

DM

# Aplicação de Controlo Preditivo ao Conversor NPC para Carregamento de Baterias

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Emanuel José Vieira Freitas**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

*A Nossa Universidade*

[www.uma.pt](http://www.uma.pt)

fevereiro | 2022



# Aplicação de Controlo Preditivo ao Conversor NPC para Carregamento de Baterias

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Emanuel José Vieira Freitas**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros



# Resumo

Atualmente verifica-se um aumento nos veículos elétricos em circulação nas estradas, esperando-se que o mesmo se mantenha durante os próximos anos. Este aumento, acoplado às potências de carregamento cada vez mais elevadas, terá inevitavelmente de ser compensado pela rede elétrica de energia através da instalação de capacidade de geração adicional. No entanto existem tecnologias de suporte, como o V2G e o *smart-charging*, que permitem reduzir o impacto que estes veículos têm sobre a rede elétrica de energia.

Neste trabalho implementou-se o carregamento de baterias com recurso a um conversor NPC de 3 níveis, utilizando um controlador preditivo. Verificou-se que o conversor consegue realizar a transferência de potência em ambos os sentidos, permitindo assim implementar o carregamento e tecnologia V2G.

Em termos de controlo implementou-se um controlador preditivo para o controlo das correntes AC e também um controlador PI (Proporcional Integral), numa malha de controlo externa, para o controlo da tensão no *link* DC do conversor.

Inicialmente o conversor foi testado em ambiente de simulação, através da plataforma *Simulink* do *MATLAB*, permitindo verificar o correto funcionamento dos controladores implementados. Posteriormente o controlo do conversor foi implementado num protótipo laboratorial, recorrendo a um microcontrolador de baixo custo, e os resultados foram comparados com os de simulação.

Os resultados obtidos permitem verificar que o controlador de corrente consegue seguir corretamente as referências pretendidas, com baixo nível de THD, e também responder rapidamente a variações das referências. O controlador da tensão do *link* DC mostrou-se também capaz de seguir as referências pretendidas, trabalhando em conjunto com o controlador preditivo numa malha de controlo. O carregamento das baterias realizou-se corretamente segundo o protocolo de carregamento implementado e verificou-se também que o estimador de estado de carga está a funcionar corretamente.

**Palavras-chave:** carregamento de baterias; conversor multinível NPC; controlador preditivo; V2G; estimador de estado de carga.



# Abstract

Nowadays we can observe an increase in electric vehicles on the roads, expecting this trend to remain in the future. This increase, couple with the ever-growing charging power, will inevitably have to be compensated by the electric power grid with the installation of additional generation capacity. However, there are supporting technologies, such as V2G and *smart-charging*, which allow the impact of these vehicles on the electric power grid to be reduced.

On this assignment battery charging was implemented by using a 3 level NPC converter, with predictive control. The bidirectionality of the power transfer on the converter was verified, which in term allows the implementation of the charging and V2G technologies.

In terms of control, a predictive controller was implemented to control the AC currents, and a PI (Proportional Integral) controller was introduced to control the DC link voltage, in an external control loop.

The converter was initially tested in a simulation environment, using Simulink from MATLAB, verifying the correct operation of the implemented controllers. Afterwards the converter controllers were implemented in a lab prototype, using a low-cost microcontroller, and the results were compared with the ones obtained in the simulations.

The results obtained allowed us to verify that the current controller was able to correctly follow the references as intended, with low THD, and that it was able to rapidly respond to changes in the references. The DC link controller was also able to follow the references, working together with the predictive controller. The charging was managed correctly with the charging protocol, and it was also verified that the charge state estimator worked accordingly.

**Keywords:** battery charging; multilevel converter; predictive controller; V2G; state of charge estimator.



# Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer ao meu orientador, o Professor Dionísio Barros, pelo apoio providenciado ao longo deste trabalho, mostrando-se o mesmo sempre disponível para esclarecer todas as dúvidas e necessidades que foram ocorrendo.

Ao professor Élvio Jesus, o qual trabalhou inicialmente no conversor multinível, e também teve um impacto significativo no meu progresso académico.

Ao Engenheiro Filipe Santos, pelo apoio durante as fases laboratoriais do trabalho, e também pelos conselhos transmitidos ao longo do desenvolver do trabalho.

Aos docentes da Universidade da Madeira que contribuíram para o meu percurso académico, permitindo utilizar o conhecimento adquirido ao longo do mesmo neste trabalho.

À minha família pelo apoio, investimento e motivação ao longo de todo o progresso académico, os quais foram indispensáveis para a conclusão da licenciatura e mestrado.

E por último, mas não menos importante, aos meus colegas e amigos, Duarte Pita, Rodrigo Jardim e Vítor Conceição, os quais disponibilizaram o seu auxílio sempre que necessário, e também pelos bons momentos de descontração para equilibrar a carga horária.



# Lista de abreviaturas

AC	Alternating Current
BEV	Battery Electric Vehicles
BMS	Battery Management System
CC-CV	Constant Current – Constant Voltage
CCS	Combined Charging System
CHAdeMO	CHArge de MOve
CHB	Cascaded H Bridge
CMV	Common Mode Voltage
COVID-19	Coronavirus Disease 2019
DC	Direct Current
DFT	Discret Fourier Transform
DPF	Displacement Power Factor
EV	Electric Vehicle
EVSE	Electric Vehicle Supply Equipment
FC	Flying Capacitors
FCEV	Fuel Cell Electric Vehicles
HEV	Hybrid Electric Vehicles
ICE	Internal Combustion Engine
ICEV	Internal Combustion Engine Vehicles
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LSPWM	Level Shifted Pulse Width Modulation
MPC	Model Predictive Control
NPC	Neutral Point Clamped
PEV	Pure Electric Vehicles
PF	Power Factor
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicles
PM	Permament Magnet

PMU	Phasor Measurement Unit
PWM	Pulse Width Modulation
REE	Rede Elétrica de Energia
RMS	Root Mean Square
SOC	State of Charge
SPA	Semicondutores de Potência Ativos
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
TMU	Trigonometric Math Unit
V2G	Vehicle-to-grid

# Lista de símbolos

$\Gamma_{1k}$	Variáveis de comutação de um braço do conversor multinível, com respeito às correntes $I_k$ , com $k = \{1,2,3\}$
$\Gamma_{2k}$	Variáveis de comutação de um braço do conversor multinível, com respeito às correntes $I'_k$ , com $k = \{1,2,3\}$
$\Gamma_{i\alpha}, \Gamma_{i\beta}, \gamma_\alpha, \gamma_\beta$	Variáveis de comutação no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $i = \{1,2\}$
$\Xi_k$	Variáveis de comutação de um braço do conversor multinível, com $k = \{1,2,3\}$
$C_1, C_2$	Capacidade dos condensadores do divisor capacitivo do conversor
$I'_k$	Correntes dos nós inferiores do conversor multinível, com $k = \{1,2,3\}$
$I_{C1}$	Corrente no condensador $C_1$ do conversor NPC
$I_{C2}$	Corrente no condensador $C_2$ do conversor NPC
$I_{batmin}$	Corrente mínima de carregamento utilizada pelo protocolo <i>multi</i> CC-CV
$I_{charge}$	Corrente injetada na bateria em ambiente de simulação
$I_k$	Correntes dos nós superiores do conversor multinível, com $k = \{1,2,3\}$
$I_{max}$	Limite máximo da referência do valor RMS das correntes AC, utilizado pelo controlador preditivo das correntes AC
$I_{max}$	Limite máximo da corrente injetada na bateria, determinada segundo o protocolo e carregamento <i>multi</i> CC-CV
$I_{ref}$	Corrente AC de referência, em valor RMS, utilizada pelo controlador preditivo das correntes AC
$L_k$	Autoindutância das bobinas de filtragem das correntes AC, com $k = \{1,2,3\}$
$N_x^2$	Fator de normalização dos erros da função de custo do controlador preditivo, com $x = \{i_\alpha, i_\beta, U_C\}$
$P_x$	Fator de prioridade dos erros da função de custo do controlador preditivo, com $x = \{i_\alpha, i_\beta, U_C\}$
$R_L$	Valor nominal da resistência de perdas das bobinas de filtragem das correntes AC
$R_{Lk}$	Resistência de perdas das bobinas de filtragem das correntes AC,

	com $k = \{1,2,3\}$
$R_{load}$	Resistência de carga do <i>link</i> DC (conversor em modo retificador)
$S_{kj}$	Variáveis de comando binárias dos SPA do conversor NPC, com $k = \{1,2,3\}$ e $j = \{1,2,3,4\}$
$T_s$	Período de amostragem do controlador preditivo das correntes AC
$U_{C1}, U_{C2}$	Tensões nos condensadores do divisor capacitivo do conversor
$U_{L1}, U_{L2}, U_{L3}$	Amplitude das tensões AC da REE
$U_{Lx}$	Tensões alternadas da REE no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$U_{Sk}$	Tensões entre as saídas dos braços do conversor e o ponto neutro da REE, com $k = \{1,2,3\}$
$U_{dc}$	Tensão do <i>link</i> DC no conversor multinível
$U_{dcref}$	Tensão de referência utilizada pelo controlador PI da tensão do <i>link</i> DC
$U_{ij}$	Tensão composta entre a fase $i$ e a fase $j$ da REE, com $i, j = \{1,2,3\}$ ,
$V_{bat}$	Tensão aos terminais da bateria em ambiente de simulação
$V_{batref}$	Tensão de referência da bateria, determinada segundo o protocolo e carregamento <i>multi</i> CC-CV
$e_{Uc}$	Erro do equilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo do conversor NPC
$e'_{Uc}$	Previsão do erro do desequilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo do conversor NPC, para o próximo instante de amostragem
$e^*_{Uc}$	Valor de referência do erro do desequilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo do conversor NPC, para o próximo instante de amostragem
$e_{ix}$	Erro da correntes alternadas da REE para o próximo instante de amostragem, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x = \{\alpha, \beta\}$
$f_s$	Frequência de amostragem do controlador preditivo das correntes AC
$i'_b$	Somatório das correntes dos nós inferiores ( $I'_k$ ) do conversor NPC
$i_b$	Somatório das correntes dos nós superiores ( $I_k$ ) do conversor NPC
$i_{cm}$	Corrente em modo comum do conversor NPC
$i_{dc}$	Corrente na secção DC do conversor NPC
$i_k$	Amplitude das correntes AC da REE, com $k = \{1,2,3\}$

$i_x$	Correntes AC no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x = \{\alpha, \beta\}$
$i'_x$	Previsão das correntes AC para o próximo instante de amostragem, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x = \{\alpha, \beta\}$
$i_x^*$	Valor de referência das correntes alternadas da REE para o próximo instante de amostragem, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ , com $x = \{\alpha, \beta\}$
$k_{iDC}$	Coeficiente integral do controlador PI da tensão do <i>link</i> DC
$k_{pDC}$	Coeficiente proporcional do controlador PI da tensão do <i>link</i> DC
$u_{cm}$	Tensão em modo comum do conversor NPC
$u_{mk}$	Tensão entre um braço do conversor e o ponto neutro, com $k = \{1,2,3\}$
$v_{\acute{o}timo}$	Vetor de comando ótimo determinado pelo controlador preditivo
$v_{maxcell}$	Tensão máxima admissível de uma célula da bateria
$v_{mincell}$	Tensão mínima admissível de uma célula da bateria
$X_{123}$	Variáveis genéricas no sistema de coordenadas 123
$X_{\alpha\beta\gamma}$	Variáveis genéricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$i_{np}$	Corrente no ponto neutro do conversor NPC
$\gamma_k$	Variáveis de comutação de um braço do conversor NPC, com $k = \{1,2,3\}$
$\gamma_\alpha^2, \gamma_\beta^2$	Variáveis de comutação relacionadas com o equilíbrio dos condensadores do conversor NPC, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$\xi_{DC}$	Coeficiente de amortecimento do sistema em malha fechada do controlo da tensão do <i>link</i> DC
$\rho_{C_c}$	Fator de peso do custo das comutações, na implementação da redução da frequência de comutação, do controlador preditivo
$\rho_x$	Fator de ajuste dos erros da função de custo do controlador preditivo, com $x = \{i_\alpha, i_\beta, U_c\}$
$\omega_{DC}$	Largura de banda do sistema em malha fechada do controlo da tensão do <i>link</i> DC
$\omega_n$	Largura de banda de um sistema de controlo de segunda ordem
C	Capacidade nominal dos condensadores do divisor capacitivo do conversor NPC
$C(t_{s+1})$	Função de custo do controlador preditivo

$I$	Valor RMS das correntes AC da REE
$L$	Valor nominal da autoindutância das bobinas de filtragem das correntes AC
$mcc$	Matriz do custo das comutações para o controlo do conversor NPC
$mcv$	Matriz das comutações válidas para o controlo do conversor NPC
$v$	Vetor “atualmente” em análise pelo controlador preditivo
$C$	Matriz de transformação de Clarke
$\xi$	Coefficiente de amortecimento de um sistema de controlo de segunda ordem
$\tau$	Constante de tempo de um circuito $RC$

# Índice

Resumo .....	i
Abstract .....	iii
Agradecimentos .....	v
Lista de abreviaturas.....	vii
Lista de símbolos .....	ix
1. Introdução .....	1
1.1. Motivação .....	1
1.2. Objetivos.....	3
1.3. Organização e conteúdos.....	3
2. Revisão bibliográfica .....	5
2.1. Veículos elétricos .....	5
2.1.1. PEV .....	6
2.1.2. HEV .....	8
2.1.3. FCEV .....	10
2.2. Baterias eletroquímicas .....	11
2.3. Sistemas de carregamento.....	13
2.3.1. Características elétricas das baterias .....	15
2.3.2. Métodos de estimação do SOC por integração da corrente (contagem de Coulomb) .....	16
2.3.3. Protocolos de carregamento.....	17
2.3.4. Normas de carregamento .....	19
2.4. Conversores multinível .....	20
2.5. Conversores NPC.....	24
2.6. Sistemas de controlo para conversores.....	27
2.6.1. Técnicas de controlo por PWM.....	28
2.6.2. Técnicas de controlo por SVM.....	29
2.6.3. Técnicas de controlo vetorial preditivo.....	30
2.7. Conclusões.....	32

3. Modelos e controlo do conversor multinível e carregamento da bateria .....	35
3.1. Modelo do conversor NPC de 3 níveis .....	35
3.2. Modelo do sistema no espaço de estados comutado no sistema de coordenadas 123 .....	37
3.3. Modelo do sistema no espaço de estados comutado no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ .....	39
3.4. Controlador preditivo das correntes AC.....	41
3.4.1. Mapeamento das comutações válidas.....	45
3.4.2. Redução da frequência média de comutação.....	47
3.4.3. Redução da tensão em modo comum <i>ucm</i> .....	47
3.5. Controlador da tensão do link DC.....	48
3.6. Carregamento da bateria.....	50
3.7. Conclusões.....	52
4. Resultados de simulação e experimentais .....	53
4.1. Descrição do modelo do conversor multinível em ambiente de simulação .....	53
4.1.1. Controlo das correntes AC.....	54
4.1.2. Controlo da tensão do <i>link</i> DC .....	56
4.1.3. Carregamento da bateria em ambiente de simulação .....	57
4.2. Descrição do protótipo laboratorial .....	60
4.2.1. Circuitos auxiliares ao protótipo laboratorial .....	61
4.2.2. Circuito do sensor de corrente do <i>link</i> DC .....	62
4.2.3. Descrição do controlo do protótipo laboratorial.....	63
4.3. Resultados para o modo de controlo das correntes AC (modo 1) .....	69
4.3.1. Controlo das correntes AC em regime estacionário .....	69
4.3.2. Influência da amplitude das correntes AC .....	72
4.3.3. Influência da amplitude da tensão do link DC.....	76
4.3.4. Influência da parametrização dos componentes dinâmicos.....	79
4.3.5. Influência da frequência de amostragem.....	81
4.3.6. Redução da tensão em modo comum <i>ucm</i> .....	82

4.3.7.	Redução da frequência média de comutação.....	83
4.3.8.	Influência do peso $\rho_{UC}$ sobre o conversor .....	84
4.3.9.	Controlo das correntes AC em regime dinâmico .....	85
4.4.	Resultados para o modo de controlo da tensão do link DC (modo 2)87	
4.4.1.	Controlo da tensão do <i>link</i> DC em regime estacionário.....	87
4.4.2.	Influência da parametrização do controlador PI em regime estacionário .....	88
4.4.3.	Controlo da tensão do <i>link</i> DC em regime dinâmico.....	89
4.4.4.	Influência da parametrização do controlador PI em regime dinâmico .....	91
4.5.	Resultados para o modo de carregamento da bateria (modo 3) .....	92
4.5.1.	Resultados do carregamento da bateria com o protocolo <i>multi</i> CC-CV .....	92
4.5.2.	Influência dos parâmetros do protocolo <i>multi</i> CC-CV sobre o carregamento da bateria .....	94
4.5.3.	Resultados do estimador do SOC .....	95
4.6.	Conclusões.....	96
5.	Conclusões .....	97
5.1.	Conclusões gerais .....	97
5.2.	Trabalhos futuros.....	100
6.	Referências.....	101
Apêndice A	Mapeamento das comutações válidas .....	109
A.1	Matrizes das comutações válidas e custos das comutações.....	109
A.2	Código desenvolvido para obter as matrizes de comutações válidas ... ..	112
Apêndice B	Diagramas de controlo do conversor multinível NPC ....	
	.....	115
Apêndice C	Modelos das simulações.....	117
C.1	Conversor multinível NPC de 3 níveis .....	117
C.2	Controlo das correntes AC .....	118
C.3	Controlo da tensão do link DC.....	120

Apêndice D	Código das simulações.....	121
D.1	Controlador preditivo das correntes AC.....	121
D.2	Código do algoritmo do protocolo de carregamento multi CC-CV ...	123
D.3	Código para estimação do SOC da bateria através do método da contagem de Coulomb.....	124
Apêndice E	Fotografias do protótipo laboratorial.....	125
Apêndice F	Circuito de corrente desenvolvido .....	129
Apêndice G	Programação do microcontrolador do protótipo laboratorial .....	131
G.1	Código utilizado no microcontrolador do protótipo laboratorial .....	131
G.2	Exemplos das otimizações computacionais implementadas no protótipo laboratorial .....	166
Apêndice H	Parametrização completa dos testes laboratoriais e simulação .....	169
Apêndice I	Resultados Adicionais .....	173
I.1	Controlo das correntes AC (modo 1) .....	173
I.2	Controlo da tensão do link DC (modo 2).....	184
I.3	Carregamento da bateria (modo 3).....	192

# 1. Introdução

Neste capítulo é realizada uma introdução ao trabalho, expondo-se a motivação e objetivos deste, assim como também o formato organizacional da dissertação.

## 1.1. Motivação

Ao longo da última década tem-se verificado um aumento significativo dos veículos elétricos em circulação nas estradas, passando de 17 000 veículos puramente elétricos em 2010, para 6,8 milhões em 2020 [1], [2]. Este aumento é substanciado por diversos fatores, destacando-se principalmente os incentivos governamentais e a competitividade que estes veículos têm vindo a ter sobre os veículos com motor de combustão interna (ICE - *Internal Combustion Engine*) [1], [3].

Um dos fatores para a forte adoção deste tipo de veículos nos últimos anos está relacionado com as metas definidas para a redução dos gases de estufa. Propostas como a *fit for 55*, que procura reduzir as emissões de gases de estufa em pelo menos 55 % até 2030 [4], colocam pressão sobre as empresas e governos, visto que estas podem ser penalizadas com multas pesadas [5]. Deste modo estas entidades procuram aumentar a venda de novos veículos elétricos através de incentivos, como a redução de impostos sobre veículos elétricos e a restrição de acesso com veículos ICE em certas cidades. Isto acoplado ao aumento de modelos de veículos elétricos disponíveis, e à redução do custo de possuir um destes veículos, tem levado a um aumento significativo nas vendas dos mesmos. Devido à pandemia global da COVID-19 [3] verificou-se uma redução nas vendas globais de veículos, no entanto as vendas de elétricos aumentaram 70 %, atingindo um valor recorde de 4,6 % em 2020 [1], e prevendo-se uma tendência semelhante na próxima década, estimando-se atingir um valor de 32 % em 2030 [3].

Embora o aumento dos veículos elétricos nas estradas seja desejado estes têm uma influência algo negativa no funcionamento da rede elétrica de energia. O carregamento destes veículos consome grandes quantidades de energia, logo do lado da rede elétrica de energia são vistos como cargas de grande dimensão, as quais podem ter efeitos negativos em diversos parâmetros da rede, como o nível de tensão, balanço das cargas, estabilidade, etc [6]–[9].

Um dos grandes problemas que os veículos elétricos apresentam para a rede não está relacionado tanto com a quantidade de energia que estes consomem, mas sim com o ritmo com o qual esta é consumida, ou seja, com a potência de carregamento.

Estima-se que em 2030 a procura de energia aumente entre 5-10 %, enquanto a procura de potência tenha um aumento de 25-33 % [10]. Isto deve-se ao facto de o carregamento dos veículos elétricos, nas áreas residenciais, ser usualmente realizado nas horas de maior demanda [11]. Uma forma de minimizar este agravamento da demanda é através do agendamento coordenado do carregamento entre os vários veículos elétricos na rede, denominando-se esta técnica de *scheduling*. Com esta técnica é possível transpor, no tempo, a carga da rede para períodos onde esta é menor, diminuindo assim os picos de procura da rede [9], [11].

O conceito de *scheduling* incorpora-se na área das redes inteligentes de energia, visto as necessidades de comunicação e monitorização para a coordenação entre os diversos veículos e o fornecedor de energia. No contexto destas redes o EV (Electric Vehicle) pode ser visto não só como uma carga, mas também como uma fonte de armazenamento de energia, adicionando flexibilidade à rede [12]. Existe também a possibilidade de transferir energia da bateria do EV para a rede, denominando-se este sistema por V2G (Vehicle-to-grid). Este sistema permite auxiliar a rede de várias formas, como por exemplo, compensado a procura de potência durante as flutuações das fontes de geração renováveis com carácter intermitente e permitindo realizar o carregamento inteligente do veículo, de modo a que este não afete a rede durante períodos de maior procura [13].

Na implementação das tecnologias mencionadas os conversores de eletrónica de potência são um componente essencial devido à sua grande flexibilidade em termos de controlo das grandezas elétricas. Por exemplo, podem ser utilizados para realizar a interface AC/DC (Alternating Current – Direct Current) de modo a fazer o carregamento da bateria do EV com energia proveniente da rede elétrica. Das várias topologias existentes destaca-se a dos conversores multinível pois estes permitem obter menor distorção harmónica nas ondas geradas e trabalhar com potências mais elevadas, comparativamente aos conversores de dois níveis, embora apresentem também alguns desafios de implementação [14], [15].

## 1.2. Objetivos

Como principal objetivo pretendeu-se realizar o controlo de um conversor de 3 níveis, do tipo NPC (*Neutral Point Clamped*), através da implementação de um controlador preditivo num microcontrolador de baixo custo. Esta implementação teve como contexto os veículos elétricos, pretendendo-se verificar maioritariamente o carregamento e as capacidades V2G do sistema, estabelecendo-se os seguintes objetivos:

- Rever a bibliografia dos veículos elétricos, em particular os diferentes tipos de veículos e o carregamento das baterias;
- Rever a bibliografia dos conversores, particularmente as topologias que apresentam características desejáveis nos cenários de carregamento de baterias;
- Modelar o conversor através das suas variáveis de estado e implementar um método de controlo preditivo adequado;
- Simular o funcionamento geral do conversor e do carregamento das baterias através do software de simulação *Simulink* do MATLAB;
- Implementar o controlo preditivo num microcontrolador de baixo custo, e verificar o seu correto funcionamento.

## 1.3. Organização e conteúdos

Esta dissertação de mestrado estende-se ao longo de cinco capítulos principais.

O capítulo 1, Introdução, introduz o tema dos veículos elétricos, enumerando-se as motivações para este trabalho e também apresentam-se os principais objetivos propostos e organização geral do documento.

No capítulo 2, Revisão bibliográfica, abordam-se os principais temas desta dissertação, começando pelos veículos elétricos, seguindo para as baterias eletroquímicas e sistemas de carregamento. Abordam-se também as principais topologias de conversores multinível e algumas técnicas de controlo mais comuns, com maior ênfase no controlo preditivo.

No capítulo 3, Modelos e controlo do conversor multinível e carregamento da bateria, começa-se a modelar o conversor no espaço de estados comutado, relacionando as variáveis de estado com as variáveis de comutação. São também desenvolvidos os controladores das correntes trifásicas, tensão do *link* DC, e carregamento da bateria.

No quarto capítulo, Resultados de simulação e experimentais, começa-se por descrever os modelos utilizados em ambiente de simulação, e descreve-se também o protótipo laboratorial e circuitos de suporte ao mesmo. Posteriormente discutem-se os resultados obtidos ao longo dos diversos testes efetuados em ambiente de simulação e experimentalmente.

O quinto capítulo, Conclusões, contém as conclusões globais da dissertação e são também apresentadas algumas propostas de trabalhos futuros.

## 2. Revisão bibliográfica

Este capítulo contém a revisão bibliográfica dos principais temas abordados nesta dissertação. Começa-se por realizar uma descrição geral dos diversos tipos de veículos elétricos, incidindo depois no tema das baterias eletroquímicas mais utilizadas e também nos sistemas de carregamento destas. Descrevem-se também as diversas topologias de conversores multinível, com maior foco na topologia NPC. Por fim são exploradas algumas técnicas mais comuns de controlo para estes conversores, colocando-se maior ênfase no controlo preditivo.

### 2.1. Veículos elétricos

Tendo em conta o estado atual da tecnologia implementada em veículos elétricos é possível separar estes em 3 principais categorias [16], [17]:

- **Veículos puramente elétricos (PEV):** Também denominados de BEV (Battery Electric Vehicles), são veículos onde o método de propulsão é exclusivamente derivado de um motor elétrico, cuja única fonte de energia é a bateria instalada neste veículo [16];
- **Veículos híbridos elétricos (HEV):** São veículos com dois tipos de motores, um elétrico e um ICE. O método de propulsão dos HEV depende da configuração utilizada, podendo ser apenas o motor ICE ou apenas o motor elétrico, num dado espaço de tempo, ou uma combinação dos dois [18]. Em termos de fonte de energia esta pode ser proveniente do armazenamento elétrico, para alimentar o motor elétrico, ou do armazenamento de combustível fóssil, para alimentar o ICE [16].
- **Veículos elétricos de célula de combustível (FCEV):** Estes veículos são algo semelhantes aos PEV, visto que o único motor é elétrico, mas variam na fonte de energia. Esta fonte de energia é maioritariamente proveniente da célula de combustível, usualmente de hidrogénio [16]. Esta célula de combustível pode alimentar diretamente o motor, através de um processo de conversão eletroquímico, ou pode existir um sistema de armazenamento elétrico de suporte, como por exemplo baterias [19].

Cada uma destas tecnologias tem os seus pontos fortes e os seus desafios, sendo que atualmente a preferência por parte do consumidor está nos PEV, com valores de adoção, que variam consoante o mercado, entre 54 – 80 % da totalidade de todos os veículos elétricos em 2020.

Abaixo dos PEV encontram-se os PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicles), os quais constituem a maioria dos restantes veículos elétricos no mercado. Por último encontram-se os FCEV, com cerca de 35 000 veículos nas estradas em 2020, representando menos de 1 % da totalidade dos veículos elétricos nas estradas. A fraca penetração no mercado por parte destes veículos está maioritariamente relacionada com o facto destes terem um maior custo de aquisição, comparativamente aos outros EV, e também existirem relativamente poucas unidades de reabastecimento de combustível (hidrogénio), acoplado também ao facto de não ser possível abastecer estes veículos na residência, como com o carregamento dos PEV e PHEV [1].

### 2.1.1. PEV

Como referido este tipo de veículos elétricos funcionam puramente com um motor do tipo elétrico e um sistema de armazenamento elétrico. Um possível esquema para este tipo de veículos encontra-se ilustrado na Figura 2.1.

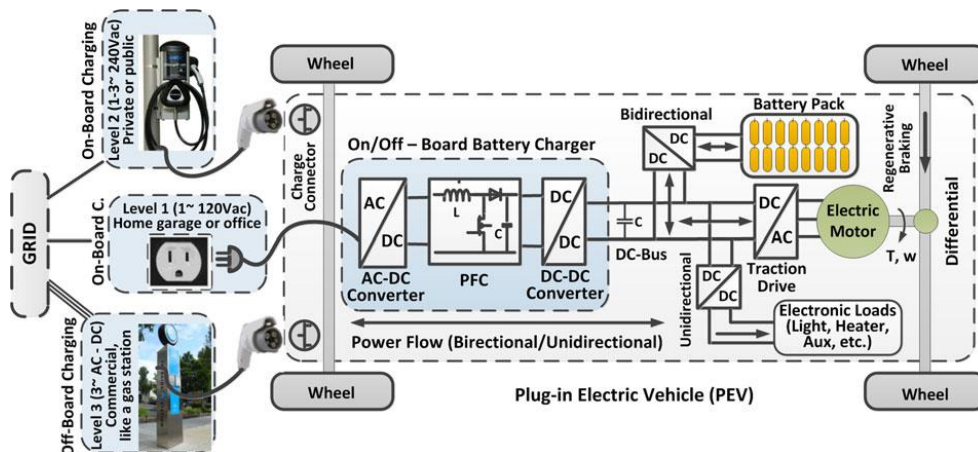


Figura 2.1 – Esquema de um veículo puramente elétrico (PEV) [20].

Como principais componentes tem-se o motor elétrico, a bateria e o carregador, estando estes todos conectados entre si através de um link DC comum. Note-se que a configuração acima mencionada é uma das possibilidades para este tipo de veículo, sendo que os componentes envolvidos podem ser diferentes consoante o cenário de implementação específico. Por exemplo, o conversor DC-AC que faz a interligação entre o link DC e o motor poderá ser substituído por um conversor DC-DC, caso o motor funcione com correntes DC.

O motor elétrico é o componente central do PEV, sendo este o que permite a mobilidade do mesmo. Existem diversos tipos de motores elétricos que são adequados aos veículos elétricos, podendo estes funcionar com correntes AC ou DC, tendo a escolha do motor um peso sobre outros componentes auxiliares, tal como o conversor que faz a interface entre o motor e o link DC [21].

Em geral os motores AC têm uma maior preferência de implementação nos EV, devido às características que apresentam, relativamente aos motores DC, como maior eficiência e menor manutenção [17], [19], [22], [23]. Em específico os motores de ímanes permanentes (PM) têm algumas características interessantes, como maior eficiência e maior densidade de potência, embora tenham maior custo que os restantes, devido ao custo dos ímanes permanentes utilizados [19], [23].

O sistema de armazenamento de energia utilizado é, usualmente, uma bateria eletroquímica, ou seja, a energia é armazenada sob a forma de energia química, a qual pode depois ser convertida para energia elétrica, através de reações químicas controladas [24]. Existem diversas tecnologias atualmente implementadas, mas a que apresenta maior adoção é a das baterias de íões de lítio. Podem ainda ser utilizados outros sistemas de armazenamento diferentes das baterias eletroquímicas, como os supercondensadores, os quais apresentam algumas características atrativas para os EV, como por exemplo o carregamento rápido destes dispositivos [17].

Outro sistema também essencial ao funcionamento dos PEV é o carregador. Este tem como função principal fazer a interface entre a fonte de fornecimento de energia externa e a bateria do veículo, permitindo transferir energia para esta. No caso de a fonte de energia ser AC é necessário proceder à conversão para corrente DC. Este conversor poderá encontrar-se no interior do veículo ou no exterior, estando o conversor interno usualmente restrito para potências mais baixas, visto pretender-se que este seja de baixo peso e volume [17], [20]. Devido a estas restrições o carregamento com elevadas potências (na ordem das dezenas ou centenas de kW) envolve o uso de um conversor AC/DC externo, encontrando-se este depois conectado diretamente ao link DC do veículo [20], [25], como ilustrado na Figura 2.2.

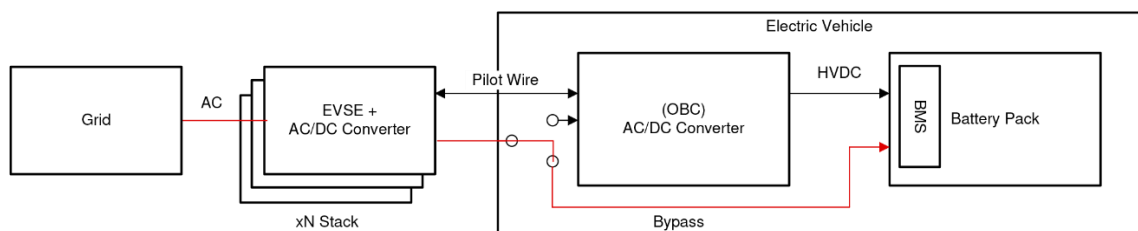


Figura 2.2 – Diagrama do sistema de carregamento DC de um EV [26].

Um ponto importante acerca dos carregadores é o facto de estes poderem ser unidirecionais ou bidirecionais. O sistema unidirecional tem como principais vantagens uma menor complexidade em termos de *hardware* [17] e maior simplicidade de controlo [20], enquanto que o sistema bidirecional permite realizar a transferência de potência para o lado da rede elétrica de energia, possibilitante a implementação de tecnologias como a V2G.

Embora o veículo aqui descrito seja do tipo PEV a maioria dos componentes principais são também utilizados de modo muito semelhante nos HEV e FCEV, podendo-se considerar o diagrama dos PEV como uma base para os restantes veículos, sendo este o que apresenta menor complexidade de implementação e controlo [27].

## 2.1.2. HEV

Comparativamente aos PEV estes veículos incluem também um ICE que pode ser utilizado de diversas formas para auxiliar a locomoção. Estes veículos podem ser classificados em 4 configurações, como ilustrado na Figura 2.3.

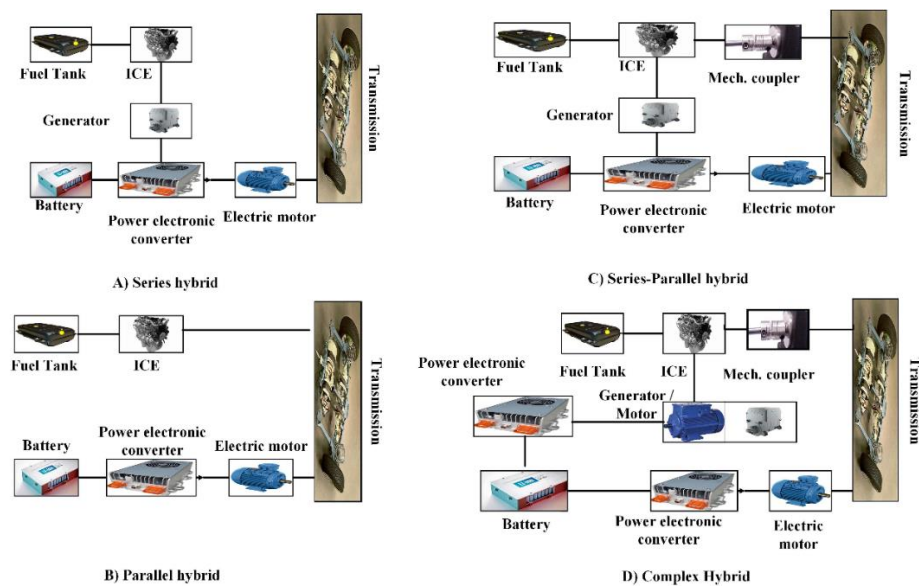


Figura 2.3 – Configurações base de um HEV [19].

A configuração mais simples é a configuração série. Nesta configuração o ICE do veículo é utilizado para colocar um gerador elétrico em funcionamento, o qual irá gerar uma corrente que pode depois ser utilizada para alimentar diretamente o motor elétrico ou realizar o carregamento da bateria de bordo. Nesta configuração apenas o motor elétrico contribui diretamente para a locomoção do veículo [19], [27]. Esta configuração permite maior eficiência que um veículo ICE normal, em situações onde existem constantes paragens e arranques, como por exemplo na condução urbana, visto que o ICE de um HEV pode funcionar continuamente no ponto de maior eficiência [21].

A próxima configuração é a configuração em paralelo. Nesta configuração a locomoção do veículo pode ser feita com recurso ao ICE ou ao motor elétrico, ou uma combinação dos dois. Como nesta configuração o motor elétrico pode funcionar como gerador, para carregar a bateria, já não é necessário ter este componente de forma discreta, o que permite reduzir o peso do veículo e aumentar a eficiência geral

do mesmo [19], [27]. Nesta configuração os requisitos de potência para ambos os motores podem ser reduzidos, para o mesmo nível de eficiência [27], mas em contrapartida a complexidade de controlo aumenta [21]. É de notar que nesta configuração a eficiência em situações de *start-stop* não é tão elevada quanto na configuração em série [19].

A configuração série-paralelo combina o melhor das duas configurações anteriores, permitindo implementar motores mais pequenos, como na configuração em paralelo, mas mantendo níveis altos de eficiência em ambiente de condução urbana, como na configuração em série. Em contrapartida esta configuração tem requisitos de controlo mais exigentes e também necessita uma engrenagem planetária adicional para acoplar o gerador aos motores [19].

Existe ainda uma outra configuração, denominada de configuração complexa, a qual não se enquadra nas configurações mencionadas anteriormente. Esta configuração é semelhante à série-paralelo, mas o gerador é substituído por um segundo motor elétrico, o qual se encontra conectado à bateria de bordo através de um conversor bidirecional. Esta capacidade de transferência de potência bidirecional permite implementar modos de funcionamento versáteis, como por exemplo combinar ambos os motores elétricos com o ICE para aumentar a potência gerada em situações de rápida aceleração [19]. Esta configuração é a mais exigente de todas, tendo uma grande complexidade de implementação, tanto a nível dos componentes como a nível de controlo, o que acaba por aumentar o custo de produção dos veículos [27].

Os HEV podem também ser categorizados em HEV convencionas ou *Grid-able* HEV, mais frequentemente denominados de PHEV. Estes veículos têm a vantagem de poder ser carregados por uma fonte externa, tal como ocorre nos PEV. Usualmente a bateria destes veículos tem maior densidade de potência, comparativamente às dos HEV convencionais, o que permite obter alcances, em modo puramente elétrico, equiparáveis aos PEV. Enquanto que os HEV convencionais têm maior dependência no ICE, os PHEV têm maior dependência no motor elétrico, mas comparativamente aos PEV têm a possibilidade de utilizar o ICE como motor auxiliar, tendo assim maior flexibilidade [16].

### 2.1.3. FCEV

Os veículos elétricos com células de combustível conseguem combinar algumas das melhores características dos PEV e dos veículos ICE, obtendo-se um veículo com mobilidade puramente elétrica com a conveniência de abastecimento de um veículo ICE [28]. O diagrama genérico de um FCEV encontra-se ilustrado na Figura 2.4.

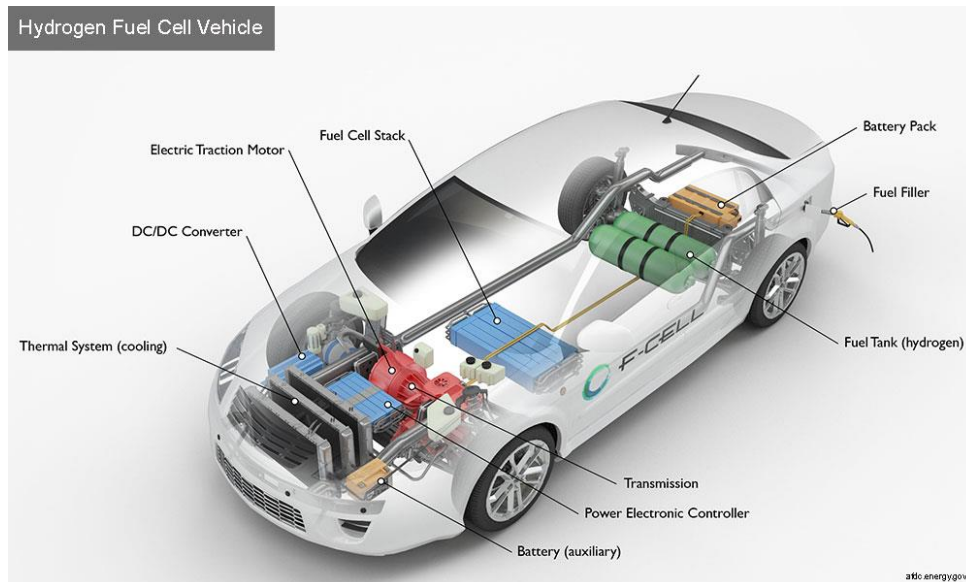


Figura 2.4 – Diagrama genérico de um FCEV [29].

Em termos gerais os componentes mais essenciais de um FCEV são muito semelhantes a um PEV, a diferença encontra-se maioritariamente na célula de combustível e tanques de armazenamento de hidrogénio. Relativamente a um veículo puramente elétrico o armazenamento elétrico (baterias) de um FCEV é de menor capacidade, pois esta é, usualmente, apenas utilizada para auxiliar a célula de combustível durante os picos de funcionamento do motor elétrico [30].

Em termos de densidade energética verifica-se que o armazenamento de hidrogénio, no estado gasoso pressurizado, é maior que o armazenamento de energia em baterias eletroquímicas. De outro modo, para a mesma quantidade de energia um sistema de armazenamento pressurizado de hidrogénio ocupa menor espaço que um sistema de armazenamento de baterias. Note-se também que este sistema de armazenamento não só ocupa menos espaço como também tem menor peso que a solução de baterias. Este facto é relevante quando é realizada uma análise de eficiência ao longo de toda a cadeia de processamento dos recursos naturais envolvidos na produção de energia para estes veículos, onde se verifica que os veículos FCEV são 1,5 a 2,2 vezes mais eficientes em termos energéticos que os PEV, quando considerada a conversão de gás natural para hidrogénio/energia elétrica [31].

Existem diversos tipos de células de combustível que podem ser implementadas nestes veículos, mas de forma genérica todas são constituídas por um eletrólito em contacto com um cátodo e um ânodo. O combustível, usualmente hidrogénio, é continuamente entregue ao ânodo (elétrodo negativo) e um oxidante, usualmente oxigénio, é continuamente entregue ao cátodo (elétrodo positivo). A recombinação do combustível e oxidante dá-se nos elétrodos, sendo esta uma reação eletroquímica que por sua vez produz uma corrente através do eletrólito. Esta corrente pode depois ser entregue a uma carga, a qual no sistema em questão será o motor elétrico ou uma bateria. Este processo não produz emissões de gases nocivos, sendo os únicos subprodutos resultantes  $H_2O$  (água) e calor [28], [32].

Embora estes veículos tenham boas características relativamente às alternativas (PEV, HEV e ICEV), estes ainda têm pouca penetração no mercado, visto terem um elevado custo de aquisição e relativamente poucos postos de abastecimento de combustível [1]. Um outro desafio para estes veículos está no facto de as células de combustível terem uma degradação relativamente rápida, tendo usualmente um tempo de vida útil em redor das 2000 a 3000 horas de operação, a partir do qual a degradação da tensão é superior a 10 % [33].

## **2.2. Baterias eletroquímicas**

Um componente fulcral dos veículos elétricos é o sistema de armazenamento de energia elétrica, o qual deve conseguir fornecer potência de forma contínua durante o funcionamento do veículo, logo este sistema de armazenamento deve ter uma grande capacidade de armazenamento. Para além deste requisito o sistema deve ainda ter uma elevada densidade energética por volume (Wh/L) e também uma elevada densidade energética por massa (Wh/kg). As baterias eletroquímicas não só respeitam os requisitos acima mencionados como também permitem acesso à energia elétrica de forma relativamente descomplicada (diretamente através dos elétrodos), logo são ideais para implementar em veículos elétricos [17].

Uma bateria é constituída por um conjunto de células, as quais, em termos físicos, são, usualmente, compostas por um ânodo (elétrodo negativo) e um cátodo (elétrodo positivo), de diferentes materiais, separados por um eletrólito, cujo mesmo deve ter um baixo valor de resistência para não limitar a transferência de iões entre elétrodos [34]. A Figura 2.5 (a) ilustra o esquema típico de uma célula eletroquímica, em específico uma de iões de lítio.

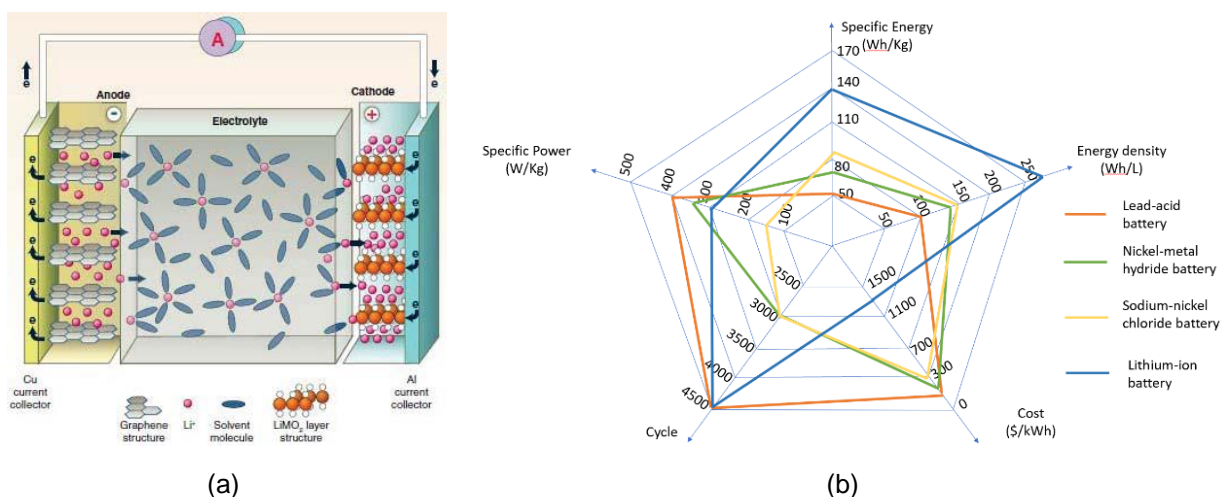


Figura 2.5 – (a) Esquema típico de uma célula de íões de lítio [35]. (b) Comparação de diversos tipos de baterias eletroquímicas [17].

Dos diversos tipos de baterias eletroquímicas a que mais se destaca, segundo os requisitos para os EV, é a de íões de lítio, como se verifica pela Figura 2.5 (b), pois esta apresenta uma grande densidade de potência por volume e por peso, e também permite obter uma grande quantidade de ciclos de carga, logo tem um grande tempo de vida útil. Visto estas características as baterias de íões de lítio são as mais utilizadas atualmente nos EV [17]. Em contrapartida este tipo de bateria tem um preço por kWh relativamente elevado, mas este tem vindo a diminuir ao longo dos anos [36].

Focando-se nas baterias de íões de lítio existem diversos materiais que podem ser utilizados para a sua construção, obtendo-se diferentes características elétricas e económicas com as combinações utilizadas. Quanto ao ânodo usualmente é utilizado um material grafitico, ou seja, uma estrutura de átomos de carbono. Quando ao cátodo existem uma variedade de espécies químicas que podem ser utilizadas, encontrando-se abaixo as mais utilizadas atualmente [37]:

- LCO - Óxido de lítio e cobalto ( $LiCoO_2$ );
- LMO - Óxido de lítio manganês ( $LiMn_2O_4$ );
- LNO - Óxido de lítio níquel ( $LiNiO_4$ );
- NCA - Óxido de lítio níquel-alumínio-cobalto ( $LiNiCoAlO_2$ );
- NMC - Óxido de lítio níquel-manganésio-cobalto ( $LiNiMnCoO_2$ );
- LPF – Fosfato de ferro-lítio ( $LiFePO_4$ );
- LTO - Titanite de lítio ( $Li_4Ti_5O_{12}$ ).

A Tabela 2.1 apresenta uma comparação de algumas das características das baterias com as químicas acima mencionadas.

Tabela 2.1 – Características das baterias de íões de lítio mais utilizadas nos EV [37].

QUÍMICA	CAPACIDADE ESPECÍFICA (MAH/G)	TENSÃO NOMINAL (V)	DENSIDADE ENÉRGICA (WH/KG)	TEMPO VIDA (CICLOS)
LCO	140	3.7	110 - 190	500 - 1000
LMO	146	3.8	100 - 120	1000
NCA	180	3.6	100 - 150	2000 - 3000
NMC	145	3.6	100 - 170	2000 - 3000
LFP	170	3.3	90 - 115	> 3000
LTO	170	2.2	60 - 75	> 5000

Além das características acima mencionadas existem ainda outras propriedades que terão relevância na escolha da química do cátodo utilizada na bateria, como por exemplo o custo e a segurança de utilização. Tendo em conta estes fatores verifica-se que não existe uma química de baterias de íões de lítio que seja superior às outras, recaindo a escolha da mesma nas necessidades específicas do cenário de implementação em questão [37].

Note-se que, embora todas estas químicas apresentem características elétricas diferentes, o princípio de funcionamento é o mesmo. De forma simplista estas baterias baseiam-se na migração de íões de lítio entre o ânodo e o cátodo para produzir uma corrente elétrica, sendo esta incentivada pela inserção de uma carga entre os elétrodos. Este processo é reversível, sendo que nesta situação (carregamento) uma corrente elétrica é forçada, no sentido inverso ao anterior, fazendo com que os íões de lítio se movam desde o cátodo até ao ânodo [34].

### 2.3. Sistemas de carregamento

O sistema de carregamento de um veículo elétrico encontra-se, usualmente, implementado como um subsistema do sistema de gestão de bateria, ou BMS (Battery Management System). De modo geral o BMS trata de gerir todos os aspetos relacionados com a bateria do veículo, encontrando-se na Figura 2.6 as suas principais funcionalidades [38].

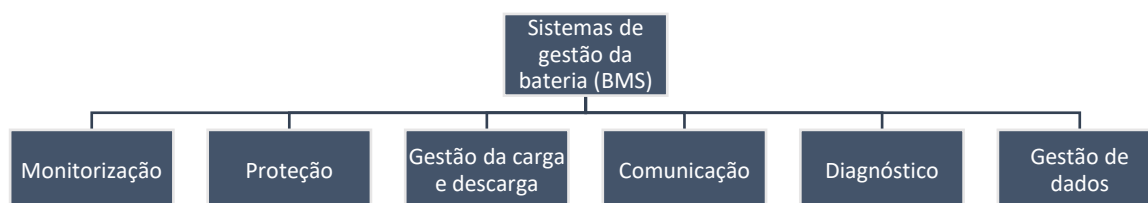


Figura 2.6 – Principais funcionalidades de um BMS [38].

Em termos práticos para implementar o carregamento das baterias são apenas necessários os subsistemas de monitorização e de gestão de carga, existindo também a necessidade de comunicação entre pelo menos estes dois subsistemas.

O sistema de monitorização encarrega-se de monitorizar os parâmetros de interesse da bateria, como por exemplo a corrente de carga, tensão das células, tensão do pack (conjunto de células), temperatura, etc. Estes valores monitorizados podem ser depois utilizados pelos outros subsistemas para que estes possam desempenhar outras funções do BMS [38].

O sistema de gestão de carga é o principal sistema envolvido no carregamento das baterias. Este procura realizar o carregamento de forma eficiente, através da escolha de uma estratégia de carregamento adequada. Este sistema tem também diversas outras funções auxiliares ao carregamento, como por exemplo o equilíbrio das células. A necessidade de equilibrar as células advém do facto de existirem diferenças entre as várias células utilizadas num *pack* da bateria, resultando em variações durante o processo de carga e descarga, o que pode levar a que certas células, individualmente, sejam carregadas acima do valor limiar máximo ( $> 100\%$ ), ou descarregadas abaixo do valor limiar mínimo ( $< 0\%$ ), respetivamente. Estas transgressões dos valores limiares levam a uma degradação acelerada da bateria, podendo também ocorrer fogos ou explosões devido ao sobrecarregamento.

Em termos de hardware existem várias configurações, mas usualmente estas seguem o esquema base da Figura 2.7.

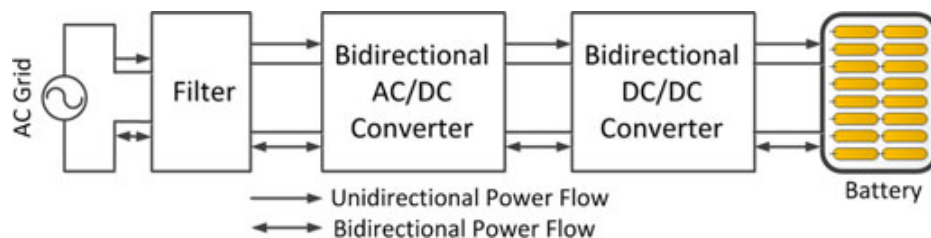


Figura 2.7 – Esquema genérico do hardware de um sistema de carregamento de baterias [20].

O esquema acima é referente a um carregador *on-board*, ou seja, este encontra-se presente no interior do veículo. Para o caso de um carregador *off-board* o esquema geral é o mesmo, mas a interface entre o veículo e o carregador é feita através do link DC, ou seja, entre os conversores AC/DC e DC/DC [20].

A escolha da topologia do conversor vai depender dos objetivos pretendidos. Por exemplo, o conversor AC/DC poderá permitir apenas transferência de potência unidirecional, da rede para a bateria, o que simplifica o controlo e reduz os custos deste componente. Em contrapartida se é pretendida a capacidade de transferência de potência bidirecional então será necessário um conversor AC/DC com estas capacidades, os quais são usualmente mais caros e exigem maior complexidade em termos de controlo que os unidirecionais [20].

### 2.3.1. Características elétricas das baterias

Para o estudo dos sistemas de carregamento é necessário determinar o comportamento das características elétricas da bateria durante os cenários de utilização destas. Para a implementação das baterias em EV existem diversos parâmetros que são de interesse monitorizar, sendo os principais a tensão das células, a corrente de carga/descarga e a temperatura [39]–[42]. Esta monitorização dos parâmetros elétricos é realizada por um BMS, o qual, além desta monitorização, garante o uso eficiente e segura da energia armazenada na bateria, assim como também fornece informação detalhada da mesma, podendo esta informação depois ser utilizada em outros sistemas no veículo [40].

A relação entre estes parâmetros é essencial para determinar alguns outros parâmetros úteis, sendo a mais utilizada a relação entre a tensão aos terminais da célula e o estado de carga (SOC – *State of Charge*), encontrando-se esta ilustrada na Figura 2.8.

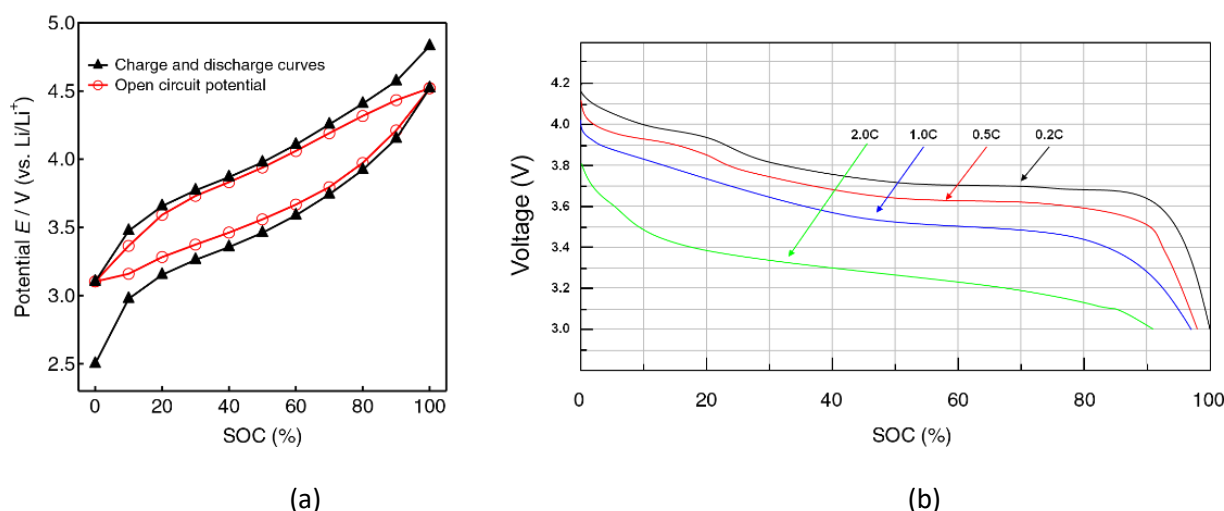


Figura 2.8 - (a) Curvas genéricas da tensão, de uma célula de iões de lítio, em relação ao SOC, para a carga e descarga [43]. (b) Curvas de tensão para diferentes corrente de descarga, de uma célula de iões de lítio (adaptado de [44]).

