2 ($C=90 \mu\text{F}$).

Figura 4.3: Funcionamento individual de cada inversor - carga linear.

De forma a verificar a eficácia do objetivo parcial associado à redução da frequência média de comutação foram realizadas diversas simulações para diferentes valores do fator W_{sw} sendo os resultados apresentados nas tabelas 4.3. Como é possível verificar, a redução da frequência de comutação é obtida à custa de um aumento de THD da tensão. Desse modo, é necessário

Tabela 4.3: Valores de desempenho calculados para diferentes pesos.

W_{sw_1}	$THD_{v_{load}}$ (%)	$f_{sw_{med.}}$ [kHz]
0	0.56	4.35
0.04	0.66	4.03
0.08	0.79	3.57
0.10	0.76	3.53
0.15	1.16	2.93
0.20	1.51	2.84
0.22	2.29	1.91
0.24	2.10	2.60
0.26	3.99	1.82

(a) Inversor 1.

W_{sw_2}	$THD_{v_{load}}$ (%)	$f_{sw_{med.}}$ [kHz]
0	1.15	4.28
0.04	1.26	3.89
0.08	1.23	3.78
0.10	1,23	3.68
0.15	1,34	3.54
0.20	1,89	3.26
0.22	1.97	2.90
0.24	2.06	2.58
0.26	2.49	2.48

(b) Inversor 2.

realizar uma escolha ponderada de forma que a redução da frequência média de comutação não provoque um aumento acentuado de THD sob pena de deteriorar, em demasia, o sinal de tensão (considera-se o valor máximo admissível de 5%). Como o objetivo do sistema em estudo é garantir um sinal de tensão de elevada qualidade, o valor escolhido para os pesos W_{sw} será o que permitir uma maior diminuição da frequência de comutação sem incrementar em mais de 1% a distorção harmónica de tensão e, em simultâneo, garantir que a mesma é inferior ao limite máximo considerado. Assim, os pesos $W_{sw_1} = 0.20$ e $W_{sw_2} = 0.24$ foram escolhidos para o inversor 1 e inversor 2, respetivamente. Com as escolhas efetuadas foi possível reduzir a frequência média de comutação no inversor 1 em 1.5 kHz e do inversor 2 em 1.7 kHz e o THD aumentou, aproximadamente, 0.90% para ambos inversores.

Na figura 4.4 é demonstrado o funcionamento dos dois inversores a alimentar, de forma independente, uma carga não linear. Devido ao comportamento não linear da carga é espetável um aumento da distorção harmónica, comparativamente à situação anterior, no sinal de tensão (inversor 1=3.13%, inversor 2=4.45%). O aumento mais acentuado de THD no inversor 2 é explicado pela menor capacidade do filtro à saída do mesmo, apresentando uma distorção harmónica do sinal de tensão próxima do limite considerado. De forma análoga ao apresentado na tabela 4.3, foram efetuadas diversas simulações para diferentes valores do peso W_{sw} (de forma a evitar redundância, a tabela não será apresentada nesta situação). No entanto, devido aos valores superiores de distorção harmónica da tensão, existe um conjunto mais limitado de diferentes valores de W_{sw} que permitem reduzir a frequência média de comutação sem ultrapassar o valor máximo de THD admissível para ambos os inversores. O valor $W_{sw_1} = 0.06$ foi escolhido pois oferece uma redução de aproximadamente 1kHz à custa do aumento de 0.74% da distorção harmónica. O valor de $W_{sw_2} = 0$ foi mantido para o inversor 2, com THD=4.45%, pois qualquer outra opção iria ampliar a distorção harmónica para valores próximos do limite considerado, com reduções simbólicas na frequência de comutação ($\approx 300\text{Hz}$). Desse modo, opta-se por preservar uma margem de segurança até ao valor máximo considerado (5%).

Conforme visualizado, diferentes parâmetros do sistema (neste caso, diferentes capaci-

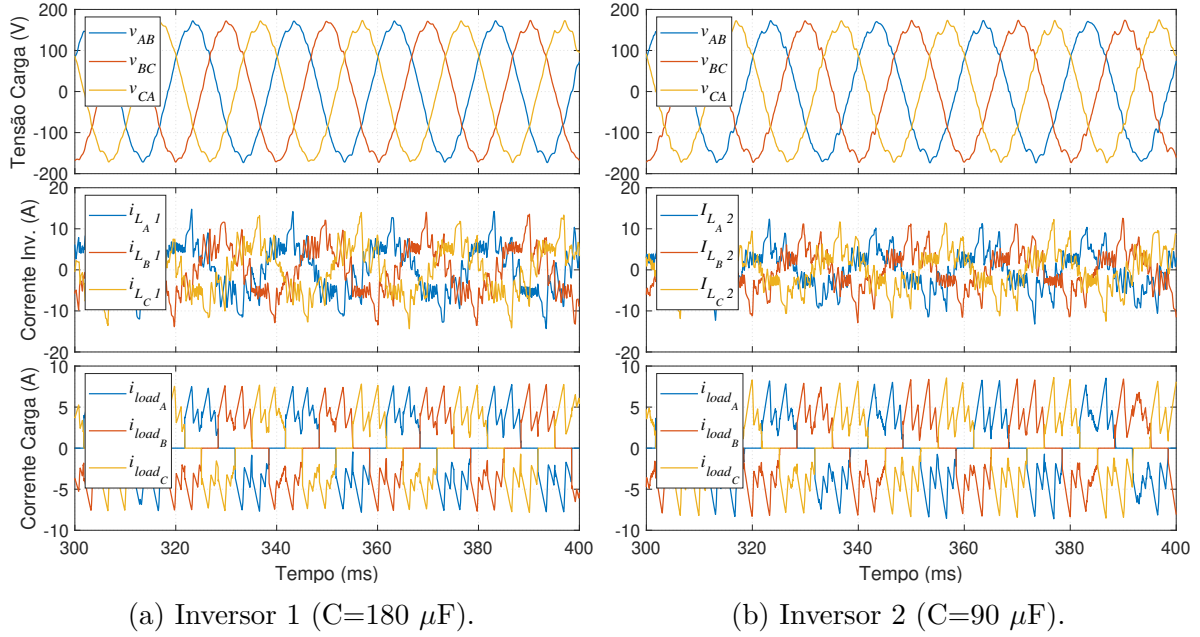


Figura 4.4: Funcionamento individual de cada inversor - carga não linear.

dades do filtro), resultam em diferentes valores de distorção harmónica no sinal de tensão de saída. Consequentemente, os pesos W_{sw_1} e W_{sw_2} devem ser ajustados de forma independente, com a finalidade de reduzir a frequência de comutação e consequentemente as perdas por comutação dos inversores sem penalizar, em demasia, a distorção harmónica do sinal de tensão de saída de cada inversor.

4.2 Funcionamento do paralelo de dois inversores

Nesta secção analisa-se o funcionamento do paralelo de dois inversores perante diferentes situações. Na configuração 1 é analisado o paralelo de dois inversores totalmente simétricos e na configuração 2 e 3 é analisado o funcionamento do sistema com capacidades e indutâncias diferentes, respetivamente. Os parâmetros utilizados nesta secção estão descritos nas tabelas 4.4 e 4.5. Deste modo, pretende-se observar a eficácia da estratégia de controlo desenvolvida para a mitigação da corrente de circulação. Também será analisada a partilha de carga de forma assimétrica entre os inversores e, por fim, serão analisadas diferentes abordagens para a mitigação da corrente de circulação.

4.2.1 Mitigação da corrente de circulação

A resposta da estratégia de controlo perante diferentes parâmetros do sistema é demonstrada através de resultados obtidos em simulação na figura 4.5 (configuração 1), figura 4.6 (configuração 2) e figura 4.7 (configuração 3). Em todas estas situações, a partilha de carga é simétrica ($\lambda_1 = \lambda_2 = 0.5$). A partir do primeiro instante assinalado ($t = 0.4s$), os sensores possuem diferentes respostas mantendo-se o controlo de corrente de circulação ativo.

Tabela 4.4: Parâmetros elétricos do modelo.

Parâmetro Elétrico	Valor		
	Config. 1	Config. 2	Config. 3
Resistência Inv. 1/2	0.1 Ω		
Indutância Inv. 1	6mH		
Capacidade Inv. 1	180 μ F		
Indutância Inv. 2	6mH		5mH
Capacidade Inv. 2	180 μ F	90 μ F	180 μ F
Tensão Barramento DC	220 V		

Tabela 4.5: Parâmetros de controlo do modelo.

Parâmetro de Controlo	Valor
Tensão de linha (RMS)	120 V
Frequência	50 Hz
W_i	1
W_{i_0}	1.25

A partir do segundo instante ($t = 0.5s$), o controlo da corrente de circulação é desligado.

Através da figura 4.5, observa-se que a corrente de circulação é eliminada enquanto o controlo da mesma está ativo (até $t = 0.5s$). Após desligar o controlo, a corrente de circulação atinge rapidamente uma amplitude, em módulo, de quase 5A em ambas as situações, sendo que a mesma vai oscilando entre -5A e 5A ao longo do tempo. Isso traduz-se num aumento do valor de pico da corrente à saída de cada inversor, o que pode ser crítico quando esse valor ultrapassa valor máximo suportado pelos semicondutores. No entanto, é mantida uma onda de tensão de elevada qualidade na carga, com uma distorção harmónica de 0.68% para a carga linear e 1.46% para a carga não linear.