Como se verifica, pela Figura 2.8 (a), existe uma histerese entre as curvas de carga e descarga, a qual deve-se à dinâmica dos processos químicos durante a carga e descarga da célula [43].

Estas curvas dependem também da amplitude da corrente de carga/descarga, como se verifica pela curva de descarga da Figura 2.8 (b), ocorrendo uma situação semelhante para a curva de carga. A temperatura da célula tem também um efeito sobre esta curva, logo irá existir uma dependência da tensão da célula com pelo menos dois parâmetros (corrente e temperatura), o que dificulta a determinação do estado de carga através de métodos de mapeamento direto destes valores [40].

Existe ainda um outro problema com o uso dos métodos diretos, o qual está relacionado com a diferença entre a tensão aos terminais da bateria durante o processo de carga e descarga e a tensão em circuito aberto (diferença entre as curvas a preto e a vermelho na Figura 2.8 (a)). Para obter com exatidão o valor da tensão em circuito aberto é necessário esperar uma quantidade de tempo considerável, sem injetar/consumir corrente da bateria, para que a tensão da bateria estabilize, logo a implementação destes métodos em tempo-real é inconcebível, sendo necessário recorrer a outros métodos de estimação durante o carregamento [40].

### 2.3.2. Métodos de estimação do SOC por integração da corrente (contagem de Coulomb)

Um método de estimação do SOC que permite obter boa exatidão é o método de integração da corrente, também vulgarmente denominado de método de contagem de Coulomb. Este método tem por base a integração da corrente de carga/descarga da bateria ao longo do tempo, como se verifica em (2.1), permitindo estimar o estado de carga com base na capacidade da bateria e no valor inicial do estado de carga [40], [45].

$$SOC(t) = SOC(t_0) + \int_{t_0}^{t_0+\tau} I_{bat} dt / Q_{bat} \quad (2.1)$$

Note-se que o sentido da corrente na bateria ( $I_{bat}$ ) é importante para calcular corretamente a variação de capacidade durante o período de integração  $\tau$ , sendo que em (2.1) considerou-se a corrente positiva durante o processo de carregamento, e negativa durante a descarga.

Embora este método seja mais adequado, que o do mapeamento direto dos valores elétricos, existem ainda algumas dificuldades de implementação, nomeadamente a necessidade de saber o valor inicial do SOC e a variação da capacidade ( $Q_{bat}$ ) com o envelhecimento da bateria [40]. Uma solução para ambos os problemas é realizar a calibração do valor de SOC e de  $Q_{bat}$  nos valores extremos da carga/descarga, ou seja, quando a bateria atinge o valor limiar mínimo de tensão considera-se que esta encontra-se completamente descarregada, tendo-se assim uma referência para o valor de SOC de 0 %. De forma análoga quando esta atinge o valor limiar máximo de tensão considera-se que esta encontra-se completamente carregada, tendo-se a referência para o valor de SOC de 100 %. Realizando a integração durante um período completo de carga/descarga permite obter o valor máximo atual da capacidade, o que permite, ao longo do tempo, corrigir este valor para compensar a degradação devido ao envelhecimento da bateria.

Note-se que a estimação do SOC a partir de (2.1) apresenta ainda alguns erros, devido à não inclusão de alguns fatores, como por exemplo o efeito da temperatura, a eficiência de conversão eletroquímica da bateria e o efeito de auto descarga da mesma [40], [45].

Para obter ainda melhores resultados podem ser utilizados métodos de estimação com base em modelos, sendo que os mesmos muitas vezes utilizam os métodos de integração como ferramenta auxiliar [40].

### 2.3.3. Protocolos de carregamento

Como anteriormente referido o carregamento das baterias de íões de lítio passa por injetar uma corrente aos terminais da mesma, para que esta energia elétrica seja armazenada na forma de energia química.

Embora o conceito de carregamento seja simples existem diversas técnicas de carregamento de baterias que podem ser implementadas com as baterias de íões de lítio, recaindo a escolha destas nos objetivos de implementação pretendidos. Por exemplo, alguns protocolos de carregamento têm como objetivo a redução do tempo de carregamento, o aumento da eficiência de carregamento, a redução do *stress* físico na bateria, etc [46].

O protocolo de carregamento tradicional mais utilizado é o CC-CV (Constant Current – Constant Voltage) [46], ilustrado na Figura 2.9 (a).

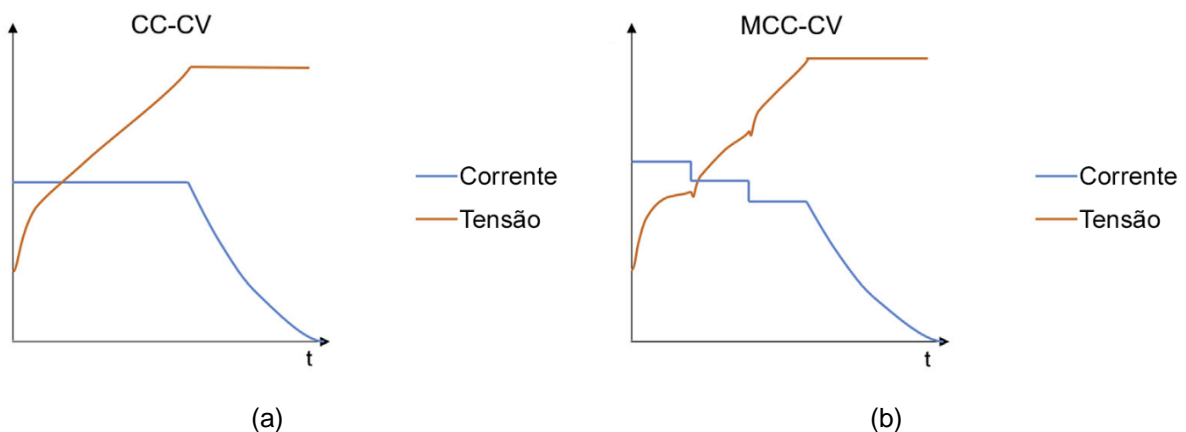


Figura 2.9 – Curvas de tensão e corrente da bateria com o protocolo de carregamento (a) CC-CV e (b) MCC-CV (adaptado de [46]).

Este protocolo destaca-se pela sua simplicidade, acabando por ser a base de muitos outros protocolos de carregamento. Neste protocolo o carregamento é separado em duas fases, uma primeira de corrente constante (CC) e uma final de tensão constante (CV). Na primeira fase a corrente injetada na bateria é mantida num valor constante, e como se verifica a tensão vai aumentar ao longo do carregamento.

Após a tensão atingir um determinado valor, usualmente a tensão de fim de carregamento, ocorre a comutação para a fase de tensão constante, onde agora a corrente de carregamento irá diminuir para manter a tensão constante. Após atingir-se uma determinada corrente mínima assume-se que a bateria encontra-se totalmente carregada, dando-se por finalizado o carregamento [46]. Embora simples, este protocolo de carregamento pode levar à degradação acelerada da bateria, principalmente para correntes de carregamento mais elevadas, devido à deposição de lítio no terminal negativo, o que leva à redução da capacidade da bateria [47].

No protocolo MCC-CV (*Multiple CC-CV*) Figura 2.9 (b) procede-se inicialmente do mesmo modo que no CC-CV, mas agora ao atingir um determinado nível de tensão limiar comuta-se para o próximo patamar de corrente, comutando-se para uma corrente de carregamento inferior. Isto repete-se várias vezes até atingir o último patamar de corrente constante, onde depois o carregamento procede para a fase de tensão constante. Comparativamente ao protocolo anterior o carregamento através deste protocolo permite atingir eficiências de carregamento superiores e também permite reduzir o problema de deposição de lítio no ânodo, mas em contrapartida é mais complexo de implementar e é agora necessário resolver um problema de otimização que está relacionado com a escolha do número de níveis CC ótimos, e os valores de corrente associados [42], [46].

Um outro tipo de protocolo de carregamento, denominado de *multi CC-CV*, passa por utilizar uma versão híbrida das duas técnicas anteriores, onde o ciclo básico é o do CC-CV mas este agora repete-se várias vezes, com diferentes níveis de tensão e corrente associados a cada patamar, como se verifica pela Figura 2.10. Este protocolo foi também abreviado de  $(CC - CV)^n$ , onde o  $n$  corresponde ao número de patamares CC-CV escolhidos.

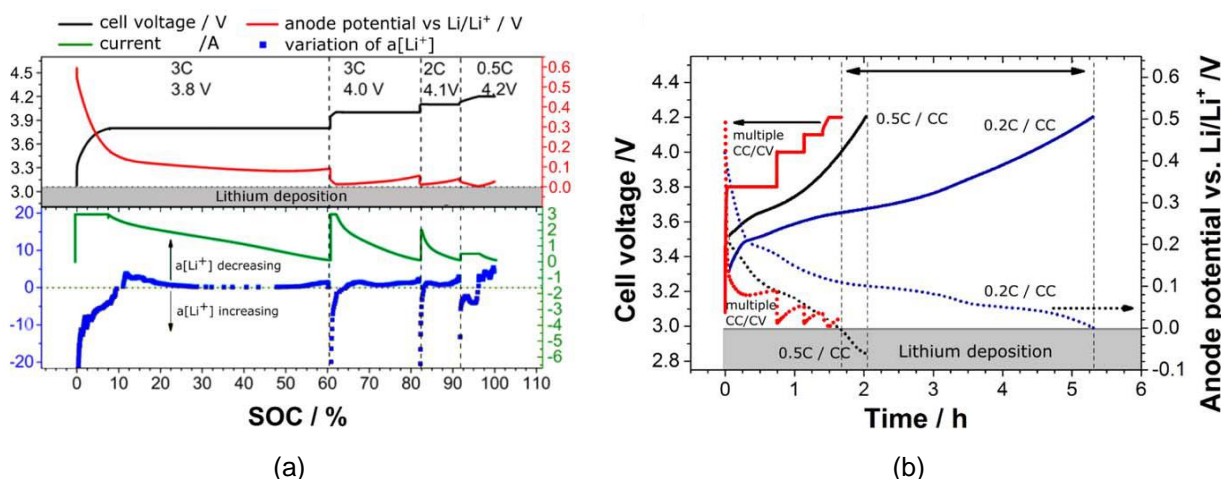


Figura 2.10 – (a) Características de carregamento do protocolo *multi CC-CV*. (b) Comparação do protocolo *multi CC-CV* com o protocolo CC [48].

A análise realizada pelos autores deste protocolo de carregamento demonstra que a deposição de lítio ocorre quando a tensão entre o ânodo e o eletrólito (verificado em células reconstruídas com 3 terminais) é negativa. Verificou-se também que, para uma determinada temperatura, existem limites de tensão e corrente de carregamento que, se respeitados, garantem a ausência de deposição de lítio. Utilizando estes valores limiares para os níveis do protocolo *multi* CC-CV permite obter tempos de carregamento iguais, ou ainda mais rápidos, que o protocolo clássico, evitando a deposição de lítio, levando a um aumento do tempo de vida útil da bateria [47], [48].

### 2.3.4. Normas de carregamento

Existem diversas normas de carregamento que foram sendo implementadas e atualizadas ao longo dos anos, estando a atual adoção destas maioritariamente distribuída entre a SAE J1772 (utilizada maioritariamente na América do Norte e Japão), e a IEC 61851-1 (utilizada maioritariamente na Europa) [49]. A Tabela 2.2 inclui os modos de carregamento para a norma da IEC (*International Electrotechnical Commission*).

Tabela 2.2 – Modos de carregamento para a norma IEC 61851-1 ( $\Phi$  – número de fases AC).  
[50].

Modo	Corrente máxima(A)	Potência máxima (kW)	Tempo de carregamento	Alcance com uma carga de 15 min
1	16 AC (1 $\Phi$ )	3,7	14 h	5 km
2	32 AC (1 $\Phi$ )	7,4	7 h	9 km
	32 AC (3 $\Phi$ )	22,0	> 2 h	27 km
3	62 AC (3 $\Phi$ )	43,0	> 1 h	54 km
4	400 DC	200,0	15 min	250 km

Dando particular foco ao modo 4 de carregamento verifica-se que as correntes utilizadas são muito superiores às dos outros modos, o que permite obter maiores potências de carregamento, resultante e menores tempos de carregamento. Note-se, no entanto, que neste modo a potência de carregamento não é constante, carregando-se, usualmente, com a potência máxima até aos 80 %, reduzindo-se depois esta significativamente para os últimos 20 % [51].

A norma IEC 61851-1 cobre também os equipamentos de fornecimento do EV (EVSE – *Electric Vehicle Supply Equipment*) e os conectores, como ilustrado na Figura 2.11.

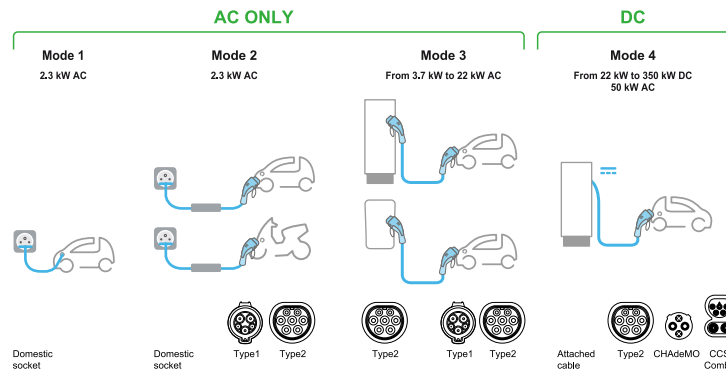


Figura 2.11 – Requisitos gerais dos EVSE e conectores de carga, segundo a norma IEC 61851-1.

Para o modo 1 o veículo pode ser carregado diretamente da tomada elétrica, sem necessitar de um cabo de carregamento especializado [51].

Para o caso do modo 2 ainda é utilizada a tomada elétrica normalizada das residências, mas agora é necessário um cabo de carregamento especializado, com um controlador que tem como objetivo realizar a comunicação entre o EV e o EVSE e também fornecer proteção durante o carregamento [51], [52].

Para o modo 3 tem-se um cenário semelhante ao anterior, cabo especializado, mas agora as funções de comunicação e proteção encontram-se integradas diretamente no EVSE. Este modo de carregamento já se integra mais no contexto de carregadores públicos, como os que se encontram em parques de carregamento públicos, visto serem utilizadas potência acima das usualmente instaladas na maioria das residências privadas [51].

O modo 4 é semelhante ao anterior, mas agora o cabo de carregamento é uma parte integral do EVSE (não permite desconectar o cabo do EVSE). Neste modo em particular existem duas normas associadas aos cabos utilizados, a CHAdeMO (CHARge de MOve) (norma Japonesa) e a CCS (Combined Charging System)(norma Europeia), sendo estas incompatíveis entre elas [51].

## 2.4. Conversores multinível

Os conversores de potência são uma tecnologia largamente utilizada na indústria devido à sua utilidade em uma grande variedade de cenários, como por exemplo no transporte, conversão de energia, fabricação, mineração, etc. Com a evolução destas indústrias verificou-se existir uma tendência na utilização de conversores com potências de funcionamento cada vez maiores [53].

Para acompanhar a procura a indústria dos semicondutores tem vindo a criar componentes que suportam maiores correntes e tensões, o que permite utilizar as clássicas topologias de conversores de dois níveis, já largamente documentadas e testadas. Em contrapartida esta solução utiliza semicondutores de potência comparativamente mais caros e necessita também de filtros de potência para manter os mesmos requisitos de qualidade [53].

Uma outra solução para este problema passa por utilizar topologias de conversores multinível, permitindo estes atingir as mesmas potências que no caso anterior, mas agora com semicondutores mais baratos. O desafio destes conversores está na complexidade acrescida de implementação e controlo, mas note-se que estes esquemas mais complexos permitem também obter melhores parâmetros de qualidade, como menor distorção harmónica e melhor eficiência [53].

Independentemente do número de níveis o princípio de funcionamento dos conversores é semelhante. Um conversor procura gerar uma onda, cuja amplitude e frequência podem ser ajustadas com recurso ao controlo comutado dos semicondutores de potência, tal como se observa pela Figura 2.12 [53], [54].

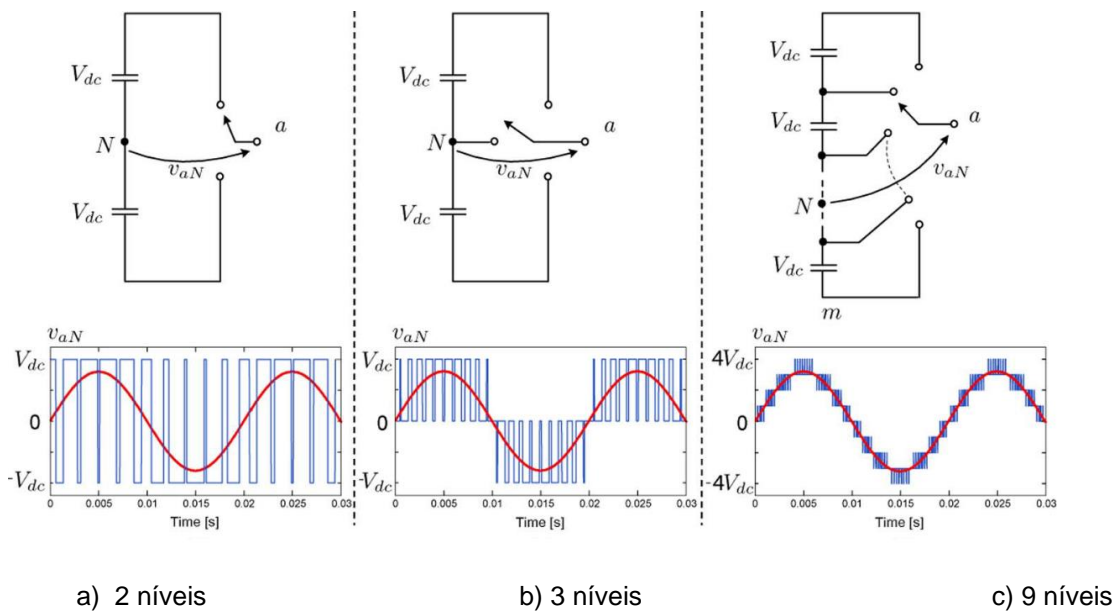


Figura 2.12 – Esquema simplificado e onda gerada por um conversor de (a) 2 níveis, (b) 3 níveis e (c) 9 níveis [53].

Pela Figura 2.12 (a) facilmente se verifica como é realizado o controlo dos semicondutores de potência. Quando a referência (onda a vermelho) tem maior magnitude a tensão à saída do conversor (onda a azul) é mantida ativa durante mais tempo. Em contrapartida quando a referência tem menor magnitude a saída do conversor é mantida ativa durante menos tempo. O resultado deste controlo gera uma onda cujo valor médio aproxima-se do valor médio da referência [53].

No caso anterior teríamos apenas disponíveis dois níveis de tensão, mas com mais níveis de tensão é possível aproximar cada vez mais a onda gerada à referência pretendida. Isto por sua vez reduz a distorção harmônica das ondas geradas e permite também utilizar filtros passivos de menor dimensão [53], [54].

Para um conversor de  $n$  níveis ter-se-á também  $n$  níveis de tensão entre a saída do braço do conversor e o ponto neutro, ou seja, a tensão fase-neutro. Para o caso trifásico consideram-se agora 3 braços semelhantes ao caso monofásico, obtendo-se [53]

$$n_{ll} = 2n - 1 \quad (2.2)$$

níveis de tensão fase-fase e

$$n_{load} = 2n_{ll} - 1 \quad (2.3)$$

combinações de tensões na carga trifásica.

Estas topologias de conversores têm ainda outras vantagens, comparativamente aos de apenas dois níveis, apresentando-se abaixo algumas das mais importantes num contexto de implementações com potências elevadas (como por exemplo o carregamento rápido dos EV) [53]–[55]:

- Menor declive da taxa de variação das tensões de saída ( $du/dt$ ), resultando numa redução da distorção harmônica;
- Potências de funcionamento superiores, considerando os mesmos semicondutores de potência, visto que agora estes estão expostos a uma fração da tensão ( $U_{dc}/(n - 1)$ ), e não à tensão total do link DC ( $U_{dc}$ );
- Redução no custo dos SPA (Semicondutores de Potência Ativos), quando consideradas as mesmas potências de funcionamento. E também uma redução no custo dos filtros, considerando padrões de qualidade idênticos aos dos conversores de dois níveis;
- Menor frequência de comutação, quando considerados padrões de qualidade idênticos aos conversores de dois níveis, levando a uma redução nas perdas por comutação e consequentemente um aumento da eficiência.

Existem também alguns desafios de implementação destes conversores, sendo os principais [53]–[55]:

- Aumento do número de dispositivos (semicondutores, díodos, condensadores, etc), o que pode levar ao aumento do custo do conversor, assim como também um aumento do volume e peso do mesmo;

- Mais quantidade de circuitos de comando e de aquisição dos valores elétricos, resultando em um maior número de ligações e complexidade acrescida no projeto dos circuitos físicos;
- Para obter os diversos níveis de tensão é necessário recorrer a fontes de tensão isoladas, ou utilizar divisores capacitivos, resultando esta última opção numa complexidade de controlo acrescida;
- Estratégias de modulação e técnicas de controlo mais complexas.

Os conversores multinível podem ainda ser divididos em diversas topologias base, sendo as principais a de ponte H em série (CHB - *Cascaded H-Bridge*), a de condensadores flutuantes (FC - *Flying Capacitors*) e a de díodos ligados ao ponto neutro (NPC - *Neutral Point Clamped*) [53]–[55]. Os esquemas elétricos para as topologias trifásicas encontram-se presentes na Figura 2.13.

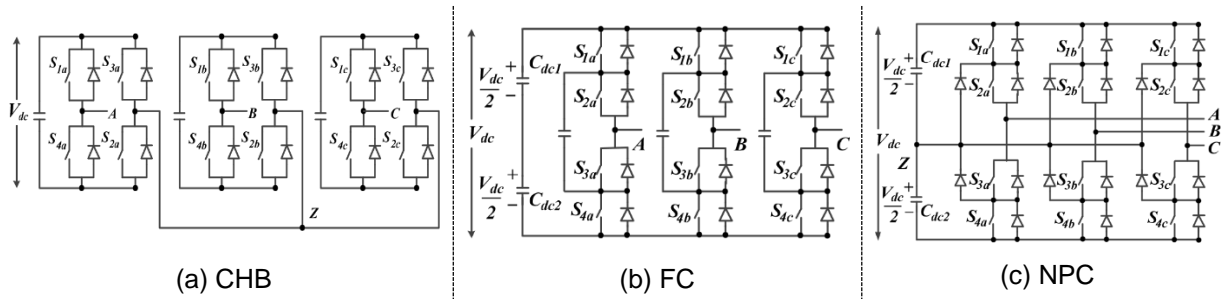


Figura 2.13 – Esquema elétrico trifásico das topologias de conversores multinível [55].

A escolha da topologia do conversor multinível varia consoante o cenário de implementação, recaindo os critérios de escolha, primeiramente, nas perdas, tamanho, custo, complexidade da topologia e das estratégias de controlo [55].

A topologia CHB é a mais simples de implementar e controlar devido ao seu carácter modular, mas em contrapartida requer fontes de tensão DC isoladas, o que acaba por limitar os cenários de implementação desta topologia. Note-se também que esta requer maior quantidade de condensadores no link DC, utilizando  $3(n - 1)/2$  condensadores [55].

A topologia NPC apresenta uma estrutura robusta e requer um menor número de condensadores, relativamente às outras duas, sendo agora necessários apenas  $n - 1$  condensadores para o *link* DC. Em contrapartida o número de díodos de ligação ao ponto neutro será de  $3(n - 1)(n - 2)$ , o que resulta num fator de aumento de aproximadamente 4 vezes de nível para nível, acabando por limitar o número de níveis que, realisticamente, é possível atingir. Também, comparativamente à topologia anterior, é agora necessário realizar o equilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo, adicionando complexidade às técnicas de controlo [55].

A topologia FC é relativamente semelhante à anterior, mas agora os díodos de ligação ao ponto neutro são substituídos por apenas um condensador, sendo

necessário utilizar  $3(n-1)(n-2)/2$  condensadores flutuantes. Em contrapartida esta topologia requer maior complexidade no equilíbrio dos condensadores e também apresenta custos mais elevados, visto os díodos serem, usualmente, mais baratos que os condensadores [55].

O número de semicondutores ativos de potência com díodos antiparalelo requeridos, para as topologias acima mencionadas, é de  $6(n-1)$  [55].

## 2.5. Conversores NPC

Os conversores multinível com topologia NPC implementam os vários níveis de tensão com recurso a um divisor capacitivo. Este divisor capacitivo encontra-se conectado ao *link* DC, cuja tensão é de  $U_{dc}$ , resultando numa tensão de  $U_{dc}/(n-1)$  aos terminais de cada condensador, assumindo que estes encontram-se equilibrados.

O braço do conversor é constituído por um conjunto de  $2(n-1)$  SPA em série, estando esta conectada em paralelo com o divisor capacitivo. Existem ainda  $(n-1)(n-2)$  díodos que interligam os pontos intermédios dos SPA e dos condensadores, garantindo que os SPA são no máximo expostos a uma tensão de  $U_{dc}/(n-1)$  [54], permitindo atingir maiores potências de funcionamento e/ou utilizar tecnologias de SPA mais maduras que são usualmente mais baratas e têm maiores frequências de comutação [25]. Este díodos permitem também implementar um nível de tensão nulo [53]. O esquema de um braço do conversor NPC de 3 níveis encontra-se ilustrado na Figura 2.14.

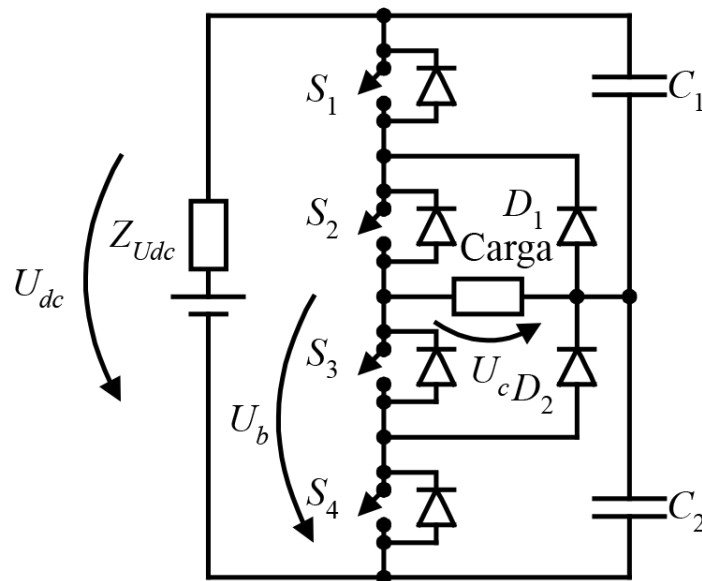


Figura 2.14 – Esquema elétrico de um braço do conversor NPC de 3 níveis [54].

Como se verifica os SPA contêm díodos antiparalelo que permitem a passagem de corrente em sentido contrário, possibilitando assim a transferência bidirecional de potência no conversor. Para implementar operação em onda completa é necessário utilizar um conversor com dois braços, e para operação trifásica três braços, logo ter-se-á  $6(n - 1)$  SPA e  $3(n - 1)(n - 2)$  díodos [54].

Os SPA são dispositivos que, idealmente, têm dois modos de operação, ou então ligados (“ON” ou “1”) ou estão desligados (“OFF” ou “0”), logo existem  $2^{2(n-1)}$  estados possíveis para um braço do conversor. No caso de um conversor NPC de 3 níveis existem 16 estados, mas nem todos são válidos pois não permitem fechar o circuito pela carga.

Os estados válidos para um braço do conversor NPC de 3 níveis encontram-se na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Estados válidos dos SPA para um braço do conversor NCP de 3 níveis (adaptado de [54]).

Tensão na carga ( $U_c$ )	Estado dos SPA			
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$U_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	1	1

Verifica-se que para utilizar apenas os estados válidos o conversor pode ser controlado de forma complementar, ou seja, o controlo dos SPA inferiores é o inverso dos SPA superiores, logo ter-se-á  $(n - 1)$  pares de SPA complementares. Para o caso do conversor NPC de 3 níveis tem-se o par complementar  $S_1$  e  $S_3$  e o outro par complementar  $S_2$  e  $S_4$ . Note-se que existe ainda um estado complementar inválido ( $S_1$  e  $S_4 = 1$  e  $S_2$  e  $S_3 = 0$ ) visto que este também isola a carga do restante circuito do conversor [54].

Para o caso de um conversor NPC de 5 níveis temos um divisor capacitivo com 4 elementos, 8 SPA por braço e 12 díodos de interligação, como ilustrado na Figura 2.15.

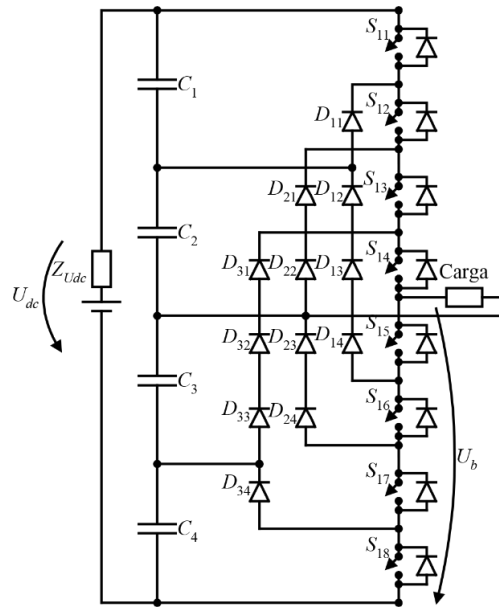


Figura 2.15 – Esquema elétrico de um braço do conversor NPC de 5 níveis (adaptado de [54]).

Embora, em termos de sinal, pareça redundante é necessário agora ter séries de díodos de interligação de modo a garantir que estes encontram-se todos expostos aos mesmos níveis de tensão.

Por exemplo, o diodo  $D_{34}$  está exposto à tensão de apenas um condensador ( $C_4$ ), a restante ligação ( $D_{31}$ ,  $D_{32}$  e  $D_{33}$ ) está exposta a 3 condensadores ( $C_1$  a  $C_3$ ), logo são necessários 3 díodos para que todos, individualmente, sejam expostos ao mesmo nível de tensão [54].

Como anteriormente existem apenas certas combinações dos SPA que são válidas, encontrando-se as mesmas na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Estados válidos dos SPA para um braço do conversor NCP de 5 níveis (adaptado de [54]).

Tensão na carga ( $U_c$ )	Estado dos SPA							
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$
$U_{dc}/4$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_{dc}/2$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_{dc}/2$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-U_{dc}/4$	0	0	0	0	1	1	1	1

Como se verifica, o controlo dos SPA volta a ser realizado de modo complementar entre os SPA superiores e os inferiores, mas agora os SPA são ativados em grupos contíguos de 4. Generalizando para um conversor NPC de nível  $n$  tem-se  $n$  estados válidos, por braço, onde cada um terá a ativação de  $n - 1$  SPA contíguos.

Quanto maior o nível do conversor menor será a distorção harmónica das ondas geradas, visto que vão existir mais níveis de tensão, permitindo aproximar melhor a saída aos valores de tensão das referências. Existem, no entanto, dificuldades de implementação de conversores NPC de elevados níveis, como por exemplo o aumento do número de dispositivos necessários, principalmente os díodos de interligação. Outro desafio está relacionado com o aumento da complexidade de controlo, visto que agora existem mais estados válidos e mais SPA para controlar. O equilíbrio dos condensadores é também problemático, pois com o aumento dos níveis de tensão existem mais condensadores para equilibrar, tornando mais complexos os algoritmos utilizados para este fim. Devido a estes fatores limitantes os conversores NPC comerciais são usualmente de 3 níveis, sendo os conversores de 5 ou mais níveis reservados apenas para aplicações de maior potência [14].

Uma aplicação deste tipo de conversores na indústria passa por utilizar os mesmos em modo inversor (DC/AC) para alimentar motores eléctricos de grande porte, como aqueles utilizados em aplicações mineiras, esteiras transportadoras, etc. A plataforma SM150 da Siemens, ilustrada na Figura 2.16, implementa conversores NPC de 3 níveis, com semicondutores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de 3,3/4,16 kV. A potência máxima de funcionamento é de 31,5 MVA (com refrigeração a água) e é utilizado controlo vetorial em malha fechada [56].

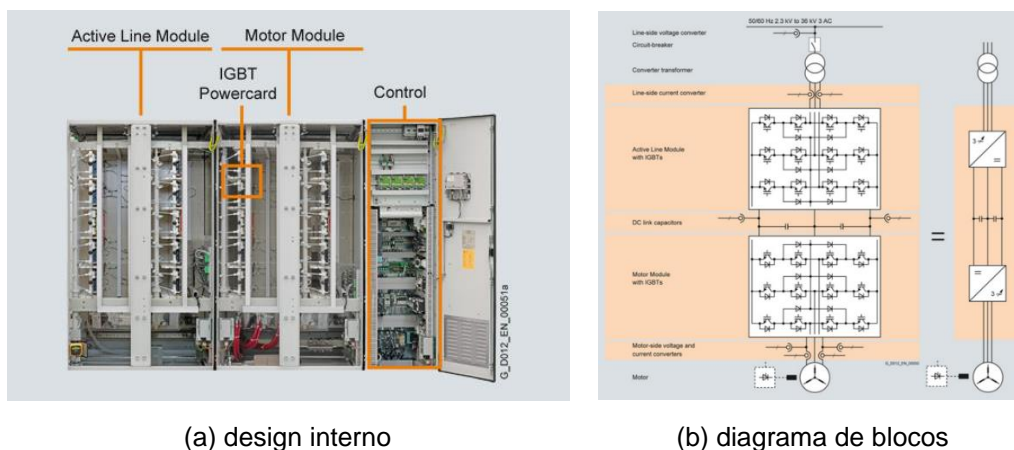


Figura 2.16 – Design interno e diagrama de blocos da plataforma SM150 da Siemens [56].

## 2.6. Sistemas de controlo para conversores

Como já referido um dos grandes desafios de implementação dos conversores multinível é a complexidade adicional dos sistemas de controlo, visto que agora estes têm de lidar com o controlo de um maior número de SPA e têm também de ter em consideração outros objetivos de controlo, como por exemplo o equilíbrio dos condensadores do *link* DC.

Existem diversas técnicas de controlo que podem ser implementadas neste tipo de conversores, usualmente categorizando-se as mesmas em termos da frequência de comutação. Para a categoria de alta frequência consideram-se as técnicas que utilizam frequências de comutação acima de 1 kHz, subdividindo-se as mesmas em duas outras categorias principais, as baseadas em ondas portadoras e as baseadas em modulação de vetores espaciais (SVM – *Space Vector Modulation*) [53], [54].

### 2.6.1. Técnicas de controlo por PWM

As técnicas de controlo com ondas portadoras mais comuns são as baseadas na modulação de largura de impulso, ou PWM (*Pulse Width Modulation*), pois estas são facilmente implementadas em *hardware* e não apresentam um custo computacional muito elevado. Em contrapartida estas apresentam controladores relativamente lentos e com dependência dos parâmetros do sistema físico [53], [54].

De forma simplista a técnica de controlo por PWM é implementada através de uma portadora e uma onda modulante, onde a comparação destas duas resulta num sinal de controlo que é aplicado aos SPA de modo que o conversor produza uma onda cujo valor médio aproxima-se da referência desejada. O valor médio da onda produzida depende diretamente da largura dos impulsos, produzidos devido à comutação dos SPA, controlando-se estes com recurso à variação da onda modulante [53], [54]. A Figura 2.17 ilustra o princípio de funcionamento e a resposta de controlo com o método LSPWM (*Level Shifted Pulse Width Modulation*), e também o diagrama de blocos do modulador.

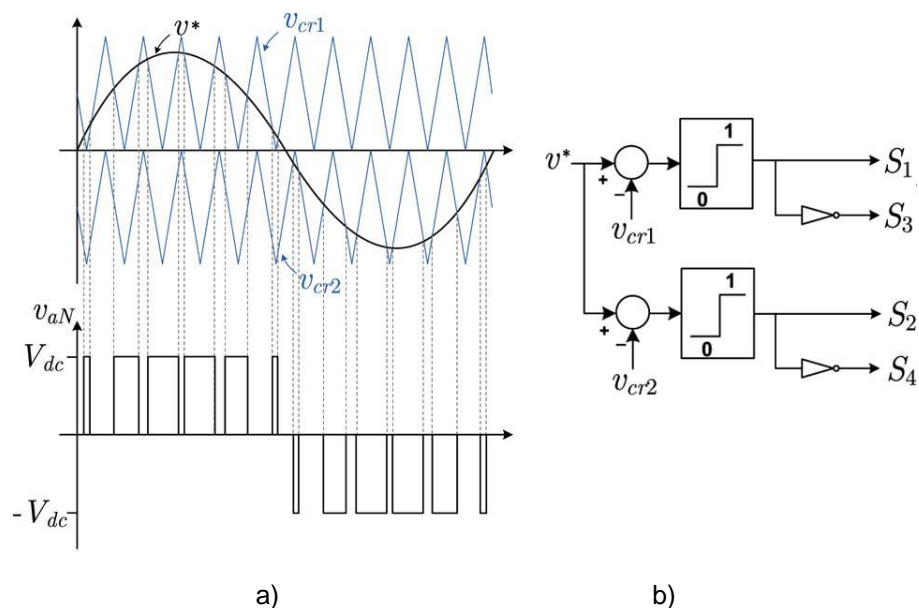


Figura 2.17 – (a) Modulação LSPWM e tensão à saída do conversor para controlo do braço de um conversor NPC de 3 níveis. (b) diagrama de blocos do modulador LSPWM [53].

Esta técnica de controlo é baseada na técnica PWM implementada em conversores de dois níveis, mas agora utiliza-se mais uma portadora, desfasada verticalmente (em magnitude), de modo a gerar o comando dos SPA na parte negativa da onda modulante (onda a preto). O resultado da comparação entre as duas portadoras e a onda modulante é depois introduzido aos pares complementares dos SPA, obtendo-se assim o sinal de controlo para um braço do conversor. Generalizando, para um conversor de  $n$  níveis são necessárias  $n - 1$  portadoras [53], [54].

Para o controlo de um conversor trifásico é simplesmente necessário aplicar o método da Figura 2.17 para cada um dos braços, logo obtêm-se 3 conjuntos de duas portadoras, estando estes desfasados  $120^\circ$  entre eles [53], [54].

### 2.6.2. Técnicas de controlo por SVM

Outra técnica de controlo para conversores trifásicos multinível é a SVM. Esta técnica baseia-se na representação espacial dos vetores de tensão do conversor, a qual é possível visto existirem um número finito de estados do conversor. A representação espacial dos vetores de um conversor trifásico de 3 níveis encontra-se ilustrada na Figura 2.18.

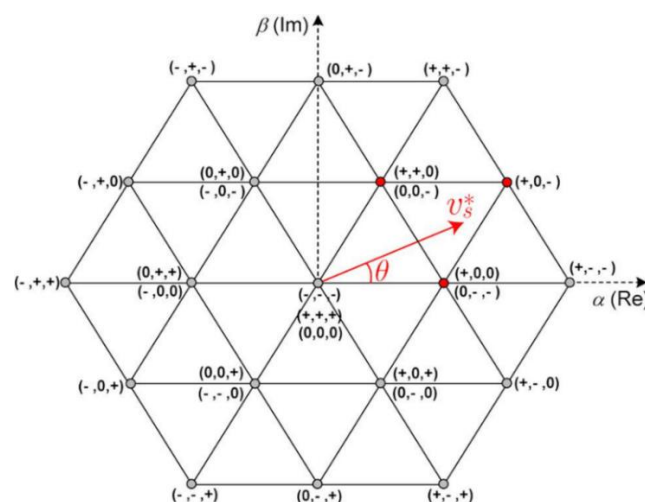


Figura 2.18 – Representação espacial dos vetores de um conversor trifásico de 3 níveis, no sistema de coordenada alfa-beta ( $\alpha\beta\gamma$ ) [53].

Na Figura 2.18 os níveis de tensão em cada braço são representados pelos símbolos “0”, “-”, e “+”, e cada vetor é composto por 3 símbolos, visto existirem 3 braços. No total ter-se-á  $m = 3^3 = 27$  combinações possíveis, onde algumas destas são redundantes. Estes vetores redundantes têm a mesma influência sobre a carga (mesma tensão aplicada) mas resultam em correntes no ponto neutro diferentes, possibilitando o equilíbrio dos condensadores através da seleção do vetor adequado [54], [57].

A base de funcionamento desta técnica passa por selecionar um número de vetores e determinar o tempo de aplicação de cada um de modo que, em valor médio, o vetor resultante se aproxime do vetor de referência pretendido (vetor a vermelho na Figura 2.18), obtendo-se [53].

$$v_s^* = \frac{1}{\tau_s} (t_1 v_1 + t_2 v_2 + t_3 v_3). \quad (2.4)$$

A soma dos tempos de aplicação ( $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ ) dos vetores selecionados ( $v_1$ ,  $v_2$  e  $v_3$ ) é igual ao período de modulação  $\tau_s$ . Os vetores selecionados são usualmente aqueles que mais perto se encontram do vetor de referência, logo no exemplo da Figura 2.18 seriam os vetores (+,0,0), (+,+,0) e (+,0,-), salientando-se que no caso dos dois primeiros vetores existem ainda os vetores redundantes (0,-,-) e (0,0,-), respetivamente. Existem diferentes algoritmos SVM baseados neste conceito, sendo que estes variam no modo como selecionam os vetores mais próximo da referência, no cálculo dos tempos de aplicação, na sequência de aplicação dos vetores e na complexidade computacional. Note-se também que é usual estes algoritmos serem implementados no plano alfa-beta, pois isto permite reduzir um problema tridimensional (3 fases da rede) num problema bidimensional (com um sistema trifásico equilibrado a componente homopolar do plano alfa-beta tem valor nulo, logo são apenas consideradas as componentes alfa e beta) [53].

Comparativamente às técnicas de controlo por PWM as técnicas SVM apresentam menor distorção harmónica, podem ser facilmente configuradas para atingir diferentes objetivos de controlo [53], e apresentam leis de controlo mais tolerantes a variações dos parâmetros físicos do conversor [54]. A sua implementação em processadores digitais é também relativamente simples, visto não ser necessário implementar as ondas portadoras [53]. Em contrapartida estas técnicas são computacionalmente mais intensivas que as por PWM [53], e os sistemas implementados apresentam maiores custos, visto ser necessário monitorizar grandezas para além das quais se pretende controlar [54].

### 2.6.3. Técnicas de controlo vetorial preditivo

De forma semelhante ao controlo SVM o controlo vetorial preditivo, também denominado de controlo preditivo baseado em modelo (MPC - *Model Predictive Control*), ou simplesmente controlo preditivo, utiliza a mesma base dos vetores de controlo espaciais para controlar as grandezas elétricas do conversor multinível. De forma simplista esta técnica de controlo tem como objetivo utilizar um modelo discreto do conversor de modo a determinar qual a ação de controlo mais adequada, ou seja, aquela que permite convergir o sistema para os valores de referência pretendidos [58].

Tendo-se uma determinada variável a controlar  $x(t)$  pretende-se que esta esteja o mais perto possível de um determinado valor de referência  $x^*(t)$ . Visto este controlo ser implementado no domínio discreto a variável a controlar será monitorizada em instantes discretos do tempo, separados por um período de amostragem  $T_s$ .

Considerando o número finito de estados do conversor ( $m$ ) vão existir também um número finito de ação de controlo ( $S_i$ , onde  $i = 1, \dots, m$ ), podendo estas ser avaliadas numa função de previsão  $f_p$  para determinar todas as possíveis transições do sistema  $x_{pi}(t_{k+1}) = f_p\{x(t_k), S_i\}$ , onde  $i = 1, \dots, m$  [58].

Para determinar qual a ação de controlo mais adequada é necessário agora recorrer a uma função de custo  $f_g$  que tem como objetivo gerar custos  $g_i = f_g\{x^*(t_{k+1}), x_{pi}(t_{k+1})\}$ , onde  $i = 1, \dots, m$ , para as diversas ações de controlo, dependendo estes usualmente das previsões ( $x_{pi}(t_{k+1})$ ) e do valor de referência ( $x^*(t_{k+1})$ ) [58].

Uma função de custo tipicamente utilizada é a do erro absoluto entre a previsão e a referência

$$g_i = |x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})|, \quad (2.5)$$

logo a melhor ação de controlo será aquela que produz o menor valor de  $g_i$ . Podem ser utilizadas outras funções de custo de modo a obter uma resposta de controlo diferente. Por exemplo, pode ser utilizado o quadrado do erro entre a previsão e a referência

$$g_i = [x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})]^2, \quad (2.6)$$

permitindo esta função de custo obter uma resposta de controlo mais rápida, mas em contrapartida leva a um aumento da frequência média de comutação [58].

Uma das vantagens do controlo preditivo é a simplicidade de introdução de novos objetivos de controlo. Para tal é apenas necessário formular um novo custo para a função de custo que reflita o objetivo de controlo desejado, não sendo necessário modificar os termos anteriormente utilizados. A redução da frequência média de comutação pode ser um exemplo de um objetivo de controlo, onde o custo  $g_i = f_g\{S_i(t_k), S_i(t_{k+1})\}$  dependerá da ação de controlo atual e da próxima ação de controlo, de modo a determinar o número de comutações realizadas [58].

O diagrama de controlo genérico do controlador preditivo para um conversor apresenta-se ilustrado na Figura 2.19.

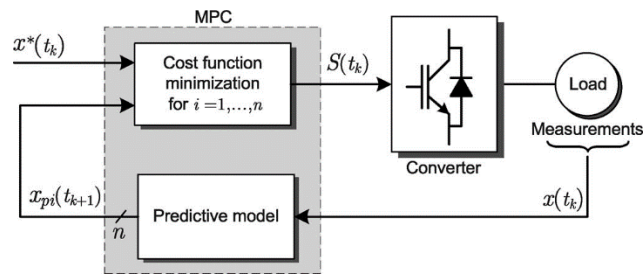


Figura 2.19 – Diagrama genérico do controlador preditivo de um conversor (adaptado de [58])

Comparativamente com o controlo por PWM este tipo de controlo não necessita de modulação nem da discretização dos controladores para implementação no domínio digital, podendo-se implementar o mesmo diretamente através da função de custo, a qual se baseia nas equações que representam o modelo. Note-se também que, comparativamente ao método de controlo por PWM, a frequência de comutação será variável, visto o algoritmo de controlo selecionar as ações de comando com base na minimização do erro [58].

Em contrapartida este método de controlo é computacionalmente mais intensivo pois este necessita de testar todas as ações de controlo possíveis em cada ciclo de controlo, o que acaba por impor limites mais restritivos na frequência máxima dos ciclos de controlo, comparativamente a métodos de controlo mais simples. Existe também a necessidade de obter um modelo discreto do sistema a controlar, visto este ser utilizado para obter as previsões dos valores futuros [58].

## 2.7. Conclusões

Neste capítulo descreveram-se as características dos principais tipos de veículos elétricos, detalhando as vantagens e desafios de cada um destes. Embora cada um destes tipos apresente sistemas diferentes, em geral será necessário uma bateria e um conversor para realizar o carregamento da mesma. As baterias em questão são baterias eletroquímicas, devido à sua grande densidade energética e facilidade de acesso à energia armazenada. Existem também diversas químicas de cátodos utilizadas, recaindo a escolha nas características pretendidas para a bateria.

Analisando as características elétricas das baterias verificou-se que o carregamento das mesmas é relativamente simples, em termos de controlo, mas utilizando um protocolo de carregamento mais complexo, como o *multi* CC-CV, permitirá obter tempos de carregamento reduzidos sem degradação adicional da bateria. Verificou-se também que seria necessário utilizar um estimador de SOC por integração da corrente para ser possível obter o estado de carga durante o processo de carregamento.

Foram exploradas as 3 topologias de conversores multinível mais comuns, concluindo-se que nenhuma destas será superior, apresentando cada uma as suas próprias vantagens e desafios de implementação. No entanto a topologia NPC apresenta um bom equilíbrio entre o número de componentes e a complexidade de controlo, sendo largamente utilizada na indústria. As técnicas de controlo vetorial preditivo apresentam robustez e boa performance, mas são também exigentes em termos computacionais.

No próximo capítulo são deduzidos os modelos da dinâmica do conversor NPC, e posteriormente desenvolvem-se também os diversos controladores.



### 3. Modelos e controlo do conversor multinível e carregamento da bateria

Neste capítulo realiza-se a análise do conversor multinível com o intuito de obter um modelo do sistema que relaciona as variáveis de estado a controlar (correntes, tensões, etc) com as variáveis de controlo (controlo comutado dos SPA). Este modelo é depois utilizado para implementar e dimensionar o controlador preditivo e controlador PI da tensão do *link* DC do conversor multinível.

#### 3.1. Modelo do conversor NPC de 3 níveis

O conversor multinível utilizado neste trabalho foi um conversor do tipo NPC, visto este possibilitar a implementação do sistema completo com um número reduzido de componentes e sensores. As outras topologias apresentam também outros desafios adicionais, como por exemplo algoritmos de equilíbrio dos condensadores mais complexos, no caso da topologia FC, ou a necessidade de utilizar fontes de tensão isoladas, no caso da topologia CHB. O esquema do conversor multinível NPC utilizado encontra-se ilustrado na Figura 3.1.

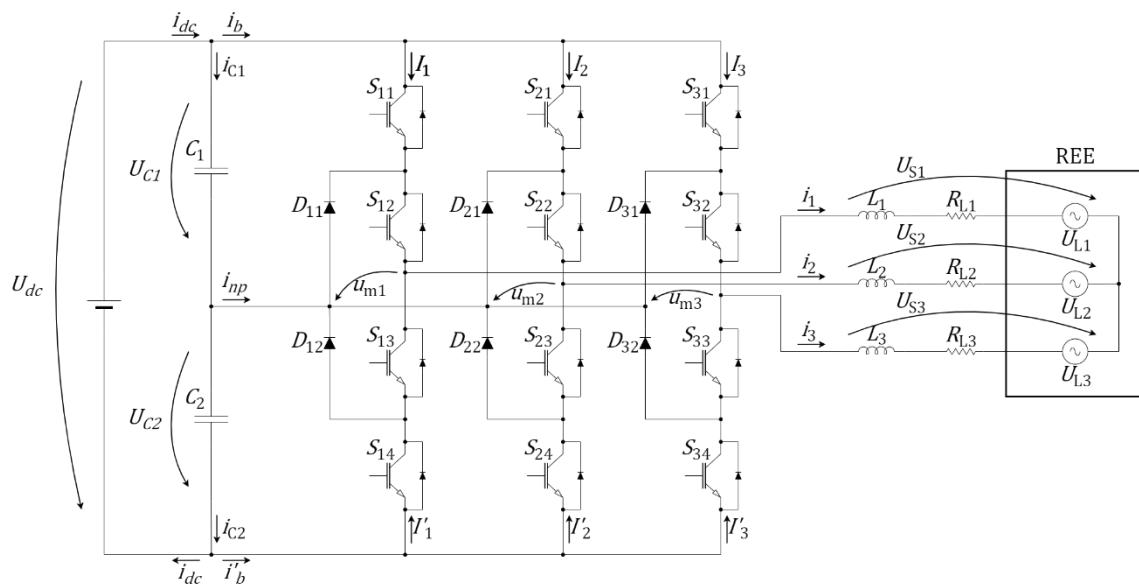


Figura 3.1 – Esquema do conversor multinível NPC trifásico de 3 níveis.

No lado DC do conversor (esquerda) tem-se uma fonte de tensão de valor  $U_{dc}$  e seguidamente tem-se um divisor capacitivo utilizando os condensadores  $C_1$  e  $C_2$ , onde cada um terá aos seus terminais aproximadamente  $U_{dc}/2$ , considerando-se que estes encontram-se equilibrados.

À direita do divisor capacitivo tem-se o conversor em concreto, sendo este constituído por 3 braços semelhantes, onde cada um é composto por 4 IGBT, com díodos antiparalelo, e 2 díodos de interligação ao ponto neutro, perfazendo-se um total de 12 IGBT e 6 díodos de interligação.

No Lado AC (direita) encontra-se a REE (Rede Elétrica de Energia), representada através de 3 fontes sinusoidais de tensão, com valores  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$  e  $U_{L3}$  para cada uma das fases, respetivamente. O acoplamento entre o conversor e a REE é feito através de uma bobina de filtragem, com indutância  $L_k$  e resistência interna de perdas  $R_{Lk}$ , com  $k = \{1,2,3\}$ .

Os IGBT podem ser modelados como simples interruptores, controlados através das suas variáveis de comando binárias  $S_{kj}$ , com  $k = \{1,2,3\}$  e  $j = \{1,2,3,4\}$ . Considerando-se a natureza complementar do controlo dos IGBT existem 3 estados de controlo válidos por braço, presentes na Tabela 2.3, e para motivos de controlo é útil mapear estes estados em uma variável de comutação  $\gamma_k$  [54].

$$\gamma_k = \begin{cases} 1, & \text{para } (S_{k1} = 1 \wedge S_{k2} = 1) \wedge (S_{k3} = 0 \wedge S_{k4} = 0) \\ 0, & \text{para } (S_{k1} = 0 \wedge S_{k2} = 1) \wedge (S_{k3} = 1 \wedge S_{k4} = 0) \\ -1, & \text{para } (S_{k1} = 0 \wedge S_{k2} = 0) \wedge (S_{k3} = 1 \wedge S_{k4} = 1) \end{cases} . \quad (3.1)$$

Considerando os condensadores equilibrados ( $U_{C1} \approx U_{C2} \approx U_{dc}/2$ ), definem-se as tensões entre o braço e o ponto neutro como [54]

$$u_{mk} = \gamma_k \frac{U_{dc}}{2} . \quad (3.2)$$

As correntes que saem dos nós superiores  $I_k$  e dos nós inferiores  $I'_k$  em cada braço serão as correntes alternadas em cada uma das fases  $i_k$ , considerando que a secção em questão do braço encontra-se em condução. Pode-se assim relacionar estas correntes com a variável de comutação  $\gamma_k$ , obtendo-se

$$\begin{cases} I_k = \frac{\gamma_k(\gamma_k + 1)}{2} i_k \\ I'_k = \frac{\gamma_k(\gamma_k - 1)}{2} i_k \end{cases} . \quad (3.3)$$

De modo a simplificar a manipulação e representação de expressões utilizou uma nova variável de comutação que engloba a relação entre as duas correntes acima mencionadas, obtendo-se [54]

$$\begin{cases} \Gamma_{1k} = \frac{\gamma_k(\gamma_k + 1)}{2} \\ \Gamma_{2k} = \frac{\gamma_k(\gamma_k - 1)}{2} \end{cases} . \quad (3.4)$$

### 3.2. Modelo do sistema no espaço de estados comutado no sistema de coordenadas 123

De modo a obter o modelo do sistema no espaço de estados comutados começa-se por determinar as equações da dinâmica do sistema, as quais envolvem as equações da dinâmica das correntes AC  $i_k$  e das tensões nos condensadores  $U_{C1}$  e  $U_{C2}$ .

Aplicando as leis de *Kirchhoff* das malhas ao modelo da Figura 3.1 verifica-se que as tensões entre as saídas dos braços do conversor e o ponto neutro da REE serão

$$U_{Sk} = L_k \frac{di_k}{dt} + R_{Lk} i_k + U_{Lk} \quad . \quad (3.5)$$

Considerando que as bobinas de filtragem são semelhantes ( $L_1 \approx L_2 \approx L_3 = L \wedge R_{L1} \approx R_{L2} \approx R_{L3} = R_L$ ) e que a rede trifásica encontra-se balanceada ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0 \wedge U_{L1} + U_{L2} + U_{L3} = 0$ ) obtêm-se as seguintes relações

$$\begin{cases} U_{S1} + U_{S2} + U_{S3} = 0 \\ U_{ij} = U_{Si} - U_{Sj} = u_{mi} - u_{mj} \end{cases} \quad , \quad (3.6)$$

onde a tensão composta  $U_{ij}$  entre a fase  $i$  e a fase  $j$ , com  $i, j = \{1,2,3\}$ , estão diretamente relacionadas com as tensões entre o braço e o ponto neutro  $u_{mk}$ .

Desenvolvendo as equações em (3.5) com as relações em (3.6) e associando estas à variável de controlo  $\gamma_k$ , segundo (3.2), obtêm-se

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{(2\gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3) U_{dc}}{3} \\ U_{S2} = \frac{(2\gamma_2 - \gamma_1 - \gamma_3) U_{dc}}{3} \\ U_{S3} = \frac{(2\gamma_3 - \gamma_1 - \gamma_2) U_{dc}}{3} \end{cases} \quad . \quad (3.7)$$

Note-se que as equações em (3.7) são apenas válidas para o caso em que os condensadores se encontram equilibrados. Os primeiros termos das equações em (3.7) foram agrupados de modo a simplificar a representação e manipulação destas equações, obtendo-se

$$U_{Sk} = \Xi_k \frac{U_{dc}}{2} \quad , \quad (3.8)$$

onde

$$\Xi_k = \frac{1}{3} \left[ 2\gamma_k - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^3 \gamma_j \right] , \text{ com } k = \{1,2,3\}. \quad (3.9)$$

Por fim resolve-se (3.5) em ordem à derivada das correntes AC  $\frac{di_k}{dt}$ , substituindo as tensões  $U_{Sk}$  pelos termos propostos em (3.8), obtêm-se as equações da dinâmica que relacionam as correntes AC do conversor  $i_k$  com a variável de comutação  $\Xi_k$ .

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{L} \left( \Xi_k \frac{U_{dc}}{2} - R_L i_k - U_{Lk} \right) . \quad (3.10)$$

Retornando ao modelo da Figura 3.1 aplicou-se as leis de *Kirchhoff* dos nós, concluindo que as correntes na secção DC do conversor serão

$$\begin{cases} I_{C1} = i_{dc} - i_b \\ I_{C2} = i_{dc} + i'_b \end{cases} , \quad (3.11)$$

representando as correntes  $i_b$  e  $i'_b$  o somatório das correntes nas secções superiores  $I_k$  e nas secções inferiores  $I'_k$  dos braços do conversor, respetivamente,

$$\begin{cases} i_b = \sum_{k=1}^3 \Gamma_{1k} i_k \\ i'_b = \sum_{k=1}^3 \Gamma_{2k} i_k \end{cases} , \quad (3.12)$$

as quais são referenciadas às correntes alternadas através de (3.3).

Por sua vez as correntes nos condensadores podem também ser relacionadas com as tensões aos seus terminais, obtendo-se

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} \\ I_{C2} = C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} \end{cases} . \quad (3.13)$$

Substituindo (3.11) em (3.13), e resolvendo em ordem à derivada das tensões, obtém-se

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \left( i_{dc} - \sum_{k=1}^3 \Gamma_{1k} i_k \right) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \left( i_{dc} + \sum_{k=1}^3 \Gamma_{2k} i_k \right) \end{cases} , \quad (3.14)$$

onde estas equações da dinâmica relacionam as derivadas das tensões dos condensadores com as variáveis de comutação  $\Gamma_{1k}$  e  $\Gamma_{2k}$ , as quais por sua vez têm uma relação direta com a variável de comutação  $\gamma_k$ .

Agrupando (3.10) e (3.14) obtém-se um modelo geral do conversor que pode ser utilizado para dimensionar os controladores, encontrando-se este representado abaixo no formato matricial.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_1}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{\Xi_2}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & \frac{\Xi_3}{L} \\ -\frac{\Gamma_{11}}{C1} & -\frac{\Gamma_{12}}{C1} & -\frac{\Gamma_{13}}{C1} & 0 \\ \frac{\Gamma_{21}}{C2} & \frac{\Gamma_{22}}{C2} & \frac{\Gamma_{23}}{C2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \frac{U_{dc}}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Embora as equações em (3.15) sejam já suficientes para implementar o controlo do conversor estas não são ideais para o cenário de implementação pretendido (controlador preditivo implementado num microcontrolador de baixo custo), visto existir a possibilidade de reduzir a complexidade do modelo e também de o tornar linearmente independente (dependência linear das correntes AC  $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ ).

### **3.3. Modelo do sistema no espaço de estados comutado no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$**

Uma possibilidade para reduzir a complexidade do modelo do conversor é utilizar a transformada de *Clarke* para modelar este no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , reduzindo-se um problema de 3 fases para apenas 2 fases, visto que a componente homopolar  $\gamma$  é nula para um sistema trifásico balanceado [54].

Para representar o modelo no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  é necessário utilizar a matriz de transformação de *Clarke*  $C$ , onde a sua transposta  $C^T$  pode ser utilizada para realizar o processo inverso. A relação entre as grandezas elétricas no sistema de coordenadas 123 e no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  será [54]

$$\begin{cases} X_{123} = CX_{\alpha\beta\gamma} \\ X_{\alpha\beta\gamma} = C^T X_{123} \end{cases}, \quad (3.16)$$

onde a matriz de transformação  $C$  e a sua transposta  $C^T$  encontram-se, respetivamente, representadas em (3.17).

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Note-se que a matriz de transformação utilizada foi a de potência invariante, também denominada de transformação *Clarke-Concordia*, pois esta não altera a potência ativa e reativa durante o processo. É também de notar que a transposta  $\mathbf{C}^T$  é igual à matriz inversa  $\mathbf{C}^{-1}$  devido à ortogonalidade da matriz  $\mathbf{C}$ .

Aplicando a matriz de transformação em (3.17) ao modelo do conversor em (3.15) permite obter o modelo do conversor no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ ,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{\gamma_\alpha}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & \frac{\gamma_\beta}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C1} & -\frac{\Gamma_{1\beta}}{C1} & 0 \\ \frac{\Gamma_{2\alpha}}{C2} & \frac{\Gamma_{2\beta}}{C2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \frac{U_{dc}}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L\alpha} \\ U_{L\beta} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

onde as variáveis de comutação  $\Gamma_{i\alpha}$ ,  $\Gamma_{i\beta}$ ,  $\gamma_\alpha$  e  $\gamma_\beta$  são obtidas por aplicação da transformada de *Clarke* às variáveis de comutação no sistema de coordenadas 123.

$$\begin{cases} \Gamma_{i\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \Gamma_{i1} - \frac{\Gamma_{i2}}{2} - \frac{\Gamma_{i3}}{2} \right) \\ \Gamma_{i\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{i2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{i3} \right) \end{cases}, \quad \text{com } i = \{1,2\}. \quad (3.19)$$

$$\begin{cases} \gamma_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \gamma_1 - \frac{\gamma_2}{2} - \frac{\gamma_3}{2} \right) \\ \gamma_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_3 \right) \end{cases}. \quad (3.20)$$

Como se verifica o modelo do sistema em  $\alpha\beta\gamma$  (3.18) apresenta um número reduzido de expressões, comparativamente ao modelo em 123 (3.15), o que permitirá reduzir a complexidade computacional necessária para implementar o controlador preditivo.

### 3.4. Controlador preditivo das correntes AC

Tendo-se agora o modelo do sistema nas coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  procede-se com o dimensionamento do controlador preditivo das correntes AC. O controlo destas correntes é essencial para o correto funcionamento do conversor pois permite realizar a injeção ou extração de potência da rede. A magnitude destas correntes estará diretamente relacionada com o valor da potência ativa e também com a magnitude das correntes DC. Também é possível controlar o desfasamento das correntes AC, em relação às tensões AC, o qual pode ser utilizado para controlar a potência reativa do sistema.

Visto este controlador ser implementado em sistemas digitais é útil realizar a análise do mesmo no domínio discreto. Sabe-se que a derivada discreta de uma função, através do método de *Newton*, será

$$f'(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - f(x)}{h} , \quad (3.21)$$

onde se verifica que para um valor infinitesimal de  $h$  é possível calcular a derivada de uma função com dois valores da função, em instantes discretos adjacentes do tempo. Para um valor de  $h$  pequeno tem-se

$$f'(x) \approx \frac{f(x+h) - f(x)}{h} . \quad (3.22)$$

Nos sistemas digitais ter-se-á instantes bem definidos no tempo, separados por um período de amostragem  $T_s$ , onde cada instante de amostragem será  $t = t_s = kT_s$ , com  $k = \{1,2,3,\dots\}$ , logo  $h = T_s$  e  $x = t_s$ .

Igualando (3.22) às derivadas das correntes AC no modelo em (3.18), e considerando os instantes de tempo discretos, obtém-se

$$-\frac{R_L}{L} i_x(t_s) + \frac{\gamma_x U_{dc}}{L} \frac{1}{2} (t_s) - \frac{1}{L} U_{Lx}(t_s) = \frac{i'_x(t_{s+1}) - i_x(t_s)}{T_s} , \text{ com } x = \{\alpha, \beta\}, \quad (3.23)$$

onde se verifica que é possível obter a previsão do valor das correntes AC  $i'_x(t_{s+1})$  através de uma simples reorganização da equação em (3.23), obtendo-se

$$i'_x(t_{s+1}) = \left(1 - \frac{R_L}{L} T_s\right) i_x(t_s) - \frac{1}{L} T_s U_{Lx}(t_s) + \frac{\gamma_x}{L} T_s \frac{U_{dc}}{2} . \quad (3.24)$$

Incorporando (3.24) em (2.6) obtém-se a função de erro para as correntes AC  $e_{i_x}(t_{s+1})$ , no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , a utilizar no controlador preditivo

$$e_{i_x}(t_{s+1}) = [i_x^*(t_{s+1}) - i'_x(t_{s+1})]^2 , \quad (3.25)$$

onde  $i_x^*(t_{s+1})$  é o valor da referência das correntes AC para o próximo instante de amostragem.

Para corretamente implementar o controlo nos conversores multinível NPC é também necessário realizar o equilíbrio dos condensadores. Os condensadores consideram-se equilibrados quando  $U_{C1} \approx U_{C2} \approx \frac{U_{dc}}{2}$ , no caso do conversor de 3 níveis. Considerou-se então que o erro do desequilíbrio das tensões dos condensadores será  $e_{U_c} = U_{C1} - U_{C2}$ , onde o valor deverá ser nulo para que estas estejam equilibradas. Com base no modelo em (3.18) a derivada do desequilíbrio dos condensadores será

$$\frac{de_{U_c}}{dt} = \frac{dU_{C1}}{dt} - \frac{dU_{C2}}{dt} = -\left(\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{C2}\right)i_\alpha - \left(\frac{\Gamma_{1\beta}}{C1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{C2}\right)i_\beta + \left(\frac{1}{C1} - \frac{1}{C2}\right)i_{dc} . \quad (3.26)$$

Considerando-se que o valor da capacidade em ambos os condensadores é aproximadamente o mesmo  $C1 \approx C2 = C$ , e desenvolvendo a equação em (3.26) verifica-se que a derivada do desequilíbrio dos condensadores será

$$\frac{de_{U_c}}{dt} = \frac{dU_{C1}}{dt} - \frac{dU_{C2}}{dt} = -\frac{\gamma_\alpha^2}{C}i_\alpha - \frac{\gamma_\beta^2}{C}i_\beta , \quad (3.27)$$

onde esta deixa de ter uma dependência da corrente  $i_{dc}$ , e as variáveis de comutação são

$$\begin{cases} \gamma_\alpha^2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\gamma_1^2 - \frac{\gamma_2^2}{2} - \frac{\gamma_3^2}{2}\right) \\ \gamma_\beta^2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\gamma_2^2 - \frac{\sqrt{3}}{2}\gamma_3^2\right) \end{cases} . \quad (3.28)$$

Analogamente ao que foi feito anteriormente utiliza-se a derivada discreta para obter o valor do desequilíbrio dos condensadores para o próximo instante  $e'_{U_c}(t_{s+1})$ ,

$$e'_{U_c}(t_{s+1}) = e_{U_c}(t_s) - \frac{\gamma_\alpha^2}{C}T_s i_\alpha - \frac{\gamma_\beta^2}{C}T_s i_\beta . \quad (3.29)$$

Incorporando (3.29) em (2.6) obtém-se a função de erro do desequilíbrio dos condensadores, nas coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , a utilizar no controlador preditivo

$$e_{U_C}(t_{s+1}) = [e_{U_C}^*(t_{s+1}) - e'_{U_C}(t_{s+1})]^2, \quad (3.30)$$

onde  $e_{U_C}^*(t_{s+1})$  é o valor da referência do desequilíbrio dos condensadores para o próximo instante de amostragem, o qual pretende-se que seja nulo.

Seguidamente define-se a função de custo  $C(t_{s+1})$  que é utilizada para encontrar o vetor de comando do conversor que minimiza os erros conjuntos do desequilíbrio nos condensadores  $e_{U_C}(t_{s+1})$ , definido em (3.30), e do seguimento das correntes AC  $e_{i_x}(t_{s+1})$ , definido em (3.25).

$$C(t_{s+1}) = \sqrt{e_{i_\alpha}(t_{s+1})\rho_{i_\alpha} + e_{i_\beta}(t_{s+1})\rho_{i_\beta} + e_{U_C}(t_{s+1})\rho_{U_C}}. \quad (3.31)$$

Visto a função de custo englobar erros de grandezas com diferentes magnitudes é útil adicionar um fator de normalização a cada um destes erros. É também útil adicionar um fator que permite atribuir maior, ou menor, significância aos erros. Adicionou-se então um peso a cada erro que implementa o fator de normalização e um fator de prioridade, sendo estes

$$\rho_x = \frac{P_x}{N_x^2}, \quad \text{com } x = \{i_\alpha, i_\beta, U_C\}, \quad (3.32)$$

onde  $N_x^2$  corresponde ao fator de normalização e  $P_x$  ao fator de prioridade.

A função de custo presente em (3.31) será incorporada num algoritmo, apresentado no fluxograma da Figura 3.2, de modo a determinar qual o vetor ótimo a aplicar para minimizar os erros conjuntos para o seguinte instante de amostragem. Após as inicializações do algoritmo são realizadas as previsões dos valores das correntes AC  $i'_{x(t_{s+1})}(v)$  e do desequilíbrio dos condensadores  $e'_{U_C(t_{s+1})}(v)$ , para o vetor de controlo  $v$ . Seguidamente é calculado o custo de aplicação desse vetor de controlo  $C_{(t_{s+1})}(v)$  e este é comparado com o custo do vetor ótimo  $C_{(t_{s+1})}(v_{ótimo})$ . Caso o custo do vetor atual seja inferior ao custo do vetor ótimo então o vetor atual passa a ser o vetor ótimo. Este ciclo realiza-se para todos os vetores de controlo até determinar qual destes apresenta o menor erro, sendo no fim aplicado este vetor para controlar o conversor.

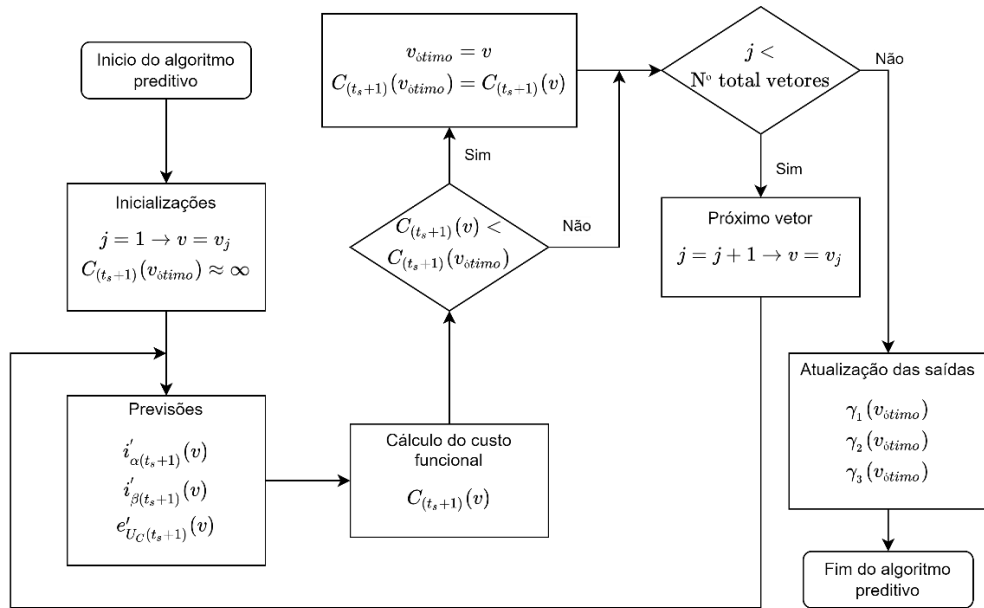


Figura 3.2 – Algoritmo do controlador preditivo do conversor multinível NPC.

Em termos de cálculo os diversos vetores de controlo  $v$  produzem diferentes custos devido aos diferentes valores das variáveis de controlo  $\gamma$ , como se verifica pela Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Vetores de controlo para o conversor multinível NPC de 3 níveis

Vetor	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$\gamma_\alpha$	$\gamma_\beta$	$\gamma_\alpha^2$	$\gamma_\beta^2$	$u_\alpha/U_{dc}$	$u_\beta/U_{dc}$	$i_{np}$	$u_{cm}/U_{dc}$
1	-1	-1	-1	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0	-1/2
2	-1	-1	0	-0.41	-0.71	0.41	0.71	-0.20	-0.35	$i_3$	-1/3
3	-1	-1	1	-0.82	-1.41	0.00	0.00	-0.41	-0.71	0	-1/6
4	-1	0	-1	-0.41	0.71	0.41	-0.71	-0.20	0.35	$i_2$	-1/3
5	-1	0	0	-0.82	0.00	0.82	0.00	-0.41	0.00	$-i_1$	-1/6
6	-1	0	1	-1.22	-0.71	0.41	-0.71	-0.61	-0.35	$-i_1-i_3$	0
7	-1	1	-1	-0.82	1.41	0.00	0.00	-0.41	0.71	0	-1/6
8	-1	1	0	-1.22	0.71	0.41	0.71	-0.61	0.35	$-i_1-i_2$	0
9	-1	1	1	-1.63	0.00	0.00	0.00	-0.82	0.00	0	1/6
10	0	-1	-1	0.82	0.00	-0.82	0.00	0.41	0.00	$i_1$	-1/3
11	0	-1	0	0.41	-0.71	-0.41	0.71	0.20	-0.35	$-i_2$	-1/6
12	0	-1	1	0.00	-1.41	-0.82	0.00	0.00	-0.71	$-i_2-i_3$	0
13	0	0	-1	0.41	0.71	-0.41	-0.71	0.20	0.35	$-i_3$	-1/6
14	0	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0	0
15	0	0	1	-0.41	-0.71	-0.41	-0.71	-0.20	-0.35	$-i_3$	1/6
16	0	1	-1	0.00	1.41	-0.82	0.00	0.00	0.71	$-i_2-i_3$	0
17	0	1	0	-0.41	0.71	-0.41	0.71	-0.20	0.35	$-i_2$	1/6
18	0	1	1	-0.82	0.00	-0.82	0.00	-0.41	0.00	$i_1$	1/3
19	1	-1	-1	1.63	0.00	0.00	0.00	0.82	0.00	0	-1/6
20	1	-1	0	1.22	-0.71	0.41	0.71	0.61	-0.35	$-i_1-i_2$	0
21	1	-1	1	0.82	-1.41	0.00	0.00	0.41	-0.71	0	1/6
22	1	0	-1	1.22	0.71	0.41	-0.71	0.61	0.35	$-i_1-i_3$	0
23	1	0	0	0.82	0.00	0.82	0.00	0.41	0.00	$-i_1$	1/6
24	1	0	1	0.41	-0.71	0.41	-0.71	0.20	-0.35	$i_2$	1/3
25	1	1	-1	0.82	1.41	0.00	0.00	0.41	0.71	0	1/6
26	1	1	0	0.41	0.71	0.41	0.71	0.20	0.35	$i_3$	1/3
27	1	1	1	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0	1/2

A Tabela 3.1 permite também verificar que existem vetores de controlo que produzem os mesmos valores para as correntes AC, nas coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , mas têm valores diferentes para a corrente no ponto neutro  $i_{np}$  (exemplo: vetores 2 e 15). Estes vetores dizem-se redundantes e, visto apresentarem diferentes valores para a corrente  $i_{np}$ , podem ser utilizados para equilibrar os condensadores do *link* DC. Por sua vez a corrente  $i_{np}$  reflete-se nas variáveis de comutação  $\gamma_\alpha^2$  e  $\gamma_\beta^2$ , sendo estas as variáveis de controlo que influenciam diretamente o erro do equilíbrio dos condensadores na função de custo.

### 3.4.1. Mapeamento das comutações válidas

Os conversores multinível NPC têm ainda o requisito de apenas serem realizadas comutações para estados adjacentes, ou seja, não podem ser realizadas comutações, por braço, entre o estado 1 e  $-1$ , e vice-versa. Esta restrição pode ser implementada através de uma verificação antes do início de cada ciclo do algoritmo preditivo. Para tal verifica-se se o valor absoluto da diferença entre o vetor de controlo atual e o anterior é inferior a 2, para cada um dos braços do conversor  $|\gamma_k(v) - \gamma_k(v_{ant})| < 2$ . Se esta condição se verificar então o vetor atual é adjacente ao anterior e procede-se com o algoritmo, calculando o custo de aplicação desse vetor. Caso contrário ignora-se este vetor e procede-se para o próximo [54].

Esta solução, embora válida, necessita de tempo de processamento adicional, por cada vetor de controlo, de modo a determinar se estes são válidos. Uma solução que permite não adicionar *overhead* passa por realizar o mapeamento das comutações válidas, com base no vetor de controlo anteriormente escolhido, como se verifica pela matriz da Figura A.1 do Apêndice A. Nesta matriz as linhas representam os vetores de controlo anteriormente escolhidos  $\gamma_k(v_{ant})$ , e as colunas os vetores de controlo atuais  $\gamma_k(v)$ . Os elementos representados pelo valor “X” indicam os vetores que não respeitam a condução de comutações adjacentes, logo estes não são considerados para os cálculos da função de custo.

Em termos de implementação é possível alterar o algoritmo anteriormente apresentado na Figura 3.2 para implementar a regra de comutações adjacentes acima descrita. Primeiramente é necessário construir uma matriz adaptada ao ciclo do algoritmo preditivo (Figura A.2 do Apêndice A), onde os vetores válidos encontram-se no início da linha, e os restantes elementos contém um valor que não é representativo de nenhum vetor, por exemplo “0”. Para a linha 1 da matriz, ter-se-á  $\{1\ 2\ 4\ 5\ 10\ 11\ 13\ 14\ 0\}$  onde se verifica que os vetores válidos são  $\{1\ 2\ 4\ 5\ 10\ 11\ 13\ 14\}$ . Note-se também que existem 28 elementos por linha para que a linha correspondente ao vetor 14 tenha pelo menos um elemento “0”.

Tendo a matriz construída ( $mcv[27][28]$ ) procede-se à modificação do algoritmo. Para tal é necessário modificar a condição de paragem do ciclo de cálculo da função de custo. Em vez de verificar se o contador do ciclo  $j$  é igual ou superior ao número total de vetores de controlo,  $j \geq N^{\circ} \text{ total vetores}$ , verifica-se agora se o elemento  $j$  da linha correspondente ao vetor anteriormente aplicado  $v_{anterior}$ , da matriz de combinações válidas  $mcv[27][28]$ , é igual a "0",  $mcv[v_{anterior}][j] = 0$ . É também necessário modificar a atribuição do novo vetor. Tal como anteriormente realiza-se o incremento da variável de ciclo  $j = j + 1$ , mas agora o novo vetor a verificar já não corresponde diretamente ao valor de  $j$  mas sim ao elemento da linha da matriz de combinações válidas  $v = mcv[v_{anterior}][j]$ .

O mapeamento das comutações válidas permite também analisar como o algoritmo de controlo é afetado pela restrição de comutações adjacentes. Pela Figura A.1 do Apêndice A verifica-se que na maioria dos casos é possível implementar o algoritmo preditivo verificando apenas uma fração da totalidade dos vetores de controlo disponíveis, o que permite reduzir o tempo de computação necessário para implementar este algoritmo. Não considerando a restrição de comutações adjacentes existiriam um total de  $27 \times 27 = 729$  comutações possíveis, as quais teriam de ser consideradas pelo algoritmo preditivo para realizar o controlo. Com esta restrição o número total de comutações válidas passa a 343, o que equivale a uma redução de 53 %.

Embora o mapeamento das comutações válidas tenha sido realizado para um conversor de 3 níveis a mesma lógica aplica-se para conversores de níveis superiores, onde se verifica que, devido à restrição de comutações adjacentes, nunca será necessário analisar mais do que 27 vetores por ciclo de controlo, para conversores de 3 braços, visto que em cada braço existem apenas 3 possibilidades, manter o estado, comutar para um estado superior ou comutar para um estado inferior, logo  $3^3 = 27$ . O mesmo mapeamento foi realizado para um conversor de 5 níveis e também para 9 níveis, verificando-se uma redução no número de comutações válidas de 86 % e 97 %, respetivamente. Devido ao tamanho das matrizes resultantes,  $125 \times 125$  para 5 níveis e  $729 \times 729$  para 9 níveis, decidiu-se incluir apenas o código em MATLAB que foi utilizado para obter estas matrizes, incluindo-se este na secção A.2 do Apêndice A.

### 3.4.2. Redução da frequência média de comutação

Um possível objetivo de controlo adicional para o algoritmo preditivo é a redução da frequência média de comutação. Quanto maior a frequência de comutação dos SPA maior serão as perdas por comutação, logo a redução destas comutações é desejável.

Para implementar este objetivo de controlo utiliza-se os valores presentes na matriz de comutações válidas da Figura A.1, onde os elementos com valor numérico representam o número total de comutações de estado. Por exemplo, considerando-se que o vetor anteriormente escolhido foi o vetor 1 verifica-se que comutar para o vetor de controlo 5 incorre em 2 comutações de estado, pois comutar-se-á do vetor espacial  $\{-1, -1, -1, \}$  para o vetor espacial  $\{-1, 0, 0, \}$ .

A implementação deste objetivo de controlo na função de custo passa por adicionar um custo que reflete este número de comutações

$$C_c(t_{s+1}) = mcc[v_{anterior}][j]\rho_{C_c} , \quad (3.33)$$

onde  $mcc[v_{anterior}][v_{ciclo}]$  é a matriz do custo das comutações (Figura A.3 do Apêndice A), construída de modo semelhante à matriz das comutações válidas em 3.4.1, onde as linhas correspondem ao vetor anteriormente selecionado  $v_{anterior}$  e as colunas correspondem ao custo das comutações para o vetor que se encontra em análise no ciclo do algoritmo preditivo  $v$ . O fator  $\rho_{C_c}$  corresponde a um peso que permite alterar a prioridade deste objetivo de controlo no algoritmo preditivo.

### 3.4.3. Redução da tensão em modo comum $u_{cm}$

Um outro objetivo de controlo implementável com o controlador do conversor preditivo é da redução da tensão em modo comum  $u_{cm}$ . Esta tensão é problemática nos conversores pois cria uma corrente em modo comum  $i_{cm}$  de alta frequência, a qual gera ruído eletromagnético que pode interferir com equipamentos sensíveis. Esta corrente pode também provocar problemas nos sistemas de controlo e até danos nos sistemas físicos, logo a sua redução é desejada [59].

Tipicamente esta tensão é definida como a diferença de potencial entre o ponto neutro do conversor e o ponto neutro da REE, mas, considerando um conversor trifásico de 3 braços, pode também ser obtida através da seguinte equação [57]

$$u_{cm} = (u_{m1} + u_{m2} + u_{m3})/3 . \quad (3.34)$$

As tensões  $u_{m1}$ ,  $u_{m2}$  e  $u_{m3}$  são as tensões entre a saída de cada braço e o ponto neutro do conversor. Para um conversor de 3 níveis a tensão  $u_{cm}$  terá valores de  $0, \pm \frac{U_{dc}}{6}, \pm \frac{U_{dc}}{3}$  e  $\pm \frac{U_{dc}}{2}$  [57], onde estes dependem do vetor de controlo aplicado ao conversor, como se verifica pela Tabela 3.1.

Existem diversas técnicas de redução da tensão  $u_{cm}$ , explorando-se uma neste trabalho, que tem por base a aplicação de uma restrição aos vetores espaciais que podem ser utilizados para controlar o conversor. Esta técnica procura reduzir a tensão  $u_{cm}$  através da restrição dos vetores de controlo que originam tensões com amplitudes igual a  $\pm \frac{U_{dc}}{2}$  e  $\pm \frac{U_{dc}}{3}$ , logo os vetores  $\{1,2,4,10,18,24,26,27\}$  não são utilizados para controlar o conversor.

### 3.5. Controlador da tensão do link DC

Além do controlador preditivo das correntes AC foi também implementado um controlador da tensão do *link* DC, o qual é necessário para controlar o carregamento das baterias. O protocolo de carregamento utilizado foi o *multi* CC-CV, descrito em 2.3.3, onde o mesmo tem duas fases, sendo necessário, na primeira, controlar a corrente injetada na bateria, e, na segunda, controlar a tensão do *link* DC. Para implementação destas duas fases é possível utilizar apenas um controlador de tensão, desde que este seja dimensionado para fornecer uma corrente de referência, com base no erro da tensão do *link* DC.

Para dimensionar este controlador começa-se por determinar a equação da dinâmica da tensão no *link* DC, a qual pode ser obtida através das equações da dinâmica dos condensadores em (3.14),

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{dU_{C1}}{dt} + \frac{dU_{C2}}{dt} . \quad (3.35)$$

Desenvolvendo a equação, e considerando que os condensadores são aproximadamente iguais  $C1 \approx C2 = C$ , obtém-se

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{2i_{dc}}{C} - \frac{1}{C}(\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3) , \quad (3.36)$$

e aplicando a matriz de transformação para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  obtém-se

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{2i_{dc}}{C} - \frac{1}{C}(\gamma_\alpha i_\alpha + \gamma_\beta i_\beta) . \quad (3.37)$$

A equação da dinâmica obtida depende das variáveis de comutação  $\gamma_\alpha$  e  $\gamma_\beta$ , a qual pode ser removida através de uma relação entre a potência AC e a potência DC.

Considerando que as tensões nos condensadores se encontram equilibradas  $U_{C1} \approx U_{C2} = \frac{U_{dc}}{2}$  a potência no lado DC do conversor pode ser obtida através de

$$P_{dc} = U_{C1}i_b - U_{C2}i'_b \approx \frac{U_{dc}}{2} (\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3) = \frac{U_{dc}}{2} (\gamma_\alpha i_\alpha + \gamma_\beta i_\beta). \quad (3.38)$$

A potência do lado AC do conversor poderá ser obtida através de

$$P_{AC} = 3VI \cos \phi, \quad (3.39)$$

onde  $V$  e  $I$  correspondem ao valor RMS das tensões AC e das correntes AC, respetivamente, e  $\cos \phi$  corresponde ao fator de potência.

Considerando que as perdas no conversor são desprezáveis, e o fator de potência é unitário, a potência DC será aproximadamente igual à potência AC  $P_{dc} \approx P_{AC}$ . Igualando-se as duas potências, e resolvendo a equação em ordem a  $(\gamma_\alpha i_\alpha + \gamma_\beta i_\beta)$  obtém-se

$$\gamma_\alpha i_\alpha + \gamma_\beta i_\beta = 6I \frac{V}{U_{dc}}. \quad (3.40)$$

Substituindo (3.40) em (3.37) obtém-se

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{2i_{dc}}{C} - \frac{6I}{C} \frac{V}{U_{dc}} = \frac{1}{C} (2i_{dc} + I\varphi), \quad \text{com } \varphi = -6 \frac{V}{U_{dc}}. \quad (3.41)$$

A função de transferência do sistema em malha aberta poderá ser obtida aplicando a transformada de *Laplace* à equação da dinâmica em (3.41),

$$U_{dc} = \frac{1}{sC} (2i_{dc} + I\varphi), \quad (3.42)$$

encontrando-se o diagrama de controlo do sistema em malha fechada, com um controlador do tipo PI, na Figura 3.3.

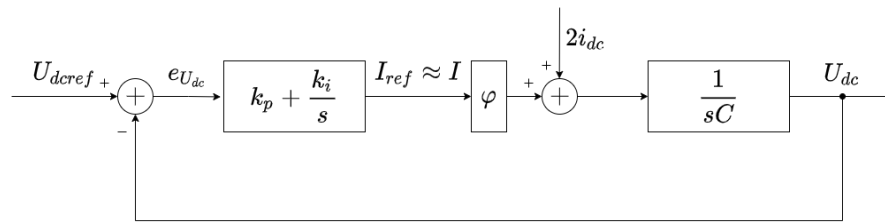


Figura 3.3 – Diagrama de controlo em malha fechada da tensão no link DC, com controlador PI.

A função de transferência do sistema em malha fechada com controlador PI, após alguma manipulação, é dada por

$$U_{dc} = \frac{s \frac{k_p \varphi}{C} + \frac{k_i \varphi}{C}}{s^2 + s \frac{k_p \varphi}{C} + \frac{k_i \varphi}{C}} U_{dcref} + \frac{2 \frac{s}{C} \varphi}{s^2 + s \frac{k_p \varphi}{C} + \frac{k_i \varphi}{C}} i_{dc}. \quad (3.43)$$

De modo a verificar se o controlador PI é adequado a controlar este sistema pode-se analisar a função de transferência em estado estacionário  $s \rightarrow 0$  onde se obtém  $U_{dc} = U_{dc\text{ref}}$ , confirmando que com este controlador o sistema tenderá para a estabilidade. A resposta do controlador de tensão será a referência, em valor RMS, das correntes AC  $I$ , utilizando-se depois esta referência no controlador preditivo das correntes AC para implementar a malha de controlo interna.

Considerando a equação característica de um sistema de segunda ordem  $s^2 + s2\xi\omega_n + \omega_n^2$  os coeficientes do controlador PI podem ser definidos em função do coeficiente de amortecimento  $\xi$  e da largura de banda do sistema  $\omega_n$ , através da seguinte relação

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n C}{\varphi} \\ k_i = \frac{\omega_n^2 C}{\varphi} \end{cases} \quad (3.44)$$

O coeficiente de amortecimento deverá ser escolhido em função da resposta desejada, considerando-se a resposta subamortecida para  $\xi < 1$  e sobreamortecida para  $\xi > 1$ . A largura de banda do controlador PI deverá ser inferior à do controlador interno de corrente, para que a resposta de controlo não seja demasiado oscilatória.

### 3.6. Carregamento da bateria

Para realizar o carregamento da bateria implementou-se o protocolo de carregamento *multi* CC-CV, descrito em 2.3.3, em conjunto com os controladores descritos anteriormente neste capítulo. O diagrama completo da malha de controlo encontra-se ilustrado na Figura 3.4.

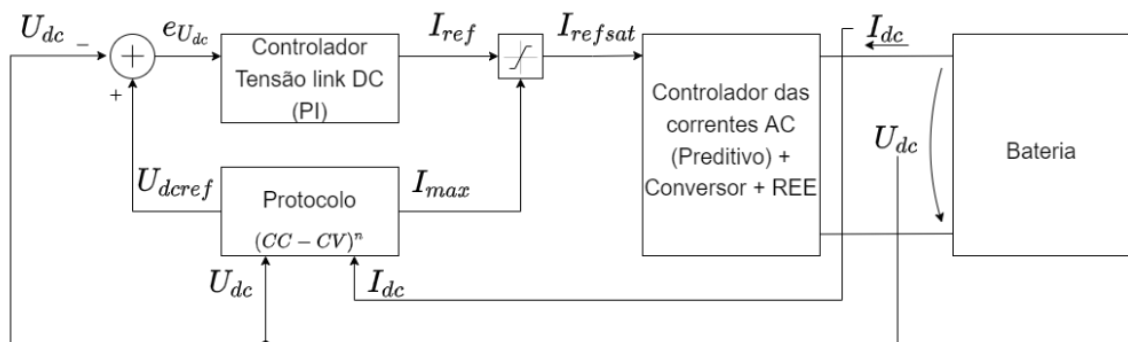


Figura 3.4 – Diagrama de controlo da malha de controlo para o carregamento da bateria

O diagrama de controlo das correntes AC, com o controlador preditivo, foi representado de forma simplificada, encontrando-se o diagrama completo na Figura B.1 do Apêndice B.

Em termos de leitura das grandezas elétricas será necessário ler a tensão  $U_{dc}$  e corrente  $I_{dc}$  da bateria. O algoritmo do protocolo *multi* CC-CV, ilustrado na Figura 3.5, necessitará destes valores de modo a determinar qual o patamar de carregamento que deverá ser implementado, o qual terá uma determinada tensão de referência  $U_{dcref}$ , a qual é depois utilizada pelo controlador de tensão do *link* DC para gerar uma corrente AC de referência  $I_{ref}$ .

O algoritmo do protocolo de carregamento decide também qual o valor máximo que as correntes AC deverão ter  $I_{max}$ , o qual é imposto por um saturador após o controlador PI. Deste modo é possível implementar a fase de carregamento de corrente constante (CC), visto que quando o erro do controlador é positivo  $U_{dc} < U_{dcref}$  este produzirá uma resposta que tenderá a crescer, inevitavelmente atingindo a saturação após algum tempo. Quando o erro passa a ser negativo  $U_{dc} > U_{dcref}$  o controlador passará a fazer controlo de tensão constante (CV), onde a corrente injetada na bateria irá diminuir ao longo do tempo de modo a seguir a tensão de referência pretendida  $U_{dcref}$ .

Note-se que o valor da corrente imposta pelo protocolo de carregamento deveria ser a da corrente injetada na bateria  $I_{dc}$ , mas esta facilmente relaciona-se com o valor RMS das correntes AC através da relação  $I = I_{dc} \frac{U_{dc}}{3V}$ , onde a mesma é obtida igualando as potências AC e DC do conversor, semelhante ao que foi feito na secção 3.5. Deste modo o controlador preditivo das correntes AC pode utilizar diretamente este valor para realizar o controlo do conversor.

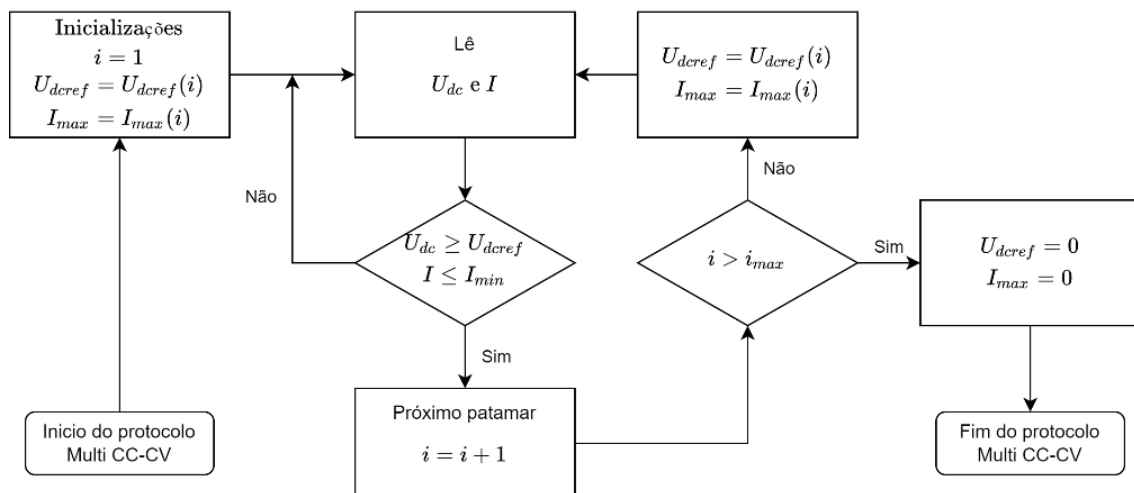


Figura 3.5 – Fluxograma do protocolo de carregamento multi CC-CV.

### 3.7. Conclusões

Neste capítulo descreveu-se o modelo do conversor NPC no contexto dos veículos elétricos. Este modelo permite relacionar as variáveis de estado (equações da dinâmica das grandezas elétricas) com as variáveis de comutação (representam o estados dos SPA do conversor), o que permite determinar a progressão das grandezas elétricas com base na escolha do estado dos SPA.

Inicialmente determinou-se o modelo no sistema de coordenadas 123, mas devido ao elevado peso computacional do algoritmo preditivo decidiu-se utilizar o plano  $\alpha\beta\gamma$  para reduzir o número de equações presentes no modelo. Com o mesmo intuito foram também realizadas várias simplificações, permitindo reduzir ainda mais a complexidade do modelo final.

Para o controlo das correntes AC, e equilíbrio dos condensadores, projetou-se um controlador preditivo, cuja função será determinar qual o vetor ideal a aplicar para seguir corretamente as referências das correntes AC ao mesmo tempo que mantém o equilíbrio dos condensadores. É importante garantir que são apenas realizadas comutações adjacentes (dos SPA), mas a abordagem clássica é computacionalmente intensiva, propondo-se um método alternativo (mapeamento das comutações válidas) que permite acelerar este processo. Foi também implementado um controlador PI para o controlo da tensão do *link* DC, o qual se encontra numa malha externa ao controlador preditivo e tem como função gerar as correntes AC de referência que este último utiliza. Por fim foi implementado um algoritmo de carregamento que tem como função determinar os limites de corrente e referência da tensão que o controlador PI da tensão do link DC deve seguir.

No seguinte capítulo apresentam-se os resultados obtidos nos vários testes utilizados para determinar o correto funcionamento do conversor, em ambiente de simulação e experimentalmente.

## 4. Resultados de simulação e experimentais

Neste capítulo descrevem-se, inicialmente, os modelos de simulação utilizados para representar o conversor NPC de 3 níveis e o carregamento de baterias, assim como os sistemas de controlo utilizados. Seguidamente é descrito o protótipo laboratorial do conversor multinível, assim como os sistemas auxiliares e de controlo, utilizados para implementar experimentalmente o conversor. Por fim são apresentados os resultados obtidos em simulação e experimentalmente, começando-se por apresentar os resultados do conversor e seguidamente os resultados do carregamento de baterias.

### 4.1. Descrição do modelo do conversor multinível em ambiente de simulação

O conversor multinível foi modelado em ambiente de simulação, recorrendo ao software Simulink do MATLAB, de modo a verificar o correto funcionamento dos controladores dimensionados. Começou-se por definir o modelo com base no esquema da Figura 3.1, encontrando-se este ilustrado na Figura 4.1.

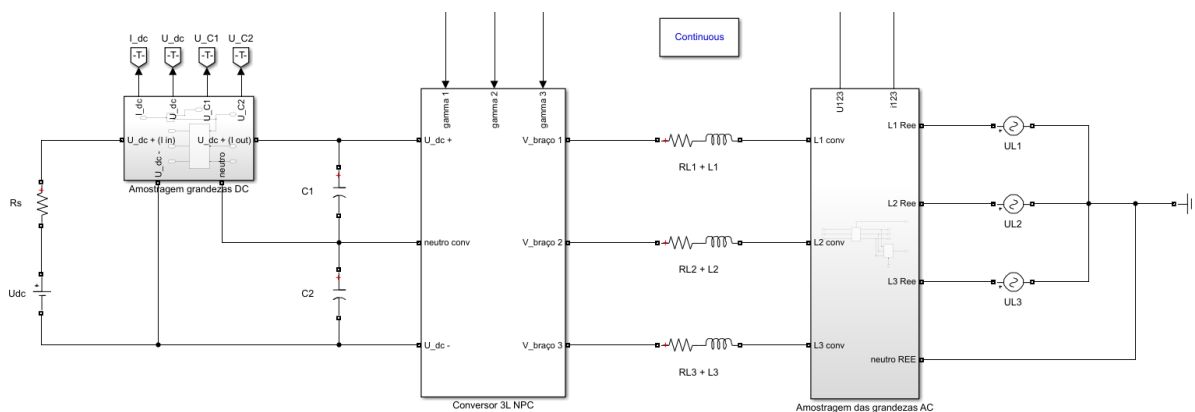


Figura 4.1 – Modelo base do conversor multinível com ligação à REE e fonte DC.

O modelo base acima apresentado é representativo do conversor a funcionar como inversor com injeção de potência na REE (implementação da tecnologia V2G), ou seja, o sentido de potência é do lado DC para o lado AC. Este modelo foi depois adaptado de modo a realizar as diversas simulações, detalhando-se nas próximas secções as modificações realizadas. Os componentes elétricos utilizados no modelo foram os da biblioteca *Specialized Power Systems* e as simulações foram realizadas no modo contínuo, permitindo observar a resposta dinâmica do conversor e obter resultados com boa aproximação aos valores reais.

Os SPA utilizados no conversor multinível NPC de 3 níveis, ilustrado em detalhe na secção C.1 do Apêndice C, foram IGBT com díodos antiparalelo. Ambos os SPA e os díodos de ligação ao ponto neutro foram implementados com a parametrização pré-definida pela biblioteca. Para modelar a rede AC utilizaram-se 3 fontes de tensão alternadas com desfasamento de  $120^\circ$  entre elas, e conectadas em estrela, perfazendo o neutro da REE. A fonte de tensão DC foi modelada através de uma fonte de tensão e de uma resistência interna. O modelo contém também dois subsistemas utilizados para realizar a amostragem das grandezas elétricas DC e AC, e também os esquemas dos controladores, encontrando-se estes últimos descritos na próxima secção deste capítulo.

#### 4.1.1. Controlo das correntes AC

Como referido o controlo das correntes AC é realizado através de um controlador preditivo, o qual foi implementado em ambiente de simulação através de um bloco MATLAB *Function*, ilustrado na Figura 4.2.

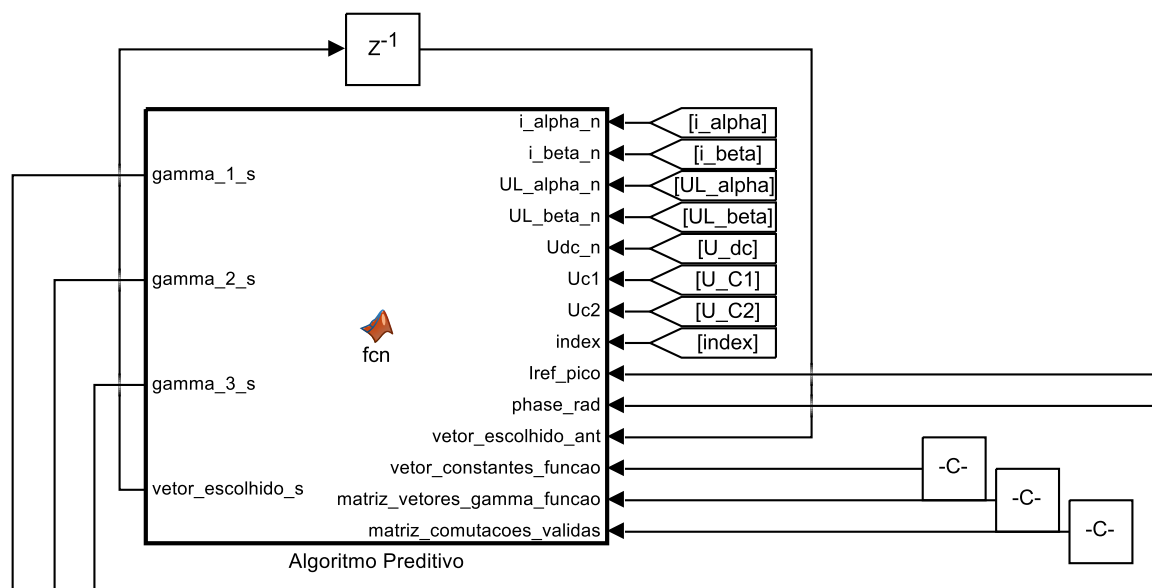


Figura 4.2 – Controlo das correntes AC com o controlador preditivo.

O algoritmo preditivo implementado segue a lógica do fluxograma definido na Figura 3.2, com a função de custo da equação (3.31), ou seja, verificam-se os quadrados dos erros entre as referências e as previsões. Utilizou-se também o mapeamento das comutações válidas, proposto na secção 3.4.1 do capítulo 3, de modo a comprovar que este conseguiria implementar a restrição de comutações adjacentes de forma mais eficiente. O código utilizado para implementar o controlador preditivo encontra-se na secção D.1 do Apêndice D.

As grandezas elétricas AC amostradas no modelo da Figura 4.1 necessitam ainda de ser convertidas para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , utilizando-se um bloco de transformada de *Clarke*, como ilustrado na Figura C.3 do Apêndice C. As grandezas elétricas do lado DC ( $U_{dc}$ ,  $U_{C1}$  e  $U_{C2}$ ) não necessitam de tratamento adicional e são simplesmente passadas para o algoritmo. É também necessário que o algoritmo tenha informação temporal acerca das tensões AC, para que seja possível controlar o desfasamento das correntes face às tensões. Para tal criou-se um bloco de sincronismo (Figura C.4), cuja função é essencialmente a de um contador, onde o *reset* do mesmo é realizado quando a fase 1 da tensão AC da REE passa por 0 V (transição positiva). Este valor é depois encaminhado para o algoritmo preditivo onde funciona como um índice para as referências das correntes AC. Note-se que todas as grandezas elétricas são amostradas com um bloco de *Sample and Hold* a uma frequência de amostragem fixa, simulando-se assim o comportamento das ADC num microcontrolador físico.

Para que o algoritmo realize o controlo das correntes AC será necessário indicar qual o valor de pico pretendido para estas. Este valor poderá ser fornecido manualmente pelo utilizador ou gerado pelo controlador de tensão do *link* DC, escolhendo-se este com base no cenário de simulação que se deseje implementar. O vetor escolhido no ciclo de controlo anterior é também importante para realizar apenas comutações adjacentes, logo utilizou-se um bloco de atraso ligado à saída que indica o vetor de controlo escolhido no ciclo atual. As diversas constantes utilizadas pelo algoritmo (valores dos condensadores, bobinas, etc) são fornecidas no início da simulação através de variáveis do *workspace*. A fase final de controlo do algoritmo, após a seleção do vetor de controlo ideal, passa por aplicar o comando do conversor através das variáveis de controlo  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  e  $\gamma_3$ .

O controlo das correntes AC poderá ser implementado no modo inversor (Figura 4.1) ou no modo retificador. Neste último substituiu-se a fonte de tensão DC por um conjunto de resistências, visto que agora o sentido de potência será da REE para o lado DC do conversor, encontrando-se o modelo completo de simulação na Figura C.6 do Apêndice C. Este conjunto de resistências representam a carga do lado DC do conversor, e as mesmas podem ser variadas, permitindo avaliar a estabilidade do controlador preditivo em estado estacionário. Em ambos os modos, inversor e retificador, a referência da corrente pode ser alterada, permitindo avaliar a resposta dinâmica do conversor.

#### 4.1.2. Controlo da tensão do *link* DC

O controlador da tensão do link DC implementado em simulação foi o previamente dimensionado na secção 3.5. Este funcionará em conjunto com o controlador preditivo das correntes AC, exposto na secção anterior, com o conversor no modo retificador. O esquema deste controlador encontra-se ilustrado na Figura 4.3.

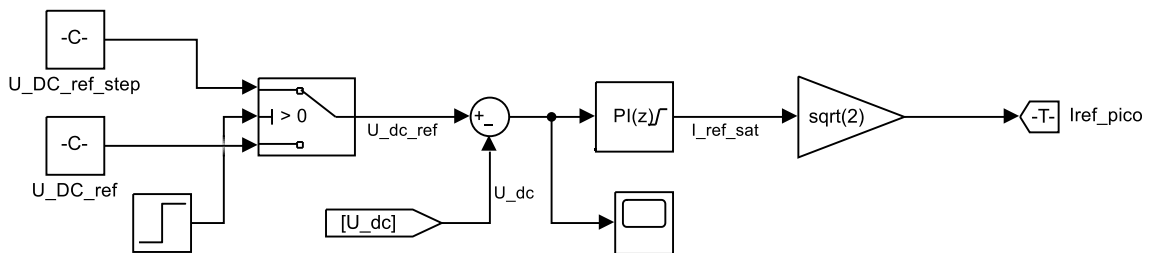


Figura 4.3 – Controlador da tensão do *link* DC.

O erro da tensão do *link* DC  $e_{U_{dc}} = U_{dcref} - U_{dc}$  é introduzido a um controlador PI cuja função será gerar a referência adequada do valor RMS da correntes AC  $I_{ref}$  de modo que a tensão do *link* DC  $U_{dc}$  convirja para a tensão de referência  $U_{dcref}$ . Este valor de referência das correntes AC  $I_{ref}$  encontra-se já saturado à saída do conversor, ou seja, este terá um limite no seu valor máximo e mínimo, para garantir que o mesmo se encontra dentro dos parâmetros limiares do conversor. Visto que o controlador das correntes AC trabalha com o valor de pico será também necessário multiplicar  $I_{ref\_sat}$  por  $\sqrt{2}$ , sendo depois o resultado encaminhado para o controlador preditivo.

Como referido este controlador será implementado com o conversor a funcionar no modo retificador, utilizando-se na secção DC do conversor um conjunto de resistências que podem ser variadas para avaliar a resposta dinâmica deste controlador. A referência da tensão do link DC poderá também ser variada, o que permitirá verificar a resposta do controlador a uma variação em *step*. O modelo completo utilizado durante os testes do controlador da tensão do *link* DC encontra-se ilustrado na Figura C.7 do Apêndice C.

### 4.1.3. Carregamento da bateria em ambiente de simulação

Devido aos diversos elementos dinâmicos (bobinas e condensadores) presentes no modelo de simulação do conversor multinível, e também ao facto de as simulações terem sido realizadas em modo contínuo, o tempo de simulação torna-se relativamente lento. Sendo assim o carregamento completo de uma bateria em ambiente de simulação ocuparia uma quantidade de tempo significativa, pelo que se decidiu implementar os testes de carregamento separadamente dos do conversor. No lugar do conversor utilizou-se uma fonte de corrente controlável, a qual permite realizar a simulação muito mais rapidamente.

Começando pela bateria utilizou-se a *Datasheet Battery*, da biblioteca *Powertrain Blockset*, pois esta representa adequadamente a bateria presente num veículo elétrico. A parametrização base é semelhante à da bateria de um veículo Tesla Model 3 de 2021 [60], logo a mesma foi mantida, modificando-se apenas a capacidade consoante necessário para os testes realizados.

Para termos de controlo será necessário ler a tensão aos terminais da bateria  $V_{bat}$  e a corrente de carregamento  $I_{charge}$ , podendo estes ser acedidos através da porta *Info* da *Datasheet Battery*. Estes parâmetros são depois utilizados pelo algoritmo do protocolo de carregamento, ilustrado na Figura 4.4, para determinar quais os valores da tensão de referência  $V_{batref}$  e corrente máxima de carregamento  $I_{max}$  adequados à fase de carregamento atual do protocolo multi CC-CV.

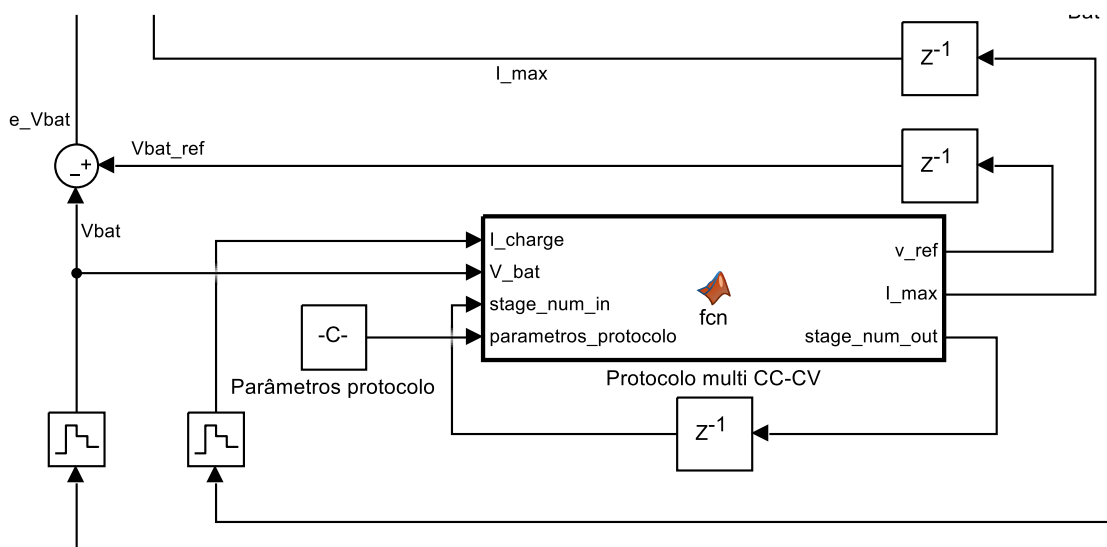


Figura 4.4 – Algoritmo do protocolo de carregamento implementado em simulação.