É necessário salientar que enquanto o sistema é totalmente simétrico, até $t = 0.4s$, a corrente de circulação não sofre qualquer alteração. Esse resultado é explicado por uma singularidade matemática, só verificada em ambiente de simulação: os elementos elétricos dos dois conversores têm condições iniciais iguais, todos os parâmetros do sistema são iguais e constantes ao longo do tempo e a partilha de carga é simétrica. Desse modo, os estados aplicados em ambos os conversores são os mesmos, causando uma resposta idêntica em cada período de amostragem $T_{s_{control}}$. Desta forma, não existe circulação de corrente entre os conversores. A situação descrita seria impossível em ambiente experimental devido às condicionantes inerentes ao mesmo: variações associadas de todos os componentes do sistema (filtros, semicondutores, etc), diferentes instantes de comutação ou diferentes respostas dos sensores. Para evitar esta singularidade matemática, foi causada uma resposta desigual dos sensores a partir do instante $t=0.4s$. Esta diferença leva à saída desta condição de total simetria, entrando o sistema numa condição normal de funcionamento (com diferentes

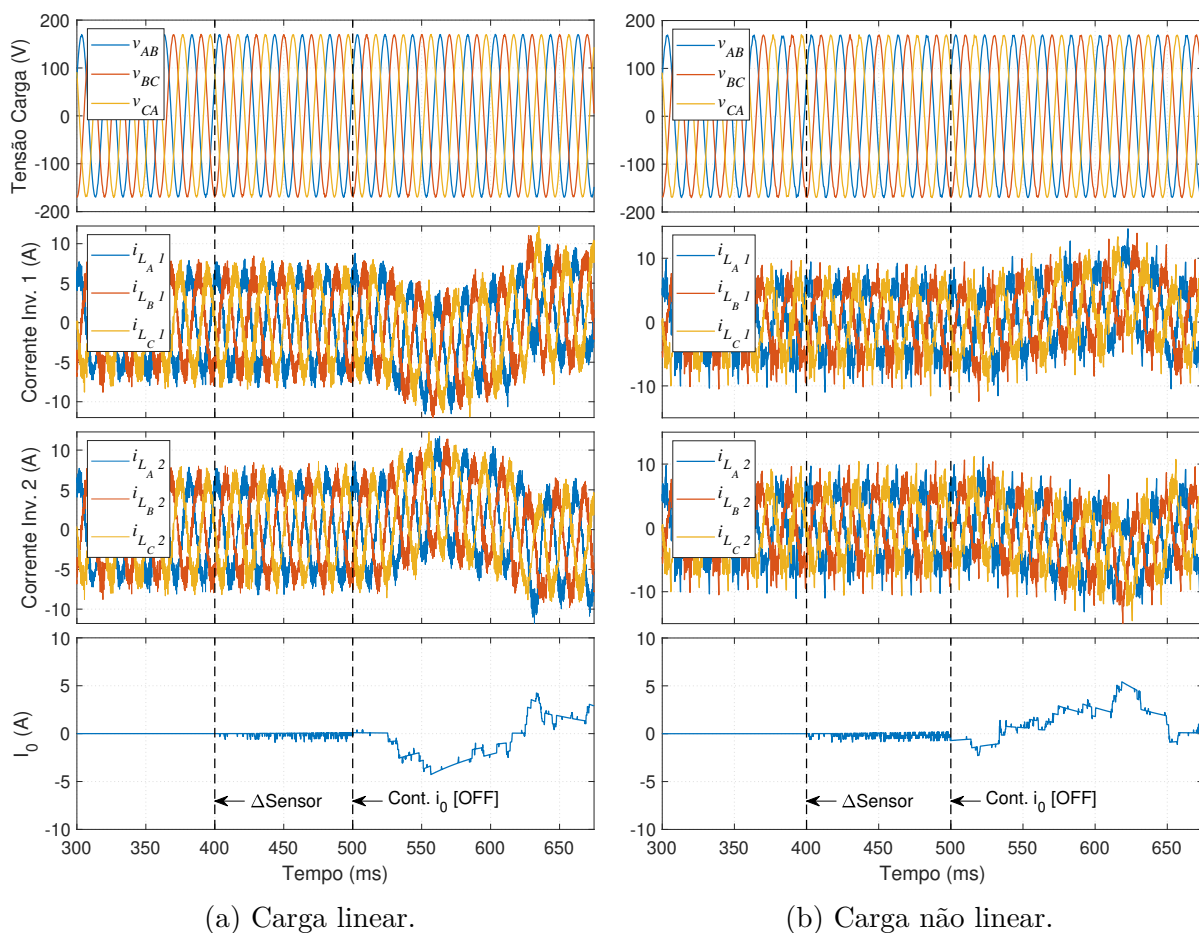


Figura 4.5: Desempenho do sistema - configuração 1.

respostas dos 2 conversores e consequente geração de corrente de circulação). A condição inicial (puramente teórica) de total simetria é incluída nos resultados apresentados como chamada de atenção, uma vez que esta singularidade matemática pode facilmente levar a uma análise errónea quando feita em ambiente puramente de simulação.

A figura 4.6 apresenta os resultados do funcionamento do sistema quando os filtros possuem diferentes capacidades (configuração 2). Após a desativação do controlo da corrente de circulação, ocorre o aparecimento da corrente de circulação em ambas as situações. A mesma vai oscilando entre, aproximadamente, $-5A$ a $+5A$ ao longo do tempo, apesar de não ser visualizado na janela temporal da carga não linear por questões de visualização das grandezas medidas. De igual forma à situação anterior, até ao instante $t = 0.4s$, não se verifica nenhuma oscilação na corrente de circulação apesar da utilização diferentes capacidades nos filtros. Esse resultado pode ser explicado através da análise matemática efetuada na secção 3.1.2, onde as capacidades e suas variações não interferem na dinâmica da corrente de circulação e, assim, o sistema apresenta um comportamento idêntico à situação anterior (até ao instante $t = 0.4s$ da figura 4.5), devido aos mesmos fatores. Ou seja, só as diferentes respostas dos sensores contribuem para o aparecimento da corrente de circulação. No entanto, devido à menor capacidade do filtro do inversor 2, verifica-se que a corrente à saída

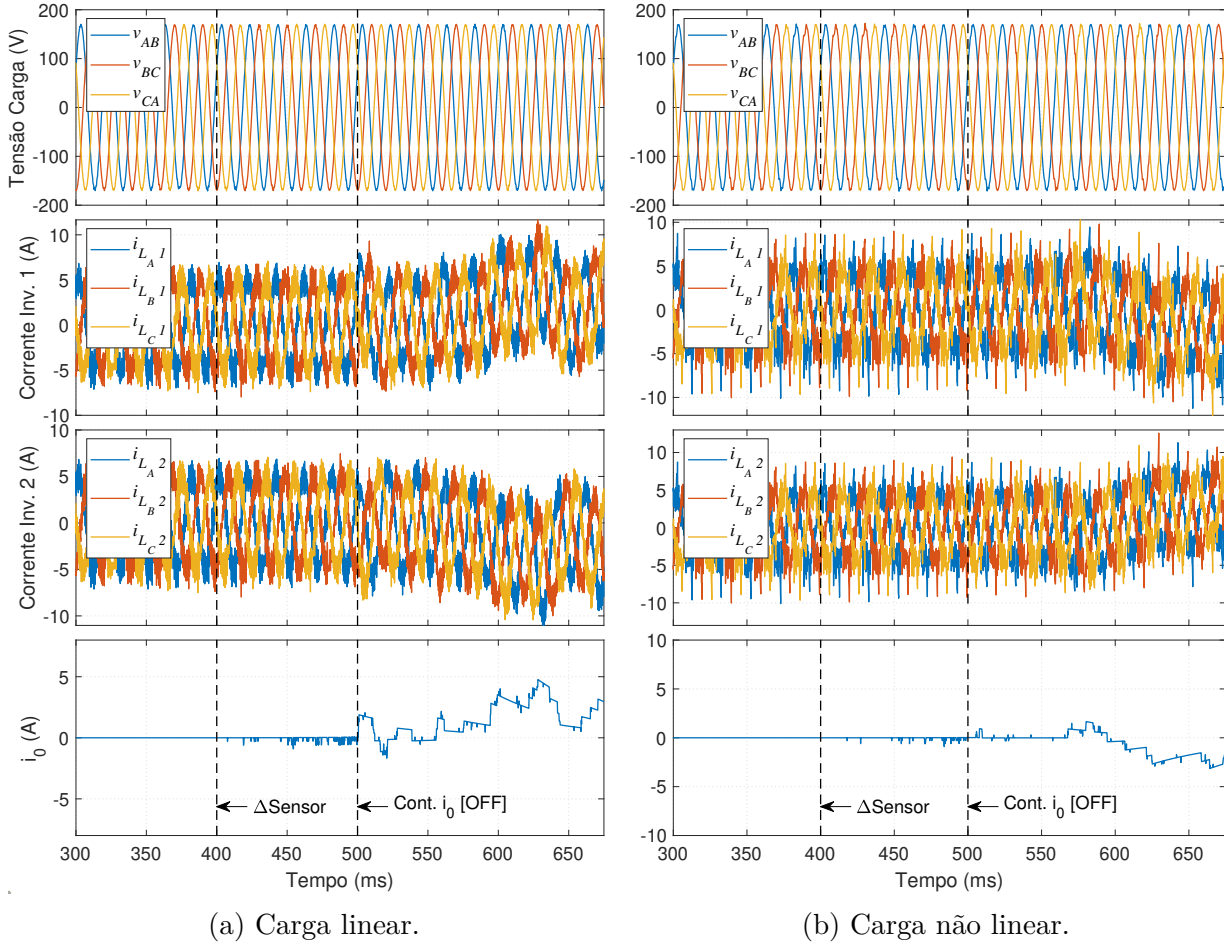


Figura 4.6: Desempenho do sistema - configuração 2.

do mesmo possui maior conteúdo harmônico comparativamente ao inversor 1, sendo mais visível na presença de uma carga não linear. No entanto, independentemente do tipo de carga, o sinal de tensão possui uma elevada qualidade.