O algoritmo *multi CC-CV*, descrito na secção 2.3.3, é implementado através de uma MATLAB *Function*, onde o código para a mesma encontra-se na secção D.2 do Apêndice D.

A próxima fase de controlo passa por utilizar o controlador da tensão do *link* DC, já anteriormente explicado, representado na Figura 4.5.

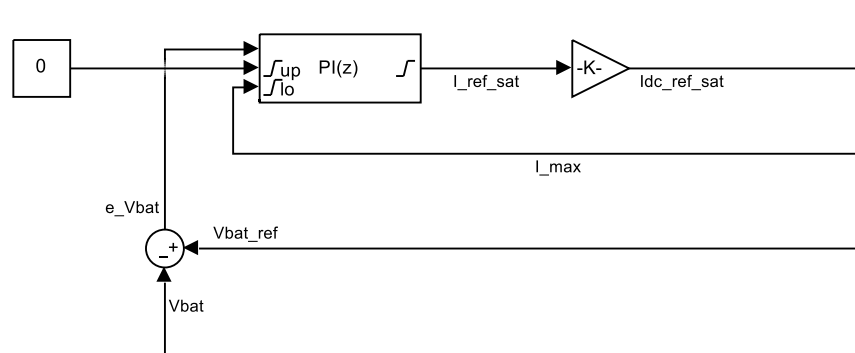


Figura 4.5 – Controlador PI da tensão do *link* DC implementado no carregamento da bateria.

Este controlador tem apenas uma modificação, comparativamente aquele descrito na secção 4.1.2, a qual passa por inserir um bloco de ganho à saída, de modo a converter a corrente AC RMS de referência  $I_{ref\_sat}$  numa corrente DC de referência  $I_{dcref\_sat}$ , a qual é necessário devido ao facto de nestas simulações o conversor e controlador preditivo de corrente não estarem presentes. Esta corrente é depois inserida diretamente na porta *BattCurr* da *Datasheet Battery*, completando assim a malha de controlo.

Foi implementada também uma MATLAB *Function*, cujo código encontra-se na secção D.3 do Apêndice D, para estimar o valor do estado de carga da bateria, encontrando-se esta ilustrada na Figura 4.6.

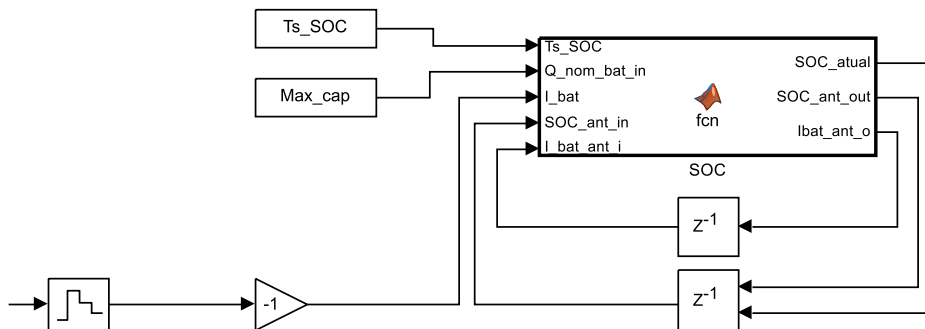


Figura 4.6 – Função para estimar o valor do estado de carga da bateria.

Esta função implementa o método de estimação do SOC através da integração da corrente, descrito na secção 2.3.2, utilizando a equação (2.1). Neste caso utiliza-se o método discreto de integração através da soma de trapezoides

$$SOC(t) = SOC(t - T_s) + \left[ \left( \frac{I_{bat}(t - T_s) + I_{bat}(t)}{2} \right) T_s \right] / Q_{bat} \quad , \quad (4.1)$$

onde  $I_{bat}(t - T_s)$  e  $I_{bat}(t)$  correspondem, respetivamente, ao valor anterior e ao valor atual da corrente de carregamento.

O período de amostragem  $T_s$  deverá ser pequeno o suficiente para que a variação da corrente ao longo desse período não seja significativa, de modo que o integral discreto tenha valores próximos dos reais. O modelo completo do carregamento da bateria encontra-se na Figura 4.7.

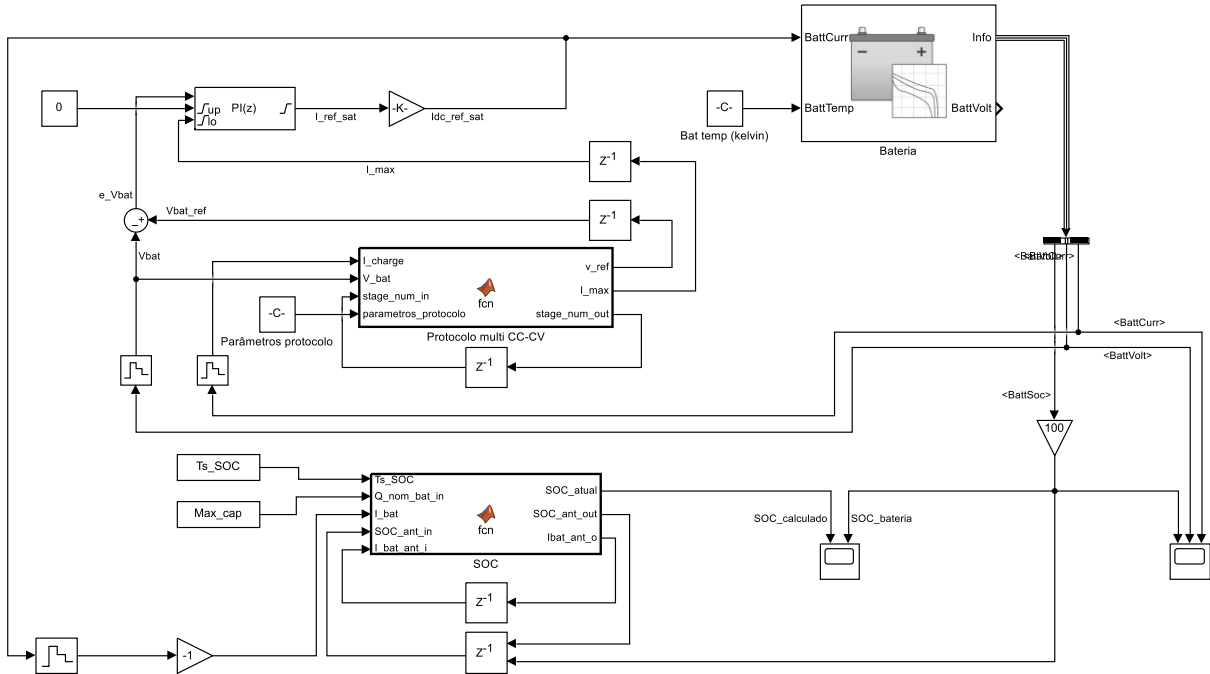


Figura 4.7 – Modelo completo do carregamento da bateria em ambiente de simulação.

Um detalhe importante acerca da implementação do carregamento reside no facto de a parametrização do controlador PI ter agora de refletir a dinâmica da bateria, comparativamente ao caso onde o conversor é implementado como retificador com uma resistência de carga. A nova parametrização poderá ser calculada do mesmo modo que anteriormente caso se considere a bateria como um condensador de elevada capacidade. A equação da capacidade de um condensador pode ser definida como

$$C = \frac{Q}{V} , \quad (4.2)$$

onde  $Q$  corresponde à carga acumulada no condensador, em *Coulomb*, e  $V$  corresponde à tensão aos terminais do condensador. Esta equação pode ser adaptada para utilizar os parâmetros usuais de uma bateria, obtendo-se

$$C = \frac{3600 \cdot Q_{bat} [Ah]}{(v_{maxcell} - v_{mincell}) \cdot n_{cell}} , \quad (4.3)$$

onde  $v_{maxcell}$  e  $v_{mincell}$  correspondem, respetivamente, à tensão máxima e mínima de uma célula, e  $n_{cell}$  corresponde ao número de células em série na bateria.

## 4.2. Descrição do protótipo laboratorial

De modo a verificar que os modelos de simulação e os controladores dimensionados estariam a funcionar corretamente foi construído um protótipo laboratorial do conversor NPC, apresentando-se este e os diversos sistemas de suporte na Figura 4.8.

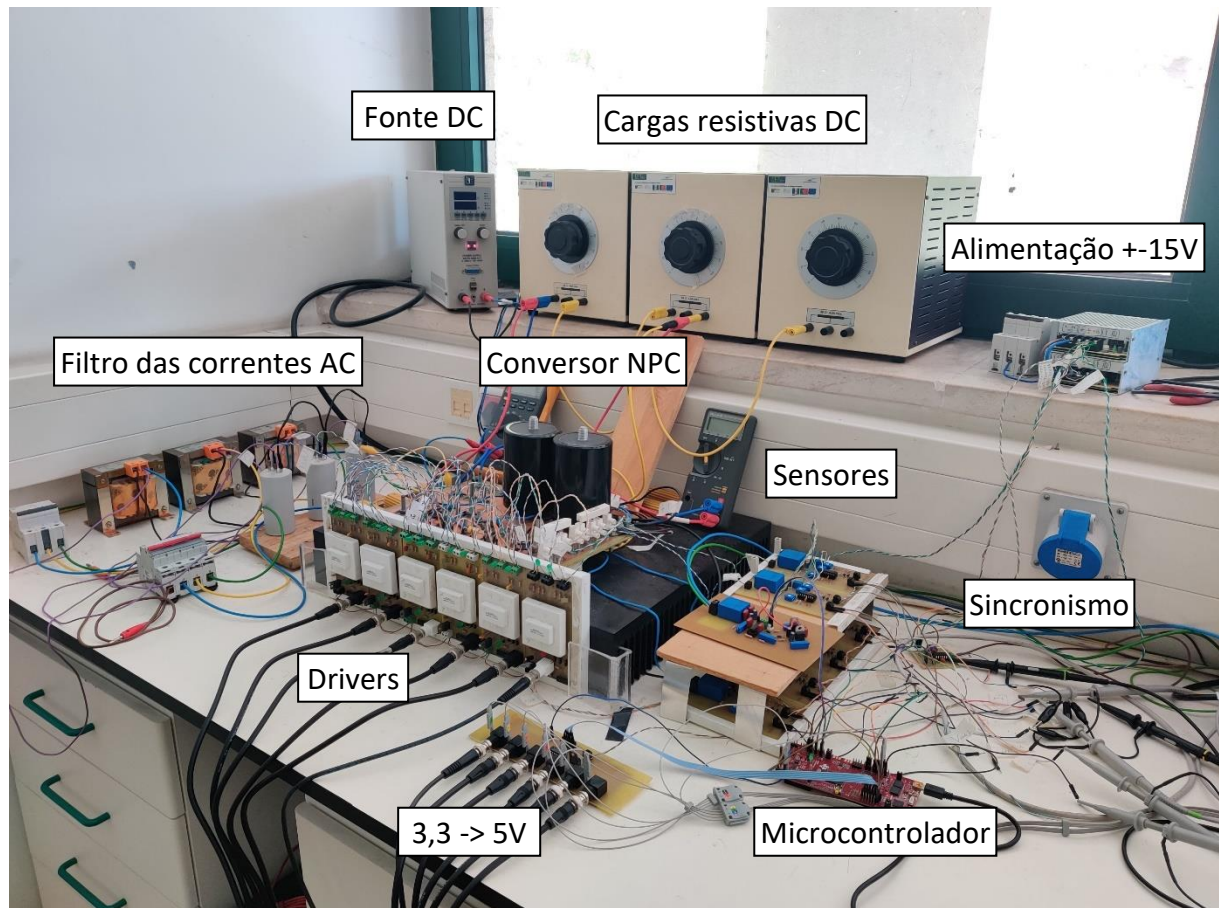


Figura 4.8 – Protótipo laboratorial do conversor NPC e sistemas de suporte.

O conversor NPC, em detalhe na Figura E.1 do Apêndice E, é constituído por 6 módulos SKM50GB123D da *Semikron*, os quais contêm dois IGBT com os respetivos díodos antiparalelo, logo existem dois módulos por braço. Os dois díodos de ligação ao ponto neutro são implementados através de um módulo SKKD60F, também da *Semikron*, existindo um total de 3 destes módulos, um por cada braço. Os IGBT apresentam limites de corrente no coletor de 50 A e da tensão coletor-emissor de 1200 V [61]. Os díodos de ligação ao ponto neutro têm limites um pouco superiores, com correntes máximas de 60 A e tensão inversa de 1700 V [62].

Do lado DC do conversor utilizou-se uma fonte de tensão DC de 360 V com limitação de corrente de 10 A, tendo-se também a opção de substituir a mesma por um conjunto de 3 cargas resistivas de 50  $\Omega$ , com um valor máximo de corrente de 4,5 A.

Do lado AC do conversor foram acopladas 3 bobinas para o filtro das correntes AC, encontrando-se cada uma destas conectadas ao secundário de um transformador com razão de transformação de  $230/24 V_{RMS}$ , os quais por sua vez terão o primário conectado à REE. Estes transformadores, presentes na Figura E.2 do Apêndice E, são utilizados para reduzir a amplitude das tensões AC de modo que a tensão mínima necessária para o link DC se encontre dentro da gama de valores suportados pela fonte de tensão DC utilizada no laboratório. Encontra-se também presente um transformador com razão de transformação  $230/6 V_{RMS}$ , utilizado exclusivamente para o circuito de sincronismo, para isolar o sinal lido por este das variações na tensão provocadas pelo conversor em funcionamento.

#### 4.2.1. Circuitos auxiliares ao protótipo laboratorial

Além do protótipo laboratorial do conversor são necessários vários circuitos auxiliares para realizar as operações de controlo e amostragem das grandezas elétricas. Para controlar os IGBT do conversor foram utilizados um conjunto de seis *dual drivers* SKHI 22BR da Semikron, em detalhe na Figura E.3 do Apêndice E. Cada módulo encontra-se conectado a um par complementar de IGBT (par 1-3 e par 2-4 de cada braço), e necessita apenas do comando para o primeiro IGBT do par (IGBT 1 e IGBT 2 de cada braço), pois a PCB onde se encontram os módulos já implementa a complementaridade de controlo do segundo IGBT do par. Estes drivers têm isolamento entre o primário (circuito de comando) e o secundário (drivers do IGBT), e fornecem também proteção de curto-circuito e de falhas na alimentação, desligando as saídas do secundário na ocorrência de anomalias [63]. Estes módulos implementam também a inserção de um tempo morto no controlo dos IGBT, o qual é necessário para garantir para a fonte DC não entrar em curto-circuito durante a comutação dos IGBT [64]. O sinal de comando dos *drivers* utiliza lógica CMOS, com um valor mínimo de 3,9 V para o sinal *high*. Visto que as saídas do microcontrolador utilizado têm um valor de tensão máximo de 3,3 V foi necessário utilizar um *buffer* de tensão que permite realizar a conversão entre os 3,3 V e os 5 V, apresentado na Figura E.4 do Apêndice E.

Para realizar o sincronismo com a REE foi utilizado um esquema semelhante aquele implementado em simulação, onde a passagem pelo zero da fase 1 da rede é indicada ao microcontrolador, através de um comparador de histerese, apresentado na Figura E.5 do Apêndice E.

Para realizar as leituras das grandezas elétricas com o microcontrolador foram utilizados 4 transdutores de tensão LV25-P e 2 transdutores de corrente LA25-NP da LEM. Estes transdutores realizam a leitura das tensões em ambos os condensadores do divisor capacitivo e tensões e correntes das fases 1 e 2 da REE.

Estes componentes fornecem isolamento galvânico entre o circuito primário (conversor) e o circuito secundário (microcontrolador) e apresentam boa linearidade [65], [66]. Após os transdutores é utilizado um circuito de acondicionamento de sinal para ajustar a gama dos valores elétricos lidos à gama de entrada das ADC do microcontrolador. Os sensores e circuito de acondicionamento encontram-se numa PCB onde a mesma inclui também limitação da saída para os valores das ADC do microcontrolador (0 V a 3 V), implementada através de um retificador de precisão (para limitar a excursão negativa do sinal) e de um diodo *Schottky* conectado a uma referência de 3 V (para a proteção acima dos 3 V). As PCB dos sensores de tensão da REE encontram-se em detalhe na Figura E.6 do Apêndice E, sendo as restantes PCB muito semelhantes, onde a única diferença encontra-se no transdutor utilizado e consequente configuração do mesmo.

#### 4.2.2. Circuito do sensor de corrente do *link* DC

Além dos circuitos mencionados previamente foi também desenhada e criada uma PCB para realizar a leitura da corrente no *link* DC do conversor NPC. Este circuito utiliza um transdutor LA25-NP da LEM, configurado para um valor de fim de escala de 12 A. A corrente no secundário destes transdutor passa depois por uma resistência de saída para converter a mesma num sinal de tensão, o qual por sua vez será introduzido a um circuito de acondicionamento de sinal.

O circuito de acondicionamento contém um amplificador operacional quadruplo TL084IN onde 3 destas entradas foram utilizadas para o acondicionamento do sinal. O primeiro andar implementa um amplificador em modo inversor que permite ajustar a gama do sinal do secundário do transdutor a uma gama entre os -1,5 V e os +1,5 V. O segundo andar contém também um amplificador em modo inversor, mas agora com ganho unitário, para inverter o sinal de saída do primeiro andar. Entre o segundo e o terceiro andar estão presentes um divisor resistivo conectado a uma referência de 3 V, de modo a adicionar um *offset* positivo de 1,5 V, ajustando agora a gama do sinal entre os 0 V e os 3 V. O sinal de saída deste conversor encontra-se conectado a um diodo *Schottky* o qual por sua vez se encontra conectado a uma referência de 3 V, implementado assim proteção para sinais que se apresentem acima deste valor. A saída do divisor encontrar-se-á também conectada ao último andar de amplificação, onde foi implementado um retificador de precisão que tem como função eliminar os sinais negativos, e também serve de *buffer* de tensão para a saída. As referências de 3 V para o *offset* positivo e para a proteção de sobretensão são impostas por dois reguladores de tensão lineares LM317T, existindo a possibilidade de utilizar valores diferentes caso seja necessário adaptar a saída a outra gama de valores.

Este circuito foi testado em ambiente de simulação através do software *Multisim* da *National Instruments*, apresentando-se o esquema na Figura F.1 do Apêndice F. A PCB do circuito foi conseqüentemente desenhada com recurso ao software *Altium Designer*, apresentando-se em detalhe na Figura F.2 do Apêndice F. Após desenhada a PCB esta foi produzida nos laboratórios da UMA utilizando uma máquina de CNC da empresa *Wegstr*, a qual possibilita a criação de circuitos impressos sem a necessidade de quaisquer processos químicos para remoção do cobre em excesso, como seria necessário para o mais clássico processo fotolitográfico de criação de PCB. O circuito resultante, já impresso e montado, encontra-se na Figura 4.9.

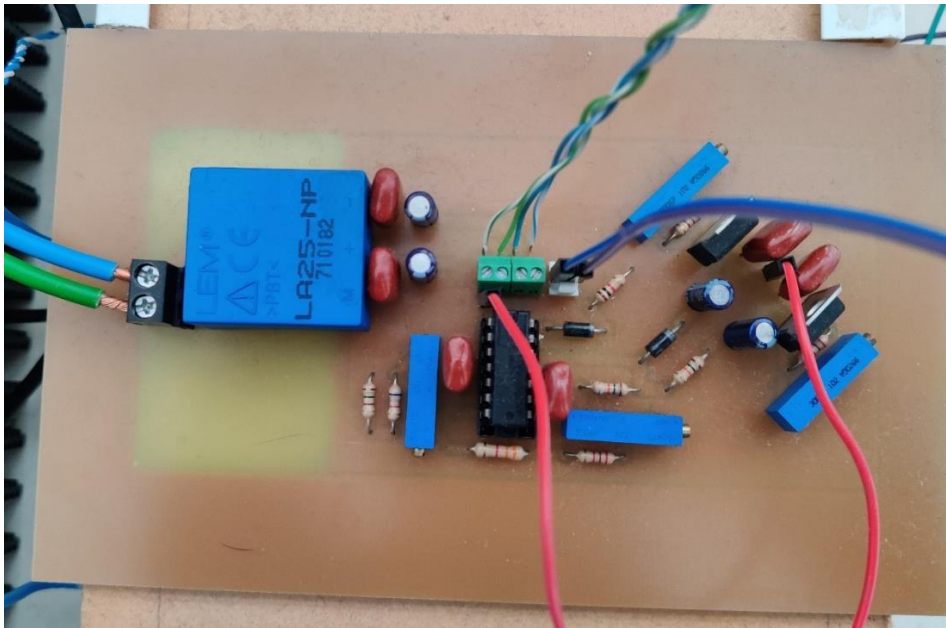


Figura 4.9 – PCB desenvolvida para a leitura da corrente no *link* DC do conversor.

#### 4.2.3. Descrição do controlo do protótipo laboratorial

Para realizar o controlo do conversor NPC utilizou-se um microcontrolador TMS320F28379D da *Texas Instruments*. Este é um microcontrolador de baixo custo, tendo como principais características [67]:

- 2 núcleos de 32 *bits*;
- Frequência máxima do relógio de 200 MHz;
- 1 MB de memória *flash* e 2048 KB de memória RAM;
- 4 ADC, com 16 canais cada, e 12 *bits* de precisão;
- 24 geradores de sinais PWM;
- Aceleradores de *hardware* para funções matemáticas;
- 169 pinos de GPIO individualmente programáveis;
- Comunicação USB.

O microcontrolador em si encontra-se incorporado numa plataforma de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, onde a mesma inclui ligações de acesso aos diversos periféricos através de *headers* de 2,54mm, interface de ligação USB com *debug*, botões e LED programáveis e a pré-configuração de muitos dos módulos do CPU [68]. A programação deste microcontrolador foi realizada, sobre o núcleo 1 do CPU, através do software *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*, utilizando a linguagem de programação C. Para facilitar a apresentação da programação analisam-se apenas os excertos de código mais importantes, encontrando-se este na íntegra na secção G.1 do Apêndice G.

Individualmente os controladores implementados no microcontrolador são relativamente semelhantes aos de simulação, mas foi realizada uma modificação ao controlador preditivo das correntes AC para reduzir o efeito que o atraso computacional dos cálculos terá sobre o resposta de controlo do conversor. O gráfico da Figura 4.10 permite observar o efeito deste atraso, e será também utilizado para auxiliar a demonstração da solução implementada. Esta solução passa por prever os valores 2 ciclos à frente, em vez de apenas no próximo ciclo como teria sido implementado anteriormente.

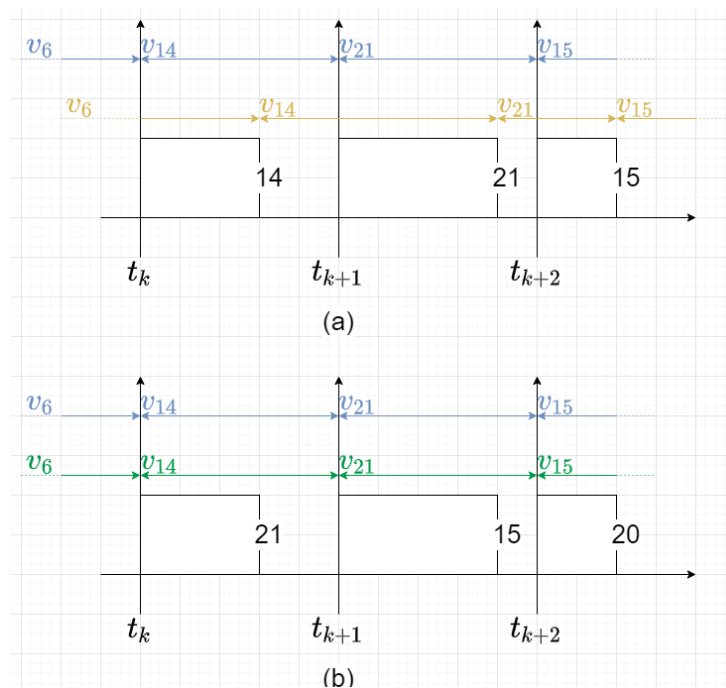


Figura 4.10 – Exemplo de controlo com o algoritmo preditivo. (a) previsão dos valores no próximo ciclo. (b) previsão dos valores dois ciclos à frente.

Os elementos a azul representam o caso teórico ideal, o qual ocorre em ambiente de simulação visto que os cálculos do algoritmo preditivo são realizados instantaneamente. Os retângulos no gráfico representam o tempo de processamento que o algoritmo preditivo necessitará para decidir qual o vetor ideal a aplicar, encontrando-se este vetor no lado direito dos retângulos.

Analisa-se primeiro a implementação anteriormente utilizada (Figura 4.10 (a)). Quando implementado num sistema real o comportamento será aquele ilustrado pelos elementos a amarelo. As grandezas elétricas são amostradas no instante  $t_k$  e são verificadas, pelo algoritmo preditivo, as previsões dos valores para o instante  $t_{k+1}$ , onde o vetor ideal a aplicar será o vetor  $v_{14}$ . Este vetor deveria ser aplicado no instante  $t_k$ , mas devido ao tempo de processamento só será aplicado após um atraso, o qual poderá ser considerável. Este atraso, essencialmente, faz com que as grandezas amostradas sejam consideradas “antigas”, comparativamente ao momento onde é aplicado o vetor de controlo, levando a erros nas decisões.

Além deste erro nas grandezas lidas verifica-se que ocorre também um erro devido ao algoritmo preditivo ter um tempo de processamento variável, visto ter-se implementado a regra de comutações adjacentes com o mapeamento das comutações válidas. No caso ideal cada vetor de controlo seria aplicado ao conversor durante um período fixo  $T_s$ , mas como tendo tempos de processamento variáveis o tempo de aplicação dos vetores não será sempre o mesmo, podendo variar substancialmente. O efeito destes erros será tanto mais pronunciado quanto menor for a janela temporal disponível para implementar o algoritmo, logo estes podem ser reduzidos com a diminuição da frequência de amostragem  $f_s$ , mas esta diminuição terá um efeito degradante na qualidade dos sinais gerados pelos conversor, logo não será a solução ideal.

A solução implementada passa por prever os valores dois ciclos à frente (Figura 4.10 (b)). No instante  $t_k$  é realizada a amostragem das grandezas elétricas, e seguidamente aplica-se o vetor de controlo ideal  $v_{14}$  que foi calculado no ciclo de controlo anterior  $t_{k-1}$ . O próximo passo será prever o valor das grandezas elétricas para o instante  $t_{k+1}$ , as quais são facilmente previstas visto que já se conhece o vetor de controlo que afetará as mesmas, sendo este o vetor  $v_{14}$  que foi aplicado em  $t_k$ . Estes valores previstos são aplicados ao algoritmo preditivo com o intuito de analisar as previsões no instante  $t_{k+2}$ , onde o vetor de controlo ideal, nesta situação, será o  $v_{21}$ . Após determinar o vetor ideal o ciclo de controlo termina, sendo este vetor apenas aplicado no próximo ciclo de controlo  $t_{k+1}$ . Com esta solução o algoritmo preditivo terá todo o período de amostragem para realizar os cálculos, sem afetação do atraso anterior, e também os tempos de aplicação dos vetores serão sempre os mesmos, resolvendo os dois problemas apresentados anteriormente sem ser necessário diminuir a frequência de comutação.

Procedendo agora com a análise do restante código, começa-se por apresentar a configuração do *hardware* utilizada no microcontrolador. Um dos geradores de PWM foi configurado com uma frequência fixa  $f_s$  para despoletar o processo de conversão analógico-digital das diversas ADC, sempre que ocorre uma transição positiva do sinal.

Foram utilizadas 3 das 4 ADC disponíveis no microcontrolador, amostrando-se um total de 7 sinais analógicos correspondentes às tensões em ambos os condensadores ( $U_{C1}$  e  $U_{C2}$ ), tensões e correntes das fases 1 e 2 da REE ( $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ,  $i_1$  e  $i_2$ ) e corrente do *link* DC do conversor ( $I_{dc}$ ). Cada uma destas grandezas é amostrada 4 vezes, de forma consecutiva, e o valor final será a média destas 4 amostras, de forma a reduzir o ruído que estará presente à entrada das ADC. É também amostrado um sinal digital, recorrendo aos pinos de GPIO, o qual é proveniente do circuito de sincronismo. São também configuradas 6 saídas digitais, através dos pinos de GPIO, para enviar os sinais de comando para os *drivers* dos IGBT. A biblioteca *driverlib* foi utilizada para realizar estas configurações, visto esta conter funções de alto nível que são mais simples de implementar, comparativamente à configuração pelos registos do CPU. No entanto para o acesso aos periféricos utilizou-se o acesso direto aos registos do CPU pois este é consideravelmente mais rápido. Também quando aplicável foram utilizadas funções dos aceleradores de *hardware* para reduzir o tempo computacional dos cálculos.

No final da conversão das ADC é despoletada uma interrupção que implementa o ciclo de controlo principal. Este ciclo começa por aplicar o vetor de controlo ideal, determinado no anterior ciclo de controlo, às saídas digitais que controlam os *driver* dos IGBT. Seguidamente realiza-se o sincronismo com a REE, fazendo o *reset* do índice das referências quando é detetado um impulso de sincronismo. Depois convertem-se os valores lidos pelas ADC para os equivalentes elétricos e realiza-se a transformação para o plano  $\alpha\beta\gamma$  das grandezas elétricas da REE. A restante operação será dependente do modo de funcionamento que se pretende implementar, implementando-se 3 modos diferentes. O modo 1 implementa o controlo das correntes da REE, o modo 2 o controlo da tensão no *link* DC e o modo 3 o carregamento da bateria. O modo de funcionamento pode ser selecionado pelo operador através de uma variável de *debug* no *Code Composer Studio*.

No modo 1 (modo V2G) utiliza-se apenas o controlador preditivo das correntes AC. Este controlador utiliza as grandezas elétricas amostradas no instante atual de controlo ( $U_{L\alpha}(t_k)$ ,  $U_{L\beta}(t_k)$ ,  $i_\alpha(t_k)$ ,  $i_\beta(t_k)$ ,  $U_{C1}(t_k)$  e  $U_{C2}(t_k)$ ) e as referências das correntes no plano  $\alpha\beta\gamma$  2 ciclos à frente ( $i_{\alpha ref}(t_{k+2})$ ,  $i_{\beta ref}(t_{k+2})$ ) para determinar qual o vetor ideal a aplicar no próximo ciclo de controlo  $t_{k+1}$ . Estas referências são calculadas com base no valor de pico das correntes AC  $I_{refpico}$  escolhido pelo operador em modo de debug. Após determinar qual o vetor ideal a *flag* da interrupção é limpa e procede-se com o *Acknowledge* da mesma, terminando o ciclo de controlo.

O modo 2 terá incluído o controlador PI utilizado para controlar a tensão no *link* DC  $U_{dc}$ , o qual é inserido antes do controlador preditivo das correntes AC, funcionando o restante ciclo de controlo de forma semelhante ao modo 1.

Neste modo o operador deverá escolher qual a tensão de referência que se pretende obter no *link* DC  $U_{dcref}$  e o controlador utiliza esta e o somatório das tensões nos condensadores ( $U_{dc} = U_{C1} + U_{C2}$ ) para determinar qual o valor de referência para o pico das correntes AC  $I_{refpico}$  a ser utilizado pelo controlador preditivo.

O modo 3 implementa o carregamento das baterias. Neste modo o algoritmo do protocolo de carregamento é inserido antes do controlador PI da tensão do *link* DC com o intuito de fornecer a este último o valor da referência da tensão do *link* DC  $U_{dcref}$  e o limite de corrente injetada na bateria, de modo a implementar o protocolo de carregamento *multi* CC-CV. Neste modo realiza-se também a estimação do estado de carga da bateria através do método de contagem de *Coulomb*. Neste modo os controladores (PI e preditivo) funcionam totalmente automatizados, sendo as referências atribuídas pelo protocolo de carregamento (para o controlador PI) e pelo controlador PI do *link* DC (para o controlador preditivo).

A frequência de amostragem do microcontrolador será maioritariamente limitada pelo peso computacional do algoritmo preditivo. Implementando diretamente as equações da secção 3.4 a frequência estaria limitada a valores na ordem dos 6,5 KHz ou inferior, a qual se observou ser insuficiente para obter correntes AC com qualidade aceitável (baixa distorção harmónica). Sendo assim foram realizadas várias otimizações ao código existente para reduzir este tempo computacional para permitir utilizar frequências de amostragem mais elevadas. A Figura 4.11 compara os tempos de execução do ciclo de controlo para a implementação inicial e as otimizadas.

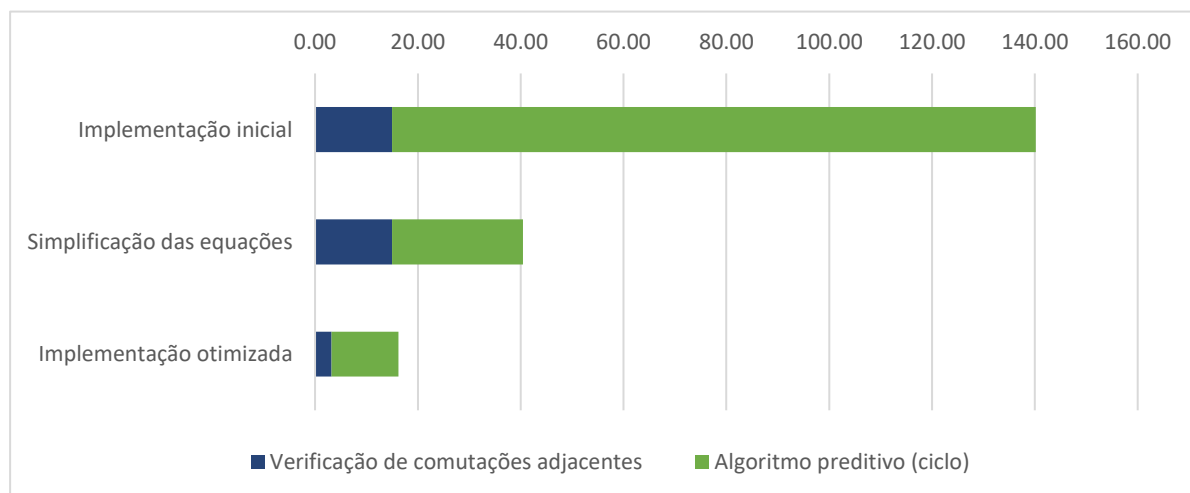


Figura 4.11 – Comparação dos tempos de execução do algoritmo preditivo no protótipo laboratorial

Estes tempos foram adquiridos para o pior caso, ou seja, para o caso onde são analisados os 27 vetores de controlo disponíveis.

A primeira otimização implementada recorre à simplificação das equações de modo a reduzir o número total de cálculos e também a complexidade dos mesmos, o que permite reduzir o tempo computacional do algoritmo preditivo em cerca de  $100 \mu s$ . Seguidamente implementou-se o cálculo da função de custo através dos aceleradores de *hardware*, e também utilizou-se a matriz das comutações válidas (Figura A.2) para reduzir o tempo computacional em cerca de  $24 \mu s$ . Alguns exemplos das otimizações utilizadas encontram-se detalhados na seção G.2 do Apêndice G.

Note-se que estes tempos de execução são referentes apenas ao algoritmo preditivo, sendo que o restante *overhead* (leituras das ADC, sincronismo, etc) adiciona cerca de  $5,07 \mu s$  ao tempo de execução total. Existe também um atraso adicional de cerca de  $0,34 \mu s$ , no modo 2, e de  $2,01 \mu s$ , no modo 3. Os tempos totais de execução de um ciclo completo de controlo, considerando o modo 3, serão de  $147,27 \mu s$ , para a implementação inicial,  $47,52 \mu s$  para a implementação com a simplificação das equações e  $23,29 \mu s$  para a implementação otimizada. Com esta última será possível utilizar frequências de amostragem na ordem dos 40 kHz, o que resultará numa diminuição da distorção harmónica das correntes AC.

O diagrama de ligações do protótipo laboratorial, com detalhe do controlo implementado pelo microcontrolador, encontra-se ilustrado na Figura 4.12.

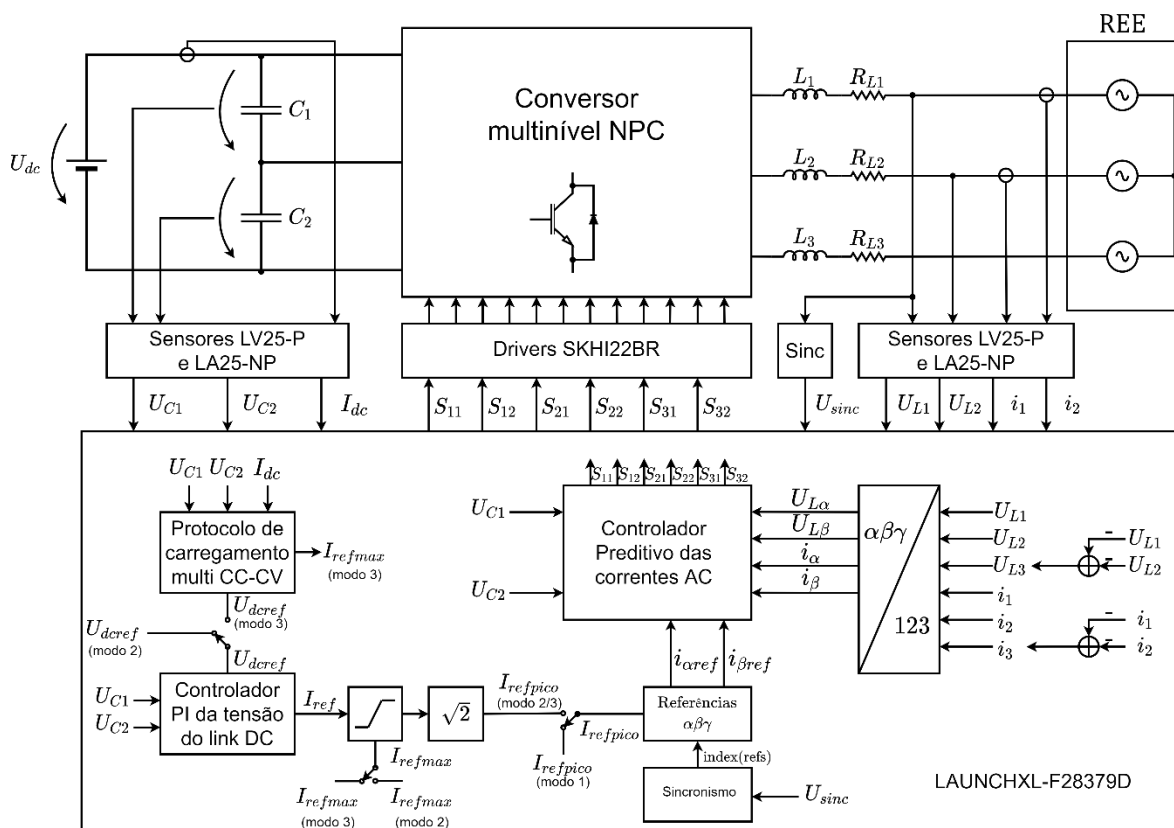


Figura 4.12 – Diagrama de ligações do protótipo laboratorial, e detalhe do controlo no microcontrolador.

### 4.3. Resultados para o modo de controlo das correntes AC (modo 1)

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos em ambiente de simulação e com o protótipo laboratorial para o modo de controlo das correntes AC (modo 1). O conversor terá sido configurado no modo inversor (potência é transferida do lado DC para o lado AC do conversor), tendo-se conectado ao *link* DC uma fonte de tensão DC, regulada para 100 V. No lado AC a tensão seria imposta pelo secundário dos transformadores de ligação à REE (transformadores com razão 230/24 V RMS). Utilizaram-se bobinas de 15 mH, para a filtragem das correntes AC, e condensadores de 2,2 mF no divisor capacitivo do *link* DC. Com o algoritmo preditivo otimizado é possível obter tempos de execução do ciclo de controlo na ordem dos 23  $\mu$ s, o que possibilita o uso de frequências de amostragem na ordem dos 40 kHz (período de 25  $\mu$ s). No entanto a frequência de amostragem do microcontrolador foi configurada para os 20 kHz, para garantir que não se estará a funcionar perto do valor limiar. A parametrização do conversor, componentes elétricos e controlador preditivo encontra-se presente na Tabela H.1 do Apêndice H.

#### 4.3.1. Controlo das correntes AC em regime estacionário

Este teste foi realizado para avaliar o comportamento em regime estacionário do conversor. Para tal foi definida uma corrente AC de referência com valor eficaz de 6 A, com o intuito de verificar se o controlador preditivo das correntes AC conseguiria realizar o seguimento desta referência. Os resultados obtidos em simulação e no protótipo laboratorial encontram-se ilustrados na Figura 4.13.

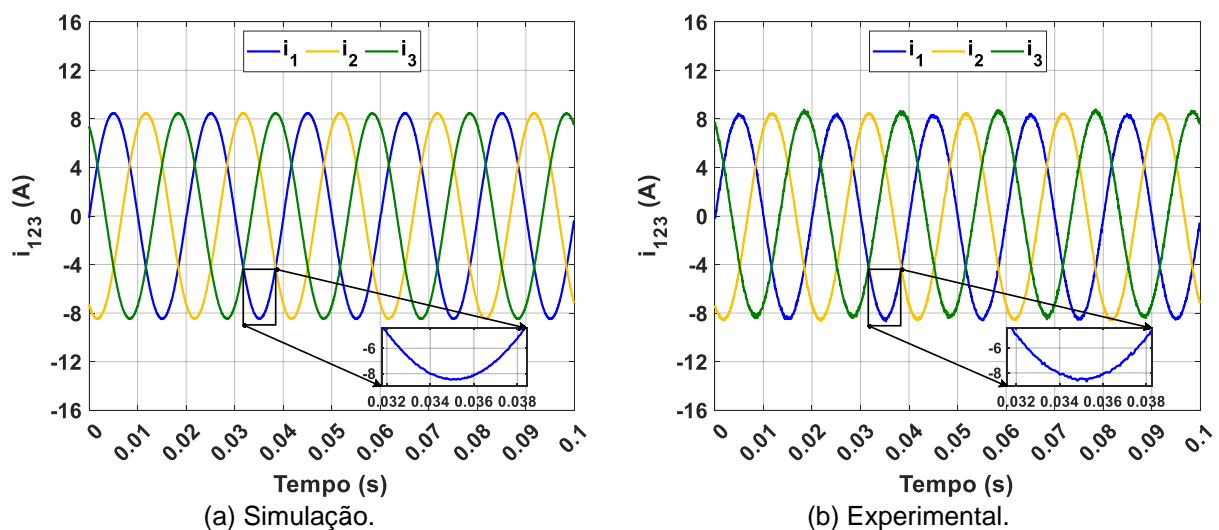


Figura 4.13 – Correntes AC em regime estacionário com controlo preditivo ( $I_{ref} = 6$  A).

Os valores experimentais do lado AC do conversor ( $i_1$ ,  $i_2$ ,  $U_{L1}$  e  $U_{L2}$ ) foram adquiridos através das PCB de monitorização, que incluem os transdutores de corrente e de tensão (secção 4.2.1), recorrendo a um osciloscópio Keysight MSOX2024A, e exportados em formato .csv. Os valores do lado DC ( $I_{dc}$ ,  $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$ ) foram adquiridos com o auxílio do microcontrolador, e posteriormente exportados no formato .dat. Os vetores de controlo escolhidos em cada ciclo de controlo foram também guardados com auxílio do microcontrolador.

Pela Figura 4.13 verifica-se que o controlador preditivo consegue seguir a referência de 6 A RMS (aproximadamente 8,5 A de pico), tanto em simulação como no protótipo laboratorial, obtendo-se um valor de 5,99 A RMS e 5,97 A RMS, respetivamente. Ambos os resultados apresentam correntes com pouco tremor, sendo que no protótipo laboratorial este é um pouco superior, o qual se presume ser devido ao ruído presente nas leituras das grandezas elétricas (entrada das ADC) e à variações nos parâmetros do protótipo laboratorial, comparativamente aos parâmetros que foram utilizados no modelo do controlador preditivo.

Uma forma de analisar o tremor das correntes será através da distorção harmónica total (THD – *Total Harmonic Distortion*). Esta análise é realizada nas frequências, onde para a DFT (*Discret Fourier Transform*) utilizaram-se 10 ciclos da rede amostrados a uma frequência de 20 kHz, o que permitirá observar o espectro destes sinais até aos 10 kHz, com uma resolução espectral de 5 Hz. O THD de cada uma das correntes trifásicas apresenta valores ligeiramente diferentes, o qual resulta das pequenas variações presentes em cada uma das correntes nos instantes considerados para análise. Sendo assim, daqui em diante, o valor de THD considerado será o valor médio entre as 3 correntes. Em simulação obteve-se um THD de 0,68 %, e experimentalmente o THD obtido foi 1,23 %, o qual reflete o maior tremor observado nos resultados experimentais. Os espectros da corrente da fase 1, experimental e de simulação, encontram-se na Figura 4.14.

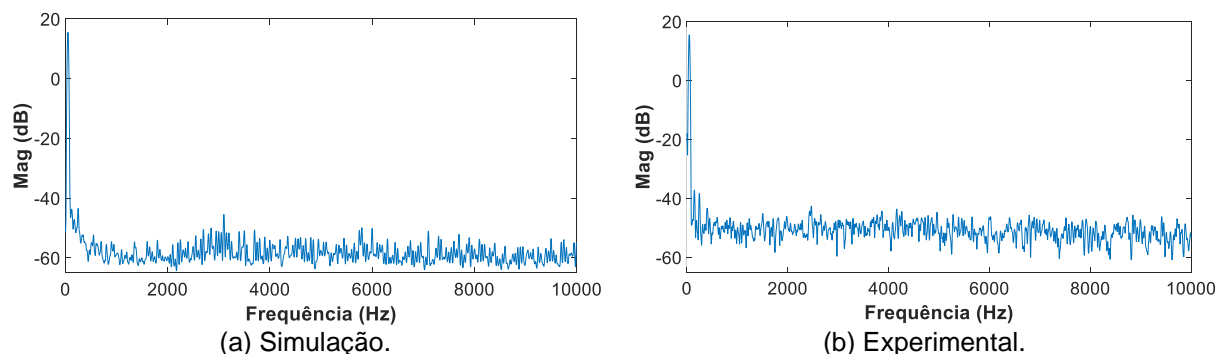


Figura 4.14 – Espectro de frequências da corrente  $i_1$  para uma referência de 6,0 A RMS.

Pelo espectro verifica-se que existe uma harmónica principal nos 50 Hz, que será a frequência das grandezas elétricas das REE.

O restante conteúdo espectral, que será essencialmente o tremor da corrente (observado no domínio temporal), encontra-se espalhado pelo espectro, o qual deve-se à frequência de comutação variável que ocorre com o controlo pelo algoritmo preditivo. Verifica-se também que existe uma diferença de magnitude neste restante espectro, entre os resultados de simulação e experimentais, a qual se deve ao facto de nos resultados experimentais existir maior tremor, logo estas componentes nas frequências têm também maior magnitude.

O controlador preditivo terá também de realizar o equilíbrio dos condensadores do *link* DC, para o conversor funcionar corretamente, logo este será também analisado, encontrando-se as tensões nos condensadores ( $U_{C1}$  e  $U_{C2}$ ), obtidas em simulação e experimentalmente, representadas na Figura 4.15.

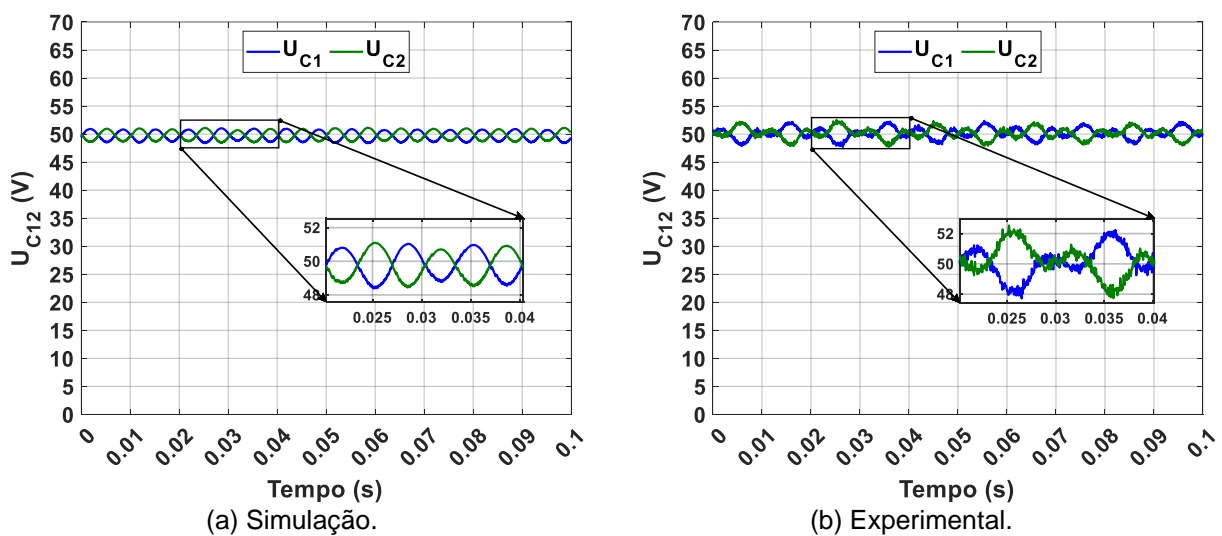


Figura 4.15 – Tensões nos condensadores do divisor capacitivo em regime estacionário com controlo preditivo ( $I_{ref} = 6 \text{ A}$ ,  $U_{dc} = 100 \text{ V}$ ).

Em ambas as situações verifica-se que o controlador preditivo consegue manter o equilíbrio dos condensadores, com uma variação máxima de 1,5 V e 2,2 V para os resultados de simulação e experimentais, respetivamente. Esta variação foi calculada como sendo metade do valor máximo, pico-a-pico, da diferença entre as tensões em ambos os condensadores. Os resultados experimentais não só demonstram uma diferença na amplitude do desequilíbrio, mas também têm um comportamento algo diferente, o qual se verificou, em simulação, ser devido a diferenças dos valores das indutâncias das bobinas de filtragem das correntes AC, como se verifica mais à frente na secção 4.3.4 deste capítulo. Os valores experimentais apresentam também maior tremor, o qual pode dever-se à presença de ruído na amostragem dos sinais elétricos pelas ADC do microcontrolador.

Verificou-se também que o mecanismo de sincronismo estaria a funcionar corretamente. A Figura 4.16 apresenta a corrente e tensão para a fase 1 da REE, da componente experimental.

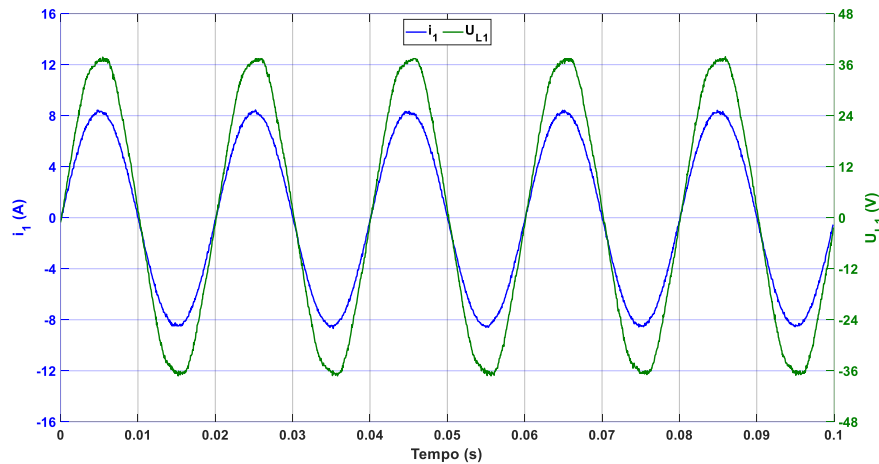


Figura 4.16 – Corrente e tensão da fase 1 da REE, com controlo preditivo ( $I_{ref} = 6 A$ ).

Para verificar que as duas ondas estariam corretamente sincronizadas utilizou-se um analisador de potência Chauvin Arnoux 8332B, o qual permite calcular o fator de potência (PF – *Power Factor*). Um fator de potência unitário equivale a um desfasamento nulo, entre a corrente e tensão, sendo que obteve-se um valor de 0,984 para o protótipo laboratorial. Este analisador de potência permite também calcular o DPF (*Displacement power factor*), obtendo-se um valor de 0,999. A diferença entre o DPF e o PF reside no facto de o DPF ser calculado apenas sobre a harmónica principal, logo não será afetado pelo THD das ondas. Em termos práticos o DPF deverá ser utilizado para certificar o sincronismo com a rede, e o PF deverá ser o valor considerado quando analisada a eficiência do sistema num todo. Em simulação o PF foi calculado com auxílio de um bloco PMU (*Phasor Measurement Unit*), onde se obteve um valor de 0,999.

#### 4.3.2. Influência da amplitude das correntes AC

Os anteriores testes teriam sido realizados com uma corrente de referência de  $6 A_{RMS}$ , mas a amplitude desta corrente terá influência sobre o comportamento do conversor. Para verificar a influência que a amplitude destas correntes teria foram realizados os mesmos testes, que anteriormente, para vários valores de corrente, em específico para 0,5 A, 1,0 A, 2,0 A, 4,0 A e 8,0 A. Os restantes parâmetros do controlador preditivo e conversor foram os mesmos que anteriormente (Tabela H.1). Por questões de simplicidade, considerando a quantidade exhaustiva de dados adquiridos, decidiu-se condensar os valores mais importantes da simulação na Tabela 4.1 e os experimentais na Tabela 4.2.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos testes da variação da corrente AC de referência (simulação).

Parâmetros		$I_{ref}$ (A)					
		0,5	1,0	2,0	4,0	6,0	8,0
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	0,60	1,00	2,00	4,00	5,99	7,16
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	6,08%	2,96%	1,53%	0,87%	0,68%	3,61%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	26,46%	26,74%	26,50%	26,74%	27,02%	49,72%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,04%	0,09%	0,17%	0,60%	2,99%	2,67%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	0,32	0,48	0,99	1,96	3,03	48,51
	Potência de perdas (%)	10,04%	6,17%	4,21%	3,35%	3,06%	5,16%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	6,58	6,53	6,20	5,09	3,56	0,93

Tabela 4.2 – Parâmetros dos testes da variação da corrente AC de referência (experimental).

Parâmetros		$I_{ref}$ (A)					
		0,5	1,0	2,0	4,0	6,0	8,0
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	0,49	0,98	1,98	3,99	5,97	7,24
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	15,03%	7,31%	3,61%	1,90%	1,23%	4,57%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	57,39%	38,22%	28,45%	24,77%	26,12%	40,17%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,89%	1,21%	0,95%	1,76%	4,55%	5,07%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	0,88	1,82	3,40	6,52	7,77	18,57
	Potência de perdas (%)	26,34%	17,74%	14,11%	13,89%	14,81%	18,70%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	5,02	4,94	4,75	4,05	3,10	1,18

Em termos gerais verifica-se que os resultados experimentais seguem a mesma tendência que os de simulação, embora exista alguma variação quando à magnitude dos parâmetros analisados. Em ambos os cenários o algoritmo preditivo consegue realizar o seguimento da referência, excluindo as situações de  $I_{ref} = 0,5$  A e  $I_{ref} = 8,0$  A, as quais serão depois analisadas em maior detalhe.

Relativamente ao THD das correntes verifica-se que este diminui com o aumento da amplitude das correntes AC, o qual deve-se ao facto de a harmónica principal (50 Hz) ter um aumento de amplitude que será superior, em termos relativos, à amplitude dos múltiplos desta harmónica (associados ao tremor das correntes AC). Em valor absoluto ocorre um aumento deste tremor, o qual terá influência em outros parâmetros.

O variação da corrente DC mantém-se relativamente constante, excluindo o caso dos valores limiares de  $I_{ref}$  ( $I_{ref} = 0,5$  A e  $I_{ref} = 8,0$  A), sendo que nestes casos o conversor já não consegue gerar as correntes sinusoidais com uma qualidade aceitável, influenciando negativamente a corrente DC. A variação da tensão nos condensadores aumenta com o aumento da amplitude das correntes, visto estas provocarem derivadas maiores na tensão nos condensadores.

O erro de seguimento das correntes AC provoca uma variação, instantânea, no defasamento das correntes (face às tensões AC), levando à existência de potência reativa. A amplitude desta potência está diretamente associada à amplitude do tremor das correntes AC, logo esta potência terá valores superiores para as correntes mais elevadas. No protótipo laboratorial a potência reativa apresenta maior magnitude, e variação, visto existir um maior erro de sincronismo, comparativamente à simulação.

Um dos parâmetros com maior variação, entre a simulação e protótipo laboratorial será a potência de perdas. Esta variação deve-se primeiramente ao facto de no modelo de simulação os IGBT funcionarem como interruptores extremamente eficientes, ou seja, não consomem quase potência alguma durante a condução. No protótipo laboratorial a potência consumida pelos IGBT durante a condução é superior, logo as potências de perdas são também superiores. Estas perdas têm maior influência para potências de funcionamento baixas, ou seja, o conversor será mais eficiente com o aumento da potência utilizada.

Outro parâmetro com alguma variação é a frequência média de comutação, verificando-se que o protótipo laboratorial realiza menos comutações que em ambiente de simulação. Uma possibilidade para esta redução na frequência de comutação estará relacionada com o facto de as perdas serem superiores, em ambiente experimental. Em termos práticos o conversor terá de manter o mesmo estado durante mais tempos para atingir os valores de referência, logo comuta menos vezes.

Analisa-se agora, em maior detalhe, os casos de  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$  e  $I_{ref} = 8,0 \text{ A}$ , começando pelas correntes AC, presentes na Figura 4.17 para o caso experimental.

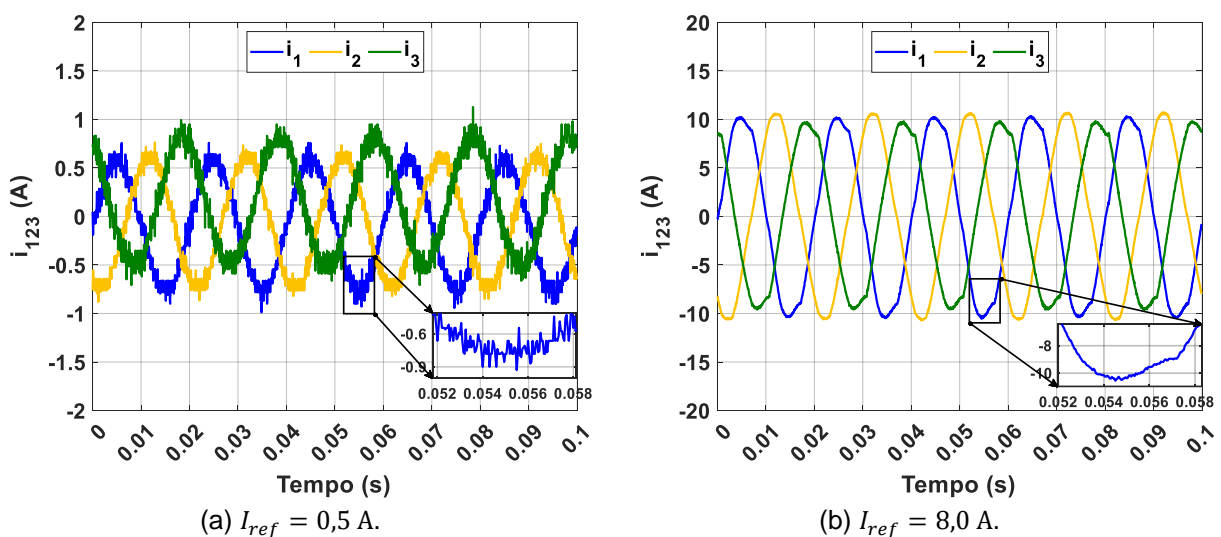


Figura 4.17 – Correntes AC para  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$  e  $I_{ref} = 8,0 \text{ A}$ , em ambiente experimental.

Em ambas as situações as ondas geradas apresentam maior THD, comparativamente aos casos mais próximos ( $I_{ref} = 1,0$  A (Figura I.1) e  $I_{ref} = 6,0$  A (Figura 4.13)), mas por razões diferentes. No caso de  $I_{ref} = 0,5$  A verifica-se que este aumento do THD estará relacionado com o aumento do tremor das correntes, o qual resulta da incapacidade do conversor em gerar correntes de tão baixa magnitude com os parâmetros utilizados ( $U_{dc} = 100$  V,  $f_s = 20$  kHz e  $L = 15$  mH). A afetação destes parâmetros sobre as ondas geradas será analisada nas seguintes secções deste capítulo.

Relativamente a  $I_{ref} = 8,0$  A o aumento do THD deve-se à distorção das ondas geradas, o que em termos de frequência será equivalente a um aumento na magnitude dos múltiplos, próximos, da harmónica principal, como se verifica pela Figura I.3 do Apêndice I. Esta situação ocorre porque não existe tensão suficiente no *link* DC para compensar as quedas de tensão que ocorrem ao longo do conversor (principalmente a das bobinas de filtragem), a qual poderá ser remediada com o aumento da tensão no *link* DC, ou com a diminuição da indutância das bobinas de filtragem, como se verifica nas seguintes secções deste capítulo.

Um detalhe que poderá ter importância na análise do conversor está relacionado com a escolha dos vetores de controlo. Analisando quais os vetores de controlo escolhidos permite verificar se o conversor estará a funcionar dentro da sua gama ideal. Para tal classificaram-se os vetores de controlo em 4 categorias, com base no valor eficaz das variáveis de comutação  $\gamma_\alpha$  e  $\gamma_\beta$  de cada vetor, os quais se apresentam na Tabela 4.3. Note-se que aqui  $\gamma_\alpha^2$  e  $\gamma_\beta^2$  refere-se ao quadrado das variáveis de comutação  $\gamma_\alpha$  e  $\gamma_\beta$  e não às variáveis de comutação relacionadas com o equilíbrio dos condensadores, presentes na equação (3.28).

Tabela 4.3 – Classificação dos vetores de controlo segundo a sua influência nas correntes  $\alpha\beta$ .

Tipo de vetor	$\sqrt{\gamma_\alpha^2 + \gamma_\beta^2}$	Vetores
Nulo	0,0	1, 14, 27
Pequeno	0,82	2, 4, 5, 10, 11, 13, 15, 17, 18, 23, 24, 26
Médio	1,41	6, 8, 12, 16, 20, 22
Grande	1,63	3, 7, 9, 19, 21, 25

Os mapas completos de utilização dos vetores para os vários testes destes desta secção encontram-se na Tabela I.1 e na Tabela I.2 do Apêndice I, para a simulação e componente experimental, respetivamente, encontrando-se na Tabela 4.4 o resumo destas anteriores.

Tabela 4.4 – Utilização dos vetores de controlo (%) para vários valores de  $I_{ref}$ .

Ambiente de teste	Tipo de vetor	$I_{ref}$					
		0,5 A	1,0 A	2,0 A	4,0 A	6,0 A	8,0 A
Simulação	nulos	0,09%	0,08%	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
	pequenos	80,57%	79,01%	72,82%	50,39%	20,93%	0,00%
	médios	16,55%	17,96%	22,43%	35,52%	47,83%	30,31%
	grandes	2,78%	2,95%	4,75%	14,09%	31,24%	69,69%
Experimental	nulos	1,88%	1,50%	0,83%	0,13%	0,00%	0,00%
	pequenos	63,48%	60,30%	55,48%	38,68%	15,55%	0,00%
	médios	25,60%	28,08%	30,65%	39,28%	47,15%	35,60%
	grandes	9,05%	10,13%	13,05%	21,93%	37,30%	64,40%

Como seria de esperar com o aumento da amplitude das correntes AC os vetores com maior “peso” sobre estas correntes começam a ter maior utilização. No entanto para o caso de  $I_{ref} = 8,0$  A os vetores nulos e pequenos deixam de ser utilizados completamente, o que alude para o problema já referido de não existir tensão suficiente no *link* DC para formar correntes desta magnitude. Nesta situação o algoritmo preditivo utiliza ao máximo os vetores de maior porte numa tentativa de atingir os valores da referência, o qual não acontece, acabando por deformar as correntes.

#### 4.3.3. Influência da amplitude da tensão do link DC

Verifica-se agora a influência que a amplitude da tensão no *link* DC terá sobre o conversor. Para tal começou-se por utilizar uma referência das correntes AC de 4,0 A *RMS* e variou-se a tensão no *link* DC para valores de 90 V e 110 V, encontrando-se os parâmetros mais importantes resumidos na Tabela I.4 do Apêndice I. Em geral os parâmetros analisados não apresentam grande variação, com exceção da frequência média de comutação dos SPA, presente na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Frequências médias de comutação por SPA, com variação de  $U_{dc}$  ( $I_{ref} = 4,0$  A)

Parâmetros		Simulação ( $U_{dc}$ (V))			Experimental ( $U_{dc}$ (V))		
		90	100	110	90	100	110
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	4,27	5,09	5,69	3,49	4,05	4,51

Verificou-se que com a diminuição da tensão no *link* DC ocorre também uma diminuição da frequência média de comutação, a qual se deve ao facto de agora ser necessário manter os vetores de comando acionados durante mais tempo para atingir as mesmas referências, visto as derivadas das correntes serão menores.

Com o aumento da tensão no *link* DC verifica-se o contrário, sendo necessário comutar mais vezes para que as ondas geradas sigam corretamente as referências. O aumento da frequência média de comutação é indesejado, pois leva a um aumento das perdas por comutação e também a uma degradação acelerada dos SPA.

Dado estes fatores o valor da tensão no *link* DC deve ser escolhido com base no cenário de implementação pretendido. Valores muito baixos resultam numa redução da frequência de comutação, o que leva a um aumento da eficiência do conversor, mas também restringe o funcionamento do mesmo a potências mais baixas. Em contrapartida a escolha de um valor elevado da tensão no *link* DC permite gerar correntes de maior amplitude, mas reduzem a eficiência do conversor devido ao aumento da frequência média de comutação.

Voltando ao caso de  $I_{ref} = 8,0$  A, apresentado na secção 4.3.2, verificou-se que este não seria implementável com uma tensão no *link* DC de  $U_{dc} = 100$  V. No entanto esta situação poderá ser remediada aumentando a tensão no *link* DC para cerca dos 130 V, apresentando-se na Figura 4.18 a comparação entre  $U_{dc} = 100$  V e  $U_{dc} = 130$  V, em ambiente experimental.

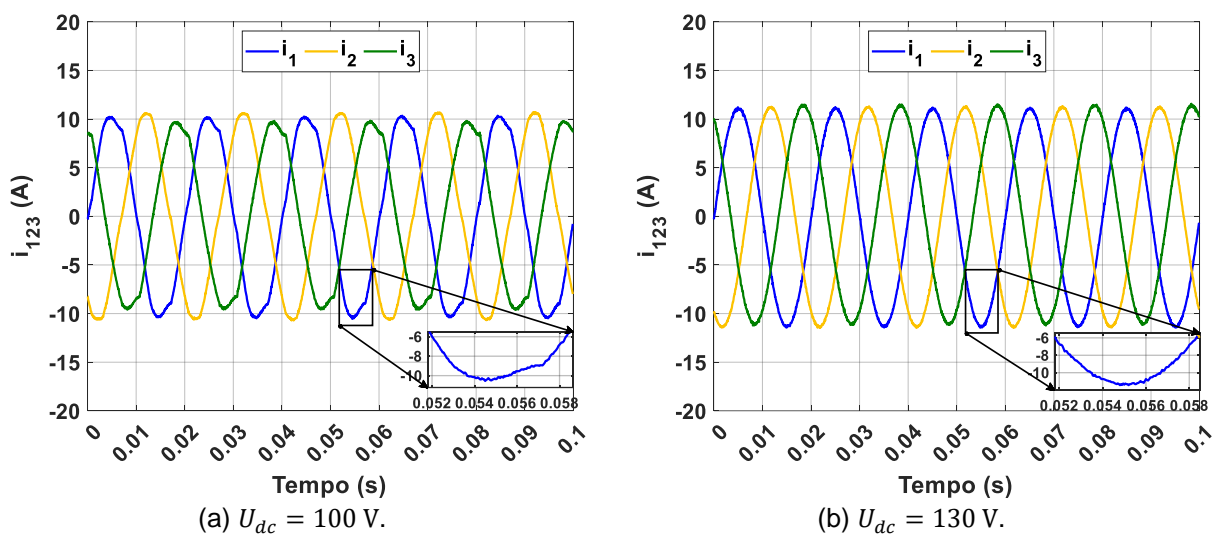


Figura 4.18 – Correntes AC para  $I_{ref} = 8,0$  A, com variação de  $U_{dc}$ , em ambiente experimental.

Como se verifica com o aumento da tensão no link DC já será possível gerar as correntes alternadas sem a distorção presente anteriormente, apresentando um THD de 1,03 % (valor anterior seria 4,57 %). Com este aumento de tensão o conversor consegue atingir potências na ordem dos 700 W, onde anteriormente seria apenas possível atingir os 500 W, com  $I_{ref} = 6,0$  A. Em contrapartida verificou-se um aumento na frequência média de comutação, passando de 3,10 kHz ( $I_{ref} = 6,0$  A com  $U_{dc} = 100$  V) para 4,01 kHz ( $I_{ref} = 8,0$  A com  $U_{dc} = 130$  V).

Quanto ao anterior caso de  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$ , presente na secção 4.3.2, realizou-se um procedimento semelhante, onde agora diminuiu-se a tensão do *link* DC para  $U_{dc} = 70 \text{ V}$ . Os resultados obtidos seguiram um curso semelhante, mas este apresenta ainda valores relativamente elevados de THD para as correntes alternadas (14,14 % para os resultados experimentais e 4,20 % para os resultados de simulação), logo seria necessário alterar mais alguma parametrização do conversor para gerar correntes destas magnitudes. Em termos da frequência média de comutação verificou-se uma diminuição, como seria de esperar, tendo-se agora 2,84 kHz para o caso experimental (anteriormente esta seria 5,02 kHz).

Embora o parâmetro que se verifique ter maior afetação pela variação da tensão do *link* DC seja a frequência média de comutação, esta apenas representa parte da mudança que ocorre no controlo do conversor. Analisando os mapas de utilização dos vetores (presentes na Tabela I.5 do Apêndice I) facilmente verifica-se que com a alteração da tensão no *link* DC o conversor passa a utilizar diferentes vetores de controlo para gerar as correntes alternadas, como se observa pela Tabela 4.6, para o caso experimental.

Tabela 4.6 – Utilização dos vetores de controlo (%), para  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$  e  $I_{ref} = 8,0 \text{ A}$ , com  $U_{dc} = 100 \text{ V}$  e variação de  $U_{dc}$ , para o caso experimental.

$I_{ref}$	Tipo de vetor	$U_{dc} = 100 \text{ V}$	$U_{dc} = 70 \text{ V} / 130 \text{ V}$
<b>0,5 A / 70 V</b>	<b>nulos</b>	1,88%	0,03%
	<b>pequenos</b>	63,48%	12,55%
	<b>médios</b>	25,60%	49,30%
	<b>grandes</b>	9,05%	38,13%
<b>8,0 A / 130 V</b>	<b>nulos</b>	0,00%	0,03%
	<b>pequenos</b>	0,00%	34,40%
	<b>médios</b>	35,60%	39,43%
	<b>grandes</b>	64,40%	26,15%

No caso de  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$  observou-se que inicialmente o controlo teria preferência em utilizar os vetores mais pequenos, visto que seria necessário estar constantemente a mudar o sentido da corrente para seguir corretamente a referência. Com uma tensão no *link* DC de  $U_{dc} = 70 \text{ V}$  verifica-se que agora o controlo utiliza mais vetores médios e grandes, visto as derivadas das correntes apresentarem menor magnitude. No caso de  $I_{ref} = 8,0 \text{ A}$  observa-se que passou-se a utilizar mais uniformemente os pequenos, médios e grandes vetores, visto já existir tensão suficiente no *link* DC para gerar correntes desta magnitude.

Esta mudança no comportamento do controlo do conversor é importante pois permite verificar se este estará a funcionar “confortavelmente” para uma determinada referência. Analisando a derivada de uma onda sinusoidal verifica-se que esta terá diferentes amplitudes ao longo da onda, logo o conversor deverá distribuir a escolha dos vetores pelas várias categorias de vetores disponíveis.

Se este apresenta preferência para uma particular secção de vetores (por exemplo: apenas vetores nulos e pequenos, ou apenas vetores médios e grandes) poderá indicar que o conversor encontra-se a funcionar no limiar das suas capacidades, e deste modo poderá ser útil modificar alguma da sua parametrização para que este se desloque para uma zona de funcionamento mais adequada.

#### 4.3.4. Influência da parametrização dos componentes dinâmicos

Os componentes dinâmicos presentes no conversor (condensadores e bobinas) têm uma função fulcral no funcionamento do mesmo, logo a parametrização destes será importante para que o conversor funcione de forma correta. Estes componentes têm também influência no modo como o algoritmo preditivo determina quais os vetores a aplicar ao conversor. Para verificar a influência da parametrização destes componentes realizaram-se vários testes em ambiente de simulação, visto este apresentam maior liberdade de escolha, e exatidão, dos parâmetros em questão.

Começa-se por determinar a influência da capacidade dos condensadores do divisor capacitivo ( $C_1$  e  $C_2$ ). Para tal utilizou-se uma corrente AC de referência  $I_{ref} = 6,0$  A, e uma capacidade nos condensadores de  $C = 1,1$  mF e  $C = 4,4$  mF, que equivalem, respetivamente, a metade e ao dobro da capacidade utilizada anteriormente. Os resultados encontram-se resumidos na Tabela 4.7, para os testes em ambiente de simulação.

Tabela 4.7 – Resultados de simulação para a variação dos condensadores  $C_1$  e  $C_2$ .

Parâmetros		Capacidade dos condensadores $C_1$ e $C_2$		
		1,1 mF	2,2 mF	4,4 mF
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	5,97	5,99	6,00
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	0,87%	0,68%	0,67%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	53,58%	27,02%	14,17%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2$ (RMS))	4,09%	2,99%	1,58%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	3,57	3,03	2,94
	Potência de perdas (%)	4,22%	3,06%	2,73%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	4,14	3,56	3,37

Como se verifica com o aumento da capacidade nos condensadores do *link* DC obtêm-se uma melhoria de todos os parâmetros analisados no conversor, observando-se o inverso com a diminuição da capacidade. Esta melhoria estará relacionada com o aumento da constante de tempo dos condensadores ( $\tau = RC$ ), o que em termos práticos equivale a uma variação mais lenta da tensão nos condensadores, resultando num menor desequilíbrio entre os condensadores. Este menor desequilíbrio traduz-se na redução do tremor das correntes, o que leva a um aumento da eficiência global do conversor.

Realizou-se o mesmo tipo de análise, mas agora com a variação da indutância das bobinas de filtragem das correntes AC. Utilizou-se uma corrente AC de referência  $I_{ref} = 2,0 \text{ A}$ , e um valor de indutância nas bobinas de filtragem de  $L = 7,5 \text{ mH}$  e  $L = 30 \text{ mH}$ . Os resultados obtidos encontram-se resumidos na Tabela 4.8, para os testes em ambiente de simulação.

Tabela 4.8 – Resultados de simulação para a variação as bobinas  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ .

Parâmetros		Indutância das bobinas $L_1$ e $L_2$		
		7,5 mH	15 mH	30 mH
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	2,00	2,00	2,00
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	2,96%	1,53%	0,88%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	25,91%	26,50%	26,29%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,17%	0,17%	0,27%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	1,01	0,99	0,96
	Potência de perdas (%)	4,35%	4,21%	3,79%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	6,54	6,20	5,10

Semelhante ao que ocorre com a variação dos condensadores verifica-se novamente que em geral os parâmetros analisados apresentam melhorias com o aumento das indutâncias nas bobinas de filtragem das correntes AC. Os únicos parâmetros que apresentam uma diferente tendência são o da variação das tensões nos condensadores e variação da corrente DC. Deduz-se que a razão para esta diferença seja devido ao facto de que para o caso de  $L = 30 \text{ mH}$  o algoritmo preditivo passa a utilizar mais vetores médios e grandes, comparativamente aos dois outros casos. Isto ocorre por duas razões. Uma delas estará relacionada com a diminuição da magnitudes das derivadas das correntes AC, logo será necessário aplicar vetores de controlo maiores para atingir as referências. A outra razão estará relacionada com a queda de tensão mais agravada nas bobinas (devido ao aumento da indutância), o qual leva também ao uso de vetores maiores. Consequentemente com o uso de vetores maiores ocorrem também variações maiores no desequilíbrio dos condensadores.

Note-se que embora o aumento da indutância das bobinas permita melhorar a eficiência do conversor (em termos globais) este acaba por limitar a amplitude máxima das correntes AC, devido à queda de tensão nas bobinas. Anteriormente seria possível atingir correntes na ordem dos  $6,0 \text{ A RMS}$ , com uma tensão no *link* DC de  $U_{dc} = 100 \text{ V}$ . Com as bobinas de  $30 \text{ mH}$  será apenas possível atingir valores na ordem dos  $3,0 \text{ A RMS}$ . Esta situação, no entanto, poderá ser remediada com o aumento da tensão do *link* DC.

Outra desvantagem do aumento das capacidades e indutâncias destes componentes está relacionada com o tempo de resposta do conversor. Com componentes “maiores” o tempo de resposta será maior, o qual poderá afetar o comportamento em modo dinâmico do conversor, como se verifica na secção 4.3.9.

Foi realizado um teste com o intuito de verificar a robustez do controlador preditivo a variações na parametrização do conversor. Para este teste os valores dos componentes dinâmicos foram alterados para  $L_1 = 0,6L$ ,  $L_2 = 0,8L$ ,  $L_3 = 1,2L$ ,  $R_{L1} = 1,8R_L$ ,  $R_{L2} = 1,2R_L$ ,  $R_{L3} = 0,8R_L$ ,  $C_1 = 0,8C$  e  $C_2 = 0,85C$ , onde  $R_L$ ,  $L$  e  $C$  são os valores nominais presentes na Tabela H.1. Para este teste o algoritmo preditivo utilizou a mesma parametrização nominal que anteriormente. Os resultados obtidos encontram-se resumidos na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Resultados de simulação para a variação de  $R$ ,  $L$  e  $C$ , sem alteração do preditivo.

Parâmetros		Parâmetros originais	Parâmetros alterados
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	5,99	5,99
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	0,68%	0,82%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	27,02%	49,75%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	2,99%	4,87%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	3,03	3,23
	Potência de perdas (%)	3,06%	4,55%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	3,56	4,11

Esta variação dos parâmetros, sem alterar a parametrização do algoritmo preditivo, é análoga à implementação física, sendo que na realidade existe sempre uma variação entre os valores dos componentes. Embora se verifique uma diminuição na *performance* geral do conversor, o algoritmo preditivo consegue ainda gerar as correntes com boa qualidade, apresentando um THD ligeiramente superior de 0,82 %, o qual se deve ao tremor da corrente ser ligeiramente superior (Figura I.4) que anteriormente. A variação nos condensadores também aumenta, e verifica-se que este tem agora um comportamento (Figura I.5) mais semelhante aquele que foi observado em ambiente experimental. Um detalhe importante também observado diz respeito à frequência de comutação. Anteriormente esta seria igualmente distribuída por todos os braços, mas agora tem-se  $f_1 = 3,49$  kHz,  $f_2 = 6,07$  kHz e  $f_3 = 2,77$  kHz, para cada braço, respetivamente. Esta irregularidade na frequência de comutação deve-se ao desequilíbrio das indutâncias e resistências de perdas das bobinas, sendo agora necessário comutar mais vezes em alguns dos braços para o conversor convergir à referência. Esta irregularidade foi também observada no protótipo laboratorial para algumas situações, embora com menor divergência, o que alude a um desequilíbrio dos parâmetros referidos no sistema físico.

#### 4.3.5. Influência da frequência de amostragem

A frequência de amostragem das grandezas elétricas é um fator importante no dimensionamento do conversor, visto esta estar relacionada com diversos parâmetros, como por exemplo o dimensionamento do filtro das correntes AC e o valor mínimo das derivadas das correntes AC.

Para avaliar a influência deste parâmetro foram realizados testes, em ambiente de simulação e laboratorial, para uma corrente AC de referência de  $I_{ref} = 6,0 \text{ A RMS}$  e valores de frequência de amostragem  $f_s = 40 \text{ kHz}$  e  $f_s = 10 \text{ kHz}$ . Os parâmetros analisados nestes testes encontram-se na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Resultados para a variação da frequência de amostragem.

Parâmetros		Simulação			Experimental		
		Frequência de amostragem (kHz)			Frequência de amostragem (kHz)		
		10	20	40	10	20	40
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	5,99	5,99	5,99	5,95	5,97	5,99
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	1,32%	0,68%	0,37%	1,68%	1,23%	0,91%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	43,23%	27,02%	15,81%	28,22%	26,12%	25,04%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	3,27%	2,99%	2,42%	5,56%	4,55%	4,17%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	6,08	3,03	1,62	8,79	7,77	3,21
	Potência de perdas (%)	4,22%	3,06%	2,73%	14,24%	14,81%	14,83%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	1,75	3,56	7,74	1,47	3,10	6,14

Em geral os resultados obtidos em simulação e experimentalmente seguem a mesma tendência, obtendo-se uma melhor *performance* do conversor para frequências de amostragem superiores. O único parâmetro que apresenta uma tendência diferente, no caso experimental, é a potência de perdas, a qual se poderá atribuir às perdas por comutação (as quais crescem com o aumento da frequência de comutação), não encontrando-se estas presentes em ambiente de simulação. No entanto visto que os valores experimentais são muito próximos não é possível tirar conclusões determinísticas acerca dos mesmos. Realizou-se também um teste com  $I_{ref} = 0,5 \text{ A}$  e  $f_s = 40 \text{ kHz}$ , onde se verificou uma melhoria significativa das correntes AC geradas pelo conversor, visto agora ser possível realizar o seguimento destas correntes com menor erro, encontrando-se os resultados obtidos na Tabela I.6. As correntes AC e as tensões dos condensadores, para ambos os testes, apresentam-se em detalhe na secção I.1 do Apêndice I (Figura I.6 - Figura I.11).

#### 4.3.6. Redução da tensão em modo comum $u_{cm}$

Para reduzir a tensão em modo comum utilizaram-se apenas os vetores que produzem baixo CMV, segundo descrito na secção 3.4.3. A variação de  $u_{cm}$  foi monitorizada através do seu valor RMS, em ambiente de simulação e experimentalmente, neste último caso com recurso a um multímetro *True RMS*, no modo de tensão alternada. Sem aplicar a técnica de redução da CMV obtiveram-se valores de  $u_{cm} = 13,48 \text{ V}$  e  $u_{cm} = 13,73 \text{ V}$ , para a simulação e protótipo laboratorial, respetivamente. Com a redução da CMV estes valores passam a ser de  $u_{cm} = 12,30 \text{ V}$  e  $u_{cm} = 12,31 \text{ V}$ . Comprovando-se que de facto é possível reduzir a CMV através da restrição dos vetores de controlo utilizados. A Figura I.12 ilustra, em detalhe, a tensão  $u_{cm}$  para o teste em ambiente de simulação.

### 4.3.7. Redução da frequência média de comutação

A implementação da redução da frequência média de comutação, através de um novo objetivo de controlo na função de custo (descrito na secção 3.4.2), foi testada em ambiente de simulação e experimentalmente. Este custo terá um peso associado, permitindo controlar a prioridade deste novo objetivo de controlo. Foram realizados testes com valores de peso  $\rho_{C_c} = 0,001$  e  $\rho_{C_c} = 0,01$ , obtendo-se os resultados presentes na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Resultados obtidos para a redução da frequência média de comutação.

Parâmetros		Simulação			Experimental		
		$\rho_{C_c}$			$\rho_{C_c}$		
		0	0,001	0,01	0	0,001	0,01
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	5,99	5,99	5,99	5,97	5,97	5,98
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	0,68%	0,72%	0,84%	1,23%	1,34%	1,56%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a Udc/2)	2,99%	2,87%	3,27%	4,55%	4,48%	5,18%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	3,56	3,50	1,84	3,10	2,98	1,78

Os resultados obtidos demonstram que o controlador preditivo consegue implementar este novo objetivo de controlo com valores de peso  $\rho_{C_c}$  inferiores a 0,01, observando-se já alguma perturbação considerável das correntes AC para valores superiores a 0,01, tanto em simulação como experimentalmente.

Para um peso  $\rho_{C_c} = 0,001$  não existe muita variação dos parâmetros analisados, mas observou-se uma menor variação nos condensadores, a qual se presume estar relacionada com o modo como a nova função de custo afeta a escolha dos vetores de controlo. Focando-se nos testes com o peso  $\rho_{C_c} = 0,01$  verifica-se uma redução considerável na frequência de comutação (48,31 % para a simulação e 42,58 % para o caso experimental), mas o conversor consegue ainda gerar as correntes AC com baixo tremor (Figura I.13) e consegue também manter o equilíbrio dos condensadores, embora com uma variação um pouco superior.

Estes resultados permitem concluir que é possível reduzir a frequência de comutação com pouca perturbação dos objetivos base (geração das correntes AC e equilíbrio dos condensadores). Esta redução permite aumentar a eficiência do conversor, principalmente quando este trabalha com potência elevadas, e também aumentar o tempo de vida útil dos semicondutores ativos de potência, logo, para alguns cenários, poderá ser útil sacrificar alguns dos outros parâmetros para implementar este novo objetivo.

#### 4.3.8. Influência do peso $\rho_{U_c}$ sobre o conversor

Na função de custo implementada foi incorporado um peso  $\rho_{U_c}$  que permite ajustar a prioridade do mecanismo de equilíbrio das tensões dos condensadores. Para avaliar a influência deste parâmetro, sobre o conversor, foram realizados vários testes com valores de  $\rho_{U_c} = 1$ ,  $\rho_{U_c} = 0,5$  e  $\rho_{U_c} = 0,1$ , em ambiente de simulação e experimentalmente, obtendo-se os resultados presentes na Tabela 4.12.

Tabela 4.12 – Resultados obtidos para a variação do peso  $\rho_{U_c}$ .

Parâmetros		Simulação				Experimental			
		Peso $\rho_{U_c}$				Peso $\rho_{U_c}$			
		1	0,5	0,1	0,01	1	0,5	0,1	0,01
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	5,91	5,92	5,95	5,99	5,74	5,98	5,95	5,97
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	1,81%	1,61%	1,10%	0,68%	3,04%	2,55%	1,74%	1,23%
Corrente DC	Variação (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}$ )	64,28%	55,56%	40,25%	27,02%	42,74%	36,92%	30,18%	26,12%
Condensadores	Variação (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2$ )	0,41%	0,58%	1,40%	2,99%	1,46%	1,38%	2,41%	4,55%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	7,12	6,72	4,82	3,03	2,88	5,05	9,24	7,77
	Potência de perdas (%)	4,62%	4,11%	3,27%	3,06%	14,97%	15,04%	14,93%	14,81%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	3,18	3,41	4,10	3,56	2,50	2,62	3,12	3,10

Antes de analisar os resultados será de notar que para valores do peso acima de  $\rho_{U_c} = 1$  as correntes AC apresentam já uma distorção considerável, logo estes não são considerados. Também para valores abaixo de  $\rho_{U_c} = 0,01$  os resultados não apresentam grande variação, portanto considerou-se este o limite mínimo.

Analisado agora os resultados presentes na Tabela 4.12 verifica-se que com o aumento do peso  $\rho_{U_c}$  a variação na tensão dos condensadores diminui, indicando que o equilíbrio nos condensadores, de facto, terá maior prioridade. Em contrapartida o outro objetivo de controlo (geração das correntes AC) terá menor prioridade, como se verifica pelo aumento do THD das correntes AC e também pela maior dificultada em atingir o valor RMS das referências.

Para corrigir mais prontamente a variação da tensão nos condensadores é necessário que a fonte DC forneça uma maior quantidade de corrente (em amplitude) para este propósito. Esta amplitude adicional manifesta-se numa maior variação da corrente DC, sendo esta comprovada pelos resultados obtidos.

Tal como se verificou anteriormente a potência reativa diminui com a diminuição do tremor das correntes AC, e a potência de perdas segue a mesma tendência, verificando-se isto em ambiente de simulação. Para o caso experimental verifica-se uma tendência diferente, mas visto os valores, ao longo dos vários testes, apresentarem-se próximos não é possível concluir se esta variação deve-se a diferenças entre os modelos ou se está relacionada com outros fenómenos, como por exemplo a variação no sincronismo com a REE.

Um dos parâmetros mais interessantes a analisar é a frequência de comutação, onde verifica-se que esta vai aumentando com a diminuição do peso, até  $\rho_{U_C} = 0,1$ , sendo que abaixo deste valor a mesma tem uma tendência contrária. Para analisar esta situação classificaram-se os vetores de controlo segundo a sua afetação no equilíbrio dos condensador (Tabela I.7), onde se verifica que temos apenas dois tipos de vetores, os vetores “off”, onde apresentam derivadas dos condensadores nulas, e os vetores “on”, onde as derivadas já deixam de ser nulas.

O caso  $\rho_{U_C} = 0,1$  apresenta aproximadamente o mesmo número de vetores “off” e “on” (49,50 % e 50,50 %, respetivamente, em ambiente laboratorial). Para valores abaixo de  $\rho_{U_C} = 0,1$  destacam-se os vetores “on”, resultando numa maior variação da tensão nos condensadores, e para valores acima de  $\rho_{U_C} = 0,1$  verifica-se o inverso. Os valores específicos encontram-se na Tabela I.8, do Apêndice I. Assume-se então que  $\rho_{U_C} = 0,1$  será um valor de equilíbrio entre os dois objetivos de controlo (geração das correntes AC e equilíbrio dos condensadores), resultando num maior número de comutações visto que o algoritmo estará constantemente a tentar corrigir ambos os erros. Para valores acima e abaixo de  $\rho_{U_C} = 0,1$  o algoritmo terá preferência num dos objetivos (a maioria do tempo), logo o número de comutações diminui visto este deixar o objetivo com menor preferência acumular erro até atingir um ponto limiar, onde será necessário agir para o reduzir.

#### 4.3.9. Controlo das correntes AC em regime dinâmico

O comportamento dinâmico do controlador preditivo foi avaliado através de uma variação, em degrau, da referência das correntes AC  $I_{ref}$ , encontrando-se a progressão destas correntes, experimentais e de simulação, na Figura 4.19.

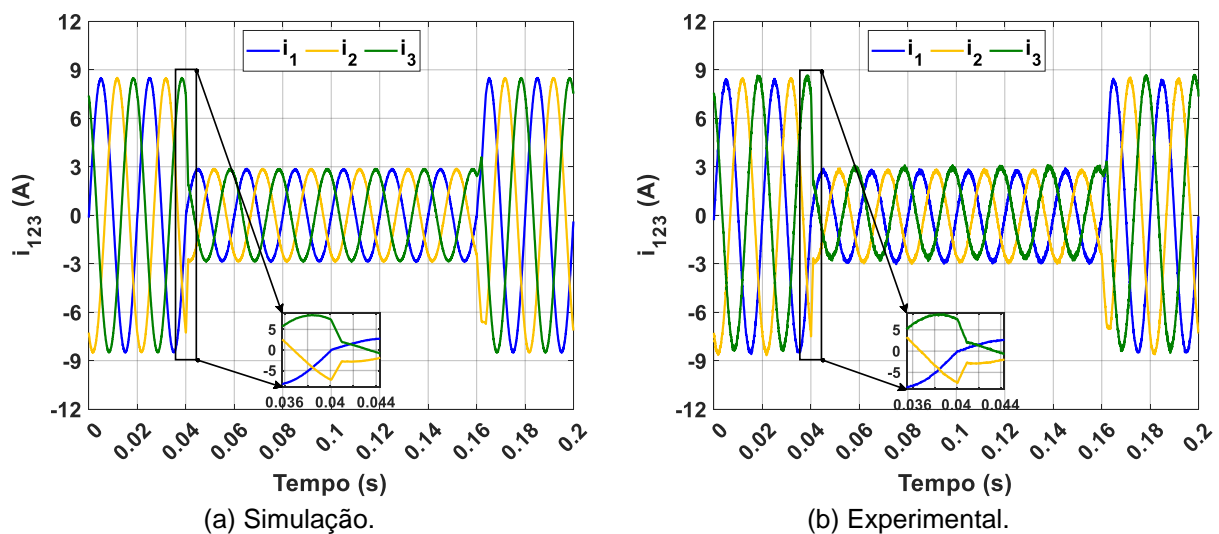


Figura 4.19 – Correntes AC para o teste de variação da amplitude da referência  $I_{ref}$ .

Começou-se com correntes AC de 6 A e após 2 ciclos da rede variou-se estas para 2 A. As correntes foram mantidas nesta nova referência durante 6 ciclos da rede, comutando-se depois novamente para os 6 A. Os resultados experimentais seguem o mesmo comportamento que aqueles obtidos em simulação, permitindo confirmar que esta modela adequadamente o protótipo laboratorial. Os tempos de resposta em ambos os cenários são também muito semelhantes, obtendo-se aproximadamente 1 ms para a variação 6 A → 2 A, e 4 ms para a variação 2 A → 6 A. Presume-se que esta variação nos tempos de resposta seja devido ao pico da tensão que ocorre no link DC (Figura I.16) durante a comutação para uma corrente de menor amplitude. Este pico provoca derivadas, das correntes, de maior magnitude, permitindo atingir as novas referências mais rapidamente.

Estes tempos de resposta rápidos são essenciais quando utilizadas malhas de controlo externas, mas podem ser problemáticos quando apenas considerada a malha do controlador preditivo, devido à variação brusca da corrente. O controlador preditivo irá comutar para as novas referências tão rapidamente quanto o conversor o permite, não existindo nenhum parâmetro que permita facilmente alterar a velocidade de resposta. No entanto, esta pode ser manipulada através de uma variação da referência em rampa, como se verifica pela Figura I.14, onde a variação foi feita ao longo de 2 ciclos da rede. Estes tempos são também afetados pela parametrização do conversor. Por exemplo, consegue-se reduzir os tempos de resposta para metade com uma redução, na mesma proporção, da indutância das bobinas de filtragem (Figura I.15).

Avaliou-se também a resposta dinâmica do mecanismo de equilíbrio dos condensadores. Para tal provocou-se propositadamente um desequilíbrio considerável entre os condensadores, através da colocação de uma resistência, de 14 Ω, em paralelo com o condensador  $C_1$ , sendo esta depois retirada para verificar a resposta do mecanismo de equilíbrio, obtendo-se os seguintes resultados.

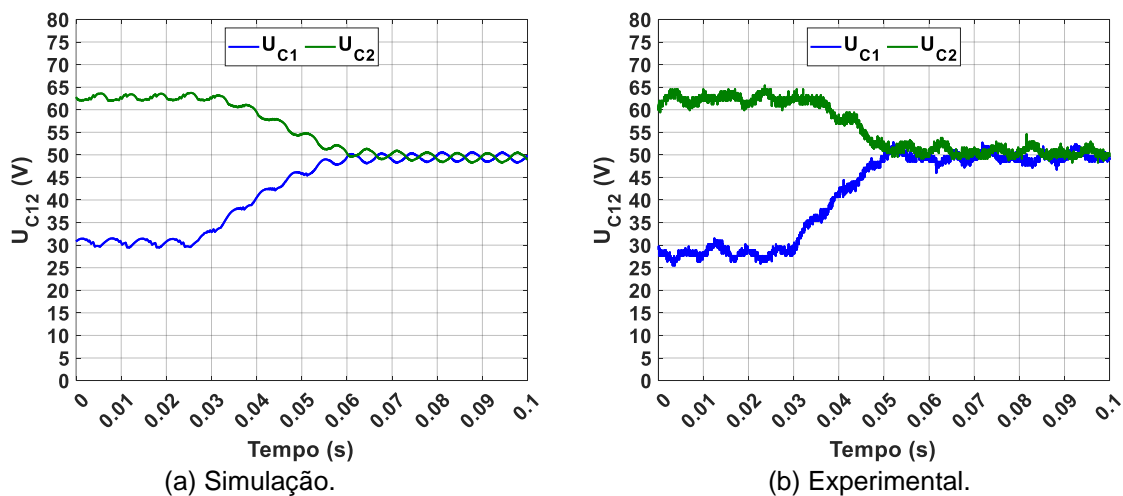


Figura 4.20 – Tensões nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  para uma recuperação de um desequilíbrio.

Tanto em simulação como experimentalmente verificou-se que foi possível recuperar do desequilíbrio em aproximadamente 25 ms, no entanto os resultados experimentais conseguem ser um pouco mais rápidos, o que poderá ser devido a valores mais baixos da capacidade dos condensadores no protótipo laboratorial.

#### 4.4. Resultados para o modo de controlo da tensão do link DC (modo 2)

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos em ambiente de simulação e experimentalmente para o modo de controlo da tensão do *link* DC (modo 2). Este modo funciona com o conversor em modo retificador, tendo-se agora uma resistência de carga conectada ao *link* DC. A parametrização do lado AC, conversor multinível e controlador preditivo será a mesma que no modo 1. A parametrização, nominal, utilizada nos testes do modo 2 encontra-se na Tabela H.2 do Apêndice H.

##### 4.4.1. Controlo da tensão do *link* DC em regime estacionário

Para realizar os testes do modo 2 foi conectada ao link DC uma resistência de carga de aproximadamente 50  $\Omega$ , substituindo a fonte DC. Esta resistência não representa adequadamente uma bateria, sendo apenas utilizada para verificar que o controlador do link DC estaria bem dimensionado e conseguiria seguir a referência da tensão  $U_{dcref}$ . Utilizou-se uma referência da tensão do *link* DC de  $U_{dcref} = 100$  V, e obtiveram-se os resultados ilustrados na Figura 4.21.

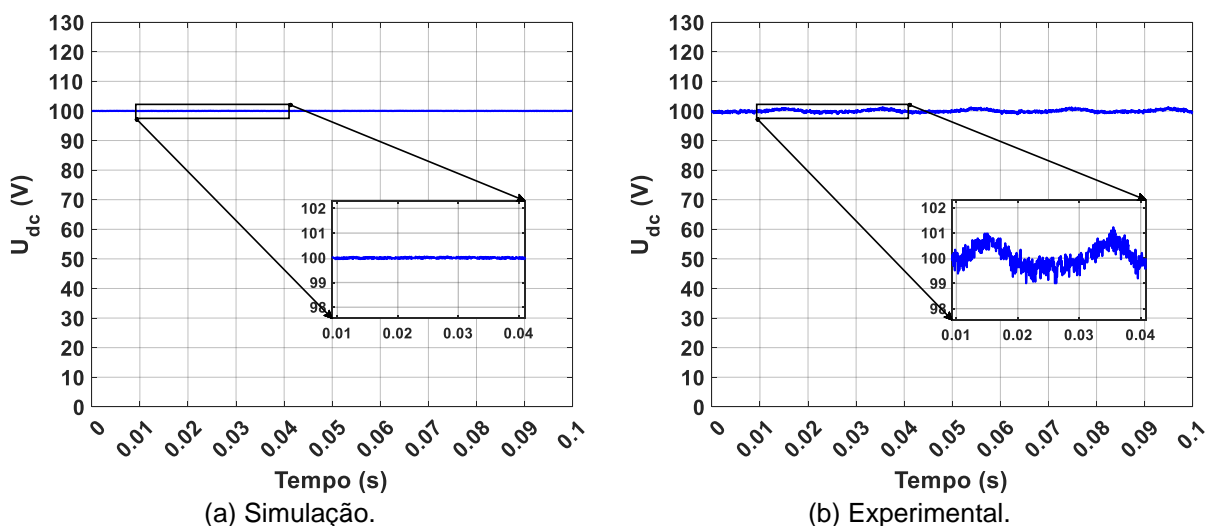


Figura 4.21 – Tensão no link DC em regime estacionário com o controlador PI.

Em ambos os ambientes de teste o valor RMS da tensão do *link* DC é de 100 V, mostrando que o controlador consegue seguir corretamente a referência.

No entanto verifica-se que em ambiente experimental existe claramente uma maior variação da tensão  $U_{dc}$ , apresentado valores de 1,39 %, comparativamente aos 0,07 % da simulação. Modificando os parâmetros da simulação para criar um desequilíbrio entre as indutâncias das bobinas, tal como realizado na secção 4.3.4 para verificar a robustez do controlador preditivo, observa-se que ocorre um aumento da variação da tensão  $U_{dc}$  (Figura I.17), presumindo-se que seja esta a razão pela maior variação presente nos resultados experimentais.

Foi também realizado um teste para garantir que o controlador PI da tensão do link DC não estaria a comprometer o controlador preditivo das correntes AC. Para tal desativou-se o controlador PI, mantendo-se apenas ativo o controlador preditivo, e a corrente AC de referência  $I_{ref}$  foi manualmente configurada para obter aproximadamente 100 V no link DC. Os resultados obtidos (Tabela I.9) apresentam muito pouca variação entre eles, tanto em ambiente de simulação como experimentalmente, comprovando que, de facto, os dois controladores conseguem funcionar relativamente bem em conjunto, seguindo adequadamente os seus objetivos de controlo.

#### 4.4.2. Influência da parametrização do controlador PI em regime estacionário

Os parâmetros utilizados para dimensionar o controlador PI são os coeficientes proporcional  $k_{pDC}$  e integral  $k_{iDC}$ , calculados com base na largura de banda  $\omega_{DC}$  e no coeficiente de amortecimento  $\xi_{DC}$  segundo a equação (3.44). Estes parâmetros foram alterados para determinar a influência que teriam sobre o funcionamento do conversor em regime estacionário. A parametrização exata e resultados obtidos encontram-se resumidos na Tabela I.10 e Tabela I.11, do Apêndice I, para o ambiente de simulação e ambiente experimental, respetivamente.

Verificou-se que em ambiente de simulação a alteração da parametrização do controlador PI não apresenta grandes variações nos valores analisados. No caso experimental já ocorrem maiores variações, e para o caso da parametrização mais exigente ( $\omega_{DC} = 2\pi 40$ ,  $\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$ ) já não é possível realizar o controlo de forma aceitável, ocorrendo uma distorção substancial das correntes AC (Figura I.18). Uma possível justificação para esta diferença poderá estar relacionada com o desequilíbrio das indutâncias em ambiente experimental. Isto, acoplado, ao ruído presente na amostragem das grandezas elétricas poderá provocar uma resposta mais variável do controlador PI, o que resultará numa maior variação dos resultados analisados. Esta maior variação poderá também ser devido ao facto de, em ambiente experimental, o algoritmo preditivo ser implementado dois ciclos à frente, o que resulta num atraso de 1 ciclo quando ocorre uma variação na referência das correntes AC, possivelmente limitando a largura de banda do controlador PI.

No entanto os resultados experimentais seguem uma tendência semelhante aos de simulação. Com o aumento da largura de banda  $\omega_{DC}$  o controlador torna-se mais sensível a pequenas variações, o que acaba por provocar maior distorção nas correntes AC devido à resposta de controlo ser mais variável. Por sua vez isto influencia negativamente o controlo do *link* DC, apresentando este maior variação da tensão  $U_{dc}$ . O coeficiente de amortecimento  $\xi_{DC}$  terá também influência na variação da resposta de controlo, sendo que para coeficientes menores a resposta varia menos, permitindo obter melhores resultados.

#### 4.4.3. Controlo da tensão do *link* DC em regime dinâmico

Analisou-se a resposta dinâmica do controlador PI em vários cenários, começando pela variação da referência da tensão no link DC  $U_{dcref}$ . Para tal o conversor foi ligado com uma referência de  $U_{dcref} = 100$  V e após estabilizar esta foi comutada para  $U_{dcref} = 80$  V. A Figura 4.22 ilustra a variação da tensão no *link* DC e das correntes AC para o teste realizado em ambiente experimental.

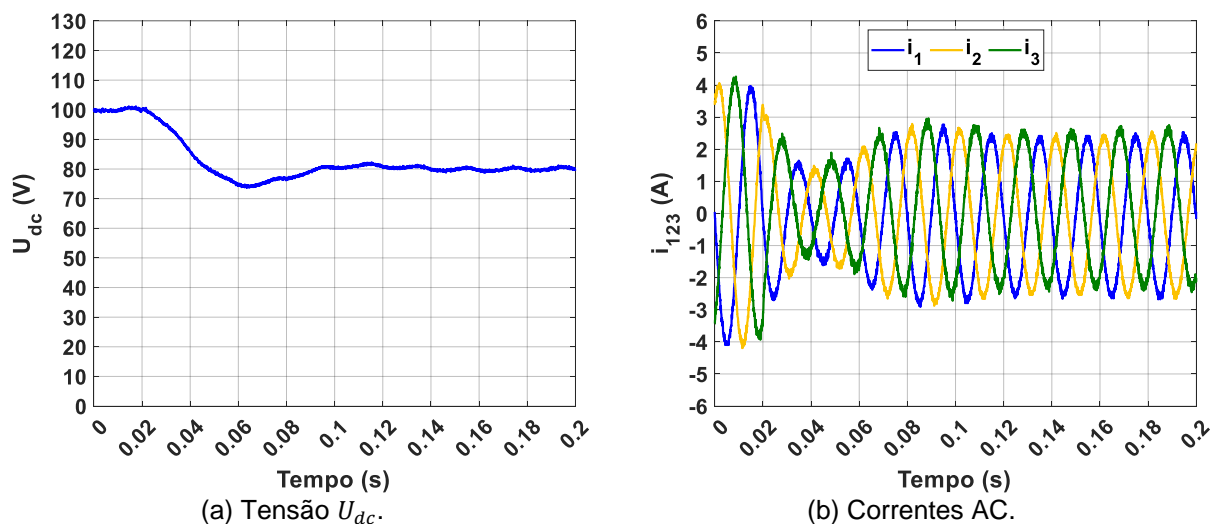


Figura 4.22 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$  de 100 V para 80 V, em ambiente experimental.

A tensão do *link* DC apresenta uma pequena oscilação (8,65 % face ao valor final) na transição para a nova referência. Obteve-se um tempo de descida de 27,25 ms mas, devido à oscilação, a tensão só acaba por estabilizar, dentro de 2 % do valor final, após cerca de 98,32 ms. Esta oscilação provoca também uma oscilação na amplitude das correntes alternadas, mas estas aparentam comutar sem distorção. Realizou-se um outro teste, semelhante ao anterior, mas agora comutando a referência para  $U_{dcref} = 120$  V, apresentando-se os resultados para o ambiente experimental na Figura I.19.

Os resultados apresentam um tempo de subida de  $33,38\text{ ms}$ , com uma oscilação de  $4,69\%$ , estabilizando em aproximadamente  $79,94\text{ ms}$ . Ambos os testes realizados em ambiente experimental apresentam-se muito semelhantes aos obtidos em ambiente de simulação (Figura I.20 e Figura I.21), encontrando-se os detalhes deste último na Tabela I.12 e Tabela I.13.

Foi também realizado um outro teste para verificar a resposta dinâmica do controlador PI, onde agora a variação seria provocada no próprio sistema a controlar. Para tal foi substituída a resistência de carga  $R_{load}$  por uma de  $35\ \Omega$  e o conversor foi ligado com uma referência da tensão  $U_{dcref} = 100\text{ V}$ . Após a tensão estabilizar comutou-se a resistência para uma outra de  $50\ \Omega$ , com o intuito de verificar se o controlador PI conseguiria manter o seguimento da referência da tensão do *link* DC. A Figura 4.23 ilustra a progressão da tensão do *link* DC, e correntes AC, em ambiente experimental.

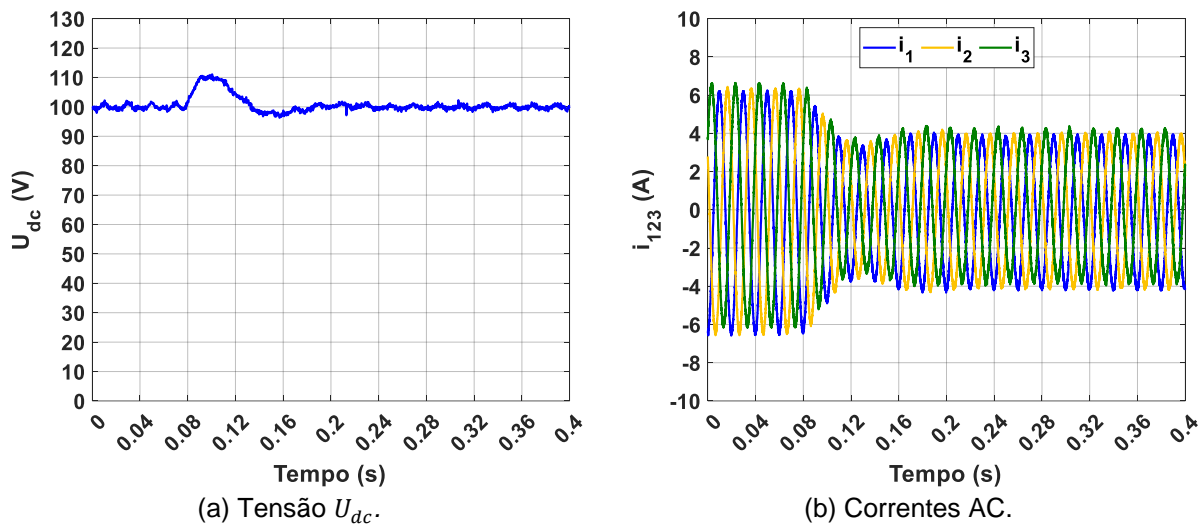


Figura 4.23 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da carga do link DC de  $R_{load} = 35\ \Omega$  para  $R_{load} = 50\ \Omega$ , em ambiente experimental.

Ao comutar para uma carga de maior valor a tensão do *link* DC aumenta, e o controlador PI reage a este aumento com a diminuição da corrente de referência, de modo a recuperar a tensão do *link* DC. O aumento da tensão é na ordem dos  $110\text{ V}$ , e ocorre também uma pequena queda da tensão, antes de estabilizar, na ordem dos  $97\text{ V}$ . O processo de recuperação da tensão demora aproximadamente  $108\text{ ms}$ . Realizou-se um procedimento semelhante, onde agora comutou-se de uma carga de  $50\ \Omega$  para uma carga de  $35\ \Omega$ , encontrando-se presentes os resultados experimentais na Figura I.22. O controlador consegue recuperar a tensão num período aproximadamente igual ao caso anterior, mas neste caso ocorre uma queda da tensão para aproximadamente  $90\text{ V}$ , e ocorre também uma pequena oscilação, antes de estabilizar, na ordem dos  $102\text{ V}$ .

Tal como anteriormente os resultados experimentais seguem os de simulação (Figura I.23 e Figura I.24), encontrando-se estes últimos detalhados na Tabela I.14 e Tabela I.15 do Apêndice I.

#### 4.4.4. Influência da parametrização do controlador PI em regime dinâmico

Verificou-se também que influência a parametrização do controlador PI teria em regime dinâmico. Para tal os testes da seção anterior foram repetidos para as diversas parametrizações já anteriormente testadas na seção 4.4.2. A Tabela 4.13 contém os resultados obtidos para a variação da referência da tensão do link DC, de  $U_{dcref} = 100$  V para  $U_{dcref} = 80$  V, em ambiente experimental.

Tabela 4.13 – Resultados experimentais para o teste de variação da tensão do *link* DC de  $U_{dcref} = 100$  V para  $U_{dcref} = 80$  V.