Na figura 4.7 estão representados os resultados do funcionamento do sistema quando há diferentes indutâncias nos filtros (configuração 3). Enquanto o controle da corrente de circulação está ativo (até $t=0.5s$), a corrente de circulação apresenta apenas uma pequena oscilação em torno de zero. Após desativação do mesmo, observa-se um aumento muito significativo da mesma à saída dos inversores atingindo, rapidamente, uma amplitude muito superior à amplitude das correntes de saída do inversor na ausência da corrente de circulação (mais do triplo). Apesar das fortes variações ao longo do tempo, a mesma atinge valores absolutos (máximos) superiores a 10A e 14A perante a carga linear e não linear, respetivamente. A maior amplitude verificada nesta situação quando comparada com as duas anteriores está diretamente relacionada com a dimensão da assimetria entre os dois inversores. Quanto maior a assimetria, neste caso provocada pelas diferentes indutâncias, maior será o número de vezes que diferentes estados de comutação serão aplicados aos inversores, durante um período (20ms). Consequentemente, os inversores possuirão, frequentemente, diferentes tensões de modo comum contribuindo para o surgimento de correntes de circulação entre os

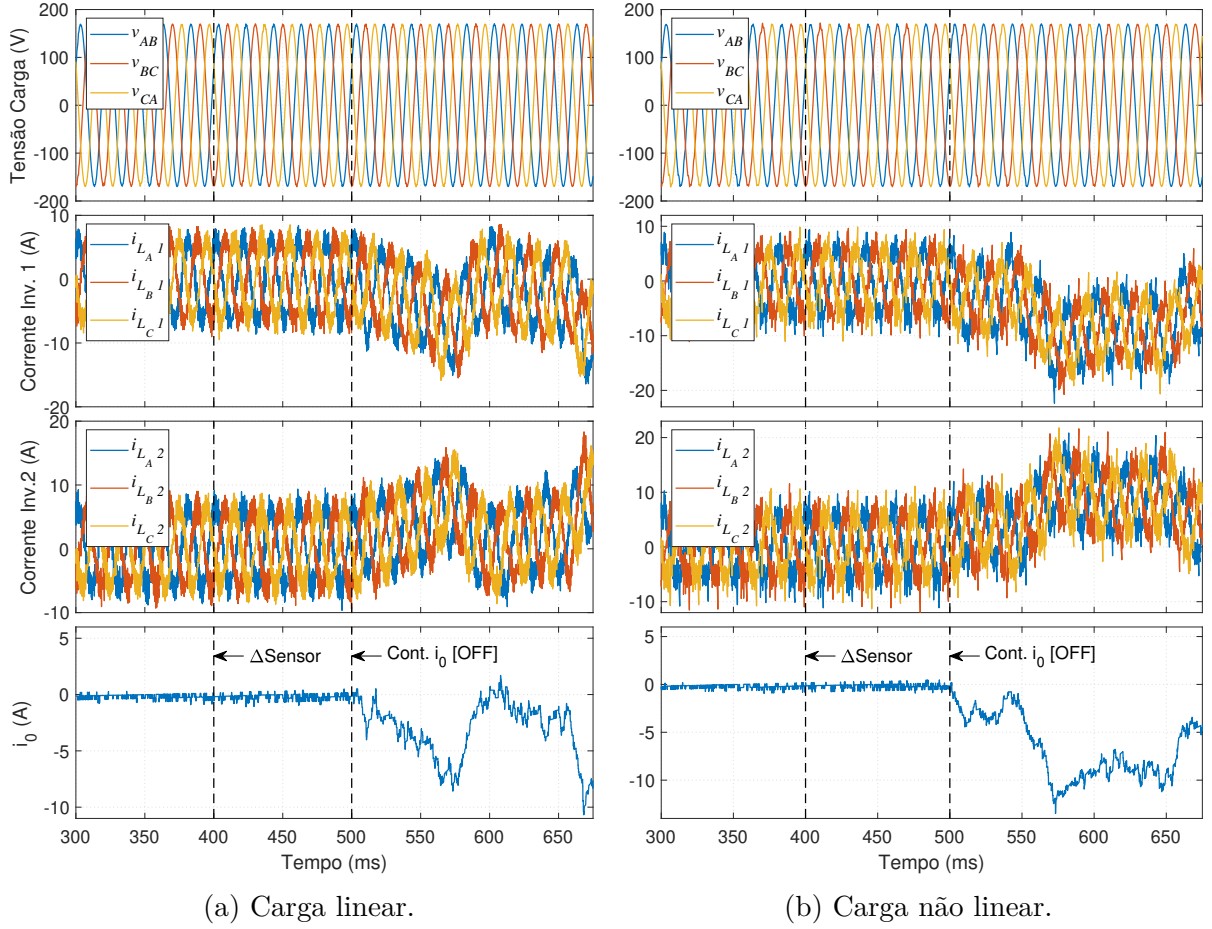


Figura 4.7: Desempenho do sistema - configuração 3.

inversores, causando o aumento do valor de pico das correntes que os semicondutores têm que suportar. Contudo, o sistema garante um sinal de tensão com baixa distorção harmônica (0.85% para a carga linear e 1.46% para a carga não linear).

Independentemente da situação analisada, verificou-se que o sistema consegue fornecer uma onda de tensão de elevada qualidade, mesmo perante cargas não lineares. Apesar da carga não ser afetada diretamente pela corrente de circulação, é muito importante eliminá-la pois a mesma pode tomar valores elevados, podendo danificar os semicondutores dos inversores, assim como os elementos constituintes dos filtros.

Relativamente à redução da frequência média de comutação e tendo em conta às conclusões observadas anteriormente, irá considerar-se o sistema num único regime de operação permanente, com a configuração 3 (diferentes indutâncias). Através das tabelas 4.6a e 4.6b é possível observar o desempenho do sistema para diferentes fatores W_{sw} para a carga linear e não linear, respetivamente.

Tabela 4.6: Valores de desempenho calculados para diferentes pesos.

W_{sw}	$THD_{v_{load}}$ (%)	$f_{sw1m.}$ [kHz]	$f_{sw2m.}$ [kHz]
0	0.95	4.04	3.91
0.01	1.02	3.35	3.23
0.02	1.13	3.63	3.40
0.03	1.23	3.65	3.59
0.04	1.24	3.33	3.19
0.05	1.43	3.21	3.05
0.06	1.70	3.06	2.86
0.08	2.41	3.06	3.08
0.10	2.80	2.40	2.27

(a) Carga linear.

(b) Carga não linear.

Como é possível observar, o sistema fornece um sinal de tensão com menor conteúdo harmônico à carga linear. Incrementando o fator W_{sw} de 0 para 0.01, perante uma carga linear, a frequência média de comutação do inversor 1 é diminuída de 4.04kHz para 3.35kHz e do inversor 2 de 3.91kHz para 3.23kHz. Essa redução é conseguida à custa do aumento de distorção harmônica da tensão de saída de 0.95% para 1.02%. Comportamento semelhante é observado para a carga não linear. No entanto, o peso W_{sw} tem um desempenho diferente perante diferentes cargas. De forma a obter um bom desempenho, independentemente da carga, o fator $W_{sw} = 0.04$ torna-se a escolha mais adequada. Apesar de não ser a opção mais eficiente para cada uma das situações, o fator escolhido permite reduzir aproximadamente a frequência média de comutação do sistema em 1.67 kHz para a situação de carga linear e 1.58 kHz para a carga não linear, à custa de um aumento de aproximadamente 0.30% THD, em ambas as situações. Assim, é possível garantir um bom desempenho do sistema para diferentes tipos de carga e, em simultâneo, um sinal de tensão de elevada qualidade.

4.2.2 Partilha assimétrica de carga

Nesta secção, irá analisar-se a resposta dinâmica do sistema perante alterações na distribuição de carga entre os inversores, considerando uma carga linear e uma carga não linear (figura 4.8 e 4.9, respetivamente). Em toda a secção, ambos os filtros LC são semelhantes (configuração 1) e os pesos relativos aos objetivos do controlo estão definidos na tabela 4.5 (considerando-se $W_{sw} = 0$). Os instantes onde ocorrem alterações na distribuição de carga entre os inversores estão assinalados a tracejado. No instante inicial, o inversor 2 fornece a potência total à carga ($\lambda_2 = 1$ e $\lambda_1 = 0$). Quando $t = 175ms$ (primeira linha a tracejado) e a cada $125ms$, a contribuição do inversor 1 irá aumentar 25% e, conseqüentemente, a do inversor 2 diminuir 25% até o inversor 1 fornecer a potência total à carga. É possível verificar um forte desequilíbrio das correntes dos inversores graças à introdução de uma componente DC devido à corrente de circulação i_0 . Também é possível constatar que quanto maior é o desequilíbrio do sistema, maior é a componente DC e a corrente de circulação, originando uma maior distorção harmônica das correntes à saída dos inversores e uma redução da eficiência