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	<i>Undershoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	3,84%
	<i>Preshoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	10,55%	7,75%	7,92%	9,75%	9,99%
Tempos	Tempo até estabilizar (ms)	321,47	108,61	31,84	68,04	107,65

Como se verifica a variação da parametrização do controlador PI tem um efeito mais substancial, em regime dinâmico, que aquele observado anteriormente em regime estacionário. Com o aumento da largura de banda  $\omega_{DC}$  o controlador consegue estabilizar mais rapidamente na nova referência da tensão do *link* DC. A redução do coeficiente de amortecimento  $\xi_{DC}$  torna a resposta mais oscilatória, provocando o *undershoot* da tensão e aumentando também o tempo que esta demora para estabilizar. Os testes de variação da carga  $R_{load}$  apresentam um comportamento muito semelhante aos de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$ , relativamente aos tempos de recuperação.

Em geral os testes realizados em ambiente experimental mostram resultados semelhantes aos obtidos em ambiente de simulação, tanto nos testes de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$ , como nos de variação da carga  $R_{load}$ . Estes últimos apresentam alguma variação (entre os resultados experimentais e de simulação), a qual se presume estar relacionada com o método de comutação da carga a nível experimental. Sendo que este foi realizado manualmente não seria possível comutar sempre na mesma posição temporal, afetando um pouco os resultados obtidos.

Os detalhes dos diversos testes realizados encontram-se resumidos na seção I.2 do Apêndice I, começando na Tabela I.12 e terminando na Tabela I.18.

## 4.5. Resultados para o modo de carregamento da bateria (modo 3)

Nesta secção são apresentados os resultados para o modo de carregamento da bateria (modo 3). Os testes foram realizados sobre o modelo de simulação ilustrado na Figura 4.7, e a parametrização completa do conversor, bateria, e controladores utilizados encontra-se resumida na Tabela H.3. Em termos de controlo, o carregamento da bateria é muito semelhante ao modo 2, adicionando-se agora o algoritmo de controlo do carregamento, cuja função é gerar os limites de tensão e corrente que o controlador PI do *link* DC deve seguir durante o processo de carga da bateria.

### 4.5.1. Resultados do carregamento da bateria com o protocolo *multi* CC-CV

Começa-se por apresentar os resultados do carregamento da bateria com o protocolo de carregamento *multi* CC-CV (descrito na secção 2.3.3). Para implementar este método é primeiro necessário definir o número de fases e os limites de tensão e corrente para cada uma destas. O modelo da bateria utilizada em simulação apresenta uma variação da tensão entre os 2,8 V e os 4,221 V. Visto o artigo referente ao protocolo *multi* CC-CV [48] utilizar também uma bateria com características semelhantes decidiu-se utilizar a mesma parametrização, encontrando-se esta na Tabela 4.14.

Tabela 4.14 – Parametrização do protocolo de carregamento *multi* CC-CV.

Fase de carregamento	Tensão máxima (célula)	Tensão máxima (bateria)	Corrente máxima (DC)
1	3,80 V	121,60 V	3C A
2	4,0 V	128,0 V	3C A
3	4,10 V	131,20 V	2C A
4	4,221 V	135,072 V	0,5C A

É também necessário definir a corrente mínima de carregamento  $I_{batmin}$ , escolhendo-se um valor de 0,1C A. Note-se que as correntes aqui presentes estão parametrizadas em relação à capacidade da bateria, a qual seria de 20 Ah. Uma corrente de 3C equivale a 3 vezes a capacidade máxima, logo 60 A.

A Figura 4.24 ilustra a tensão e corrente da bateria, com referência ao estado de carga, durante o processo de carregamento com o protocolo *multi* CC-CV. O processo total prolonga-se ao longo de 4370 segundos (aproximadamente 1 hora e 13 minutos), com um valor eficaz da corrente DC de 21,82 A, o que equivale a aproximadamente 1C A.

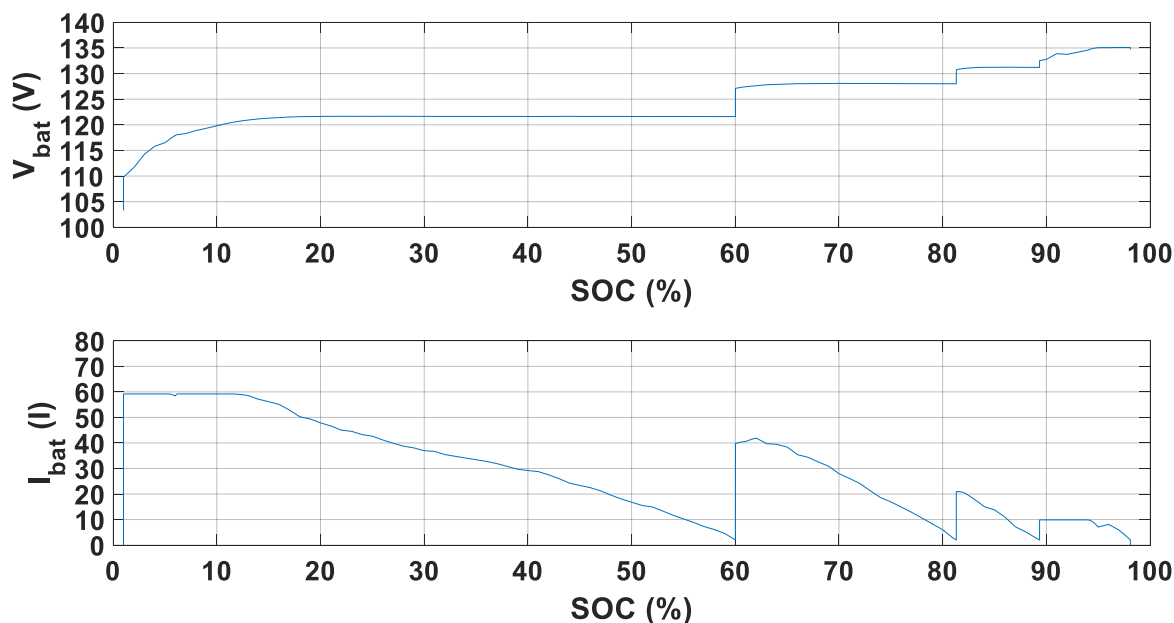


Figura 4.24 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo *multi* CC-CV, com referência ao SOC.

Comparando os resultados obtidos com aqueles presentes no artigo (Figura 2.10 (a)) verifica-se que na fase 2 e 3 de carregamento não foi possível atingir a corrente máxima de carregamento, visto a tensão já se encontrar no valor máximo, logo o controlador PI diminui a corrente para regular esta tensão. Além deste pormenor o restante comportamento das grandezas elétricas mostra-se muito semelhante, o que comprova que o modelo da bateria utilizado em ambiente de simulação representa adequadamente uma bateria real.

O algoritmo de carregamento e controlador PI conseguiram também desempenhar as suas funções, respeitando os limites de tensão e corrente em cada uma das fases do carregamento. O algoritmo utilizado poderá também ser modificado para implementar o tradicional carregamento CC-CV. Para tal será apenas necessário modificar os valores das diversas fases de carregamento de modo que estes correspondam aos parâmetros do protocolo CC-CV. Para testar este protocolo de carregamento definiu-se o valor limiar da tensão para 4,221 V, e a corrente máxima para o valor eficaz observado anteriormente (1C A), encontrando-se os resultados na Figura I.25. Os resultados apresentam um tempo de carga ligeiramente inferior que o anterior, na ordem de 1 hora e 7 minutos. Isto demonstra que o protocolo *multi* CC-CV será mais lento a carregar a bateria, quando consideradas correntes de carregamento médias semelhantes. Isto ocorre devido à fase CV do carregamento ser relativamente mais lenta, e com menor potência média, que a CC. Com diversas fases de carregamento este problema repete-se várias vezes, estendendo o tempo de carregamento. No entanto o tempo de carregamento poderá ser acelerado, com o ajuste dos parâmetros do protocolo.

#### 4.5.2. Influência dos parâmetros do protocolo *multi* CC-CV sobre o carregamento da bateria

Para analisar que influência os parâmetros do protocolo *multi* CC-CV têm sobre o processo de carregamento da bateria decidiu-se realizar vários testes com diferentes parametrizações. Começando por alterar a tensão máxima, por célula, da fase 1 de carregamento, de 3,80 V para 3,85 V, encontrando-se os resultados ilustrados na Figura I.26. Verifica-se que com esta alteração a fase 1 de carregamento estende-se até aos 66 % (em vez de 60 %), e é também finalizada em uma menor quantidade de tempo (1700 s, comparativamente a 1860 s). Isto deve-se ao facto de agora a fase de corrente constante (CC) manter-se durante mais tempo, devido ao maior valor limiar da tensão utilizado. Devido a isto o processo total torna-se também mais rápido (4108 s), poupando cerca de 5 min no carregamento. Realizou-se um teste semelhante, mas agora diminuindo a tensão da fase 1 para 3,75 V, encontrando-se os resultados ilustrados na Figura I.27. Agora verifica-se o inverso do ocorrido anteriormente, finalizando a fase 1 cerca dos 52 %, e demorando o processo total de carregamento cerca de 1 hora de 19 min. Em ambos os casos ocorre também uma variação no nível máximo de corrente que é possível atingir na fase 2, sendo que esta variação deve-se à diferença da tensão entre a fase 1 e 2. Para uma diferença menor a corrente máxima será também menor porque mais rapidamente se atinge a tensão máxima da fase 2, e vice-versa.

Outro parâmetro alterado foi a corrente mínima de carregamento. Começou-se por reduzir a corrente mínima de carregamento para 0,05C, mantendo a restante parametrização. Os resultados obtidos encontram-se ilustrados na Figura I.28. Embora não aparente existir muita diferença com esta alteração note-se que agora o processo de carregamento demora 5182 s, ou seja cerca de 13 min adicionais, comparativamente à parametrização inicial. Aumentando a corrente mínima para 0,2 C produz resultados com uma tendência semelhante (Figura I.29), sendo que agora o tempo de carregamento reduz-se para apenas 3730 s, aproximadamente 1 hora e 2 min. Este parâmetro tem também influência sobre o valor final de SOC do carregamento. Para atingir um valor de 100 % seria necessário ter uma corrente final de carregamento nula. Como tal não é o caso o valor final de SOC será sempre inferior. Para o caso de  $I_{batmin} = 0,2C$  A obteve-se um SOC final de 97,5 %, e para  $I_{batmin} = 0,05C$  A o SOC final foi de 98,4 %.

Note-se que a alteração destes parâmetros foi realizada com o intuito de analisar a variação que ocorre durante o processo de carregamento com o protocolo *multi* CC-CV. Como já referido anteriormente este protocolo tem como intuito acelerar o processo de carregamento, sem sacrificar desnecessariamente a vida útil da bateria, sendo fundamental respeitar a parametrização ideal para cada uma das fases de carregamento deste protocolo (Tabela 4.14).

### 4.5.3. Resultados do estimador do SOC

O estimador do SOC foi também testado, tanto em ambiente de simulação como experimentalmente. Começa-se pelo teste em ambiente de simulação, onde foi realizado o carregamento completo com a parametrização inicial e no fim do carregamento foram comparados os valores do SOC da bateria (saída do modelo da bateria) e o valor do SOC estimado. Os resultados obtidos demonstram que o estimador consegue obter um valor de SOC muito exato, com uma diferença inferior a 0,001 %, o qual seria de esperar, visto o modelo da bateria em ambiente de simulação ser 100% eficiente, ou seja, a bateria armazena toda a energia que lhe é entregue.

Para o caso experimental o conversor foi configurado em modo retificador, com uma carga de  $50 \Omega$  no *link* DC, e o estimador foi modificado para realizar a contagem da energia entregue a esta carga. Esta modificação é relativamente simples, sendo que agora não é realizada a divisão pela capacidade da bateria  $Q_{bat}$  (2.1), realizando-se apenas a integração da corrente DC. Para verificar que os valores obtidos seriam os corretos foi utilizado o analisador de potência Chauvin Arnoux 8332B, no modo de contagem de energia, conectado ao lado AC do conversor. O processo foi depois iniciado, mantendo-se durante um período de 600 s. Após terminar o processo verificou-se que o analisador de potência teria registado 39 VAh, e o estimador de SOC teria registado 35,8 VAh. Note-se que existem perdas associadas ao conversor, logo será necessário corrigir o valor obtido pelo analisador de potência para refletir estas. Durante o processo a potência média medida no lado AC seria aproximadamente 210 W, e do lado DC cerca de 188 W. Isto resulta em uma eficiência de aproximadamente 90 %. Multiplicando este fator de eficiência pela valor do analisador de potência obtém-se 35,1 VAh, o que apresenta-se já mais perto do valor obtido pelo estimador. Note-se também que o mostrador do analisador de potência não apresentava casas decimais para o valor de energia acumulada, portanto este poderia na realidade ser maior, o que reduziria a diferença entre o valor obtido com o analisador e o do estimador de SOC. O ruído de leitura das ADC poderá também afetar este valor, não existindo esta perturbação na simulação. Mesmo assim o valor obtido pelo estimador encontra-se dentro de 2 % do valor obtido pelo analisador de potência, o qual se considerou ser bom o suficiente para a aplicação em questão (informar o utilizador acerca do progresso do carregamento).

## 4.6. Conclusões

Neste capítulo descrevem-se os ambientes de simulação e o protótipo laboratorial, utilizados para testar o conversor NPC e controladores dimensionados em diversos cenários de implementação.

Os resultados obtidos em simulação e em ambiente experimental seguem a mesma tendência, verificando-se assim que os modelos utilizados em simulação representam adequadamente o protótipo laboratorial do conversor NPC. Começando pelo controlador preditivo das correntes AC verificou-se que este seria capaz de seguir as referências das correntes AC, mantendo também o equilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo. Este controlador foi implementado em modo inversor, tal como é implementada a tecnologia V2G. Verificou-se também que a parametrização do conversor e controlador preditivo têm um grande impacto sobre as ondas AC geradas, sendo que a parametrização ideal dependerá do cenário de implementação pretendido. Testou-se também a implementação de um método alternativo para garantir que são apenas realizadas comutações adjacentes (mapeamento das comutações válidas), onde se verificou que este seria capaz de reduzir o peso computacional do algoritmo preditivo, permitindo utilizar frequências de amostragem na ordem dos 40 kHz, em vez de apenas 20 kHz com o método clássico. Foram também introduzidos novos objetivos ao algoritmo preditivo (redução da frequência média de comutação e redução da tensão em modo comum), verificando-se que este conseguiria seguir estes novos objetivos sem perturbação significativa dos objetivos de controlo primários (seguimento das correntes AC e equilíbrio dos condensadores).

Foi também testado o controlador PI da tensão do *link* DC do conversor, verificando-se que este seria capaz de seguir a referência pretendida, funcionando em conjunto com o controlador preditivo das correntes AC numa malha de controlo. A resposta deste controlador será também afetada pela sua parametrização, mas, comparativamente ao controlador preditivo, verificou-se que esta afetação seria mais pronunciada na resposta dinâmica do conversor, e muito pouco no seu comportamento em regime estacionário. Ambos os controladores apresentam boas respostas dinâmicas, conseguindo responder rapidamente a perturbações no sistema e também comutando rapidamente quando requerida uma variação da referência. O carregamento de baterias foi testado em ambiente de simulação, implementando-se com sucesso o método de carregamento *multi* CC-CV, recorrendo a um controlador PI com parametrização modificada para refletir a dinâmica da bateria. Os testes do estimador de SOC demonstram que este seria adequado para a aplicação em questão (seguimento do SOC durante o processo de carga), tanto em ambiente de simulação como experimentalmente.

## 5. Conclusões

Neste capítulo apresentam-se as conclusões gerais deste trabalho, apresentando também algumas propostas para trabalhos futuros dentro deste tema.

### 5.1. Conclusões gerais

Neste trabalho foi explorado o carregamento de bateria no contexto dos veículos elétricos e também a tecnologia V2G, tendo-se como principal objetivo a construção e controlo de um protótipo laboratorial, de baixa potência, de um conversor multinível NPC para verificar o seu funcionamento em diversos cenários.

O carregamento de veículos elétricos poderá apresentar um peso considerável sobre a rede elétrica de energia, logo o uso de carregadores eficientes e a implementação de tecnologias de suporte, como o V2G, apresentam uma solução que permite reduzir a afetação deste sobre a rede elétrica de energia. Existem 3 tipos característicos de veículos elétricos, os PEV, os HEV e o FCEV, verificando-se que, embora existam diferenças substanciais entre eles, todos partilham um esquema geral semelhante quanto ao carregamento de baterias, sendo necessário recorrer a um conversor para realizar este processo.

Os conversores multinível apresentam características desejáveis para este contexto de aplicação, como por exemplo a baixa distorção harmónica das correntes AC e a possibilidade de utilizar potências elevadas (carregamento rápido). Dos vários tipos de conversores multinível destaca-se a topologia NPC, pois esta apresenta um bom equilíbrio entre o número de componentes (baixo custo), e a complexidade de controlo, sendo largamente utilizada na indústria, o que também a torna uma tecnologia madura, encontrando-se esta bem documentada.

Existem diversos métodos de controlo aplicáveis a este tipo de conversores, mas, de entre os explorados, destaca-se o do controlador preditivo. Este tipo de controlador, embora mais exigente computacionalmente, permite gerar ondas com melhor qualidade (menor distorção harmónica) e apresentam também maior robustez face a variações na parametrização dos sistemas a controlar, comparativamente a outros métodos de controlo clássicos, como o PWM.

Para realizar o dimensionamento dos controladores implementados o conversor NPC foi, inicialmente, modelado no sistema de coordenadas 123 através das suas variáveis de estado. Este modelo foi posteriormente convertido para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , e foram realizadas diversas simplificações do mesmo, com o intuito de reduzir o número total de equações da dinâmica e o seu peso computacional.

Um ponto importante acerca do controlo dos conversores NPC é a importância de garantir que são apenas realizadas comutações adjacentes, entre os SPA de cada braço do conversor. No entanto verificou-se que a abordagem clássica é computacionalmente intensiva, apresentando-se um método alternativo que permitirá reduzir o tempo total da verificação dos vetores válidos, denominado de mapeamento das comutações válidas. Este método poderá ser facilmente incorporado no ciclo principal do algoritmo preditivo, não sendo necessárias grandes alterações ao código original.

O controlo do conversor foi dividido em 3 modos de funcionamento, começando-se pelo modo 1, onde o objetivo foi controlar as correntes AC. Neste modo o conversor encontra-se a funcionar em modo inversor (possibilitando a implementação da tecnologia V2G) e é apenas utilizado o controlador preditivo para realizar o seguimento das referências das correntes AC e também para realizar o equilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo do *link* DC. No modo 2 o conversor é configurado em modo retificador, e o objetivo principal foi a regulação da tensão do *link* DC. Para tal foi implementado um controlador PI, cuja função é gerar as referências das correntes AC que o controlador preditivo terá de utilizar, para garantir que a tensão do *link* DC segue corretamente a referência pretendida. Neste modo o controlador PI funciona numa malha de controlo com controlo interno de corrente, através do controlador preditivo. No modo 3 é implementado o carregamento de baterias. Neste modo os controladores são semelhantes aos do modo 2, mas agora a parametrização do controlador PI da tensão do *link* DC reflete a dinâmica da bateria, e os limites e referências do controlador PI são fornecidos pelo algoritmo de carregamento *multi* CC-CV.

Inicialmente o sistema completo foi modelado em simulação através do software Simulink do MATLAB, de modo a comprovar o correto funcionamento dos controladores e a testar o sistema em diversos cenários. O modelo foi implementado de forma modular, permitindo alterar o conversor e controladores consoante necessário. A parametrização deste modelo e a lógica de controlo (amostragem das grandezas elétricas, natureza cíclica dos controladores, etc) seguem as do protótipo laboratorial, com o intuito de obter resultados semelhantes aos do ambiente experimental. Deste modo foi possível utilizar o modelo de simulação para resolver grande parte dos desafios de implementação que se apresentaram.

O controlo do protótipo laboratorial do conversor NPC foi implementado com recurso a um microcontrolador de baixo custo, baseado na plataforma de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*. Para implementar o controlo foram necessários vários circuitos de monitorização de modo a converter as grandezas elétricas para a gama de valores das ADC do microcontrolador. Foi também necessário utilizar *drivers* para realizar o comando dos IGBT do conversor.

O código foi implementado numa função cíclica que corre à velocidade da frequência de amostragem, encontrando-se este implementado no núcleo 1 do microcontrolador, recorrendo-se, sempre que aplicável, aos aceleradores de *hardware* para reduzir o peso computacional das operações. Com as simplificações aos modelos de controlo, aceleradores de *hardware*, e implementação do método do mapeamento de comutações válidas foi possível utilizar frequências de amostragem na ordem dos 40 kHz, onde inicialmente a limitação seria cerca dos 6,5 kHz.

Os resultados experimentais e de simulação do controlo das correntes AC demonstram que as correntes geradas apresentam baixo tremor (baixa distorção harmónica) e seguem corretamente as referências pretendidas. Verificou-se também que a parametrização do conversor e controlador preditivo tem uma grande influência nas ondas geradas, sendo necessário adaptar ambas ao cenário de implementação pretendido. Implementaram-se também outros objetivos de controlo ao algoritmo preditivo, conseguindo, com sucesso, reduzir a frequência média de comutação e também reduzir a tensão em modo comum, sem afetar significativamente a geração das correntes alternadas. Durante todos os testes verificou-se também que o controlador preditivo conseguia manter o equilíbrio dos condensadores do divisor capacitivo do *link* DC, sendo este necessário para o correto funcionamento do conversor NPC.

Em regime dinâmico o controlador preditivo mostrou-se capaz de responder rapidamente a variações da referência, com tempos de resposta na ordem de 1 ms. Este tempo de resposta rápido é importante quando consideradas malhas de controlo externas, como é o caso do controlador PI, mas quando considerado apenas o controlador preditivo isto poderá ser problemático, principalmente em sistema de elevada potência, devido à rápida variação das correntes. O controlador preditivo dimensionado não apresenta nenhum parâmetro que permita configurar este tempo de resposta, no entanto pode-se facilmente alterar este tempo através de uma variação em rampa das referências. Verificou-se também que o controlador consegue rapidamente recuperar de um desequilíbrio dos condensadores, o qual é importante para garantir o correto funcionamento do conversor NPC.

O controlador PI da tensão do *link* DC demonstrou-se capaz de regular esta tensão tanto em ambiente experimental como em simulação, obtendo-se resultados muito semelhantes nos dois ambientes de teste. A parametrização deste controlador em regime estacionário não apresenta grande influência sobre a regulação da tensão do *link* DC, mas notou-se distorção adicional das ondas AC para parametrizações mais exigentes (controladores mais rápidos), principalmente em ambiente experimental. Assume-se que tal ocorra devido à resposta do controlador PI ser agora mais variável, logo o controlador preditivo terá de trabalhar com referências mais variáveis, aumentando assim o tremor das correntes AC.

Em regime dinâmico verificou-se que o controlador PI é capaz de responder a variações da referência da tensão do *link* DC e também a perturbações no conversor, introduzidas através da alteração da resistência de carga no *link* DC. Nesta situação, comparativamente aos testes em estado estacionário, já se observa que a resposta de controlo tem uma grande dependência da parametrização do conversor. Com o aumento da largura de banda do conversor é possível recuperar das variações mais rapidamente, e com a diminuição do coeficiente de amortecimento reduzem-se as oscilações durante o período de transição. No entanto esta parametrização mais exigente degrada as correntes AC, logo poderá ser desejável sacrificar algum tempo de resposta para obter correntes AC com menor tremor (THD mais baixo).

O carregamento de baterias foi implementado com sucesso em ambiente de simulação com recurso ao método de carregamento *multi* CC-CV. Este método de carregamento visa implementar o carregamento rápido de baterias sem degradar desnecessariamente a bateria, e os resultados obtidos encontram-se de acordo com aqueles obtidos pelos autores deste método, assumindo-se que o modelo de bateria utilizado em simulação consegue representar adequadamente uma bateria física com características semelhantes. O estimador de estado de carga foi também testado em simulação e em ambiente experimental, onde os resultados demonstram que com este método é possível realizar o seguimento do SOC durante o processo de carga da bateria, obtendo-se valores muito próximos dos teóricos.

## **5.2. Trabalhos futuros**

Apresentam-se as seguintes propostas para trabalhos futuros:

- Implementação do carregamento de bateria em ambiente experimental, recorrendo ao conversor já desenvolvido e controlador preditivo;
- Desenvolvimento de um sistema de equilíbrio das células para possibilitar o carregamento a 100 % da bateria, podendo este ser passivo ou ativo;
- Implementação do algoritmo preditivo em ambiente dual-core para possibilitar a utilização de frequências de amostragem mais elevadas;
- Analisar o efeito do carregamento de baterias na rede elétrica de energia através de um modelo de simulação, e verificar a eficácia das tecnologias de *Scheduling* em diversos cenários de carga.

## 6. Referências

- [1] International Energy Agency, «Trends and developments in electric vehicle markets – Global EV Outlook 2021 – Analysis», *IEA*. <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2021/trends-and-developments-in-electric-vehicle-markets> (acedido 22 de dezembro de 2021).
- [2] Governo de Hong Kong, «Roadmap On Popularisation Of Electric Vehicles», mar. 2021, Acedido: 22 de dezembro de 2021. [online]. Disponível em: [https://www.evhomecharging.gov.hk/downloads/ev\\_booklet\\_en.pdf](https://www.evhomecharging.gov.hk/downloads/ev_booklet_en.pdf)
- [3] B. Walton, J. Hamilton, G. Alberts, S. Fullerton-Smith, E. Day, e J. Ringrow, «Electric vehicles - Setting a course for 2030», *Deloitte Insights*. <https://www2.deloitte.com/us/en/insights/focus/future-of-mobility/electric-vehicle-trends-2030.html> (acedido 24 de dezembro de 2021).
- [4] Comissão Europeia, «2030 Climate Target Plan». [https://ec.europa.eu/clima/eu-action/european-green-deal/2030-climate-target-plan\\_en](https://ec.europa.eu/clima/eu-action/european-green-deal/2030-climate-target-plan_en) (acedido 30 de dezembro de 2021).
- [5] Comissão Europeia, «CO2 emission performance standards for cars and vans». [https://ec.europa.eu/clima/eu-action/transport-emissions/road-transport-reducing-co2-emissions-vehicles/co2-emission-performance-standards-cars-and-vans\\_en](https://ec.europa.eu/clima/eu-action/transport-emissions/road-transport-reducing-co2-emissions-vehicles/co2-emission-performance-standards-cars-and-vans_en) (acedido 30 de dezembro de 2021).
- [6] K. J. Dyke, N. Schofield, e M. Barnes, «The Impact of Transport Electrification on Electrical Networks», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n. 12, pp. 3917–3926, dez. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2040563.
- [7] T. Klayklueg e S. Dechanupaprittha, «Impact analysis on voltage unbalance of EVs charging on a low voltage distribution system», em *2014 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, Chonburi, Thailand, mar. 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/iEECON.2014.6925899.
- [8] K. Clement-Nyns, E. Haesen, e J. Driesen, «The Impact of Charging Plug-In Hybrid Electric Vehicles on a Residential Distribution Grid», *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, n. 1, pp. 371–380, fev. 2010, doi: 10.1109/TPWRS.2009.2036481.
- [9] A. Ovalle, J. Fernandez, A. Hably, e S. Bacha, «An Electric Vehicle Load Management Application of the Mixed Strategist Dynamics and the Maximum Entropy Principle», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n. 5, pp. 3060–3071, mai. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2516975.

- [10] D. Proctor, «Driving Change on the Grid—The Impact of EV Adoption», *POWER Magazine*, 2 de março de 2020. <https://www.powermag.com/driving-change-on-the-grid-the-impact-of-ev-adoption/> (acedido 27 de dezembro de 2021).
- [11] K. Zhou, L. Cheng, L. Wen, X. Lu, e T. Ding, «A coordinated charging scheduling method for electric vehicles considering different charging demands», *Energy*, vol. 213, p. 118882, dez. 2020, doi: 10.1016/j.energy.2020.118882.
- [12] T. He, D. D.-C. Lu, M. Wu, Q. Yang, T. Li, e Q. Liu, «Four-Quadrant Operations of Bidirectional Chargers for Electric Vehicles in Smart Car Parks: G2V, V2G, and V4G», *Energies*, vol. 14, n. 1, p. 181, dez. 2020, doi: 10.3390/en14010181.
- [13] J. Dai, M. Dong, R. Ye, A. Ma, e W. Yang, «A review on electric vehicles and renewable energy synergies in smart grid», em *2016 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, ago. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/CICED.2016.7575995.
- [14] T. Jing e A. S. Maklakov, «A Review of Voltage Source Converters for Energy Applications», em *2018 International Ural Conference on Green Energy (UralCon)*, out. 2018, pp. 275–281. doi: 10.1109/URALCON.2018.8544364.
- [15] A. S. Maklakov e A. A. Radionov, «EMC evaluation of three level NPC converter based on space vector PWM», em *2015 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIConRusNW)*, fev. 2015, pp. 236–240. doi: 10.1109/EIConRusNW.2015.7102269.
- [16] N. Ding, K. Prasad, e T. T. Lie, «The electric vehicle: a review», *International Journal of Electric and Hybrid Vehicles*, vol. 9, p. 49, jan. 2017, doi: 10.1504/IJEHV.2017.082816.
- [17] X. Sun, Z. Li, X. Wang, e C. Li, «Technology Development of Electric Vehicles: A Review», *Energies*, vol. 13, n. 1, p. 90, dez. 2019, doi: 10.3390/en13010090.
- [18] E. W. C. Lo, «Review on the configurations of hybrid electric vehicles», em *2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, mai. 2009, pp. 1–4.
- [19] M. Ehsani, K. V. Singh, H. O. Bansal, e R. T. Mehrjardi, «State of the Art and Trends in Electric and Hybrid Electric Vehicles», *Proc. IEEE*, vol. 109, n. 6, pp. 967–984, jun. 2021, doi: 10.1109/JPROC.2021.3072788.
- [20] M. Yilmaz e P. T. Krein, «Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n. 5, pp. 2151–2169, mai. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.

- [21] A. Emadi, Young Joo Lee, e K. Rajashekara, «Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n. 6, pp. 2237–2245, jun. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922768.
- [22] Y. A. Alamoudi, A. Ferrah, R. Panduranga, A. Althobaiti, e F. Mulolani, «State-of-the Art Electrical Machines for Modern Electric Vehicles», em *2019 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*, Dubai, United Arab Emirates, mar. 2019, pp. 1–8. doi: 10.1109/ICASET.2019.8714343.
- [23] M. Yildirim, M. Polat, e H. Kurum, «A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles», em *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, Turkey, set. 2014, pp. 218–223. doi: 10.1109/EPEPEMC.2014.6980715.
- [24] B. Lawson, «Battery Life and How To Improve It», *Electropaedia*. <https://www.mpoweruk.com/life.htm#changes> (acedido 3 de janeiro de 2022).
- [25] H. Ramakrishnan e J. Rangaraju, «Power Topology Considerations for Electric Vehicle Charging Stations». Texas Instruments, setembro de 2020.
- [26] M. Brenna, F. Foiadelli, C. Leone, e M. Longo, «Electric Vehicles Charging Technology Review and Optimal Size Estimation», *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 15, n. 6, pp. 2539–2552, nov. 2020, doi: 10.1007/s42835-020-00547-x.
- [27] C. C. Chan, «The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles», *Proc. IEEE*, vol. 95, n. 4, pp. 704–718, abr. 2007, doi: 10.1109/JPROC.2007.892489.
- [28] Y. Manoharan *et al.*, «Hydrogen Fuel Cell Vehicles; Current Status and Future Prospect», *Applied Sciences*, vol. 9, n. 11, p. 2296, jun. 2019, doi: 10.3390/app9112296.
- [29] U.S. Department of Energy, «Alternative Fuels Data Center: How Do Fuel Cell Electric Vehicles Work Using Hydrogen?» <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-fuel-cell-electric-cars-work> (acedido 5 de janeiro de 2022).
- [30] F. Unterlohner, «Comparison of hydrogen and battery electric trucks». Transport & Environment, junho de 2020.
- [31] C. E. Thomas, «Fuel cell and battery electric vehicles compared», *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 34, n. 15, pp. 6005–6020, ago. 2009, doi: 10.1016/j.ijhydene.2009.06.003.
- [32] EG&G Technical Services, Inc., *Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)*. U.S. Department of Energy, 2004.

- [33] J. M. Kurtz, S. Sprik, G. Saur, e S. Onorato, «Fuel Cell Electric Vehicle Durability and Fuel Cell Performance», National Renewable Energy Laboratory, NREL/TP--5400-73011, 1501675, mar. 2019. doi: 10.2172/1501675.
- [34] C. Daniel, Ed., *Handbook of battery materials. 2, 2.*, Completely rev. and enl. Ed., Reprint. Weinheim: Wiley-VCH, 2012.
- [35] H. Lee, M. Yanilmaz, O. Toprakci, K. Fu, e X. Zhang, «A review of recent developments in membrane separators for rechargeable lithium-ion batteries», *Energy Environ. Sci.*, vol. 7, n. 12, pp. 3857–3886, 2014, doi: 10.1039/C4EE01432D.
- [36] V. Henze, «Battery Pack Prices Fall to an Average of \$132/kWh, But Rising Commodity Prices Start to Bite», *BloombergNEF*, 30 de novembro de 2021. <https://about.bnef.com/blog/battery-pack-prices-fall-to-an-average-of-132-kwh-but-rising-commodity-prices-start-to-bite/> (acedido 5 de janeiro de 2022).
- [37] A.-I. Stan, M. Swierczynski, D.-I. Stroe, R. Teodorescu, e S. J. Andreasen, «Lithium ion battery chemistries from renewable energy storage to automotive and back-up power applications — An overview», em *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Bran, mai. 2014, pp. 713–720. doi: 10.1109/OPTIM.2014.6850936.
- [38] H. A. Gabbar, A. M. Othman, e M. R. Abdussami, «Review of Battery Management Systems (BMS) Development and Industrial Standards», *Technologies*, vol. 9, n. 2, p. 28, abr. 2021, doi: 10.3390/technologies9020028.
- [39] F. Namiki, T. Maeshima, K. Inoue, H. Kawai, S. Saibara, e T. Nanto, «Lithium-ion Battery for HEVs, PHEVs, and EVs», *Hitachi Review*, vol. 63, n. 2, p. 6, 2014.
- [40] R. Xiong, J. Cao, Q. Yu, H. He, e F. Sun, «Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles», *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1832–1843, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2780258.
- [41] Z. C. Gao, C. S. Chin, W. D. Toh, J. Chiew, e J. Jia, «State-of-Charge Estimation and Active Cell Pack Balancing Design of Lithium Battery Power System for Smart Electric Vehicle», *Journal of Advanced Transportation*, vol. 2017, pp. 1–14, 2017, doi: 10.1155/2017/6510747.
- [42] Weixiang Shen, Thanh Tu Vo, e A. Kapoor, «Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview», em *2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Singapore, Singapore, jul. 2012, pp. 1567–1572. doi: 10.1109/ICIEA.2012.6360973.

- [43] H. Konishi, T. Hirano, D. Takamatsu, A. Gunji, X. Feng, e S. Furutsuki, «Origin of hysteresis between charge and discharge processes in lithium-rich layer-structured cathode material for lithium-ion battery», *Journal of Power Sources*, vol. 298, pp. 144–149, dez. 2015, doi: 10.1016/j.jpowsour.2015.08.056.
- [44] V. Ho, «Li-ion Battery and Gauge Introduction | Richtek Technology». Richtek, setembro de 2014. Acedido: 12 de janeiro de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN024>
- [45] I. Baccouche, A. Mlayah, S. Jemmali, B. Manai, e N. Essoukri Ben Amara, «Implementation of a Coulomb counting algorithm for SOC estimation of Li-Ion battery for multimedia applications», em *2015 IEEE 12th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD15)*, Mahdia, Tunisia, mar. 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/SSD.2015.7348255.
- [46] A. Tomaszewska *et al.*, «Lithium-ion battery fast charging: A review», *eTransportation*, vol. 1, p. 100011, ago. 2019, doi: 10.1016/j.etrans.2019.100011.
- [47] T. Waldmann *et al.*, «Interplay of Operational Parameters on Lithium Deposition in Lithium-Ion Cells: Systematic Measurements with Reconstructed 3-Electrode Pouch Full Cells», *J. Electrochem. Soc.*, vol. 163, n. 7, p. A1232, abr. 2016, doi: 10.1149/2.0591607jes.
- [48] B.-I. Hogg, T. Waldmann, e M. Wohlfahrt-Mehrens, «4-Electrode Full Cells for Operando Li<sup>+</sup> Activity Measurements and Prevention of Li Deposition in Li-Ion Cells», *J. Electrochem. Soc.*, vol. 167, n. 9, p. 090525, jan. 2020, doi: 10.1149/1945-7111/ab8976.
- [49] «Charging station», *Wikipedia*. 10 de janeiro de 2022. Acedido: 18 de janeiro de 2022. [online]. Disponível em: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Charging\\_station&oldid=1064907220](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Charging_station&oldid=1064907220)
- [50] A. Triviño, J. M. González-González, e J. A. Aguado, «Wireless Power Transfer Technologies Applied to Electric Vehicles: A Review», *Energies*, vol. 14, n. 6, p. 1547, mar. 2021, doi: 10.3390/en14061547.
- [51] «Electric Vehicle and EV charging fundamentals - Electrical Installation Guide», *Electrical Installation Wiki*. 18 de janeiro de 2021. Acedido: 19 de janeiro de 2022. [online]. Disponível em: [https://www.electrical-installation.org/enwiki/Electric\\_Vehicle\\_and\\_EV\\_charging\\_fundamentals](https://www.electrical-installation.org/enwiki/Electric_Vehicle_and_EV_charging_fundamentals)
- [52] «In-cable control box», *Wikipedia*. 26 de novembro de 2020. Acedido: 19 de janeiro de 2022. [online]. Disponível em: <https://second.wiki/wiki/in-kabel-kontrollbox>

- [53] J. Rodriguez *et al.*, «Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications», *Proc. IEEE*, vol. 97, n. 11, pp. 1786–1817, nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235.
- [54] J. D. S. Barros, «Conversão Electrónica Multinível: Optimização para Aplicações em Qualidade de Energia Eléctrica», *Instituto Superior Técnico de Lisboa*, p. 338, jul. 2008.
- [55] Y. Hoon, M. Mohd Radzi, M. Hassan, e N. Mailah, «Control Algorithms of Shunt Active Power Filter for Harmonics Mitigation: A Review», *Energies*, vol. 10, n. 12, p. 2038, dez. 2017, doi: 10.3390/en10122038.
- [56] Siemens, «Siemens Medium Voltage Drives - SINAMICS GM150/SM150». 2021 [online]. Disponível em: <https://www.lida-portal.siemens.com/staticmedia/109764436-ws-sinamics-sm150-gm150-igct-en.pdf>.
- [57] V. Jayakumar, B. Chokkalingam, e J. L. Munda, «A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 112104–112144, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3100346.
- [58] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, e J. Rodriguez, «Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 6, pp. 1826–1838, jun. 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2008349.
- [59] C.-H. Park, I.-K. Seo, B. B. Negesse, J. Yoon, e J.-M. Kim, «A Study on Common Mode Voltage Reduction Strategies According to Modulation Methods in Modular Multilevel Converter», *Energies*, vol. 14, n. 6, p. 1607, mar. 2021, doi: 10.3390/en14061607.
- [60] M. Sasena, «Where can I find specifications for Datasheet Battery? -», *MATLAB Answers*, 25 de outubro de 2021. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/answers/430765-where-can-i-find-specifications-for-datasheet-battery> (acedido 9 de março de 2022).
- [61] SEMIKRON, «SKM50GB123D Datasheet». Acedido: 9 de março de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.farnell.com/datasheets/43922.pdf>
- [62] Semikron, «SKKD 60F Datasheet». Acedido: 9 de março de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.semikron.com/products/product-classes/thyristordiodes-modules/detail/skkd-60f-079104400791045007910760.html>

- [63] Semikron, «SKHI 22BR Datasheet». Acedido: 9 de março de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.tme.eu/en/details/skhi22br/igbt-modules/semikron/skhi-22br/>
- [64] B. Zhang, A. Q. Huang, e B. Chen, «A novel IGBT gate driver to eliminate the dead-time effect», em *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, out. 2005, vol. 2, pp. 913-917 Vol. 2. doi: 10.1109/IAS.2005.1518427.
- [65] LEM, «Voltage Transducer LV 25-P Datasheet». Acedido: 10 de março de 2022. [online]. Disponível em: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/lv\\_25-p.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf)
- [66] LEM, «Current Transducer LA 25-NP Datasheet». Acedido: 10 de março de 2022. [online]. Disponível em: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la%2025-np.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la%2025-np.pdf)
- [67] Texas Instruments, «TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers datasheet». Acedido: 10 de março de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/gpn/TMS320F28377D-Q1>
- [68] Texas Instruments, «LAUNCHXL-F28379D Overview». Acedido: 10 de março de 2022. [online]. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/pdf/sprui77>



# Apêndice A Mapeamento das comutações válidas

## A.1 Matrizes das comutações válidas e custos das comutações

vetor anterior	Vetores válidos																										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
1	0	1	X	1	2	X	X	X	X	1	2	X	2	3	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
2	1	0	1	2	1	2	X	X	X	2	1	2	3	2	3	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
3	X	1	0	X	2	1	X	X	X	X	2	1	X	3	2	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
4	1	2	X	0	1	X	1	2	X	2	3	X	1	2	X	2	3	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
5	2	1	2	1	0	1	2	1	2	3	2	3	2	1	2	3	2	3	X	X	X	X	X	X	X	X	X
6	X	2	1	X	1	0	X	2	1	X	3	2	X	2	1	X	3	2	X	X	X	X	X	X	X	X	X
7	X	X	X	1	2	X	0	1	X	X	X	X	2	3	X	1	2	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
8	X	X	X	2	1	2	1	0	1	X	X	X	3	2	3	2	1	2	X	X	X	X	X	X	X	X	X
9	X	X	X	X	2	1	X	1	0	X	X	X	X	3	2	X	2	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X
10	1	2	X	2	3	X	X	X	X	0	1	X	1	2	X	X	X	X	1	2	X	2	3	X	X	X	X
11	2	1	2	3	2	3	X	X	X	1	0	1	2	1	2	X	X	X	2	1	2	3	2	3	X	X	X
12	X	2	1	X	3	2	X	X	X	X	1	0	X	2	1	X	X	X	X	2	1	X	3	2	X	X	X
13	2	3	X	1	2	X	2	3	X	1	2	X	0	1	X	1	2	X	2	3	X	1	2	X	2	3	X
14	3	2	3	2	1	2	3	2	3	2	1	2	1	0	1	2	1	2	3	2	3	2	1	2	3	2	3
15	X	3	2	X	2	1	X	3	2	X	2	1	X	1	0	X	2	1	X	3	2	X	2	1	X	3	2
16	X	X	X	2	3	X	1	2	X	X	X	X	1	2	X	0	1	X	X	X	X	2	3	X	1	2	X
17	X	X	X	3	2	3	2	1	2	X	X	X	2	1	2	1	0	1	X	X	X	3	2	3	2	1	2
18	X	X	X	X	3	2	X	2	1	X	X	X	X	2	1	X	1	0	X	X	X	X	3	2	X	2	1
19	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1	2	X	2	3	X	X	X	X	0	1	X	1	2	X	X	X	X
20	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2	1	2	3	2	3	X	X	X	1	0	1	2	1	2	X	X	X
21	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2	1	X	3	2	X	X	X	X	1	0	X	2	1	X	X	X
22	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2	3	X	1	2	X	2	3	X	1	2	X	0	1	X	1	2	X
23	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3	2	3	2	1	2	3	2	3	2	1	2	1	0	1	2	1	2
24	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3	2	X	2	1	X	3	2	X	2	1	X	1	0	X	2	1
25	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2	3	X	1	2	X	X	X	X	1	2	X	0	1	X
26	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3	2	3	2	1	2	X	X	X	2	1	2	1	0	1
27	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3	2	X	2	1	X	X	X	X	2	1	X	1	0

Figura A.1 – Matriz das comutações válidas.

vetor anterior	Contador de ciclo (j)																											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
0	1	2	4	5	10	11	13	14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	2	3	4	5	6	10	11	12	13	14	15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	2	3	5	6	11	12	14	15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1	2	4	5	7	8	10	11	13	14	16	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	2	3	5	6	8	9	11	12	14	15	17	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	4	5	7	8	13	14	16	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	4	5	6	7	8	9	13	14	15	16	17	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	5	6	8	9	14	15	17	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	2	4	5	10	11	13	14	19	20	22	23	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	1	2	3	4	5	6	10	11	12	13	14	15	19	20	21	22	23	24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	2	3	5	6	11	12	14	15	20	21	23	24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	1	2	4	5	7	8	10	11	13	14	16	17	19	20	22	23	25	26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
13	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	0
14	2	3	5	6	8	9	11	12	14	15	17	18	20	21	23	24	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
15	4	5	7	8	13	14	16	17	22	23	25	26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
16	4	5	6	7	8	9	13	14	15	16	17	18	22	23	24	25	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	5	6	8	9	14	15	17	18	23	24	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
18	10	11	13	14	19	20	22	23	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
19	10	11	12	13	14	15	19	20	21	22	23	24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	11	12	14	15	20	21	23	24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
21	10	11	13	14	16	17	19	20	22	23	25	26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
22	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
23	11	12	14	15	17	18	20	21	23	24	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
24	13	14	16	17	22	23	25	26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
25	13	14	15	16	17	18	22	23	24	25	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
26	14	15	17	18	23	24	26	27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Figura A.2 – Matriz das comutações válidas, adaptada para implementação no ciclo do algoritmo preditivo.

vetor anterior	Contador de ciclo ( $j$ )																										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
0	0	1	1	2	1	2	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
1	1	0	1	2	1	2	2	1	2	3	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2	1	0	2	1	2	1	3	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
3	1	2	0	1	1	2	2	3	1	2	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
4	2	1	2	1	0	1	2	1	2	3	2	3	2	1	2	3	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
5	2	1	1	0	2	1	3	2	2	1	3	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
6	1	2	0	1	2	3	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
7	2	1	2	1	0	1	3	2	3	2	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
8	2	1	1	0	3	2	2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
9	1	2	2	3	0	1	1	2	1	2	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
10	2	1	2	3	2	3	1	0	1	2	1	2	2	1	2	3	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
11	2	1	3	2	1	0	2	1	2	1	3	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
12	2	3	1	2	2	3	1	2	0	1	1	2	2	3	1	2	2	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
13	3	2	3	2	1	2	3	2	3	2	1	2	1	0	1	2	1	2	3	2	3	2	1	2	3	2	3
14	3	2	2	1	3	2	2	1	1	0	2	1	3	2	2	1	3	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
15	2	3	1	2	1	2	0	1	2	3	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
16	3	2	3	2	1	2	2	1	2	1	0	1	3	2	3	2	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
17	3	2	2	1	2	1	1	0	3	2	2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
18	1	2	2	3	0	1	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
19	2	1	2	3	2	3	1	0	1	2	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
20	2	1	3	2	1	0	2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
21	2	3	1	2	2	3	1	2	0	1	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
22	3	2	3	2	1	2	3	2	3	2	1	2	1	0	1	2	1	2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
23	3	2	2	1	3	2	2	1	1	0	2	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
24	2	3	1	2	1	2	0	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
25	3	2	3	2	1	2	2	1	2	1	0	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
26	3	2	2	1	2	1	1	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1

Figura A.3 – Matriz dos custos das comutações de estado.

Note-se que a matriz de custos da Figura A.3 foi construída com o intuito de ser utilizada em conjunto com a matriz das comutações válidas da Figura A.2.

## A.2 Código desenvolvido para obter as matrizes de comutações válidas

```
%Mapeamento dos vetores validos para conversor de nível n

%-----
%Variáveis a modificar pelo utilizador

prompt = {'Introduza o nível do conversor (n):'};
dlgtitle = 'Introdução das variáveis';
dims = [1 35];
answer = inputdlg(prompt,dlgtitle,dims,definput);
%nível do conversor
n = str2num(answer{1});

%restrição dos inputs (a partir de 33 tem problemas de falta de memoria)
inputs_validos = [3 5 9 17];

%Verificação do input
while(sum(inputs_validos==n) == 0)
    uiwait(msgbox('O valor introduzido não é válido (valores válidos: 3, 5,
9 ou 17)', 'Erro!', 'error'));
    answer = inputdlg(prompt,dlgtitle,dims,definput);
    n = str2num(answer{1});
end
%-----

%-----
%Construção das matrizes de comutações válidas
%-----

%gamma 1
%-----
i = 0; %contador do ciclo interno
p = 0; %contador do ciclo externo
m = n*n; %tamanho das submatrizes
gamma_1 = zeros(n*n*n); %matriz dos gammas

while(p < n)
    while(i < n - p )
        gamma_1((i*m + 1):(i+1)*m, ((i+p)*m + 1):m*(i+p+1)) = p;
        gamma_1(((i+p)*m + 1):m*(i+p+1), (i*m + 1):(i+1)*m) = p;
        i = i + 1;
    end
    p = p + 1;
    i = 0;
end
```

```

end
%-----

%gamma 2
%-----
i = 0;           %contador do ciclo interno
p = 0;           %contador do ciclo externo
m = n;           %tamanho das submatrizes
gamma_2_sec = zeros(n*n); %matriz dos gammas

%construção da submatriz secundária do gamma 2
while(p < n)
    while(i < n - p )
        gamma_2_sec((i*m + 1):(i+1)*m, ((i+p)*m + 1):m*(i+p+1)) = p;
        gamma_2_sec(((i+p)*m + 1):m*(i+p+1), (i*m + 1):(i+1)*m) = p;
        i = i + 1;
    end
    p = p + 1;
    i = 0;
end

gamma_2 = repmat(gamma_2_sec,n);
%-----

%gamma 3
%-----
i = 0;           %contador do ciclo interno
p = 0;           %contador do ciclo externo
m = 1;           %tamanho das submatrizes
gamma_3_sec = zeros(n); %matriz dos gammas

%construção da submatriz secundária do gamma 2
while(p < n)
    while(i < n - p )
        gamma_3_sec((i*m + 1):(i+1)*m, ((i+p)*m + 1):m*(i+p+1)) = p;
        gamma_3_sec(((i+p)*m + 1):m*(i+p+1), (i*m + 1):(i+1)*m) = p;
        i = i + 1;
    end
    p = p + 1;
    i = 0;
end

gamma_3 = repmat(gamma_3_sec,n*n);
%-----

%verificação dos vetores que são válidos (valor inferior a 2)
gamma_1_bit = (gamma_1 < 2);
gamma_2_bit = (gamma_2 < 2);
gamma_3_bit = (gamma_3 < 2);

%soma dos diversos gammas para saber qual o número de comutações
sum_gammas = gamma_1 + gamma_2 + gamma_3;

%Matriz do custo das comutações (valores igual a -1 são vetores inválidos)
matriz_custo_comutacao =
bitand(bitand(gamma_1_bit,gamma_2_bit),gamma_3_bit).*sum_gammas;

```

```

matriz_custo_comutacao(matriz_custo_comutacao==0) = -1;
matriz_custo_comutacao = matriz_custo_comutacao -
diag(diag(matriz_custo_comutacao)) + diag(zeros(n*n*n));

%Matrizes dos vetores válidos, para MATLAB e C
m_temp = matriz_custo_comutacao + 1;
matriz_vetores_validos_indice_matlab = zeros(n*n*n,28);
ii = 1;
while(ii <= n*n*n)
    linha_temp = find(m_temp(ii,1:n*n*n)>0);
    matriz_vetores_validos_indice_matlab(ii,1:size(linha_temp, 2)) =
linha_temp;
    ii = ii + 1;
end
matriz_vetores_validos_indice_C = matriz_vetores_validos_indice_matlab -1;

%Apresentação da matriz de custo das comutações
imagesc(matriz_custo_comutacao)

```

# Apêndice B Diagramas de controlo do conversor multinível NPC

## Diagrama de controlo das correntes AC

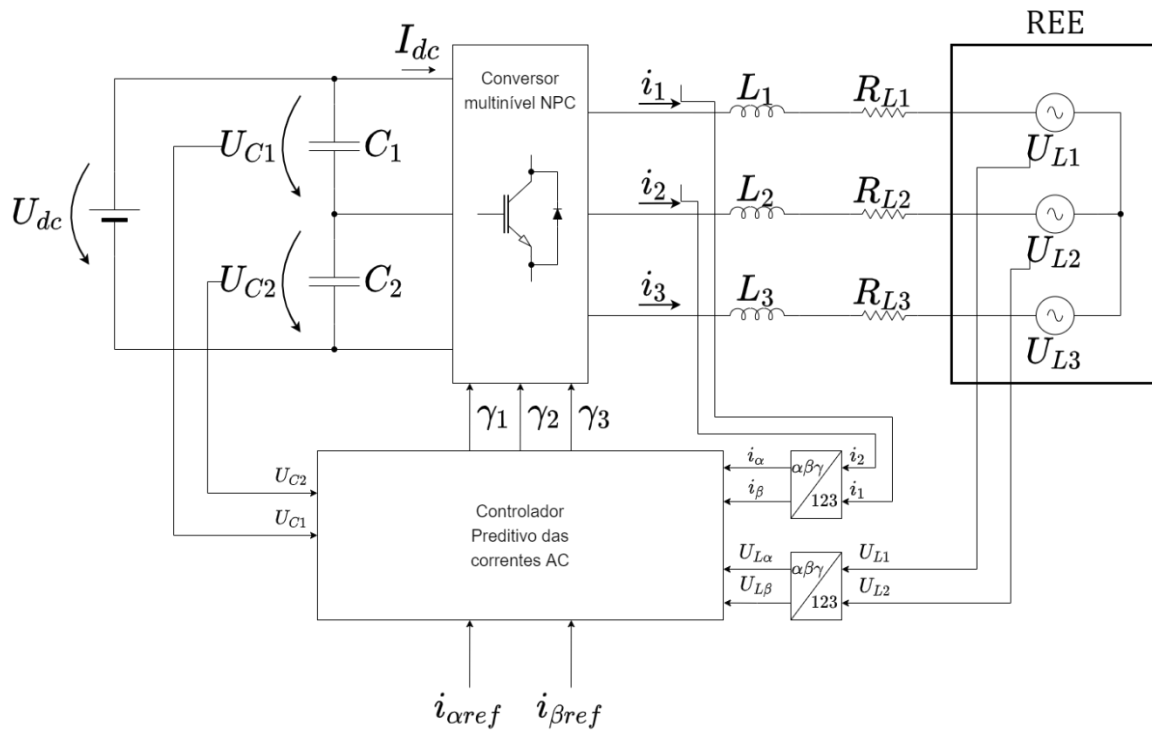


Figura B.1 – Diagrama de controlo das correntes AC do conversor multinível, com controlo preditivo.



# Apêndice C Modelos das simulações

## C.1 Conversor multinível NPC de 3 níveis

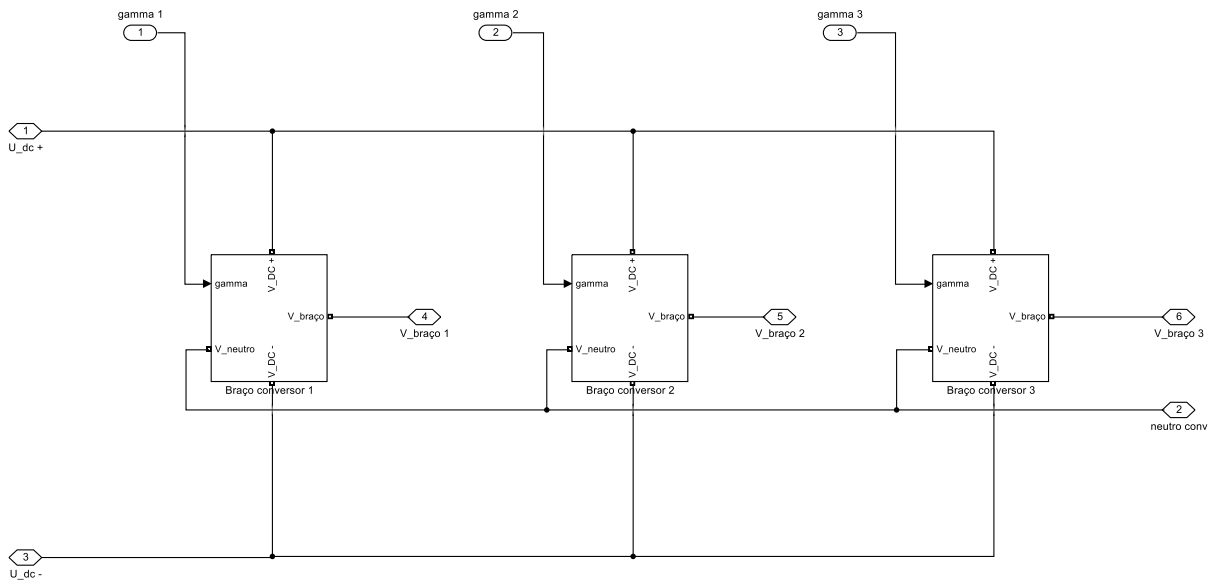


Figura C.1 – Modelo do conversor NPC de 3 níveis.

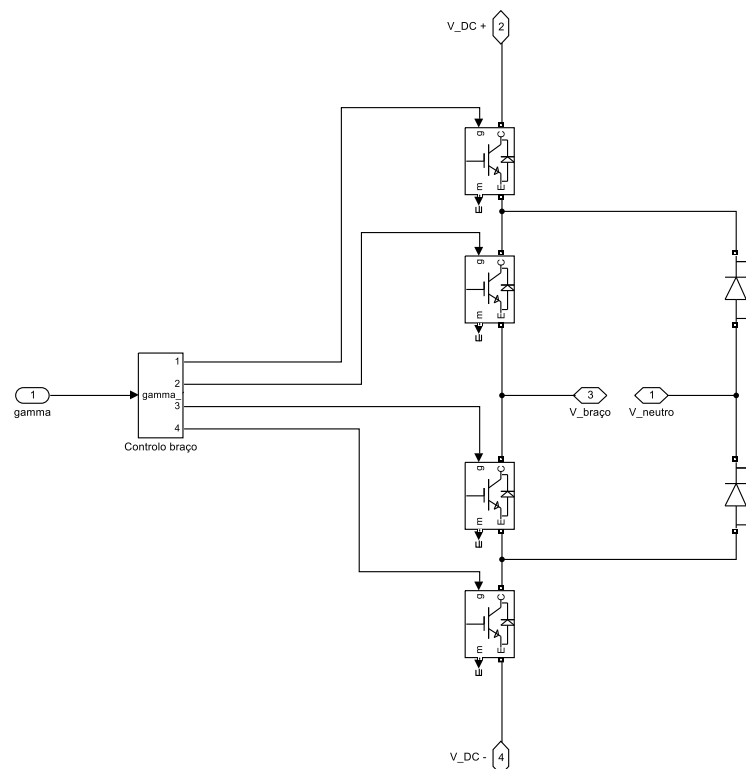


Figura C.2 – Modelo de um braço do conversor NPC de 3 níveis.

O bloco de controlo do braço aplicada a lógica da equação (3.1) para converter os sinais de controlo  $\gamma$  para os sinais de controlo independentes de cada SPA.

## C.2 Controlo das correntes AC

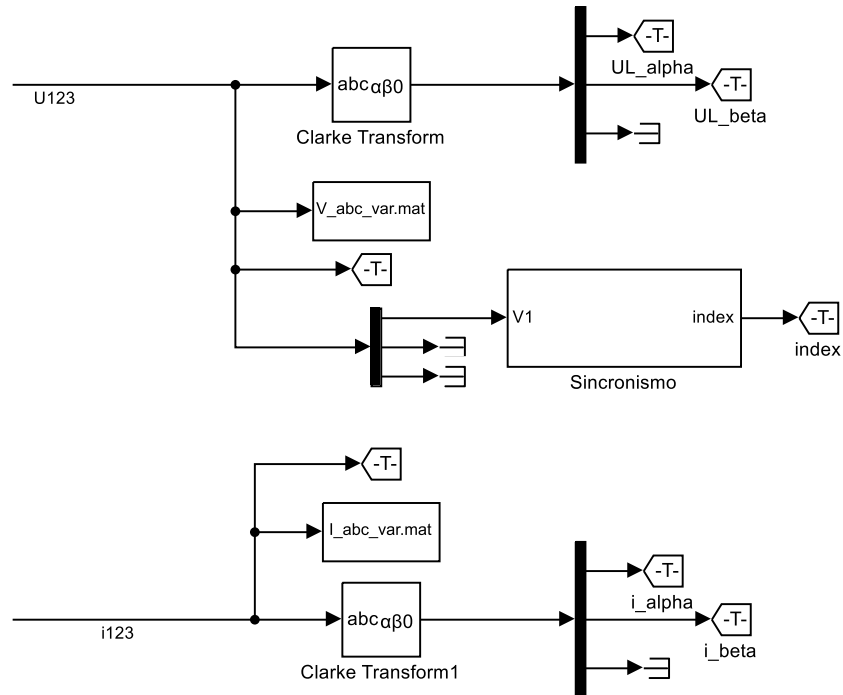


Figura C.3 – Conversão das grandezas elétricas do sistemas de coordenadas 123 para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ .

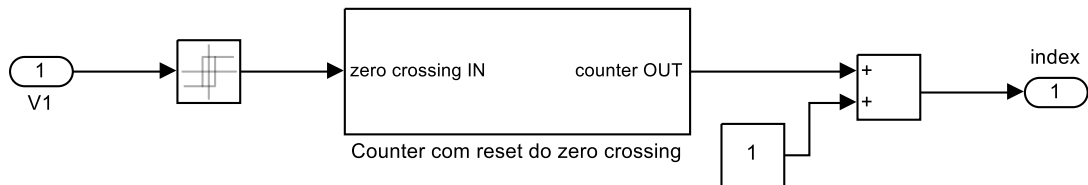


Figura C.4 – Bloco de sincronismo com a fase 1 da tensão AC da REE.

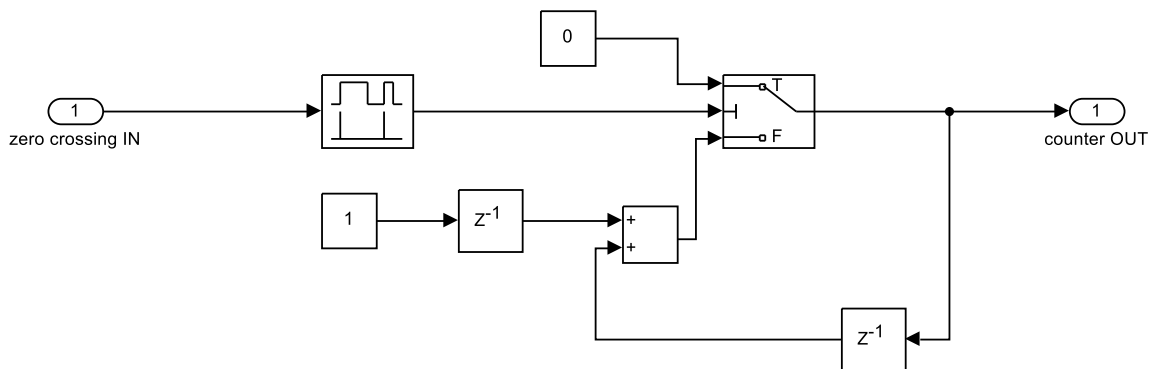


Figura C.5 – Contador com *reset* na passagem por zero da fase 1 da tensão AC da REE.

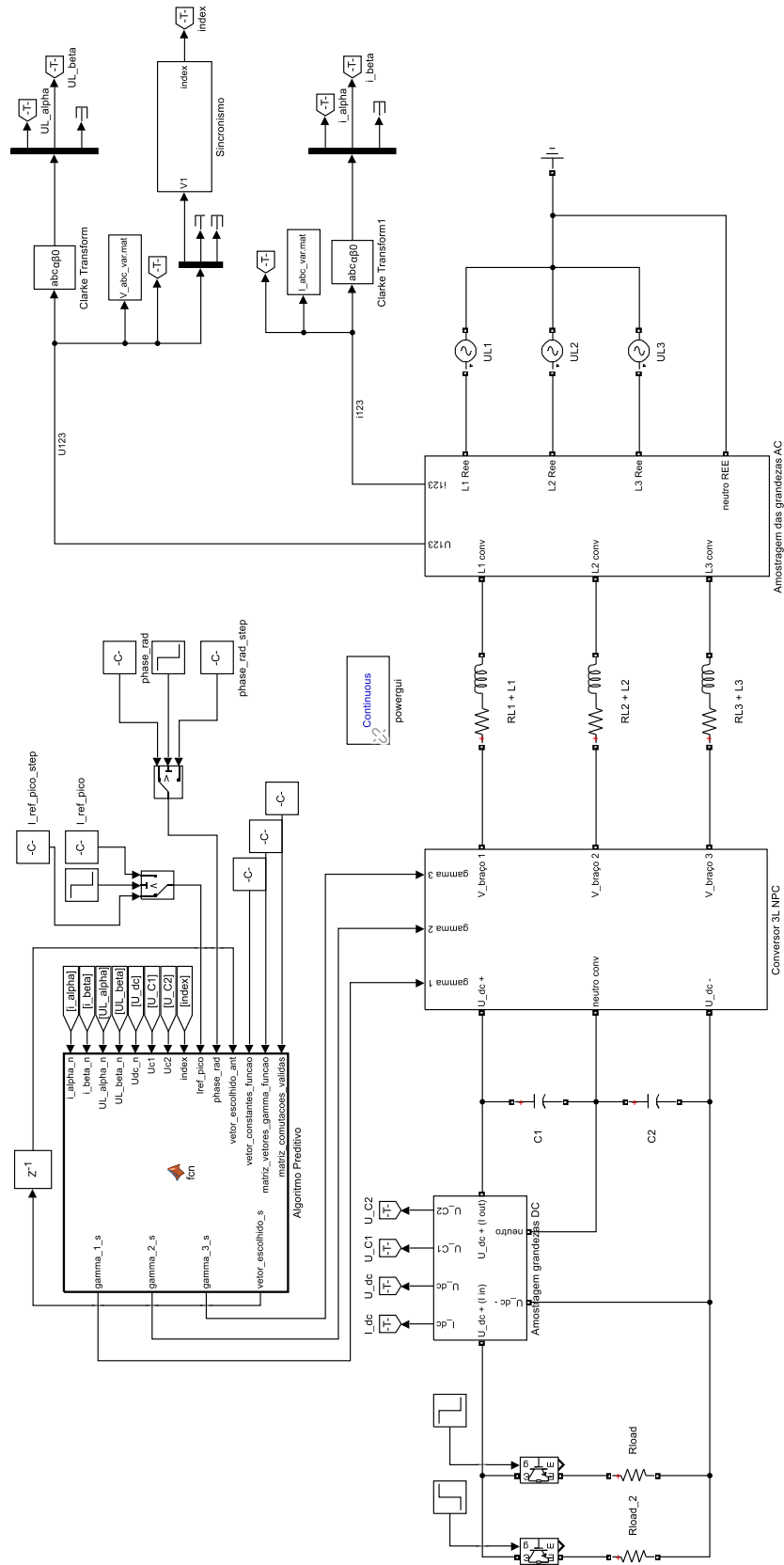


Figura C.6 – Modelo completo do controle das correntes AC em modo retificador.

## C.3 Controle da tensão do link DC

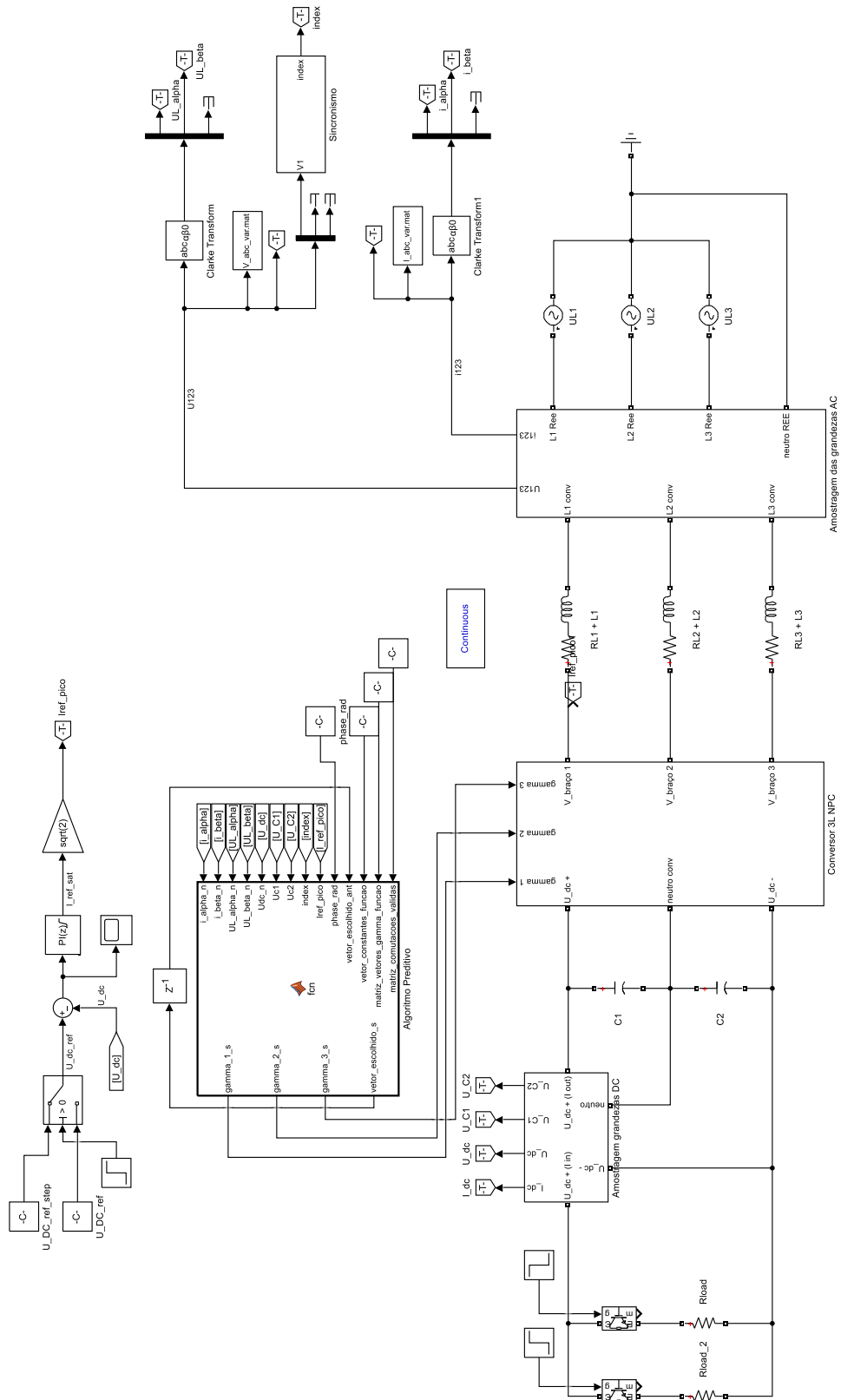


Figura C.7 – Modelo completo do controle da tensão do link DC em modo retificador.

# Apêndice D Código das simulações

## D.1 Controlador preditivo das correntes AC

```
function [gamma_1_s,gamma_2_s,gamma_3_s,vetor_escolhido_s] =
fcn(i_alpha_n,i_beta_n,UL_alpha_n,UL_beta_n,Udc_n,Uc1,Uc2,index,Iref_pico,p
hase_rad
,vetor_escolhido_ant,vetor_constantes_funcao,matriz_vetores_gamma_funcao,ma
triz_comutacoes_validas, matriz_n_comutacoes_vetores)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Constantes
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Ts = vetor_constantes_funcao(1);
f = vetor_constantes_funcao(5);
peso_ialpha = vetor_constantes_funcao(6);
peso_ibeta = vetor_constantes_funcao(7);
peso_eC = vetor_constantes_funcao(8);
Ts_L = vetor_constantes_funcao(9);
one_R_L_Ts = vetor_constantes_funcao(10);
sqrt_2_3 = vetor_constantes_funcao(11);
sqrt_2_2 = vetor_constantes_funcao(12);
gamma_1 = matriz_vetores_gamma_funcao(1,: );
gamma_2 = matriz_vetores_gamma_funcao(2,: );
gamma_3 = matriz_vetores_gamma_funcao(3,: );
gamma_alpha_Ts_L_2 = matriz_vetores_gamma_funcao(4,: );
gamma_beta_Ts_L_2 = matriz_vetores_gamma_funcao(5,: );
gamma_alpha_2_Ts_c = matriz_vetores_gamma_funcao(6,: );
gamma_beta_2_Ts_c = matriz_vetores_gamma_funcao(7,: );

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Inicializações do algoritmo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
i = 1;
vetor_test = matriz_comutacoes_validas(vetor_escolhido_ant,i);
custo = 999999999999; %aproximadamente infinito, no contexto dos valores
esperador
vetor_escolhido = vetor_escolhido_ant;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo das referencias em alpha-beta-0
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
sin_1_normalizado = sin(2*pi*f*Ts*index + phase_rad);
sin_2_normalizado = sin(2*pi*f*Ts*index - (2*pi/3) + phase_rad);
sin_3_normalizado = sin(2*pi*f*Ts*index + (2*pi/3) + phase_rad);

i1_ref = sin_1_normalizado*Iref_pico;
i2_ref = sin_2_normalizado*Iref_pico;
i3_ref = sin_3_normalizado*Iref_pico;

ialpha_ref = sqrt_2_3*(i1_ref - (i2_ref + i3_ref)*0.5);
ibeta_ref = sqrt_2_2*(i2_ref - i3_ref);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo dos erros "constant" para o ciclo de controlo atual
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ialpha_n1_p1 = i_alpha_n*one_R_L_Ts - Ts_L*UL_alpha_n;
ibeta_n1_p1 = i_beta_n*one_R_L_Ts - Ts_L*UL_beta_n;
e_Uc_n = Uc2 - Uc1;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ciclo principal do algoritmo preditivo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
while (vetor_test ~= 0)

    %Utilizar o código presente nesta secção para implementar a
    %atenuação/eleminação da tensão em modo comum
    %-----
    %Eliminação dos vetores de controlo que provocam elevadas tensões em
    %modo comum (só utilizados vetores com CMV = 0 ou (1/6)Udc)
    %   if(vetor_test == 1 || vetor_test == 2 || vetor_test == 4 ||
vetor_test == 10 || vetor_test == 18 || vetor_test == 24 || vetor_test ==
26 || vetor_test == 27)
    %       i = i+1;
    %       vetor_test = matriz_comutacoes_validas(vetor_escolhido_ant,i);
    %       continue
    %   end

    %Eliminação dos vetores de controlo que provocam elevadas tensões em
    %modo comum (só utilizados vetores com CMV = 0)
    %   if(vetor_test ~= 6 && vetor_test ~= 8 && vetor_test ~= 12 &&
vetor_test ~= 14 && vetor_test ~= 16 && vetor_test ~= 20 && vetor_test ~=
22)
    %       i = i+1;
    %       vetor_test = matriz_comutacoes_validas(vetor_escolhido_ant,i);
    %       continue
    %   end
    %-----

    %Calculos dos erros
    %-----
    ialpha_n1 = ialpha_n1_p1 + gamma_alpha_Ts_L_2(vetor_test)*Udc_n;
    e_ialpha = (ialpha_ref - ialpha_n1)*peso_ialpha;

    ibeta_n1 = ibeta_n1_p1 + gamma_beta_Ts_L_2(vetor_test)*Udc_n;
    e_ibeta = (ibeta_ref - ibeta_n1)*peso_ibeta;

    e_Uc_p1 = i_alpha_n*gamma_alpha_2_Ts_c(vetor_test);
    e_Uc_p2 = i_beta_n*gamma_beta_2_Ts_c(vetor_test);
    e_Uc = e_Uc_n + e_Uc_p1 + e_Uc_p2;
    %Introdução de um peso sinusoidal para eliminar o ripple sinusoidal dos
    %condensadores
    %peso_eC = sin(2*pi*f*index - (pi/2));
    %-----

    %função de custo
    custo_i = sqrt(e_ialpha^2 + e_ibeta^2 + (e_Uc^2)*peso_eC);
    %custo_i = sqrt(e_ialpha^2 + e_ibeta^2 + (e_Uc^2)*peso_eC +
0.001*matriz_n_comutacoes_vetores(vetor_escolhido_ant,i));
    %Escolha do vetor de controlo ideal com base na minimização do custo
    %-----
    if (custo_i < custo)
        custo = custo_i;
        vetor_escolhido = vetor_test;

```

```

end

%Incremento da variável de ciclo e vetor a avaliar
i = i+1;
vetor_test = matriz_comutacoes_validas(vetor_escolhido_ant,i);
end

%Vetor de controlo escolhido
vetor_escolhido_s = vetor_escolhido;

%Aplicação do controlo do conversor através da variáveis gamma_k
gamma_1_s = gamma_1(vetor_escolhido);
gamma_2_s = gamma_2(vetor_escolhido);
gamma_3_s = gamma_3(vetor_escolhido);

end

```

## **D.2 Código do algoritmo do protocolo de carregamento multi CC-CV**

```

function [v_ref, I_max, stage_num_out] = fcn(I_charge, V_bat, stage_num_in,
parametros_protocolo)

%Valores da tensão de referência e corrente máxima para as várias fases
stage_v_ref_array = parametros_protocolo(2,:);
stage_I_max_array = parametros_protocolo(3,:);

%Corrente mínima de carregamento para as várias fases
I_charge_min = parametros_protocolo(1,1);
%Número de fases do protocolo multi CC-CV
max_stage = parametros_protocolo(1,2);

%Fase anterior do multi CC-CV
stage_num = stage_num_in;

%-----
%Protocolo multi CC-CV
%-----
%Verifica se deve comutar para a proxima fase do protocolo
if (stage_num <= max_stage && V_bat >= stage_v_ref_array(stage_num) &&
I_charge >= I_charge_min)
    stage_num = stage_num + 1;
end

%Saída que indica a fase atual do protocolo
stage_num_out = stage_num;

%Verifica se já atingiu a fase final e se sim finaliza o carregamento
if(stage_num > max_stage)
    v_ref = 0;
    I_max = 0;
else
    v_ref = stage_v_ref_array(stage_num);
    I_max = stage_I_max_array(stage_num);

```

```
end
```

```
end
```

### ***D.3 Código para estimação do SOC da bateria através do método da contagem de Coulomb***

```
function [SOC_atual, SOC_ant_out, Ibat_ant_o] = fcn(Ts_SOC, Q_nom_bat_in,  
I_bat, SOC_ant_in, I_bat_ant_i)
```

```
%variaveis
```

```
Ts = Ts_SOC;
```

```
Q_nom_bat = Q_nom_bat_in * 3600; %conversão de Ah para As
```

```
delta_Q = 0;
```

```
%Algoritmo de calculo do SOC através da contagem de coulomb
```

```
delta_Q = Ts * (I_bat + I_bat_ant_i)*0.5;
```

```
SOC_atual = SOC_ant_in + (delta_Q/Q_nom_bat) * 100;
```

```
%Atualização dos valores anteriores
```

```
SOC_ant_out = SOC_atual;
```

```
Ibat_ant_o = I_bat;
```

```
end
```

## Apêndice E    Fotografias do protótipo laboratorial

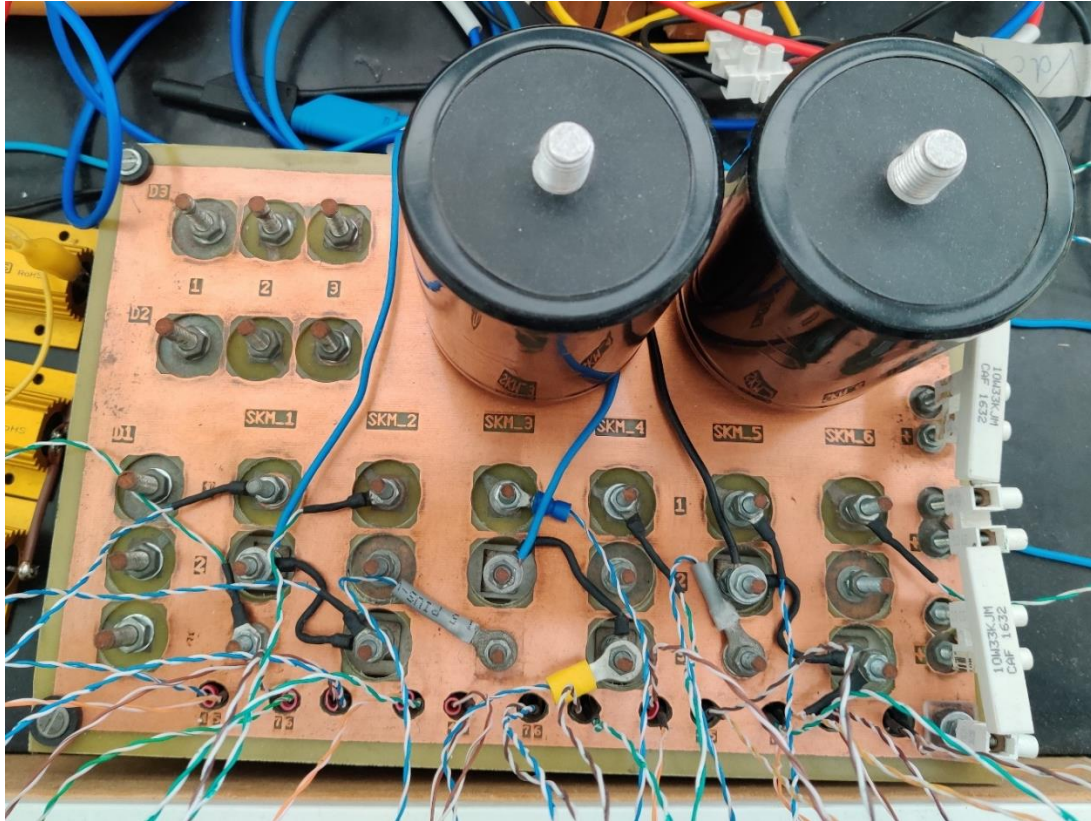


Figura E.1 – Protótipo laboratorial do conversor NPC de 3 níveis.

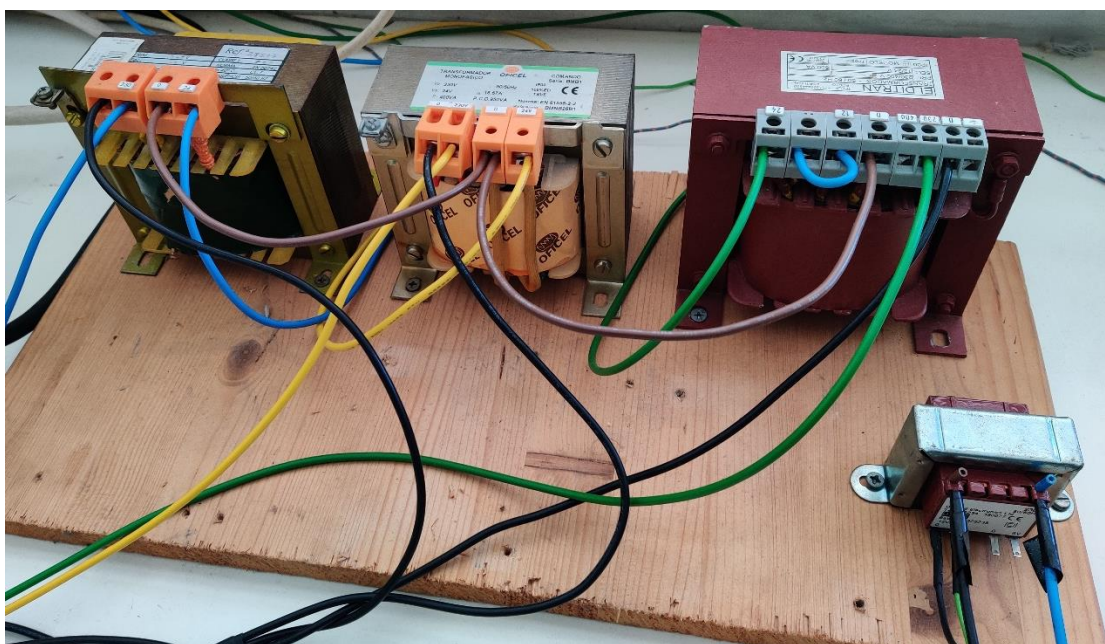


Figura E.2 – Transformadores de acoplamento do protótipo laboratorial à REE.



Figura E.3 – Drivers utilizados para o controlados dos IGBT do protótipo laboratorial do conversor NPC.

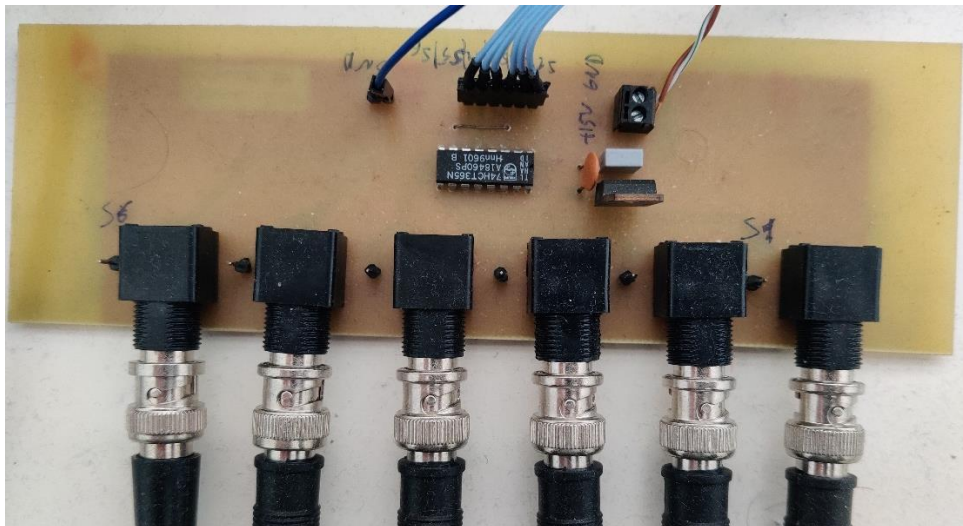


Figura E.4 – Conversão dos 3,3 V para os 5 V dos sinais de comando dos drivers.

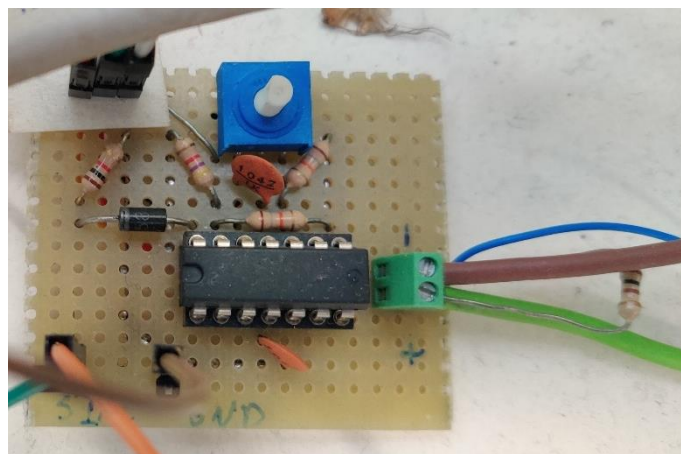


Figura E.5 – Circuito de sincronismo para a detecção de passagem pelo zero.

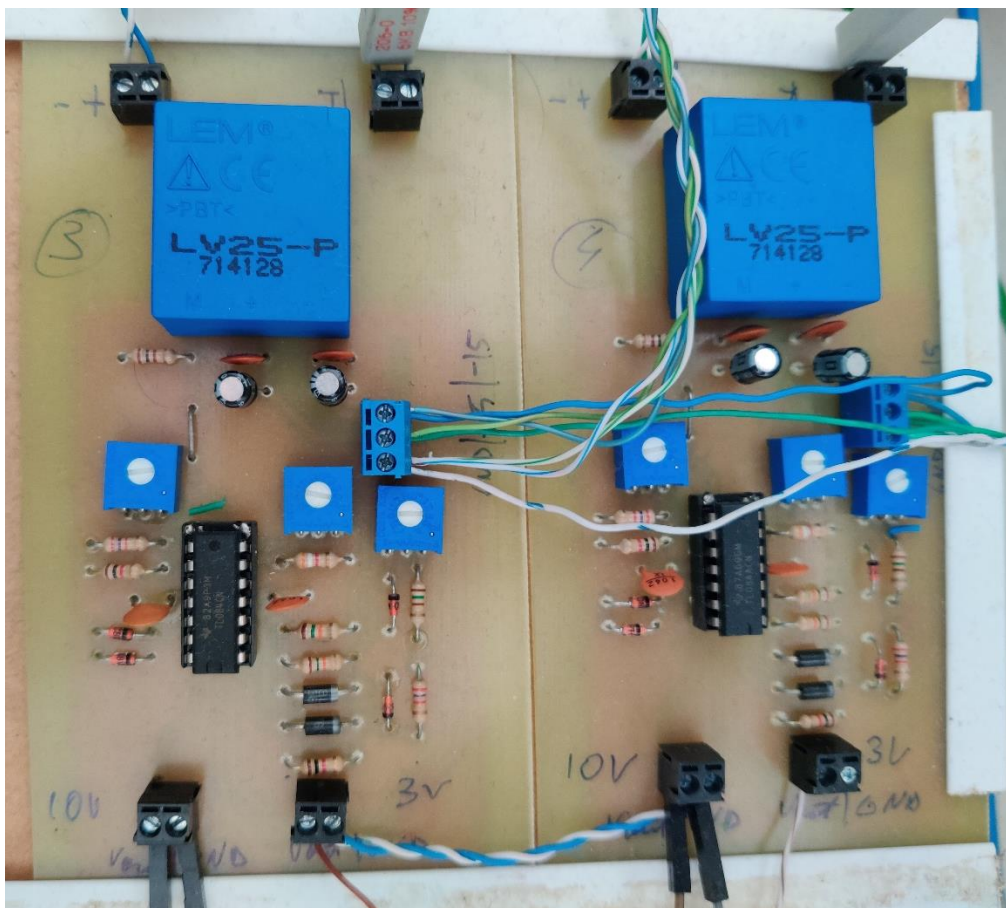


Figura E.6 – Sensores de tensão incorporados numa PCB com acondicionamento de sinal.



# Apêndice F Circuito de corrente desenvolvido

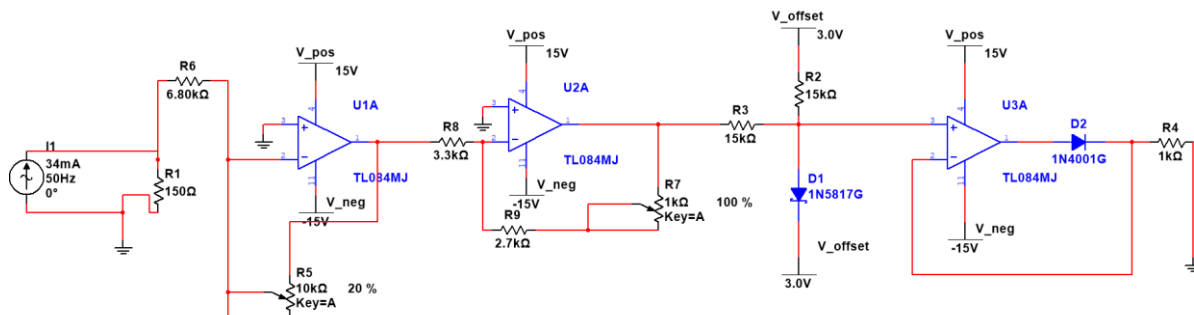


Figura F.1 – Esquema do circuito de corrente desenvolvido no software *Multisim*.

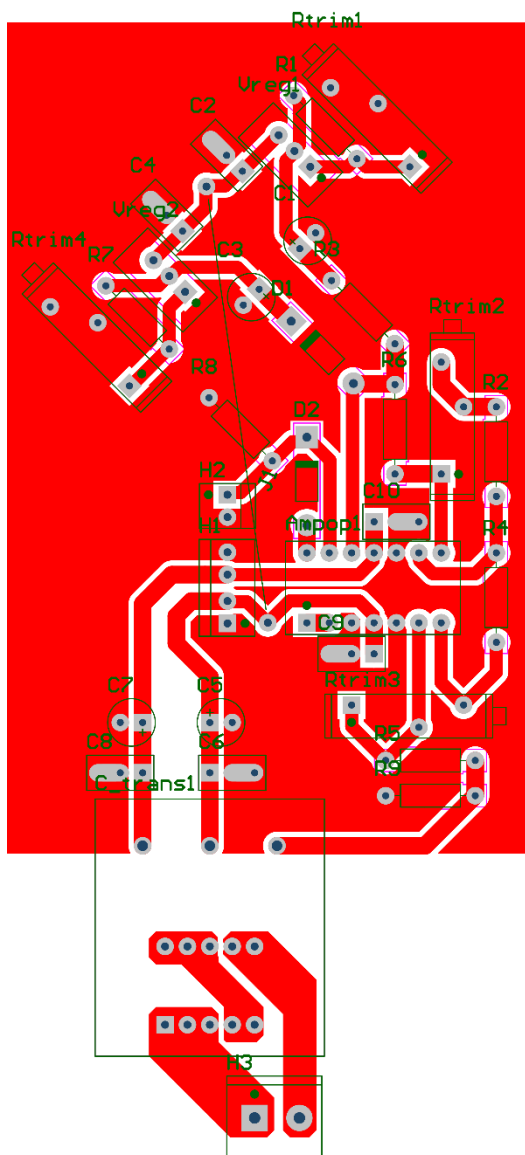


Figura F.2 – PCB do sensor de corrente.



# Apêndice G Programação do microcontrolador do protótipo laboratorial

## G.1 Código utilizado no microcontrolador do protótipo laboratorial

```

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Auxiliar de uso
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Escolha do funcionamento em algumas funções
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

//|Notas: Para diminuir o overhead no processamento algumas porções de código que
//| têm diversas opções de funcionamento
//| encontram-se comentadas;
//|
//| Podem também existir opções extra que são equivalentes às opções
//| normais mas permitem reduzir o tempo de
//| processamento;
//|
//| Para utilizar estas funções deve-se escolher apenas uma das opções,
//| comentando as restantes
//| como presente no exemplo abaixo

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|Título da porção de código
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|*****
//|
//|Notas:
//| deve-se escolher apenas uma das opções
//| opção 1 - descrição opção 1
//| opção 2 - descrição opção 2
//| ...
//| opção n - descrição opção n
//| extra 1 - descrição da opção extra 1
//| extra 2 - descrição da opção extra 2
//| ...
//| extra n - descrição da opção extra n
//| *****
//|=====
=====

```

```

//opção 1
#define exemplo1 0;

//opção 2
//#define exemplo1 1;

//extra 1
//#define exemplo1 0.5;
//|=====
====

#include "F28x_Project.h"
#include <math.h>
#include <stdbool.h>
#include "driverlib.h"
#include "device.h"

////////////////////////////////////
/////
//teste (remover)
#define PROFILE_FREQ 200 // Specified in MHz
#define PROFILE_PER 1000 //Specified in microseconds
#define START_TIMER(x) { \
    x = CpuTimer1Regs.TIM.all; \
    CpuTimer1Regs.TCR.bit.TSS = 0; \
}

#define STOP_TIMER(x) { \
    CpuTimer1Regs.TCR.bit.TSS = 1; \
    x = CpuTimer1Regs.TIM.all; \
    CpuTimer1Regs.TCR.bit.TRB = 1; \
}

float timeRTS = 0;

float start_time = 0.0;
float stop_time = 0.0;
int recolha_start = 0;
float valor_trigger = 10;

uint8_t CMV_corr_cntr = 0;

////////////////////////////////////
/////

//|////////////////////////////////////
//|Variáveis simplificadas
//|////////////////////////////////////
//|=====
float two_PI_3 = 0.0;

float sqrt_2_3 = 0.0;
float sqrt_2_2 = 0.0;
float sqrt_2 = 0.0;

```



```

uint16_t fs = 20000;
float Ts = 50e-6;
//uint16_t fs = 40000;
//float Ts = 25e-6;
#define n_amostras 400
//#define n_amostras 800

//Parâmetros do modelo elétrico
float R = 0.1;
float L = 15e-3;
float C = 2.2e-3;
float V_AC_rms = 25;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Variáveis das grandezas elétricas lidas e calculadas
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
float UL1_val = 0;
float UL2_val = 0;
float UL3_val = 0;

float I1_val = 0;
float I2_val = 0;
float I3_val = 0;

float VC1_val = 0;
float VC2_val = 0;
float IDC_val = 0;

float V_alpha_val = 0;
float V_beta_val = 0;
float I_alpha_val = 0;
float I_beta_val = 0;

float U_DC = 0.0;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Referências sinusoidais e das grandezas elétricas
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//Referências utilizadas no modo 1 (cálculo das referências "offline")
float vetor_temporal[n_amostras];
float sin_1_normalizado[n_amostras];
float sin_2_normalizado[n_amostras];
float sin_3_normalizado[n_amostras];
float Ialpha_ref[n_amostras];
float Ibeta_ref[n_amostras];

//Valor de referência do pico das correntes AC
float Iref_pico = -5.6569;
//Desfasamento da referência das correntes AC
float phase_ang_rad = 0.0;

//Referências utilizadas no modo 2 e 3 (cálculo das referências "online")
float sin_1_temp = 0.0;

```

```

float sin_2_temp = 0.0;
float sin_3_temp = 0.0;
float Ialpha_temp = 0.0;
float Ibeta_temp = 0.0;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Variáveis das funções para recalcular referências|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
int sin_ref_recalc_size = 3; //número de referência sinusoidais, por fase,
recalculadas a cada ciclo
int ab_ref_recalc_size = 3; //número de referência alpha-beta-0, por recalculadas
a cada ciclo
int sin_ref_recalc_stage = 0;
int ab0_ref_recalc_stage = 0;
int i_refs_loop = 0;
int i_sin_loop = 0;
uint8_t calculo_live_referencias_AC = 0;

uint8_t start_recolha_dados = 0;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Matriz de vetores de controlo válidos (para os cálculos do algoritmo preditivo)|
e
//|Matriz do número de comutações que ocorrem na troca de um vetor de controlo|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
int vetores_teste_validos[27][28] = {{0,1,3,4,9,10,12,13, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {0,1,2,3,4,5,9,10,11,12,13,14, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {1,2,4,5,10,11,13,14, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {0,1,3,4,6,7,9,10,12,13,15,16, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},

{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15,16,17, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {1,2,4,5,7,8,10,11,13,14,16,17, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {3,4,6,7,12,13,15,16, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {3,4,5,6,7,8,12,13,14,15,16,17, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {4,5,7,8,13,14,16,17, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {0,1,3,4,9,10,12,13,18,19,21,22, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},

{0,1,2,3,4,5,9,10,11,12,13,14,18,19,20,21,22,23, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},
                                     {1,2,4,5,10,11,13,14,19,20,22,23, -1, -1, -1, -1, -
1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},

{0,1,3,4,6,7,9,10,12,13,15,16,18,19,21,22,24,25, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1},

{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15,16,17,18,19,20,21,22,23,24,25,26, -1},

```





```
//gammas pré calculados com as restantes constantes associadas
float gamma_alpha_Ts_L_2[27];
float gamma_alpha_2_Ts_c[27];
float gamma_beta_Ts_L_2[27];
float gamma_beta_2_Ts_c[27];

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Variáveis do algoritmo preditivo (modo 1)
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Valor da referência do pico das correntes AC a utilizar no modo 1
float Iref_pico_mod0_1 = -8.4852810;

int vetor_ant = 13;
int vetor_escolhido = 0;

//Pesos dos diversos custos implementados no algoritmo preditivo
float peso_VDC = 0.01;
float peso_nc = 0.0;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Variáveis do controlador de tensão no link DC (modo 2 e 3)
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Referência do valor rms das correntes AC
float Iref = 0.0;

//Variável para iniciar o recalculo dos coeficientes do PI
uint8_t recalcular_coeficientes_PI = 0;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Variáveis do controlador de tensão no link DC no modo 2
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Parametrização dos coeficientes do controlador PI (modo 2)
float relacao_AC_DC_mod0_2 = 0.0;
float f_controlador_DC_mod0_2 = 2;
float wn_controlador_DC_mod0_2 = 0.0;
float ksi_controlador_DC_mod0_2 = 0.7071068;

//ajuste manual do coeficiente proporcional
float ajuste_kp_mod0_2 = 1.0;

//Coeficientes do controlador PI (modo 2)
float kp_controlador_DC_mod0_2 = 0.0;
float ki_controlador_DC_mod0_2 = 0.0;
float PI_DC_p1_mod0_2 = 0.0;
float PI_DC_p2_mod0_2 = 0.0;

//erro da tensão no link DC (modo 2)
float e_V_DC_mod0_2 = 0.0;
//referência da tensão no link DC (modo 2)
float U_DC_ref_mod0_2 = 100.0;
```

```

//Valores de saturação do controlador PI (modo 2)
float Iref_max_mod0_2 = 6;
float Iref_min_mod0_2 = -6;

//valores anteriores (modo 2)
float Iref_anterior_mod0_2 = 0.0;
float e_V_DC_anterior_mod0_2 = 0.0;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Parâmetros da bateria
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
float capacidade_bateria = 20.0; //Capacidade da bateria [Ah]
uint8_t n_celulas = 32; //Número de células na bateria
float V_nominal_celula = 3.75; //Tensão nominal de uma célula da
bateria
float V_nominal_bateria = 0.0; //Tensão nominal da bateria
float C_equivalente_bateria = 0.0; //Capacidade equivalente da carga
em Farad

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Variáveis do controlador de tensão/corrente no link DC no modo 3
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Parametrização dos coeficientes do controlador PI (modo 3)
float Ts_carregamento = 50e-6;
float relacao_AC_DC_mod0_3 = 0.0;
float f_controlador_DC_mod0_3 = 0.006;
float wn_controlador_DC_mod0_3 = 0.0;
float ksi_controlador_DC_mod0_3 = 0.7071068;
float relacao_I_dc = 0.0; //Relação entre a corrente AC e a
corrente DC (considerando potência de perdas = 0)

//ajuste manual do coeficiente proporcional
float ajuste_kp_mod0_3 = 0.5;

//Coeficientes do controlador PI (modo 3)
float kp_controlador_DC_mod0_3 = 0.0;
float ki_controlador_DC_mod0_3 = 0.0;
float PI_DC_p1_mod0_3 = 0.0;
float PI_DC_p2_mod0_3 = 0.0;

//erro da tensão no link DC (modo 3)
float e_V_DC_mod0_3 = 0.0;
//referência da tensão no link DC (modo 3)
float U_DC_ref_mod0_3 = 0.0;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Parâmetros do protocolo de carregamento (multi CC-CV)
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
uint8_t charge_stage_num = 1;
#define max_stage 4

```

```

//Tensões terminais das diversas fases do multi CC-CV
float stage_v_ref_array[max_stage] = {100, 110, 120, 125};
//Correntes (DC) máximas das diversas fases do multi CC-CV
float stage_I_max_array[max_stage] = {-4, -4, -2, -1};

//Corrente (DC) terminal das diversas fases do multi CC-CV
float I_charge_min = -0.5;

//Limite para a saturação da corrente do controlador PI
float Iref_max_mod0_3 = 0.0;
float Iref_min_mod0_3 = 0.0;

//valores anteriores
float Iref_anterior_mod0_3 = 0.0;
float e_V_DC_anterior_mod0_3 = 0.0;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Variáveis do estimador do estado de carga da bateria
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//Parâmetros do estimador do SOC
float SOC_inicial = 0.0; //Estado de carga inicial da
bateria [%]
float SOC_anterior = 0.0; //Estado de carga do ciclo
anterior [%]
float SOC_atual = 0.0; //Estado de carga atual da bateria
[%]
float Ts_estimador_SOC = 50e-6; //Periodo do estimador de SOC [s]

float Q_nom_bat = 0.0;
float IDC_val_SOC = 0.0;
float IDC_val_SOC_ant = 0.0;
float delta_Q = 0.0;
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Variáveis do modo de funcionamento
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
uint8_t modo_convertor = 1; //Modo de funcionamento do conversor
(começa no modo 1)

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|Variáveis da recolha de dados
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
int i_alg_recolha_dados = -1;
//guarda o ultimo valor do indice das referencias para saber verificar que os
dados foram capturados numa
//janela onde a fase da rede não altera muito
//exemplo, se a fase da rede durante a janela for perto de 0 então o valor do
indice das referencias vai também
// acabar perto de 0, porque começamos a capturar os dados em 0
int irefs_final_recolha_dados = 0;

int alg_vetor_escolhido[4000];

```





```

Uint16 i = 0;

//Inicializações
sqrt_2_3 = sqrt(6.0)/3.0;
sqrt_2_2 = sqrt(2.0)*0.5;
sqrt_2 = sqrt(2.0);
div_3_4095 = 3.0/4095.0;

//Ts_c = Ts/C;
//Ts_L_2 = Ts/(2*L);
Ts_L = Ts/L;
//R_L_Ts = (R/L)*Ts;
one_R_L_Ts = 1 - (R/L)*Ts;
R_L = R/L;

two_PI_3 = 2*M_PI/3;

Iref_pico = Iref_pico_mod0_1;

//inicializações módulo PWM
T_pwm = (Ts/10e-9) - 1;

//inicializações das constantes do controlador PI da tensão modo 2
relacao_AC_DC_mod0_2 = -6*(V_AC_rms/U_DC_ref_mod0_2);
wn_controlador_DC_mod0_2 = __mpy2pif32(f_controlador_DC_mod0_2);
kp_controlador_DC_mod0_2 =
ajuste_kp_mod0_2*ksi_controlador_DC_mod0_2*wn_controlador_DC_mod0_2*C/relacao_AC_D
C_mod0_2;
ki_controlador_DC_mod0_2 =
(wn_controlador_DC_mod0_2*wn_controlador_DC_mod0_2)*(C/relacao_AC_DC_mod0_2);

PI_DC_p1_mod0_2 = (kp_controlador_DC_mod0_2 +
Ts*ki_controlador_DC_mod0_2*0.5); //multiplicacao 1 PI corrente
PI_DC_p2_mod0_2 = (Ts*ki_controlador_DC_mod0_2*0.5 -
kp_controlador_DC_mod0_2);

//Inicialização do SOC da bateria
SOC_anterior = SOC_inicial;

//Inicializações dos parâmetros da bateria
V_nominal_bateria = V_nominal_celula*n_celulas;
C_equivalente_bateria = capacidade_bateria*3600.0/V_nominal_bateria;

//Inicializações do controlador do link DC modo 3 (carregamento)
relacao_AC_DC_mod0_3 = -6*(V_AC_rms/V_nominal_bateria);

```

```

    wn_controlador_DC_mod0_3 = __mpy2pif32(f_controlador_DC_mod0_3);
    kp_controlador_DC_mod0_3 =
ajuste_kp_mod0_3*ksi_controlador_DC_mod0_3*wn_controlador_DC_mod0_3*C_equivalente_
bateria/relacao_AC_DC_mod0_3;
    ki_controlador_DC_mod0_3 =
(wn_controlador_DC_mod0_3*wn_controlador_DC_mod0_3)*(C_equivalente_bateria/relacao
_AC_DC_mod0_3);
    relacao_I_dc = 3*(V_AC_rms/V_nominal_bateria);

    PI_DC_p1_mod0_3 = (kp_controlador_DC_mod0_3 +
Ts_carregamento*ki_controlador_DC_mod0_3*0.5);
    PI_DC_p2_mod0_3 = (Ts_carregamento*ki_controlador_DC_mod0_3*0.5 -
kp_controlador_DC_mod0_3);

//Inicializações do protocolo de carregamento multi CC-CV
I_charge_min = I_charge_min*relacao_I_dc; //Converte-se esta corrente de
DC para AC (rms) para aplicar ao PI do link DC

for(i = 0; i < max_stage; i++)
{
    stage_I_max_array[i] = stage_I_max_array[i]/relacao_I_dc; //Converte-se esta
corrente de DC para AC (rms) para aplicar ao PI do link DC
}

//Inicializações do estimador de carga da bateria
Q_nom_bat = capacidade_bateria * 3600;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Inicialização do vetor temporal e referências sinusoidais e em alpha-beta-0

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
for(i = 0; i < n_amostras; i++)
{
    //inicialização do vetor é feita já nas coordenadas cartesianas para
acelerar os seguintes cálculos
    vetor_temporal[i] = __mpy2pif32(i*Ts*f);
}

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|Inicialização dos gammas pré calculados

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
inv_L = 1.0/L;
inv_C = 1.0/C;
for(i = 0; i < 27; i++)
{
    //inicialização dos gammas com os valores das constantes diretamente
associadas

```

```

    gamma_alpha_Ts_L_2[i] = Ts*0.5*inv_L*gamma_alpha[i];
    gamma_alpha_2_Ts_c[i] = Ts*inv_C*gamma_alpha_2[i];
    gamma_beta_Ts_L_2[i] = Ts*0.5*inv_L*gamma_beta[i];
    gamma_beta_2_Ts_c[i] = Ts*inv_C*gamma_beta_2[i];
}

//inicialização das referências sinusoidais
init_sin(sin_1_normalizado,sin_2_normalizado,sin_3_normalizado,
vetor_temporal, f, phase_ang_rad);
//inicialização das referências alpha-beta-0
init_refs(sin_1_normalizado,sin_2_normalizado,sin_3_normalizado,Ialpha_ref,Ibeta_ref,Iref_pico);

////////////////////////////////////
////
//
// Initialize device clock and peripherals
//
Device_init();

//
// Disable pin locks and enable internal pullups.
//
Device_initGPIO();

////////////////////////////////////
////

// Initialize GPIO
//InitGpio();
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1;
EDIS;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1;    // Turn off LED

//
// Enable a GPIO output on GPIO6, set it high
//
GPIO_setPadConfig(6, GPIO_PIN_TYPE_STD);    // Enable pullup on GPIO6
GPIO_writePin(6, 0);                        // Load output latch
GPIO_setPinConfig(GPIO_6_GPIO6);           // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(6, GPIO_DIR_MODE_OUT); // GPIO6 = output

GPIO_setPadConfig(7, GPIO_PIN_TYPE_STD);    // Enable pullup on GPIO7
GPIO_writePin(7, 0);                        // Load output latch
GPIO_setPinConfig(GPIO_7_GPIO7);           // GPIO7 = GPIO7
GPIO_setDirectionMode(7, GPIO_DIR_MODE_OUT); // GPIO7 = output

```



```

GPIO_setDirectionMode(95, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

//GPIO para recalcular referencias
GPIO_setPadConfig(9, GPIO_PIN_TYPE_STD); // Enable pullup on GPIO6
GPIO_setPinConfig(GPIO_9_GPIO9); // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(9, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

GPIO6
GPIO_setPadConfig(10, GPIO_PIN_TYPE_STD); // Enable pullup on
GPIO_setPinConfig(GPIO_10_GPIO10); // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(10, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

GPIO6
GPIO_setPadConfig(11, GPIO_PIN_TYPE_STD); // Enable pullup on
GPIO_setPinConfig(GPIO_11_GPIO11); // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(11, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

GPIO6
GPIO_setPadConfig(14, GPIO_PIN_TYPE_STD); // Enable pullup on
GPIO_setPinConfig(GPIO_14_GPIO14); // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(14, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

GPIO6
GPIO_setPadConfig(15, GPIO_PIN_TYPE_STD); // Enable pullup on
GPIO_setPinConfig(GPIO_15_GPIO15); // GPIO6 = GPIO6
GPIO_setDirectionMode(15, GPIO_DIR_MODE_IN); // GPIO6 = output

////////////////////////////////////
////

//
// Initialize PIE and clear PIE registers. Disables CPU interrupts.
//
Interrupt_initModule();

//
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
//
Interrupt_initVectorTable();

//
// Interrupts that are used in this example are re-mapped to ISR functions
// found within this file.
//
Interrupt_register(INT_ADCA1, &adcA1ISR);

//
// Set up the ADC and the ePWM and initialize the SOC
//
configureADC(ADCA_BASE);
configureADC(ADCB_BASE);
configureADC(ADCC_BASE);
initEPWM();
initADCSOC();

//
// Enable ADC interrupt