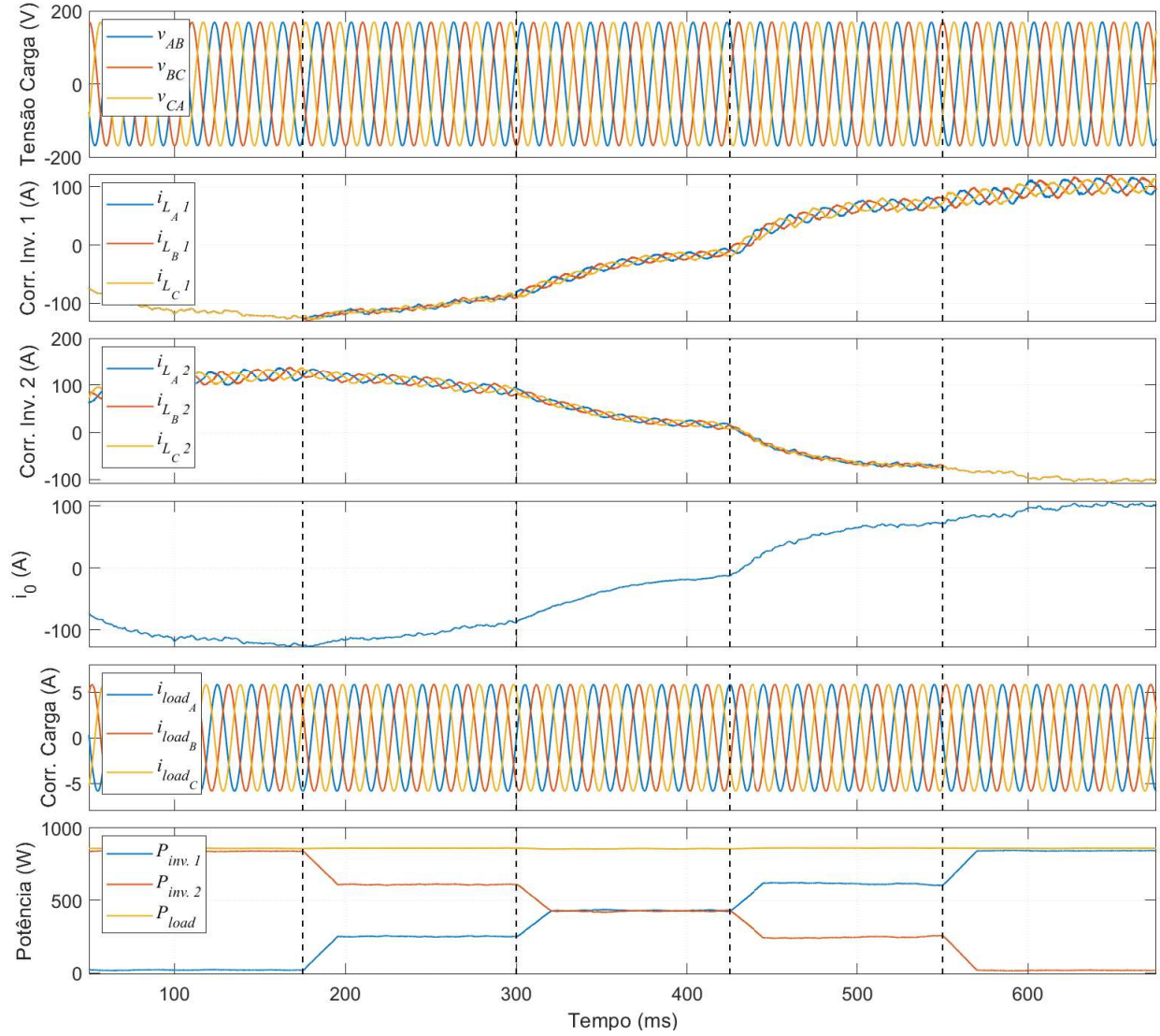


Figura 4.8: Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 desligado - carga linear.

global do sistema.

Nas figuras 4.10 e 4.11 é analisada a dinâmica da corrente de circulação perante diferentes assimetrias no regime de carga: $\lambda_1 = 0.6$, $\lambda_2 = 0.4$ e $\lambda_1 = 0.8$, $\lambda_2 = 0.2$, respetivamente. Como visto em 3.1.2, diferentes tensões de modo comum originam o aparecimento/aumento da corrente de circulação ($\Delta v_{NO} = v_{NO_1} - v_{NO_2}$). Comparando os dois regimes de operação, é possível observar esse facto.

Na figura 4.10, onde o sistema se encontra menos desequilibrado, $\Delta v_{NO} = 0$ em aproximadamente 70% dos períodos de amostragem, isto é, o estado de ambos os inversores é igual na maioria do tempo de simulação e não contribuem para o aumento/diminuição da corrente de circulação. No entanto, o valor da corrente de circulação atinge uma amplitude elevada (35 A, aproximadamente). Observando a figura 4.11, onde há um maior desequilíbrio do sistema, a corrente de circulação atinge amplitudes muito superiores, próximas de 100 A. Observando as tabelas 4.7a e 4.7b, verifica-se que a percentagem de tempo em que os conversores possuem o mesmo estado é reduzido para, aproximadamente, 45% e Δv_{NO} é

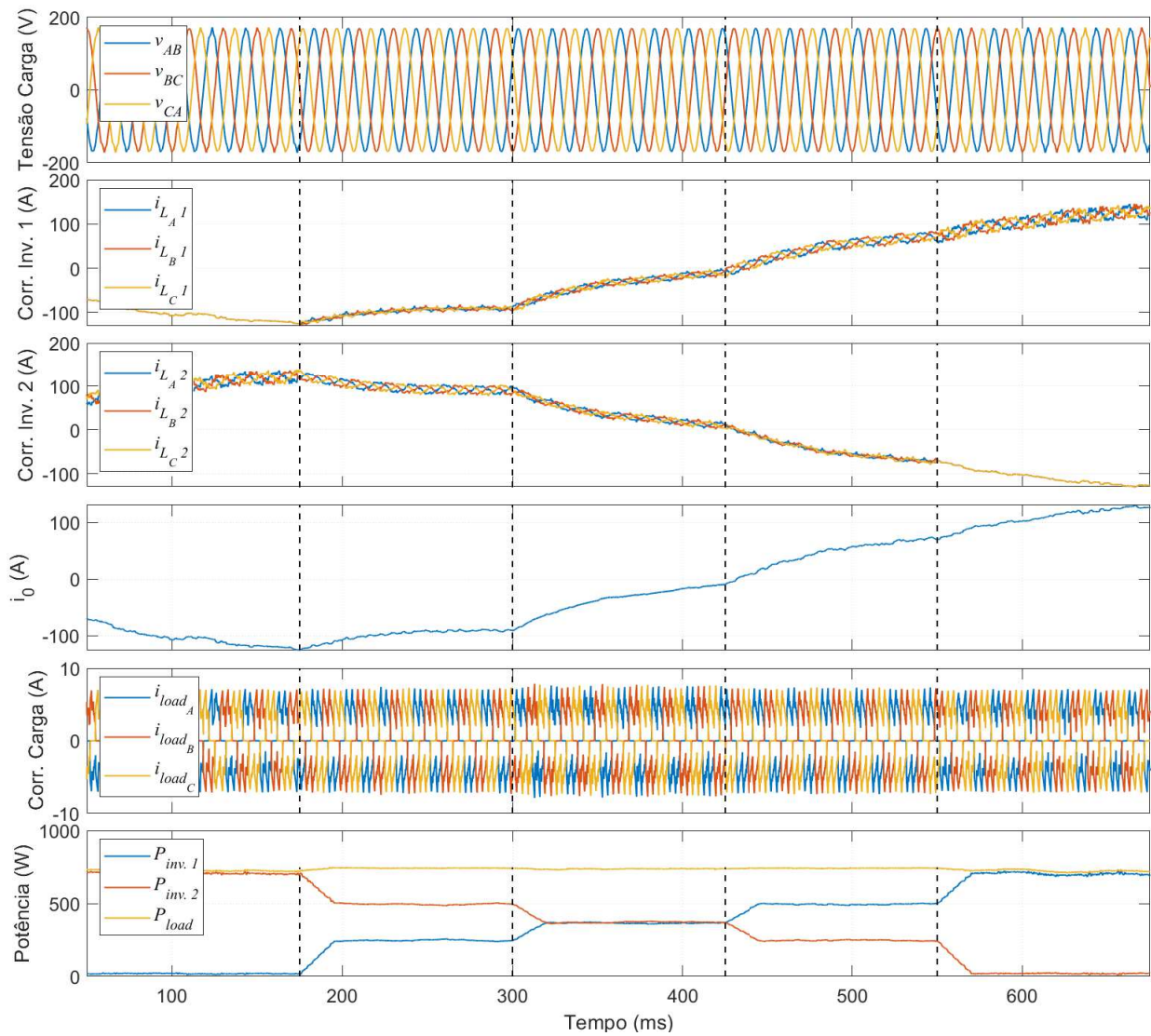


Figura 4.9: Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 desligado - carga não linear.

igual a $\frac{V_{dc}}{3}$ e $\frac{2V_{dc}}{3}$ um maior número de vezes, durante o mesmo intervalo de tempo, quando comparado com a situação de menor desequilíbrio.

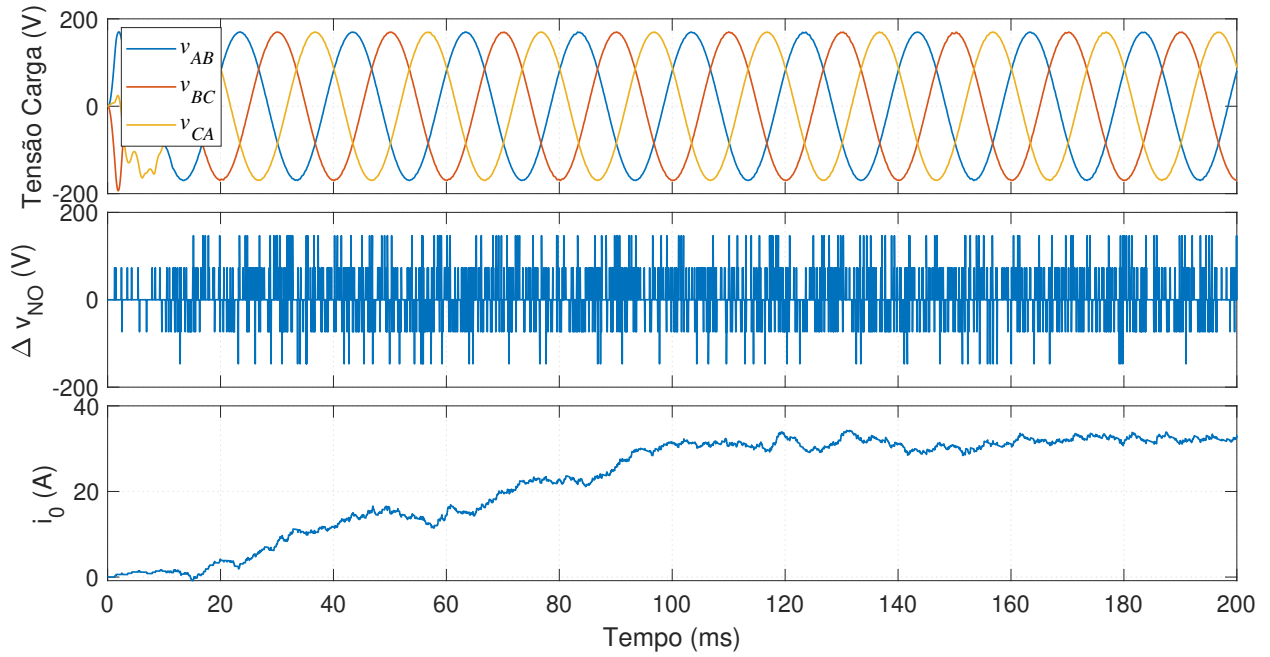


Figura 4.10: Sistema com distribuição de carga $\lambda_1 = 0.6$ e $\lambda_2 = 0.4$.

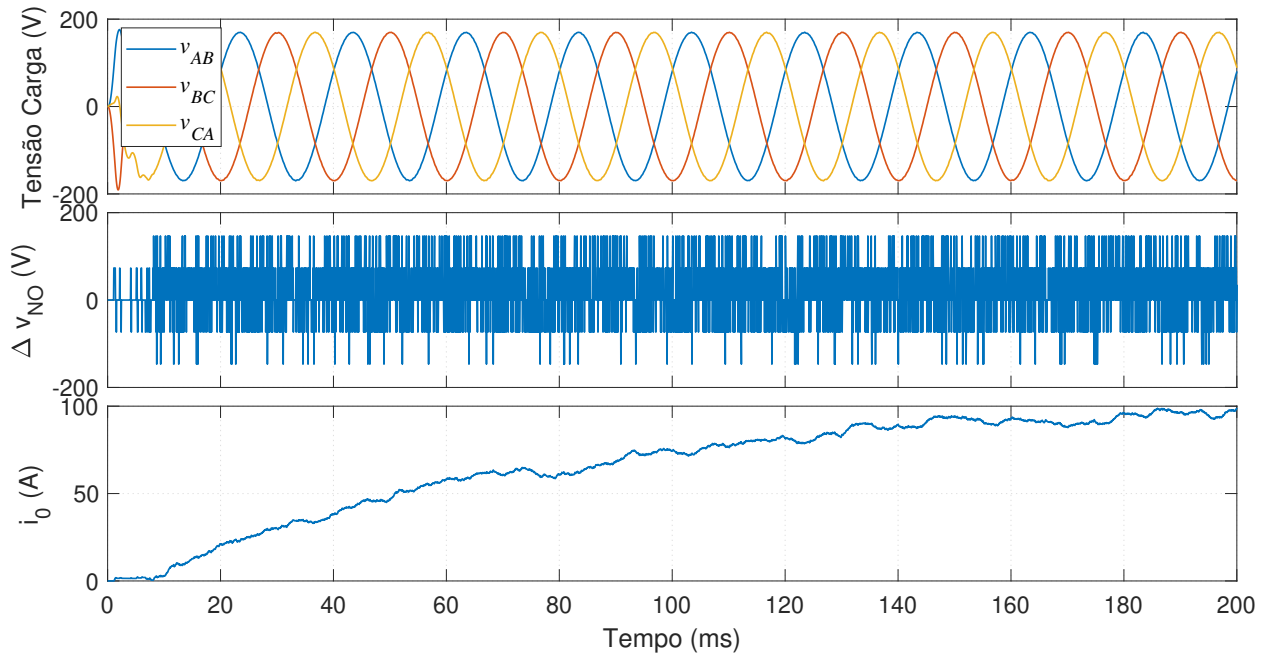


Figura 4.11: Sistema com distribuição de carga $\lambda_1 = 0.8$ e $\lambda_2 = 0.2$.

Assim, conclui-se que quanto maior é o desequilíbrio do sistema, maior o número de vezes que os inversores se encontram em estados diferentes. Caso a distribuição de carga seja inversa, a corrente de circulação terá a mesma amplitude mas o sentido oposto, devido à convenção de sinal considerado na figura 3.1. Os resultados apresentados demonstram que sistemas idênticos ao considerado (conversores ligados em paralelo ao mesmo barramento DC) podem potencializar o aparecimento e permanência de correntes de circulação de elevada amplitude no sistema, podendo levar à destruição dos conversores. Assim, torna-se imper-

Tabela 4.7: Distribuição temporal dos valores de desequilíbrio de tensão homopolar entre os inversores para diferentes distribuições de carga. (algoritmo em A.1).

Δv_{NO}	Amostras	Tempo (%)
$\frac{2V_{dc}}{3}$	466	3.88
$\frac{V_{dc}}{3}$	1719	14.32
0	8296	69.14
$-\frac{V_{dc}}{3}$	1344	11.20
$-\frac{2V_{dc}}{3}$	175	1.46
Total	12000	100

(a) $\lambda_1 = 0.6$ e $\lambda_2 = 0.4$.

Δv_{NO}	Amostras	Tempo (%)
$\frac{2V_{dc}}{3}$	1222	10.18
$\frac{V_{dc}}{3}$	3134	26.12
0	5330	44.42
$-\frac{V_{dc}}{3}$	2113	17.60
$-\frac{2V_{dc}}{3}$	201	1.68
Total	12000	100

(b) $\lambda_1 = 0.8$ e $\lambda_2 = 0.2$.

ativo o desenvolvimento de uma estratégia que permita suprimir a corrente de circulação e garanta o correto funcionamento do sistema.

As figuras 4.12 e 4.13 apresentam a resposta do sistema com o controle da corrente de circulação (i_0) ativo quando alimenta uma carga linear e não linear, respetivamente.

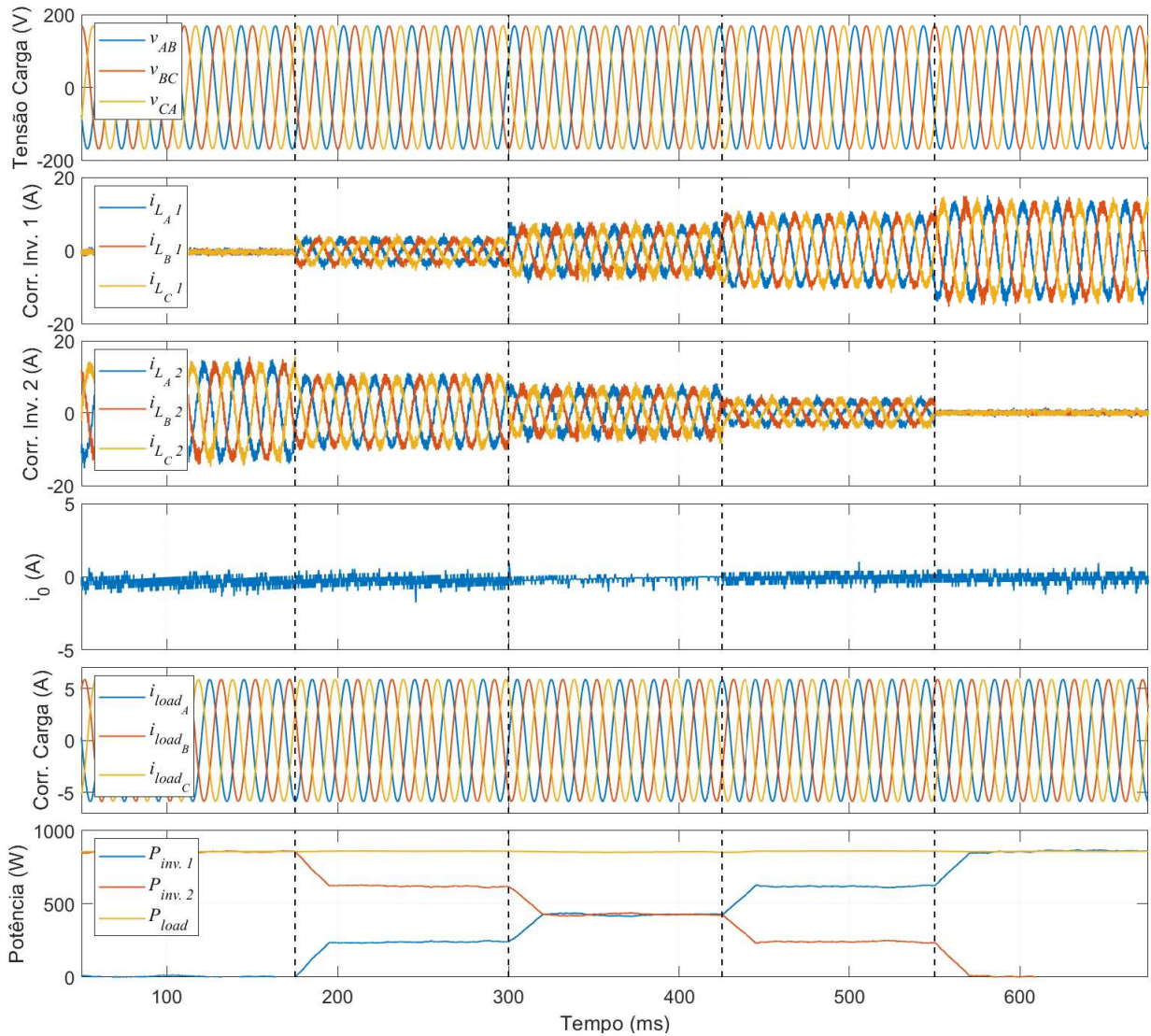


Figura 4.12: Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 ativo - carga linear.

Quando a percentagem de carga atribuída aos inversores é 0% (inversor 1 até 175ms e inversor 2 a partir de 550ms) observa-se a presença de uma corrente residual à saída do inversor correspondente. Em ambos os instantes, o respetivo inversor tenta ativamente seguir a referência de corrente zero, resultando numa oscilação em torno desse valor pois é o mais próximo de zero que cada inversor consegue garantir. Observando as correntes de saída de cada inversor, é possível visualizar uma rápida resposta do sistema de controlo perante alterações da distribuição de carga entre os mesmos. O controlo da corrente de circulação elimina a corrente de circulação no sistema, independentemente da assimetria do mesmo. Consequentemente, o desequilíbrio das correntes de linha, à saída dos inversores, é anulado e a distorção harmónica das mesmas reduzida.

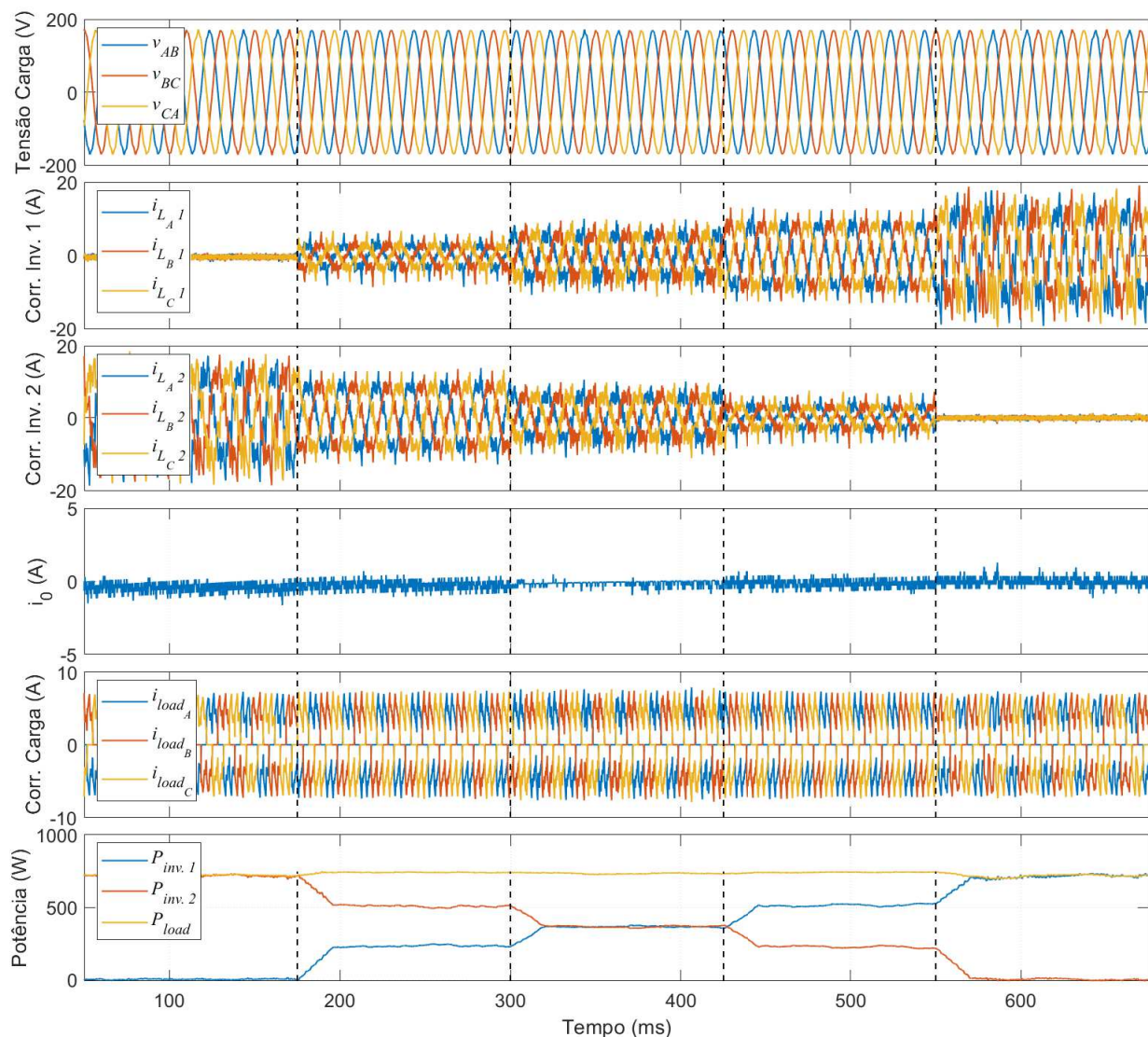


Figura 4.13: Partilha assimétrica de carga com controlo de i_0 ativo - carga não linear.

Por fim, o sistema consegue aliar o fornecimento de uma onda de tensão de elevada qualidade à carga com uma possível distribuição assimétrica de potência entre os inversores. O valor de distorção harmónica da tensão é relativamente baixo, nunca ultrapassando os 5%,

mesmo perante a carga não linear - **VER NOTA LUIS - etiqueta 8.**

4.2.3 Diferentes abordagens para a mitigação da corrente de circulação

Nesta secção irão analisar-se três diferentes abordagens para a mitigação da corrente de circulação e contrapor o esforço computacional da abordagem com a eficácia da mesma. As estratégias analisadas são: controlo centralizado, independente e cooperativo. As figuras apresentadas para a explicação das três abordagens consideram o sistema em regime permanente, alimentando uma carga linear, com partilha simétrica de carga ($\lambda_1 = \lambda_2 = 0.5$) e configuração 3 (tabela 4.4).

Controlo Centralizado

Como referido na secção 2.1.2, o controlo centralizado é a abordagem que permite a estimação mais precisa da corrente de circulação. Os inversores são controlados por um único controlador e, desse modo, o controlador possui informação completa sobre o estado de todos os inversores. Como observado na figura 4.14, as estimações efetuadas pelo controlador para $k+1$ e $k+2$ são coincidentes, permitindo o controlador agir em conformidade com o impacto que cada conversor tem no sistema e mitigar a corrente de circulação de forma eficaz.

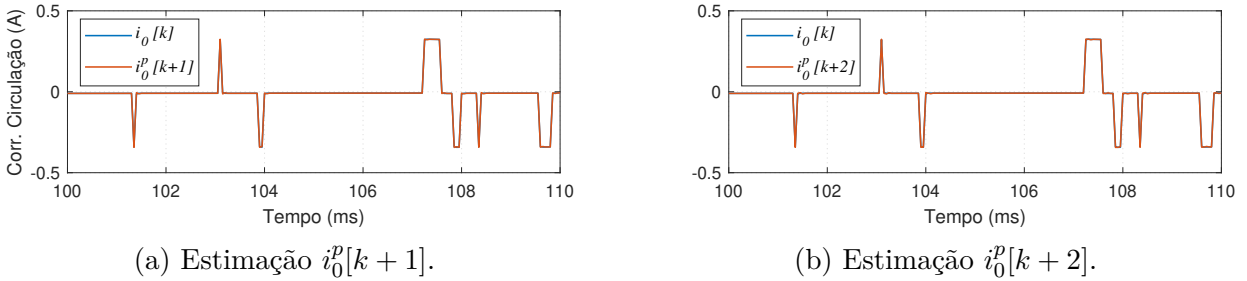


Figura 4.14: Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada (i_0^p).

No entanto, este método apresenta algumas limitações destacando-se: o elevado esforço computacional (64 estimações por cada período de amostragem $T_{s_{control}}$) e reduzida fiabilidade devido à existência de um único controlador.

Controlo Independente

A estratégia de controlo independente é a técnica que menos exige ao nível de comunicação entre os dois inversores. Ao contrário do controlo centralizado, cada inversor possui o seu controlador. Para a estimação do sistema, para o instante $k+1$, cada inversor considera o próprio impacto e o do outro inversor na corrente de circulação, através do estado de ambos os inversores no instante k (de forma idêntica ao controlo centralizado, figura 4.14a). Apesar de exigir comunicação entre os controladores, permite uma estimação mais precisa do estado

do sistema e, como resultado, uma maior eficácia na supressão da corrente de circulação. Para o instante $k + 2$, cada controlador só considera o seu próprio estado de comutação para a escolha do melhor estado a aplicar no instante seguinte ($k + 1$), introduzindo erro na estimação da corrente de circulação em ambos os controladores como é visível na figura 4.15.

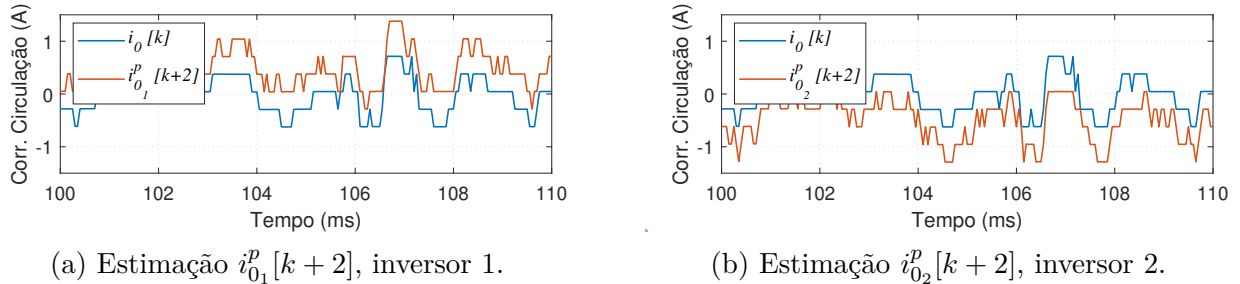


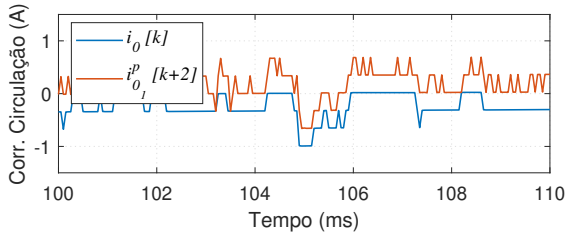
Figura 4.15: Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada ($i_{0_1}^p$ e $i_{0_2}^p$).

Deste modo, esta abordagem facilita a implementação em plataformas de controlo independentes, pois possui requisitos de comunicação menos exigentes entre os dois controladores. Consequentemente, o número de estimações necessárias são reduzidas para 16 (contra as 64 estimações do controlo centralizado). Por outro lado, a introdução de erro na estimação da corrente de circulação pode traduzir-se num menor desempenho na eliminação da mesma e, consequentemente, um possível aumento da distorção harmónica na tensão de saída dos inversores.

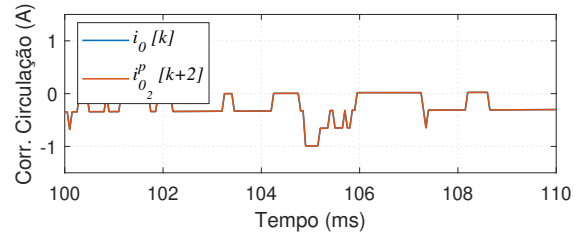
Controlo Cooperativo

O princípio cooperativo para a supressão da corrente de circulação foi a estratégia utilizada ao longo deste trabalho. Cada inversor possui o seu controlador e a estimação da corrente de circulação para o instante $k + 1$ é efetuada de forma idêntica ao controlo independente. A principal diferença desta abordagem prende-se com a estimação da corrente de circulação para o instante $k + 2$: o controlador 1 estima a corrente de circulação só tendo em conta o estado do inversor 1, introduzindo erro na estimação (figura 4.16a). Por outro lado, o controlador do inversor 2 estima a corrente de circulação para o instante $k + 2$ tendo em conta o seu próprio estado e o estado escolhido pelo controlador do inversor 1. Desse modo, o controlador do inversor 2 consegue estimar de forma precisa a corrente de circulação e agir em conformidade (figura 4.16b).

Cada inversor possui o seu controlador e a estimação da corrente de circulação para o instante $k + 1$ é efetuada de igual forma ao controlo independente.



(a) Estimação $i_{0_1}^p[k+2]$, inversor 1.



(b) Estimação $i_{0_2}^p[k+2]$, inversor 2.

Figura 4.16: Comparação da corrente de circulação medida (i_0) e estimada ($i_{0_1}^p$ e $i_{0_2}^p$).

Assim, comparativamente ao controlo independente, este método permite uma estimação da corrente de circulação com maior precisão e, em simultâneo, conservar o esforço computacional (16 estimações do sistema). No entanto, esta estratégia exige uma maior dependência entre os inversores, pois a decisão do controlador 2 depende do estado aplicado ao inversor 1. Além disso, esta abordagem poderia ser complicada de implementar em plataformas de controlo absolutamente independentes (devido à comunicação extremamente rápida que seria necessária), mas é muito simples de implementar se ambos os controladores forem executados na mesma plataforma de controlo (tendo aproximadamente a mesma carga computacional que dois controladores independentes).

De seguida, irá aplicar-se as três diferentes abordagens ao sistema em estudo e, analisar o impacto na distorção harmónica na tensão de saída. Serão considerados três regimes de carga: carga linear, carga não linear e, em simultâneo, carga linear e não linear. Para todos os regimes de carga, consideram-se os seguintes regimes de operação permanentes:

1. Partilha assimétrica de carga ($\lambda_1 = 0.8$, $\lambda_2 = 0.2$) e configuração 1;
2. Partilha simétrica de carga ($\lambda_1 = \lambda_2 = 0.5$) e configuração 3;
3. Partilha assimétrica de carga ($\lambda_1 = 0.8$, $\lambda_2 = 0.2$) e configuração 3.

Considerando o primeiro regime de operação (tabelas 4.8) verifica-se que o controlo centralizado é a estratégia que melhor desempenho oferece. No entanto, esse melhor desempenho só é notado na presença de cargas não lineares. Comparando as abordagens não centralizadas, o princípio cooperativo apresenta resultados semelhantes ao controlo independente.

Tabela 4.8: Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 1.

Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.
0.32%	0.33%	0.32%	1.75%	1.90%	1.90%	1.73%	1.91%	1.90%
(a) Carga linear.			(b) Carga não linear.			(c) Carga linear e não linear.		

Durante o regime de operação 2 (tabelas 4.9), o controlo centralizado obtém o melhor desempenho, independentemente do tipo de carga. Destaca-se a superioridade desta abordagem perante a carga não linear, situação mais exigente para os controladores. No entanto,

observa-se que o controlo cooperativo tem uma ligeira melhoria no desempenho perante uma maior carga no sistema, quando comparado com o controlo independente.

Tabela 4.9: Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 2.

Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.
0.63%	0.95%	0.94%	1.74%	2.22%	2.23%	1.73%	1.99%	2.13%
(a) Carga linear.			(b) Carga não linear.			(c) Carga linear e não linear.		

Por fim, analisando o regime de operação com maior desequilíbrio (operação 3), observa-se nas tabelas 4.10 que, mais uma vez, o controlo centralizado oferece o melhor desempenho. No

Tabela 4.10: Distorção harmónica da tensão (%) no regime de operação 3.

Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.	Centr.	Coop.	Indep.
0.32%	0.38%	0.37%	1.63%	1.85%	1.76%	1.72%	1.77%	1.84%
(a) Carga linear.			(b) Carga não linear.			(c) Carga linear e não linear.		

entanto, essa superioridade é relativamente baixa, tendo uma maior dimensão perante a carga não linear. De forma semelhante à situação anterior, observa-se que a abordagem cooperativa revela um melhor desempenho com o aumento de carga no sistema comparativamente ao controlo independente.

Das situações apresentadas, o controlo centralizado apresenta o melhor desempenho à custa de um elevado número de estimações do modelo em estudo (64). No entanto, esta abordagem apesar de, na situação mais crítica, reduzir a distorção harmónica em aproximadamente 0.5% exige quatro vezes mais estimações. Deste modo, pode tornar esta abordagem inviável em aplicações industriais, devido ao enorme poder de processamento que seria necessário à sua execução em tempo real. A abordagem cooperativa e independente apresentam resultados muito semelhantes na maioria das situações analisadas. No entanto, o controlo cooperativo revela tornar-se vantajoso para regimes de carga mais elevados.

Capítulo 5

Conclusão e Trabalho Futuro

5.1 Conclusão

A utilização de inversores trifásicos ligados em paralelo têm vindo a assumir um papel cada vez mais importante para sistemas UPS modulares de larga escala, assim como para a integração da geração renovável distribuída, possibilitando o aumento dos índices de fiabilidade no fornecimento de energia elétrica.

Nesta dissertação foi possível desenvolver e implementar uma estratégia de controlo para o paralelo de dois inversores trifásicos de dois níveis. O Controlo Preditivo baseado em Modelos com Estados de Controlo Finitos (FCS-MPC) foi selecionado para o controlo dos mesmos. O modelo matemático do sistema considerado, assim como a dinâmica da corrente de circulação de sequência zero foram investigados e apresentados em detalhe.

A estratégia de controlo desenvolvida foi testada em ambiente "*Matlab/Simulink*[®]" tendo apresentado um elevado desempenho. A estratégia proposta assegura uma tensão de saída de elevada qualidade, com distorção harmónica sempre inferior a 5%, independentemente da configuração e do tipo de carga analisado. Em simultâneo, é garantido a eliminação da corrente de circulação sem introduzir mais elementos físicos no sistema proposto. Também ficou demonstrado que a estratégia desenvolvida permite um controlo direto de partilha de carga entre os inversores, sendo caracterizada por uma excelente resposta dinâmica. Salienta-se ainda que a frequência média de comutação dos inversores pode ser reduzida, possibilitando o aumento da eficiência deste sistema em aplicações industriais.

Por fim, verificou-se que a abordagem cooperativa para a mitigação da corrente de circulação oferece um melhor desempenho relativamente ao controlo independente para regimes de carga mais elevados, ao passo que o controlo centralizado é o que oferece o melhor desempenho, independentemente da situação, à custa de um maior esforço computacional, que o torna, muitas vezes, inviável em aplicações industriais.

5.2 Trabalho Futuro

Com base no trabalho desenvolvido nesta dissertação, serão apresentadas algumas sugestões de trabalho futuro:

- Implementar a estratégia de controlo num controlador real, em ambiente laboratorial, e analisar o desempenho das diferentes abordagens na eliminação da corrente de circulação;
- Considerar um ponto neutro em cada inversor de forma a alimentar cargas monofásicas;
- Dotar o sistema e o seu controlo a possibilidade de interligação à rede eléctrica ou a outras fontes de energia.

Bibliografia

- [1] P. H. Larsen, K. H. LaCommare, J. H. Eto, and J. L. Sweeney, “Assessing changes in the reliability of the U.S. electric power system,” Tech. Rep., 2015. [Online]. Available: <https://emp.lbl.gov/sites/all/files/lbnl-188741.pdf>
- [2] E. Distribuição, “Relatório da Qualidade de Serviço,” *Relatório Técnico*, vol. 91, pp. 399–404, 2017.
- [3] R. El and C. Nacional, “Relatório Da Qualidade De Serviço Do Setor Elétrico 2015,” 2017.
- [4] X. Yu, Z. Jiang, and Y. Zhang, “Control of Parallel Inverter-Interfaced Distributed Energy Resources,” in *2008 IEEE Energy 2030 Conference*. IEEE, nov 2008, pp. 1–8. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4781030/>
- [5] J. M. Guerrero, L. Hang, and J. Uceda, “Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, aug 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4582449/>
- [6] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, and J. Uceda, “Uninterruptible power supply systems provide protection,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 1, no. 1, pp. 28–38, 2007. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4154605/>
- [7] C. Nuttall, “ErP Lot 27 Uninterruptible Power Supplies Preparatory Study - Final Report,” no. 1, 2014.
- [8] P. Cortes and J. Rodriguez, “Three-phase inverter with output LC filter using predictive control for UPS applications,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2007, pp. 1–7. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4417385/>
- [9] I. S. Mohamed, S. A. Zaid, M. F. Abu-Elyazeed, and H. M. Elsayed, “Classical methods and model predictive control of three-phase inverter with output LC filter for UPS applications,” in *2013 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. IEEE, may 2013, pp. 483–488. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6689592/>

- [10] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, “Digital Control of Power Converters A Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 437–447, aug 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6175946/>
- [11] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley & Sons, 2012.
- [12] Sun-Ki Hong and T. M. Jahns, “A study of single phase hysteresis current control for reducing switching loss using the slope of reference current,” in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE, may 2009, pp. 1295–1298. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5075370/>
- [13] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and A. Chaoui, “High performance direct power control of three-phase PWM boost rectifier under different supply voltage conditions,” in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. IEEE, sep 2013, pp. 1–8. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6631776/>
- [14] J. Guzinski, “Sensorless direct torque control of induction motor drive with LC filter,” in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. IEEE, sep 2012, pp. DS2a.4–1–DS2a.4–8. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6397255/>
- [15] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2018. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/C20160008471>
- [16] J. Santiseban and R. Stephan, “Vector control methods for induction machines: an overview,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 44, no. 2, pp. 170–175, may 2001. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/925828/>
- [17] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/720325/>
- [18] L. M. A. Caseiro, “Double Conversion Uninterruptible Power Supply with Internal Fault Diagnosis and Tolerance, based on a Multilevel Topology,” Ph.D. dissertation, University of Coimbra, 2017.
- [19] V. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, feb 1993. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/184818/>
- [20] W. Wang, H. S. H. Chung, R. Cheng, C. S. Leung, X. Zhan, A. Wai-Lun Lo, J. Kwok, C. J. Xue, and J. Zhang, “Training neural-network-based controller on distributed

- machine learning platform for power electronics systems,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2017*, vol. 2017-Janua. IEEE, oct 2017, pp. 3083–3089. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8096563/>
- [21] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive control in power electronics and drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, dec 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4663816/>
- [22] V. Yaramasu and B. Wu, *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [23] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, “State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, may 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6317184/>
- [24] J. D. Barros and J. F. Silva, “Optimal Predictive Control of Three-Phase NPC Multilevel Inverter: Comparison to Robust Sliding Mode Controller,” in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2007, pp. 2061–2067. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4342323/>
- [25] L. M. A. Caseiro, A. M. S. Mendes, and S. M. A. Cruz, “Cooperative and Dynamically Weighted Model Predictive Control of a 3-Level Uninterruptible Power Supply With Improved Performance and Dynamic Response,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 4934–4945, jun 2020. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8745695/>
- [26] S. B. Bekiarov and A. Emadi, *Uninterruptible Power Supplies: Classification, Operation, Dynamics, and Control*, 2002, vol. 00, no. c.
- [27] C. Cottuli, “Comparison of Static and Rotary UPS white paper 92 rev.2,” *Schneider Electric Data Center Science Center*, pp. 1–15, 2011. [Online]. Available: http://www.apc.com/salestools/DBOY-78KRZE/DBOY-78KRZE{__}R2{__}EN.pdf
- [28] W. Solter, “A new international UPS classification by IEC 62040-3,” in *24th Annual International Telecommunications Energy Conference*. IEEE, 2002, pp. 541–545. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1048709/>
- [29] H. Abu-Rub, S. Bayhan, S. Moinoddin, M. Malinowski, and J. Guzinski, “Medium-Voltage Drives: Challenges and existing technology,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 29–41, 2016.

- [30] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [31] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, "Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," pp. 1631–1656, dec 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8013775/>
- [32] Toshiba International Corporation - Industrial Division, "G9000 Uninterruptible Power Supply Multi-level PWM IGBT Technology," Tech. Rep. 713, 2008.
- [33] E. K. Sato, M. Kinoshita, Y. Yamamoto, and T. Amboh, "Redundant High-Density High-Efficiency Double-Conversion Uninterruptible Power System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1525–1533, jul 2010. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5462868/>
- [34] F. Cammarota and S. Sinigallia, "High-efficiency on-line double-conversion UPS," in *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, no. Figure 3. IEEE, 2007, pp. 657–662. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4448862/>
- [35] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, aug 2002. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1021296/>
- [36] T. Lee, M. Kinoshita, and K. Sanada, "High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply using bidirectional-switch-based NPC multilevel converter," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2011-ECCE Asia*. IEEE, 2011, pp. 2100–2105.
- [37] X. Guo and W. Chen, "Control of multiple power inverters for more electronics power systems: A review," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 255–263, sep 2018. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8472305/>
- [38] H.-M. Hsieh, T.-F. Wu, Y.-E. Wu, H.-S. Nien, Y.-E. Wu, and Y.-K. Chen, "A compensation strategy for parallel inverters to achieve precise weighting current distribution," in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, vol. 2. IEEE, 2005, pp. 954–960. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1518463/>

- [39] Tsai-Fu Wu, Yu-Kai Chen, and Yong-Heh Huang, “3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 2, pp. 273–281, apr 2000. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/836342/>
- [40] S. Chiang, C. Lin, and C. Yen, “Current limitation control technique for parallel operation of UPS inverters,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 3. IEEE, 2004, pp. 1922–1926. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1355411/>
- [41] M. Chandorkar, D. Divan, and R. Adapa, “Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 136–143, 1993. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/195899/>
- [42] Y. Xiangwu and C. Yang, “Control Strategy for Parallel Inverters Based on Virtual Impedance in AC Microgrid,” in *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*. IEEE, oct 2018, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8582231/>
- [43] B. Wei, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and X. Guo, “A Circulating-Current Suppression Method for Parallel-Connected Voltage-Source Inverters With Common DC and AC Buses,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3758–3769, jul 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7876828/>
- [44] T. Itkonen, J. Luukko, T. Laakkonen, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, “Switching effects in directly paralleled three-phase AC/DC/AC converters with separate DC links,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, jun 2008, pp. 1937–1943. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4592227/>
- [45] S. Bella, A. Houari, A. Djerioui, A. Chouder, M. Machmoum, M.-F. Benkhoris, and K. Ghedamsi, “Robust Model Predictive Control (MPC) for large-scale PV plant based on paralleled three-phase inverters,” *Solar Energy*, vol. 202, pp. 409–419, may 2020. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038092X20303376>
- [46] S. Bella, A. Houari, A. Djerioui, M. Machmoum, A. Chouder, M.-F. Benkhoris, and K. Ghedamsi, “FCS-MPC Current Control of Parallel Photovoltaic Grid Connected Inverter with Common AC and DC Buses,” in *2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. IEEE, apr 2019, pp. 1138–1143. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8820314/>
- [47] Zhihong Ye, D. Boroyevich, Jae-Young Choi, and F. Lee, “Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers,” *IEEE Transactions on*

Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 609–615, sep 2002. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1035134/>

- [48] Z. Zhang, A. Chen, X. Xing, and C. Zhang, “A novel model predictive control algorithm to suppress the zero-sequence circulating currents for parallel three-phase voltage source inverters,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2016-May. IEEE, mar 2016, pp. 3465–3470. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7468365/>

Appendix A

Simulação

A.1 Contador de Estados dos Inversores

Este anexo apresenta o algoritmo utilizado para a obtenção das tensões de modo comum de ambos os inversores e a percentagem de tempo em que cada valor ocorre, como observado em 4.2.2. A imagem A.1 apresenta os blocos utilizados para a realização dos cálculos.

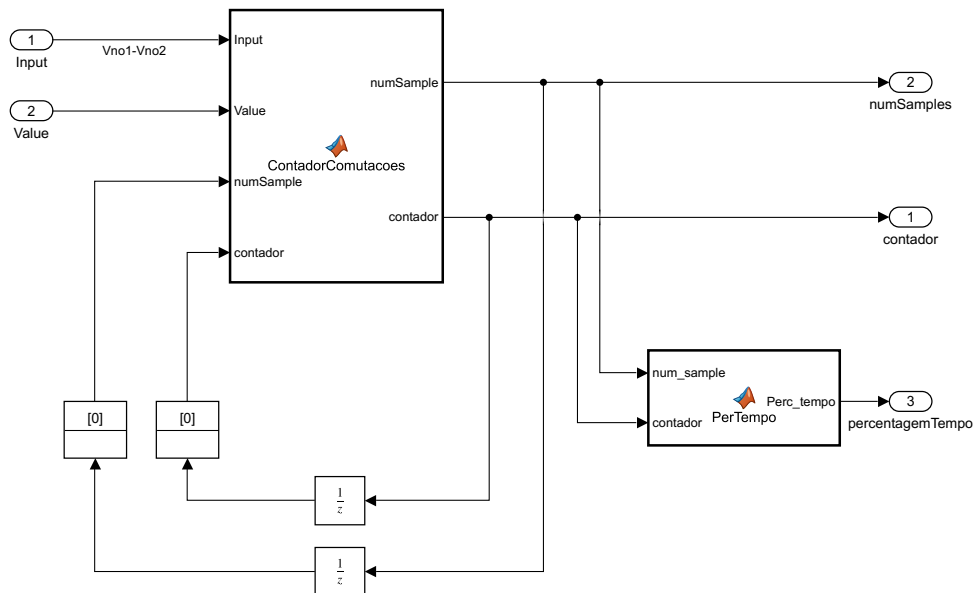


Figura A.1: Contador implementado na simulação.

O sinal "Input" possui a diferença da tensão de modo comum dos dois inversores ($\Delta v_{NO} = v_{NO1} - v_{NO2}$). O sinal "Value" é um vetor que possui os possíveis valores de Δv_{NO} . A

variável "*numSample*" contabiliza o número de períodos de amostragem ocorridos ao longo da simulação e a variável "*contador*" contabiliza o estado dos inversores, sendo que ambas são inicializadas a zero no início de cada simulação. No interior do bloco "ContadorComutacoes" é comparado, em cada período de amostragem " $T_{sControl}$ ", o estado de ambos os inversores (Δv_{NO}) com os valores do vetor. A função implementada é apresentada de seguida.

```

1
function [numSample, contador] = ContadorComutacoes(Input, Value, numSample,
    contador)
3
numSample=numSample+1;      % número de amostras total
5
if (Input==Value(1))        % D_Vno == 2/3*Vdc
7 contador(1)=contador(1)+1;

9 elseif (Input==Value(2))   % D_Vno == 1/3*Vdc
    contador(2)=contador(2)+1;
11
elseif (Input==Value(3))    % D_Vno == -2/3*Vdc
13 contador(3)=contador(3)+1;

15 elseif (Input==Value(4))   % D_Vno == -1/3*Vdc
    contador(4)=contador(4)+1;
17
else                          % D_Vno == 0*Vdc
19 contador(5)=contador(5)+1;

21 end

23 contador=[contador(1); contador(2); contador(3); contador(4); contador(5)];

25 end

```

O código utilizado no bloco "PercentTempo" é apresentado de seguida. O mesmo efetua o cálculo da percentagem de tempo em que os diferentes estados dos inversores ocorrem. Para esse efeito utiliza os valores obtidos no bloco "ContadorComutacoes".

```

1
function Perc_tempo = PerTempo(num_sample, contador)
3
tempo=[0 0 0 0 0];
5
tempo(1)=contador(1)*100/num_sample;
7 tempo(2)=contador(2)*100/num_sample;

```



```
tempo(3)=contador(3)*100/num_sample;  
9 tempo(4)=contador(4)*100/num_sample;  
tempo(5)=contador(5)*100/num_sample;  
11  
Perc_tempo=[tempo(1); tempo(2); tempo(3); tempo(4); tempo(5)];  
13  
end
```