```

```

//
Interrupt_enable(INT_ADCA1);

//
// Enable Global Interrupt (INTM) and realtime interrupt (DBGM)
//
EINT;
ERTM;

//
// Start ePWM1, enabling SOCA and putting the counter in up-count mode
//
EPWM_enableADCTrigger(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A);
EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_UP);

// main loop
while(1)
{
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 0;    // Turn on LED
    DELAY_US(1000 * 50);                  // ON delay
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1;    // Turn off LED
    DELAY_US(1000 * 50);                  // OFF delay
}

}

void init_sin(float *array_sin_1, float *array_sin_2, float *array_sin_3, float
*array_tempo, int freq, float fase)
{
    int i_sin = 0;
    for(i_sin = 0; i_sin < n_amostras; i_sin++)
    {
        array_sin_1[i_sin] = (float)sin(array_tempo[i_sin] + fase);
        array_sin_2[i_sin] = (float)sin(array_tempo[i_sin] - two_PI_3 + fase);
        array_sin_3[i_sin] = (float)sin(array_tempo[i_sin] + two_PI_3 + fase);
    }
}

int sin_recalc(float *array_sin_1, float *array_sin_2, float *array_sin_3, float
*array_tempo, int freq, float fase)
{
    int local_counter_sin_loop = 0;
    //while(local_counter_sin_loop < sin_ref_recalc_size && i_sin_loop !=
n_amostras)
    while(local_counter_sin_loop < sin_ref_recalc_size)
    {
        array_sin_1[i_sin_loop] = (float)sin(array_tempo[i_sin_loop] + fase);
        array_sin_2[i_sin_loop] = (float)sin(array_tempo[i_sin_loop] - two_PI_3 +
fase);
        array_sin_3[i_sin_loop] = (float)sin(array_tempo[i_sin_loop] + two_PI_3 +
fase);
    }
}

```

```

        i_sin_loop++;
        local_counter_sin_loop++;
        if(i_sin_loop == n_amostras)
        {
            i_sin_loop = 0;
            return 0;
        }
    }
    return 1;
}

```

```

void init_refs(float *array_sin_1, float *array_sin_2, float *array_sin_3, float
*array_Ialpha, float *array_Ibeta, float Iref_pico)
{
    int i_ref = 0;
    for(i_ref = 0; i_ref < n_amostras; i_ref++)
    {
        array_Ialpha[i_ref] = sqrt_2_3*Iref_pico*(array_sin_1[i_ref] -
(array_sin_2[i_ref] + array_sin_3[i_ref])*0.5);
        array_Ibeta[i_ref] = sqrt_2_2*Iref_pico*(array_sin_2[i_ref] -
array_sin_3[i_ref]);
    }
}

```

```

int refs_recalc(float *array_sin_1, float *array_sin_2, float *array_sin_3, float
*array_Ialpha, float *array_Ibeta, float Iref_pico)
{
    int local_i_refs_loop = 0;
    while(local_i_refs_loop < ab_ref_recalc_size)
    {
        array_Ialpha[i_refs_loop] = sqrt_2_3*Iref_pico*(array_sin_1[i_refs_loop] -
(array_sin_2[i_refs_loop] + array_sin_3[i_refs_loop])*0.5);
        array_Ibeta[i_refs_loop] = sqrt_2_2*Iref_pico*(array_sin_2[i_refs_loop] -
array_sin_3[i_refs_loop]);

        i_refs_loop++;
        local_i_refs_loop++;
        if(i_refs_loop == n_amostras)
        {
            i_refs_loop = 0;
            return 0;
        }
    }
    return 1;
}

```

```

int alg_pred(float V_alpha, float V_beta, float I_alpha, float I_beta, float VC1,
float VC2, float i_alpha_ref, float i_beta_ref)
{
    float ialpha_n1 = 0;
    float e_ialpha = 0;
    float ibeta_n1 = 0;
    float e_ibeta = 0;
    float e_Uc_p1 = 0;
    float e_Uc_p2 = 0;
    float e_Uc = 0;

```

```

float Udc_n = VC1 + VC2;

float custo_i = 0;
//3.402823466E+38F -> valor máximo para float (32 bit)
float custo = 3.402823466E+38F;

int vetor_test = vetores_teste_validos[vetor_ant][0];

float ialpha_n1_p1 = 0.0;
float ibeta_n1_p1 = 0.0;

//Cálcula as correntes em n+1 para depois implementar o preditivo em n+2
ialpha_n1_p1 = I_alpha*one_R_L_Ts - Ts_L*V_alpha +
gamma_alpha_Ts_L_2[vetor_ant]*Udc_n;
ialpha_n1_p1 = ialpha_n1_p1*one_R_L_Ts - Ts_L*V_alpha;
ibeta_n1_p1 = I_beta*one_R_L_Ts - Ts_L*V_beta +
gamma_beta_Ts_L_2[vetor_ant]*Udc_n;
ibeta_n1_p1 = ibeta_n1_p1*one_R_L_Ts - Ts_L*V_beta;

//VC2 - VC1 para obter -e_Uc_n
float e_Uc_n = VC2 - VC1;

int i_alg = 0;

//remover (apenas para teste)
//int i_alg_escolhido = 0;

while (vetor_test != -1)
{
//      //reducao CMV
//      if(CMV_corr_cntr == 1)
//          if(vetor_test == 0 || vetor_test == 1 || vetor_test == 3 ||
vetor_test == 9 ||
//              vetor_test == 17 || vetor_test == 23 || vetor_test == 25 ||
vetor_test == 26)
//          {
//              i_alg++;
//              vetor_test = vetores_teste_validos[vetor_ant][i_alg];
//              continue;
//          }

ialpha_n1 = ialpha_n1_p1 + gamma_alpha_Ts_L_2[vetor_test]*Udc_n;
e_ialpha = i_alpha_ref - ialpha_n1;

ibeta_n1 = ibeta_n1_p1 + gamma_beta_Ts_L_2[vetor_test]*Udc_n;
e_ibeta = i_beta_ref - ibeta_n1;

e_Uc_p1 = I_alpha*gamma_alpha_2_Ts_c[vetor_test];
e_Uc_p2 = I_beta*gamma_beta_2_Ts_c[vetor_test];

e_Uc = e_Uc_n + e_Uc_p1 + e_Uc_p2;

```



```
}
```

```
//  
// configureADC - Write ADC configurations and power up the ADC for the  
// selected ADC
```

```
//
```

```
void configureADC(uint32_t adcBase)
```

```
{
```

```
    //
```

```
    // Set ADCCLK divider to /4
```

```
    //
```

```
    ADC_setPrescaler(adcBase, ADC_CLK_DIV_4_0);
```

```
    //
```

```
    // Set resolution and signal mode (see #defines above) and load
```

```
    // corresponding trims.
```

```
    //
```

```
//#if(EX_ADC_RESOLUTION == 12)
```

```
    // ADC_setMode(adcBase, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
```

```
//#elif(EX_ADC_RESOLUTION == 16)
```

```
    // ADC_setMode(adcBase, ADC_RESOLUTION_16BIT, ADC_MODE_DIFFERENTIAL);
```

```
//#endif
```

```
    //ADC definida para 12 bits de resolução
```

```
    ADC_setMode(adcBase, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
```

```
    //
```

```
    // Set pulse positions to late
```

```
    //
```

```
    ADC_setInterruptPulseMode(adcBase, ADC_PULSE_END_OF_CONV);
```

```
    //
```

```
    // Power up the ADCs and then delay for 1 ms
```

```
    //
```

```
    ADC_enableConverter(adcBase);
```

```
    //
```

```
    // Delay for 1ms to allow ADC time to power up
```

```
    //
```

```
    DEVICE_DELAY_US(1000);
```

```
}
```

```
//
```

```
// Function to configure ePWM1 to generate the SOC.
```

```
//
```

```
void initEPWM(void)
```

```
{
```

```
    //
```

```
    // Disable SOCA
```

```

//
EPWM_disableADCTrigger(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A);

//
// Configure the SOC to occur on the first up-count event
//
EPWM_setADCTriggerSource(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A, EPWM_SOC_TBCTR_U_CMPA);
EPWM_setADCTriggerEventPrescale(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A, 1);

//
// Set the compare A value to 1000 and the period to 1999
// Assuming ePWM clock is 100MHz, this would give 50kHz sampling
// 50MHz ePWM clock would give 25kHz sampling, etc.
// The sample rate can also be modulated by changing the ePWM period
// directly (ensure that the compare A value is less than the period).
//
//!!!!!!valor max do clock da epwm = 100 MHz porque por defeito o divisor do
sysclk é /2, logo 200Mhz/ = 100 Mhz
//, logo escolhido 4999 para obter 20 KHz
//T_pwm = (TBPRD + 1) * Ttbclk = (4999 + 1) * 10e-9 = 50e-6 -> 20 kHz
// o valor do compare está para metade do periodo da epwm para obter um duty
cycle de 50 %, mas poderia ser qualquer valor
// porque só interessa a transição positiva no compare A para ativar a
interrupção
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A, (T_pwm +
1)*0.5);
EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE, T_pwm);

//
// Set the local ePWM module clock divider to /1
//
EPWM_setClockPrescaler(EPWM1_BASE,
                        EPWM_CLOCK_DIVIDER_1,
                        EPWM_HSCLOCK_DIVIDER_1);

//
// Freeze the counter
//
EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_STOP_FREEZE);
}

//
// Function to configure SOCs on ADCA and ADCD to be triggered by ePWM1.
//
void initADCSOC(void)
{
    // uint16_t acqps;

    //
    // Determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on resolution
    //
    //nota: o tempo de sample and hold (s+h) é igual a (acqps + 1)SYSCLK
    // logo para ter o mínimo de 75ns são necessário (14 + 1) = 15 SYSCLK
    (com CPU a 200 MHz)
    // if(EX_ADC_RESOLUTION == 12)
    // {
    //     //acqps = 14; // 75ns
    //     acqps = 149; // 750ns
    // }
}

```

```

// else //resolution is 16-bit
// {
//     acqps = 63; // 320ns
// }
//
// - NOTE: A longer sampling window will be required if the ADC driving
// source is less than ideal (an ideal source would be a high bandwidth
// op-amp with a small series resistance). See TI application report
// SPRACT6 for guidance on ADC driver design.
// - NOTE: SOC0s need not use the same S+H window duration, but SOC0s
// occurring in parallel (in this example, SOC0 on both ADCs occur in
// parallel, as do the SOC1s on both ADCs, etc.) should usually
// use the same value to ensure simultaneous samples and synchronous
// operation.

//
// Select the channels to convert and the configure the ePWM trigger
//

//VC1
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);

//VC2
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN3, acqps);

//IDC
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER8, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER9, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER10, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER11, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN5, acqps);

//I1
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN2, acqps);

//I2
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
             ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,

```

```

        ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN3, acqps);
ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN3, acqps);
//UL1
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN4, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN4, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN4, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN4, acqps);
//UL2
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN5, acqps);
ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM1_SOCA,
        ADC_CH_ADCIN5, acqps);

//
// Select SOC2 on ADCA as the interrupt source. SOC2 on ADCD will end at
// the same time, so either SOC2 would be an acceptable interrupt trigger.
//
//ADC_setInterruptSource(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1, ADC_SOC_NUMBER2);
ADC_setInterruptSource(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1, ADC_SOC_NUMBER11);
ADC_enableInterrupt(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
ADC_clearInterruptStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
}

```

```

//
// ADC A Interrupt 1 ISR
//
__interrupt void adcA1ISR(void)
{

    //teste (remover)!!!!!!!!!!!!
    GPIO_writePin(25,1);
    START_TIMER(start_time);
}

```

```

    //Aplica aqui o vetor de controlo para o caso do algoritmo preditivo em k+2
    GpioDataRegs.GPADAT.all = gamma_drivers_hex[vetor_escolhido] |
(GpioDataRegs.GPADAT.all & 0xFFFFF0);

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|Sincronismo com a REE

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|Leitura do sinal de sincronismo
sync_sig = GPIO_readPin(95);
//Verifica se o sinal teve uma transição positiva
//e se sim faz reset do indice das referências para n+1
if(sync_sig == 1 && sync_sig_ant == 0)
{
    sync_LED_counter++;
    i_refs = index_sync;
}
sync_sig_ant = sync_sig;

//LED do sincronismo com frequência 10 inferior à do sincronismo/REE -> 5 Hz
if(sync_LED_counter == 10)
{
    GPIO_togglePin(6);
    sync_LED_counter = 0;
}

//Incrementa o indice das referencias para o próximo (n+2)
i_refs++;
//Se atingir o último valor (= nº amostras) faz reset para 0
if(i_refs == n_amostras)
    i_refs = 0;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|Leitura dos valores das ADC

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//|
//|Leitura das tensões da REE (0 - 4095)
VC1_adc = (AdcaResultRegs.ADCRESULT0 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT1 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT2 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT3) >> 2;
VC2_adc = (AdcaResultRegs.ADCRESULT4 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT5 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT6 +
    AdcaResultRegs.ADCRESULT7) >> 2;

```

```

//Leitura das correntes da REE (0 - 4095)
I1_adc = (AdcbResultRegs.ADCRESULT0 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT1 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT2 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT3) >> 2;
I2_adc = (AdcbResultRegs.ADCRESULT4 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT5 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT6 +
          AdcbResultRegs.ADCRESULT7) >> 2;

//Leitura das correntes dos condensadores do link DC (0 - 4095)
UL1_adc = (AdccResultRegs.ADCRESULT0 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT1 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT2 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT3) >> 2;
UL2_adc = (AdccResultRegs.ADCRESULT4 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT5 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT6 +
          AdccResultRegs.ADCRESULT7) >> 2;

//Leitura da corrente do link DC (0 - 4095)
IDC_adc = (AdcaResultRegs.ADCRESULT8 +
          AdcaResultRegs.ADCRESULT9 +
          AdcaResultRegs.ADCRESULT10 +
          AdcaResultRegs.ADCRESULT11) >> 2;

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Conversão dos valores amostrados pelas ADC para os equivalentes elétricos
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Tensões da REE (UL3 é calculado à custa das tensões UL1 e UL2 -> UL1 + UL2 +
//|UL3 = 0)
UL1_val = 39.84063745*(UL1_adc*div_3_4095 - 1.503);
UL2_val = 40.0*(UL2_adc*div_3_4095 - 1.5043);
UL3_val = - UL1_val - UL2_val;

//|Correntes da REE (I3 é calculada à custa das correntes I1 e I2 -> I1 + I2 +
//|I3 = 0)
I1_val = 8.012820513*(I1_adc*div_3_4095 - 1.5041);
I2_val = 8.019246191*(I2_adc*div_3_4095 - 1.5051);
I3_val = - I1_val - I2_val;

//|Tensões dos condensadores do divisor capacitivo do link DC
VC1_val = 86.956521739*(VC1_adc*div_3_4095 - 1.5047);
VC2_val = 86.206896552*(VC2_adc*div_3_4095 - 1.4983);

//|Corrente do link DC
IDC_val = 8.025038119*(IDC_adc*div_3_4095 - 1.48759425);

//|calculo das tensões e correntes em alpha-beta-0
V_alpha_val = sqrt_2_3*(UL1_val - (UL2_val + UL3_val)*0.5);
V_beta_val = sqrt_2_2*(UL2_val - UL3_val);

I_alpha_val = sqrt_2_3*(I1_val - (I2_val + I3_val)*0.5);

```

```
I_beta_val = sqrt_2_2*(I2_val - I3_val);
```

```
    //teste (remover)
    //-----
-----

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Estimador do estado de carga da bateria
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Corrente de carga é negativa
IDC_val_SOC = -IDC_val;
//Varição da carga na bateria (integração da corrente Idc)
delta_Q = Ts * (IDC_val_SOC + IDC_val_SOC_ant)*0.5;
//Atualização do estado de carga da bateria
SOC_atual = SOC_anterior + (delta_Q/Q_nom_bat) * 100;

//Atualização dos valores anteriores
SOC_anterior = SOC_atual;
IDC_val_SOC_ant = IDC_val_SOC;

//-----
-----

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Modos de controlo do conversor
//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Nota: Apenas o modo 1 utiliza as referências pré calculadas, logo será
//|necessário
//|um passo adicional, descrito abaixo, para comutar o valor das
//|referências AC
//|-----
//|-----
//|Modo 1:
//|- Modo de controlo das correntes AC:
//|descrição:
//|Neste modo são controladas as correntes AC com o
//|algoritmo preditivo.
//|O conversor poderá ser configurado como:
//|- inversor (DC -> AC):
//|- Lado DC: fonte DC ou bateria;
//|- Lado AC: ligação com a REE ou carga
//|trifásica;
//|- retificador (AC -> DC):
//|- Lado DC: carga monofásica ou fonte
//|de tensão/bateria;
//|requisitos:
//|É necessário fornecer a referência do valor de
//|pico das correntes AC
```

```

//          -> [Iref_pico]
//          -> para comutar para um valor diferente é
necessário acionar a função de
//          recálculo das referências, colocando
ab0_ref_recalc_stage = 1
//          opcional:
//          Caso seja desejável alterar o ângulo das
referências [phase_ang_rad]
//          é necessário acionar a função de recálculo das
variáveis através de
//          sin_ref_recalc_stage = 1, e não de
ab0_ref_recalc_stage = 1
//-----
//Modo 2:
//          - Modo de controlo da tensão do link DC:
//          descrição:
//          Neste modo é controlada a tensão do link DC
através de um controlador PI.
//          O controlador PI gera a referência das correntes
AC que será utilizado
//          pelos controladores preditivo para o controlador do
conversor.
//          O conversor poderá ser configurado apenas como
retificador (AC -> DC);
//          -> O modo inversor é também funcional mas
necessita de uma modificação
//          no circuito da fonte para implementar;
//          -> É necessário colocar uma resistência em
série entre a
//          fonte DC e o link DC, para cair nessa
resistência o remanescente
//          da tensão entre a fonte DC e o link DC
//          -> Utilizar também os diodos de protecção
entre a resistência e o link DC
//          requisitos:
//          É necessário fornecer a referência tensão do link
DC
//          -> [U_DC_ref]
//-----
//Modo 2:
//          - Modo de carregamento da bateria:
//          descrição:
//          Neste modo o algoritmo do protocolo de
carregamento gera a referência da tensão
//          do link DC e o limite do pico da corrente AC que
são implementados no controlador PI.
//          O conversor poderá ser configurado apenas como
retificador (AC -> DC)
//          com a bateria conectada ao lado DC do conversor.
//          requisitos:
//          Neste modo será necessário fornecer o valor do SOC
inicial da bateria para
//          atualizar o valor do SOC da bateria
//          -> [SOC_inicial]
//          -> deve ser definido nas inicializações
(antes de iniciar o processador)

```

```

//                                     -> Em alternativa pode ser definido como 0,
sendo que o valor do SOC estimado      será igual à variação do SOC e não ao valor
//                                     absoluto
//Verifica se é necessário recalcular os coeficientes do controlador PI do
link DC
//Apenas para testes
if (recalcular_coeficientes_PI == 1)
{
  //Recalcular coeficientes do PI no modo 2
  relacao_AC_DC_mod0_2 = -6*(V_AC_rms/U_DC_ref_mod0_2);
  wn_controlador_DC_mod0_2 = __mpy2pif32(f_controlador_DC_mod0_2);
  kp_controlador_DC_mod0_2 =
ajuste_kp_mod0_2*ksi_controlador_DC_mod0_2*wn_controlador_DC_mod0_2*C/relacao_AC_D
C_mod0_2;
  ki_controlador_DC_mod0_2 =
(wn_controlador_DC_mod0_2*wn_controlador_DC_mod0_2)*(C/relacao_AC_DC_mod0_2);

  PI_DC_p1_mod0_2 = (kp_controlador_DC_mod0_2 +
Ts*ki_controlador_DC_mod0_2*0.5);
  PI_DC_p2_mod0_2 = (Ts*ki_controlador_DC_mod0_2*0.5 -
kp_controlador_DC_mod0_2);

  //Recalcular coeficientes do PI no modo 3
  wn_controlador_DC_mod0_3 = __mpy2pif32(f_controlador_DC_mod0_3);
  kp_controlador_DC_mod0_3 =
ajuste_kp_mod0_3*ksi_controlador_DC_mod0_3*wn_controlador_DC_mod0_3*C_equivalente_
bateria/relacao_AC_DC_mod0_3;
  ki_controlador_DC_mod0_3 =
(wn_controlador_DC_mod0_3*wn_controlador_DC_mod0_3)*(C_equivalente_bateria/relacao
_AC_DC_mod0_3);

  PI_DC_p1_mod0_3 = (kp_controlador_DC_mod0_3 +
Ts_carregamento*ki_controlador_DC_mod0_3*0.5);
  PI_DC_p2_mod0_3 = (Ts_carregamento*ki_controlador_DC_mod0_3*0.5 -
kp_controlador_DC_mod0_3);

  //Reset da variável para iniciar o recálculo dos coeficientes do PI
  recalculacao_coeficientes_PI = 0;
}

//Lógica dos modos de controlo do conversor
if(mod0_conversor == 2)
{

/////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
    //|Controlador PI link DC (modo 2)

/////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
    //erro atual da tensão no link DC
    e_V_DC_mod0_2 = U_DC_ref_mod0_2 - (VC1_val + VC2_val);

    //Corrente AC de referência (rms) gerada pelo controlador PI
    Iref = Iref_anterior_mod0_2 + PI_DC_p1_mod0_2*e_V_DC_mod0_2+
PI_DC_p2_mod0_2*e_V_DC_anterior_mod0_2;

```

```

//Saturação da corrente de referência (rms) gerada
if(Iref > Iref_max_mod0_2)
    Iref = Iref_max_mod0_2;
else if(Iref < Iref_min_mod0_2)
    Iref = Iref_min_mod0_2;

//Atualização dos valores anteriores
e_V_DC_anterior_mod0_2 = e_V_DC_mod0_2;
//Como o saturador está antes já se está a aplicar saturação ao integrador
do PI
    Iref_anterior_mod0_2 = Iref;

//Conversão do valor rms da tensão AC de referência para o valor de pico
Iref_pico = Iref*sqrt_2;

//como o PI vai gerar o valor de referência (Iref_pico) passa-se a
calcular as referências das correntes (Ialpha_temp, Ibeta_temp)
//"live" em vez de construir o vetor de referências
    calculo_live_referencias_AC = 1;
}
else if(modo_conversor == 3)
{

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|Algoritmo do protocolo de carregamento (multi CC-CV)

//|////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////|
//|
//|
U_DC = VC1_val + VC2_val;

//Verifica se deve comutar para a proxima fase do protocolo
//Está implementado para corrente de carregamento negativa (sensor de
corrente no sentido do conversor)
if (charge_stage_num < max_stage && U_DC >=
stage_v_ref_array[charge_stage_num] && IDC_val >= I_charge_min)
    charge_stage_num = charge_stage_num + 1;

//Verifica se já atingiu a fase final e se sim finaliza o carregamento
//Neste caso comuta-se para o modo 1 como inversor com corrente baixa
if(charge_stage_num >= max_stage)
{
    modo_conversor = 1;
    U_DC_ref_mod0_3 = 0.0;
    Iref_max_mod0_3 = 0.0;
    Iref_pico_mod0_1 = -1,414213;
    calculo_live_referencias_AC = 0;
}
else
{
    U_DC_ref_mod0_3 = stage_v_ref_array[charge_stage_num];
    Iref_max_mod0_3 = stage_I_max_array[charge_stage_num];
}
}

```

```

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
//|Controlador PI link DC (modo 3)

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
//erro atual da tensão no link DC
e_V_DC_modo_3 = U_DC_ref_modo_3 - U_DC;

//Corrente AC de referência (rms) gerada pelo controlador PI
Iref = Iref_anterior_modo_3 + PI_DC_p1_modo_3*e_V_DC_modo_3+
PI_DC_p2_modo_3*e_V_DC_anterior_modo_3;

//Saturação da corrente de referência (rms) gerada (correntes de carga são
negativas)
if(Iref > Iref_min_modo_3)
    Iref = Iref_min_modo_3;
else if(Iref < Iref_max_modo_3)
    Iref = Iref_max_modo_3;

//Atualização dos valores anteriores
e_V_DC_anterior_modo_3 = e_V_DC_modo_3;
//Como o saturador está antes já se está a aplicar saturação ao integrador
do PI
    Iref_anterior_modo_3 = Iref;

//Conversão do valor rms da tensão AC de referência para o valor de pico
Iref_pico = Iref*sqrt_2;

//como o PI vai gerar o valor de referência (Iref_pico) passa-se a
calcular as referências das correntes (Ialpha_temp, Ibeta_temp)
//"live" em vez de construir o vetor de referências
calculo_live_referencias_AC = 1;

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
//|Estimador do estado de carga da bateria

//|//////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
//Corrente de carga é negativa
IDC_val_SOC = -IDC_val;
//Variação da carga na bateria (integração da corrente Idc)
delta_Q = Ts * (IDC_val_SOC + IDC_val_SOC_ant)*0.5;
//Atualização do estado de carga da bateria
SOC_atual = SOC_anterior + (delta_Q/Q_nom_bat) * 100;

//Atualização dos valores anteriores
SOC_anterior = SOC_atual;
IDC_val_SOC_ant = IDC_val_SOC;

}
else
{

```

```

    //Utiliza o valor definido para o modo 1 como a referência da corrente de
    pico AC do controlador preditivo
    Iref_pico = Iref_pico_mod0_1;
    //Utiliza as referências AC pré-cálculadas
    calculo_live_referencias_AC = 0;
}

//verifica se é necessário recalculas as referências
if(sin_ref_recalc_stage == 1)
{
    sin_ref_recalc_stage =
sin_recalc(sin_1_normalizado,sin_2_normalizado,sin_3_normalizado, vetor_temporal,
f, phase_ang_rad);
    ab0_ref_recalc_stage =
refs_recalc(sin_1_normalizado,sin_2_normalizado,sin_3_normalizado,Ialpha_ref,Ibeta
_ref,Iref_pico);
}
else if (ab0_ref_recalc_stage == 1)
    ab0_ref_recalc_stage =
refs_recalc(sin_1_normalizado,sin_2_normalizado,sin_3_normalizado,Ialpha_ref,Ibeta
_ref,Iref_pico);

//algoritmo preditivo
if( (ab0_ref_recalc_stage == 0 || i_refs < i_refs_loop) &&
calculo_live_referencias_AC == 0 )
    vetor_escolhido = alg_pred(V_alpha_val, V_beta_val, I_alpha_val,
I_beta_val, VC1_val, VC2_val, Ialpha_ref[i_refs], Ibeta_ref[i_refs]);
else if(sin_ref_recalc_stage == 1)
{
    sin_1_temp = (float)sin(vetor_temporal[i_refs] + phase_ang_rad);
    sin_2_temp = (float)sin(vetor_temporal[i_refs] - two_PI_3 +
phase_ang_rad);
    sin_3_temp = (float)sin(vetor_temporal[i_refs] + two_PI_3 +
phase_ang_rad);
    Ialpha_temp = sqrt_2_3*Iref_pico*(sin_1_temp - (sin_2_temp +
sin_3_temp)*0.5);
    Ibeta_temp = sqrt_2_2*Iref_pico*(sin_2_temp - sin_3_temp);
    vetor_escolhido = alg_pred(V_alpha_val, V_beta_val, I_alpha_val,
I_beta_val, VC1_val, VC2_val, Ialpha_temp, Ibeta_temp);
}
else
{
    Ialpha_temp = sqrt_2_3*Iref_pico*(sin_1_normalizado[i_refs] -
(sin_2_normalizado[i_refs] + sin_3_normalizado[i_refs])*0.5);
    Ibeta_temp = sqrt_2_2*Iref_pico*(sin_2_normalizado[i_refs] -
sin_3_normalizado[i_refs]);
    vetor_escolhido = alg_pred(V_alpha_val, V_beta_val, I_alpha_val,
I_beta_val, VC1_val, VC2_val, Ialpha_temp, Ibeta_temp);
}

//Aplica aqui o vetor de controlo para o caso do algoritmo preditivo em k+1
//GpioDataRegs.GPADAT.all = gamma_drivers_hex[vetor_escolhido] |
(GpioDataRegs.GPADAT.all & 0xFFFFFC0);

```

```

STOP_TIMER(stop_time);
timeRTS = (start_time - stop_time) * pow(PROFILE_FREQ, -1);

//Trigger para a recolha de dados a partir do estado de variável (pode ser
feito externamente ou por debug)
//Só começa a recolher quando o índice é igual a 0, para os recalculos terem
efeito no proximo ciclo,
//que equivale ao índice 0 da onda sinusoidal
//Envia um sinal para o exterior para utilizar como trigger no osciloscópio
GPIO_writePin(25,0);

if(start_recolha_dados > 0 && i_refs == 0)
{
    GPIO_writePin(25,1);
    i_alg_recolha_dados = 0;
    start_recolha_dados = 0;
}

//Trigger para a recolha de dados a partir do estado de variável (pode ser
feito externamente ou por debug)
//Só começa a recolher quando o índice é igual a 0, para os recalculos terem
efeito no proximo ciclo,
//que equivale ao índice 0 da onda sinusoidal
//Envia um sinal para o exterior para utilizar como trigger no osciloscópio
//Utilizar para mudança da referência da corrente (step-up da corrente,
seguido de um step-down)
// GPIO_writePin(25,0);
//
// if(start_recolha_dados > 0 && i_refs == 0)
// {
//     GPIO_writePin(25,1);
//     i_alg_recolha_dados = 0;
//     start_recolha_dados = 0;
//     counter_zero_cross = 0;
// }
//
// if(i_alg_recolha_dados >= 0 && i_refs == 0 && counter_zero_cross >= 0)
//     counter_zero_cross++;
//
// if(counter_zero_cross == 3 && Iref_step_stage == 0)
// {
//     Iref_step_stage = 1;
//     Iref_pico = I_ref_pico_step_up;
//     ab0_ref_recalc_stage = 1;
//     i_refs_loop = 0;
//
//     //phase_ang_rad = 0.0
//     //i_sin_loop = 0;
// }
// else if(counter_zero_cross == 9 && Iref_step_stage == 1)
// {
//     Iref_step_stage = 0;
//     counter_zero_cross = -1;
//     Iref_pico = I_ref_pico_step_down;
//     ab0_ref_recalc_stage = 1;
//     i_refs_loop = 0;

```

```

//
//      //phase_ang_rad = 0.0
//      //i_sin_loop = 0;
//  }

//Trigger para a recolha de dados quando o valor do condensador está acima de
um certo valor limiar
//      GPIO_writePin(25,0);
//
//      if(VC1_val >= valor_trigger && start_recolha_dados > 0)
//      {
//          GPIO_writePin(25,1);
//          i_alg_recolha_dados = 0;
//          start_recolha_dados = 0;
//      }

//recolha dados
if(i_alg_recolha_dados >= 0)
{
    alg_vetor_escolhido[i_alg_recolha_dados] = vetor_escolhido;
    delay_alg[i_alg_recolha_dados] = timeRTS;
    I_DC_recolha_dados[i_alg_recolha_dados] = IDC_val;
    VC1_recolha_dados[i_alg_recolha_dados] = VC1_val;
    VC2_recolha_dados[i_alg_recolha_dados] = VC2_val;

    i_alg_recolha_dados++;
    if(i_alg_recolha_dados == 4000)
    {
        i_alg_recolha_dados = -1;
        irefs_final_recolha_dados = i_refs;
    }
}

if(i_I_DC_med < 4000)
    I_DC_med_10_1 += IDC_val;
else if(i_I_DC_med < 8000)
    I_DC_med_10_2 += IDC_val;
else if(i_I_DC_med < 12000)
    I_DC_med_10_3 += IDC_val;
else if(i_I_DC_med < 16000)
    I_DC_med_10_4 += IDC_val;
else if(i_I_DC_med < 20000)
    I_DC_med_10_5 += IDC_val;
else
{
    i_I_DC_med = 0;
    I_DC_med_1s = (I_DC_med_10_1 + I_DC_med_10_2 + I_DC_med_10_3 +
I_DC_med_10_4 + I_DC_med_10_5)*0.00005;
    I_DC_med_10_1 = 0;
    I_DC_med_10_2 = 0;
    I_DC_med_10_3 = 0;
    I_DC_med_10_4 = 0;
    I_DC_med_10_5 = 0;
}

if(i_I_DC_med == 0)
{
    f_com = pow(n_com, -1);
    n_com = 0;
}

```

```

}

i_I_DC_med++;

//
// Clear the interrupt flag
//
ADC_clearInterruptStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);

//
// Check if overflow has occurred
//
if(true == ADC_getInterruptOverflowStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1))
{
    ADC_clearInterruptOverflowStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
    ADC_clearInterruptStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
}

//
// Acknowledge the interrupt
//
Interrupt_clearACKGroup(INTERRUPT_ACK_GROUP1);
}

```

## ***G.2 Exemplos das otimizações computacionais implementadas no protótipo laboratorial***

Esta secção contém alguns exemplos das otimizações computacionais implementadas no microcontrolador do protótipo laboratorial, com o intuito de reduzir o tempo de execução dos controladores, possibilitando assim a utilização de frequências de amostragem mais elevadas.

O seguinte excerto de código é referente à leitura dos registos dos valores amostrados pelos canais da ADC correspondentes à tensão do condensador  $C_1$ .

```

VC1_adc = (AdcaResultRegs.ADCRESULT0 +
           AdcaResultRegs.ADCRESULT1 +
           AdcaResultRegs.ADCRESULT2 +
           AdcaResultRegs.ADCRESULT3) >> 2;

```

Os valores são lidos diretamente dos registos através da função `AdcaResultRegs` a qual é substancialmente mais rápida que as funções de mais alto nível presentes na biblioteca *diverlib*. São lidos e somados os 4 registos, realiza-se depois uma divisão por 4 através de um *shift* binário em duas posições para a direita, o que permite realizar a operação de divisão muito mais rapidamente, comparativamente a utilizar o operador de divisão.

Um outro exemplo de otimização utilizado é referente à simplificação das equações de conversão para o plano  $\alpha\beta\gamma$ , apresentando-se abaixo o excerto de código responsável pela conversão das tensões da REE.

```
V_alpha_val = sqrt_2_3*(UL1_val - (UL2_val + UL3_val)*0.5);
V_beta_val = sqrt_2_2*(UL2_val - UL3_val);
```

Pela equação (3.28) verifica-se que para realizar a conversão para o plano  $\alpha\beta\gamma$  será necessário um total de 3 operações de subtração, 2 operações de divisão e 4 operações de multiplicação, excluindo as operações realizadas sobre constantes. Note-se que no código implementado as operações sobre constantes (exemplo:  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ ) são realizadas apenas uma vez durante as inicializações e o resultado é guardado numa variável, utilizando-se estas variáveis no remanescente do código.

A equação (3.28) poderá ser agrupada de diversas formas, sendo a simplificação utilizada (excerto de código acima) aquela que se verificou reduzir em maior quantidade o tempo de execução. A conversão simplificada para o plano  $\alpha\beta\gamma$  utiliza agora um total de 3 operação de soma/subtração e 3 operações de multiplicação, reduzindo o número de multiplicações e eliminando completamente o uso de divisões, as quais representam um peso substancial nos tempos de execução.

Focando-se agora no algoritmo preditivo foram otimizadas as secções referentes ao cálculo dos erros utilizados na função de custo, apresentando-se abaixo a secção de código destes cálculos.

```
ialpha_n1 = ialpha_n1_p1 + gamma_alpha_Ts_L_2[vetor_test]*Udc_n;
e_ialpha = i_alpha_ref - ialpha_n1;

ibeta_n1 = ibeta_n1_p1 + gamma_beta_Ts_L_2[vetor_test]*Udc_n;
e_ibeta = i_beta_ref - ibeta_n1;
```

A otimização desta secção foi realizada sobre os valores constantes presentes nestas equações. Pela equação da previsão das correntes (3.24) verifica-se que existem vários elementos  $\left(1 - \frac{R_L}{L}T_s\right)i_x(t_s) - \frac{1}{L}T_sU_{Lx}(t_s)$  que não dependem do valor das variáveis de controlo  $\gamma_x$  ou seja, durante o ciclo principal do algoritmo preditivo estes elementos mantêm-se inalterados. Para otimizar esta secção realiza-se o cálculo destes elementos antes de entrar na secção cíclica do código e o seu resultado é armazenado nas variáveis  $ialpha\_n1\_p1$  e  $ibeta\_n1\_p1$ , permitindo reduzir o peso computacional do ciclo. Nos restantes elementos  $\frac{\gamma_x T_s U_{dc}}{L}$  existem também algumas constantes  $\frac{T_s}{2L}$ . Deste modo decidiu-se agrupar estas às variáveis de controlo  $\gamma_\alpha$  e  $\gamma_\beta$ , reduzindo ainda mais o número de operações necessárias.

Tendo em conta as equações da teórica presentes em (3.24) e (3.25) verifica-se que, para calcular o erro associado à corrente  $\alpha$ , numa situação onde são verificadas as 27 variáveis de comutação, seriam necessárias  $4 \times 27 = 108$  operações de soma/subtração,  $4 \times 27 = 108$  operações de divisão e  $6 \times 27 = 162$  operações de multiplicação. Com as otimizações implementadas são apenas necessárias  $2 \times 27 = 54$  operações de soma/subtração e  $1 \times 27 = 27$  operações de multiplicação, reduzindo substancialmente o peso computacional do ciclo do algoritmo preditivo.

Foram também utilizados os aceleradores de *hardware*, sempre que possível, para reduzir o peso computacional das operações matemáticas. Estes aceleradores são blocos lógicos implementados no próprio *hardware* do microcontrolador que permitem realizar determinadas operações mais rapidamente, comparativamente à lógica *floating point* usual do processador. Note-se, no entanto, que o uso deste aceleradores usualmente incorre num erro adicional aos resultados obtidos, visto estes implementarem métodos simplificados das operações matemáticas usuais. Sendo assim cada situação foi analisada caso a caso, implementando-se estes aceleradores apenas nos casos onde o erro obtido seria mínimo o suficiente para não provocar escolhas diferentes dos vetores de controlo do conversor. Ponderando os erros obtido escolheu-se utilizar apenas o acelerador TMU (*Trigonometric Math Unit*), utilizando-se em específico as funções `__mpy2pif32` e `__sqrt` as quais permitem, repetidamente, realizar a multiplicação de um valor por  $2\pi$  e aplicar a raiz quadrada a um valor.

# Apêndice H Parametrização completa dos testes laboratoriais e simulação

Tabela H.1 – Parametrização utilizada durante os testes laboratoriais e em ambiente de simulação para o modo de controlo das correntes AC (modo 1).

Parâmetro		Valor	Descrição
Link DC	$U_{dc}$	100 V	Tensão da fonte DC ( <i>link</i> DC)
	$R_s$	0,1 $\Omega$	Resistência interna da fonte DC
REE	$U_{AC}$	25 V	Valores eficaz das tensões da REE (após transformador)
	$f$	50 Hz	Frequência da grandezas elétricas da REE
Conversor	$C$	2,2 mF	Capacidade dos condensadores no divisor capacitivo
	$L$	15 mH	Indutância das bobinas de filtragem das correntes AC
	$R_L$	0,05 $\Omega$	Resistências de perdas das bobinas de filtragem
Algoritmo preditivo	$f_s$	50 kHz	Frequência de amostragem das grandezas elétricas
	$\rho_{U_c}$	0,01	Peso do erro do equilíbrio no <i>link</i> DC (algoritmo preditivo)

Tabela H.2 – Parametrização utilizada durante os testes laboratoriais e em ambiente de simulação para o modo de controlo da tensão no *link* DC (modo 2).

Parâmetro		Valor	Descrição
<i>Link</i> DC	$R_{load}$	50 $\Omega$	Resistência de carga ( <i>link</i> DC)
REE	$U_{AC}$	25 V	Valores eficaz das tensões da REE (após transformador)
	$f$	50 Hz	Frequência da grandezas elétricas da REE
Conversor	$C$	2,2 mF	Capacidade dos condensadores no divisor capacitivo
	$L$	15 mH	Indutância das bobinas de filtragem das correntes AC
	$R_L$	0,05 $\Omega$	Resistências de perdas das bobinas de filtragem
Algoritmo preditivo	$f_s$	50 kHz	Frequência de amostragem das grandezas elétricas
	$\rho_{U_C}$	0,01	Peso do erro do equilíbrio no <i>link</i> DC (algoritmo preditivo)
Controlador PI do <i>link</i> DC (modo 2)	$\omega_{DC}$	$2\pi 10 \text{ rad/s}$	Largura de banda do controlador PI da tensão do <i>link</i> DC (modo 2)
	$\xi_{DC}$	$1/5\sqrt{2}$	Coefficiente de amortecimento do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 2)
	$k_{pDC}$	-0,026	Coefficiente proporcional do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 2)
	$k_{iDC}$	-5,790	Coefficiente integral do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 2)

Tabela H.3 – Parametrização utilizada durante os testes em ambiente de simulação para o modo de carregamento da bateria (modo 3).

Parâmetro		Valor	Descrição
REE	$U_{AC}$	25 V	Valores eficaz das tensões da REE (após transformador)
	$f$	50 Hz	Frequência da grandezas elétricas da REE
Conversor	$C$	2,2 mF	Capacidade dos condensadores no divisor capacitivo
	$L$	15 mH	Indutância das bobinas de filtragem das correntes AC
	$R_L$	0,05 $\Omega$	Resistências de perdas das bobinas de filtragem
Algoritmo preditivo	$f_s$	50 kHz	Frequência de amostragem das grandezas elétricas
	$\rho_{U_C}$	0,01	Peso do erro do equilíbrio no <i>link</i> DC (algoritmo preditivo)
Controlador PI do <i>link</i> DC (modo 3)	$\omega_{bat}$	$2\pi 0,006 \text{ rad/s}$	Largura de banda do controlador PI da tensão do <i>link</i> DC (modo 3)
	$\xi_{bat}$	$1/\sqrt{2}$	Coefficiente de amortecimento do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 3)
	$k_{pbat}$	-1,803	Coefficiente proporcional do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 3)
	$k_{ibat}$	-67,633	Coefficiente integral do controlador PI do <i>link</i> DC (modo 3)
Bateria	$n_{cell}$	32	Número de células em série na bateria
	$v_{mincell}$	3,8 V	Tensão mínima de uma célula
	$v_{maxcell}$	4,221 V	Tensão máxima de uma célula
	$Q_{bat}$	20 Ah	Capacidade total da bateria
	$T_{bat}$	25 °C	Temperatura da bateria em graus Celcius



# Apêndice I Resultados Adicionais

## I.1 Controlo das correntes AC (modo 1)

Influência da variação da amplitude das correntes AC sobre o conversor

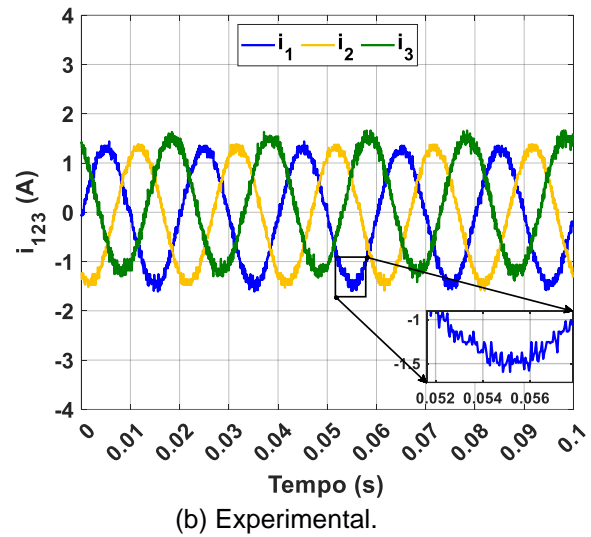
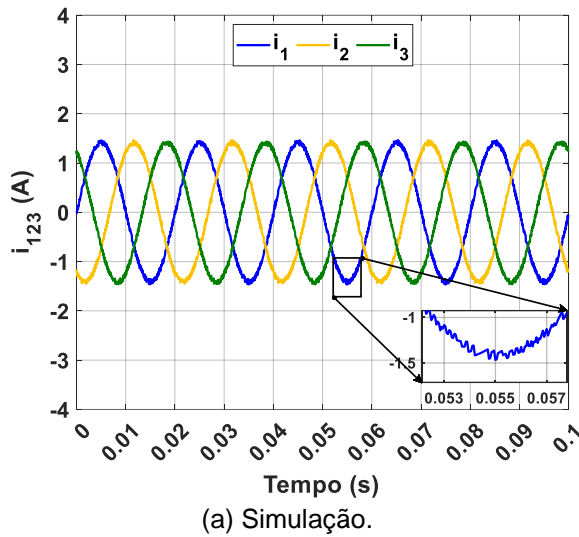


Figura I.1 – Correntes AC em estado estacionário com controlo preditivo ( $I_{ref} = 1,0$  A).

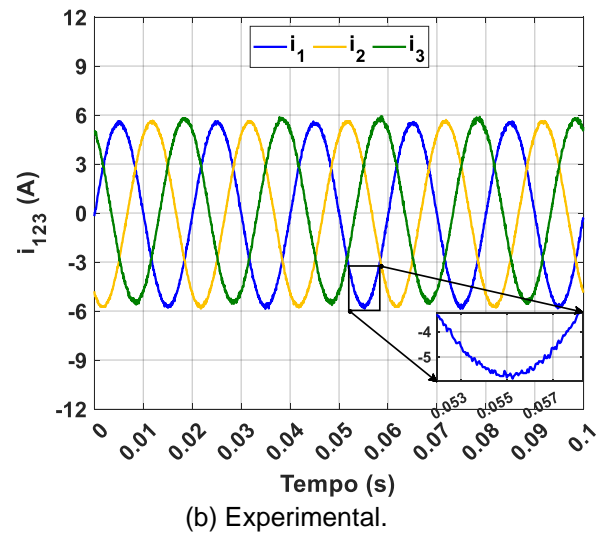
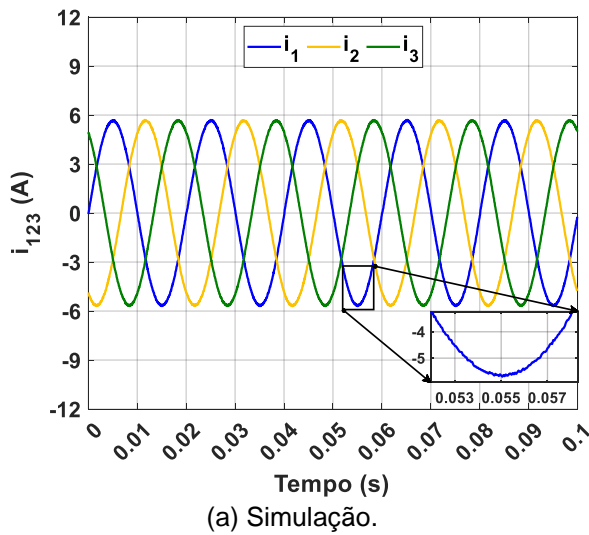


Figura I.2 – Correntes AC em estado estacionário com controlo preditivo ( $I_{ref} = 4,0$  A).

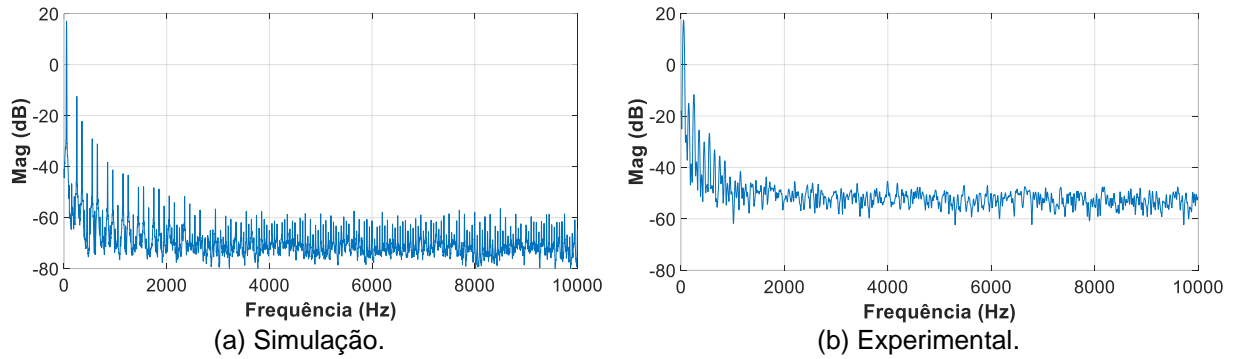


Figura I.3 – Espectro de frequências da corrente  $i_1$  para uma referência de 8,0 A *RMS*.

Tabela I.1 – Mapa de utilização dos vetores nos testes do controle das correntes AC (simulação).

$I_{ref}$	Vetores de controle escolhidos (% face ao número total de vetores escolhidos)								
0,5 A	0,00%	4,85%	0,55%	4,85%	8,38%	2,83%	0,51%	2,77%	0,56%
	4,89%	8,81%	2,73%	8,38%	0,09%	8,54%	2,56%	8,79%	4,57%
	0,44%	2,82%	0,07%	2,84%	8,48%	5,24%	0,63%	4,77%	0,00%
1 A	0,00%	5,19%	0,42%	5,26%	7,93%	2,93%	0,33%	3,08%	0,59%
	5,10%	7,98%	3,08%	8,04%	0,08%	8,10%	3,02%	8,07%	5,04%
	0,52%	2,99%	0,50%	2,85%	8,17%	5,06%	0,59%	5,06%	0,00%
2 A	0,00%	5,27%	0,70%	4,92%	7,19%	3,85%	1,06%	3,51%	0,67%
	5,26%	6,87%	3,78%	6,86%	0,00%	6,92%	3,70%	6,88%	5,35%
	0,72%	3,71%	0,86%	3,87%	7,00%	5,02%	0,75%	5,26%	0,00%
4 A	0,00%	3,90%	2,50%	4,28%	4,00%	6,13%	2,04%	6,01%	2,30%
	3,70%	4,57%	5,78%	4,53%	0,00%	4,34%	5,96%	4,76%	3,95%
	2,64%	5,88%	2,28%	5,75%	4,35%	4,02%	2,33%	3,97%	0,00%
6 A	0,00%	0,66%	5,42%	0,54%	2,81%	7,93%	5,48%	8,22%	4,87%
	0,57%	3,09%	7,94%	3,19%	0,00%	2,78%	7,53%	2,84%	0,60%
	5,03%	8,11%	5,15%	8,09%	2,57%	0,58%	5,29%	0,69%	0,00%
8 A	0,00%	0,00%	11,60%	0,00%	0,00%	4,94%	11,59%	5,11%	11,62%
	0,00%	0,00%	5,10%	0,00%	0,00%	0,00%	5,16%	0,00%	0,00%
	11,65%	5,04%	11,66%	4,95%	0,00%	0,00%	11,57%	0,00%	0,00%

Tabela I.2 – Mapa de utilização dos vetores nos testes do controle das correntes AC (protótipo).

$I_{ref}$	Vetores de controle escolhidos (% face ao número total de vetores escolhidos)								
0,5 A	0,28%	5,13%	1,98%	4,25%	5,93%	4,93%	1,10%	3,83%	1,78%
	4,08%	6,65%	4,08%	5,85%	1,60%	5,65%	4,03%	6,43%	4,63%
	1,23%	3,83%	1,28%	4,93%	6,60%	4,60%	1,70%	3,70%	0,00%
1 A	0,10%	4,58%	2,28%	4,20%	5,88%	5,23%	1,23%	4,15%	1,80%
	4,03%	6,03%	4,45%	5,65%	1,40%	5,68%	4,38%	5,60%	4,80%
	1,60%	4,43%	1,15%	5,45%	5,80%	4,28%	2,08%	3,80%	0,00%
2 A	0,10%	3,80%	3,10%	3,90%	4,93%	6,50%	1,60%	4,20%	2,00%
	4,25%	5,78%	4,80%	5,35%	0,73%	4,65%	4,85%	5,53%	4,40%
	1,85%	4,33%	1,63%	5,98%	5,03%	4,33%	2,88%	3,55%	0,00%
4 A	0,00%	2,33%	4,98%	2,95%	3,38%	7,88%	2,78%	5,08%	3,13%
	3,08%	3,83%	7,08%	3,75%	0,13%	3,63%	6,58%	4,35%	3,13%
	3,10%	5,15%	2,83%	7,53%	3,65%	2,95%	5,13%	1,68%	0,00%
6 A	0,00%	0,03%	8,90%	1,40%	2,73%	8,30%	4,85%	6,25%	5,15%
	0,78%	1,78%	9,20%	1,23%	0,00%	1,03%	8,98%	1,73%	0,75%
	5,18%	6,15%	4,83%	8,28%	2,70%	1,40%	8,40%	0,03%	0,00%
8 A	0,00%	0,00%	12,95%	0,00%	0,00%	6,95%	10,80%	4,48%	8,30%
	0,00%	0,00%	6,75%	0,00%	0,00%	0,00%	6,88%	0,00%	0,00%
	8,70%	3,98%	11,10%	6,58%	0,00%	0,00%	12,55%	0,00%	0,00%

Os mapas de vetores da Tabela I.1 e Tabela I.2 encontram-se ordenados da esquerda para a direita e do topo para o fundo, ou seja, o primeiro elemento da primeira linha corresponde ao vetor 1, e o último elemento da última linha ao vetor 27. O valor presente em cada elemento refere-se à percentagem de utilização de um particular vetor, comparativamente à utilização global dos restantes vetores selecionados. Para uma mais fácil interpretação dos mapas de vetores escolhidos criaram-se 4 mapas de vetores individuais, cada um contendo apenas os vetores de uma determinada classificação.

Tabela I.3 – Mapas de vetores separados por classificação.

Vetores nulos								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27
Vetores pequenos								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27
Vetores médios								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27
Vetores grandes								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27

### Influência da amplitude da tensão no link DC sobre o conversor

Tabela I.4 – Resumo dos parâmetros dos testes com variação da tensão no link DC, com  $I_{ref} = 4,0$  A.

Parâmetros		Simulação ( $U_{dc}$ (V))			Experimental ( $U_{dc}$ (V))		
		90	100	110	90	100	110
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	4,00	4,00	4,00	3,99	3,99	3,99
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	0,80%	0,87%	0,92%	1,91%	1,90%	1,91%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	23,39 %	26,74 %	30,41 %	24,07 %	24,77 %	27,01 %
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2$ (RMS))	1.25%	0.60%	0.39%	2.55%	1.76%	1.20%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	1,98	1,96	1,97	10,86	6,52	10,91
	Potência de perdas (%)	2,79%	3,35%	3,88%	12,36 %	13,89 %	13,32 %
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	4,27	5,09	5,69	3,49	4,05	4,51

Tabela I.5 – Mapas de utilização dos vetores para  $I_{ref} = 0,5$  A e  $I_{ref} = 8,0$  A, com variação de  $U_{dc}$ , para a implementação experimental.

$I_{ref}$ (A)	$U_{dc}$ (V)	Vetores escolhidos (% face ao número total de vetores escolhidos)								
0,5	100	0,28%	5,13%	1,98%	4,25%	5,93%	4,93%	1,10%	3,83%	1,78%
		4,08%	6,65%	4,08%	5,85%	1,60%	5,65%	4,03%	6,43%	4,63%
		1,23%	3,83%	1,28%	4,93%	6,60%	4,60%	1,70%	3,70%	0,00%
	70	0,00%	0,85%	7,33%	1,73%	0,80%	8,83%	5,53%	7,88%	6,83%
		0,40%	1,33%	7,95%	1,23%	0,03%	1,10%	7,78%	0,88%	0,88%
		6,30%	8,25%	5,60%	8,63%	1,48%	1,08%	6,55%	0,83%	0,00%
8,0	100	0,00%	0,00%	12,95%	0,00%	0,00%	6,95%	10,80%	4,48%	8,30%
		0,00%	0,00%	6,75%	0,00%	0,00%	0,00%	6,88%	0,00%	0,00%
		8,70%	3,98%	11,10%	6,58%	0,00%	0,00%	12,55%	0,00%	0,00%
	130	0,00%	0,95%	6,73%	2,40%	3,28%	7,08%	3,33%	4,75%	3,43%
		2,70%	3,93%	8,03%	3,68%	0,03%	3,70%	7,58%	4,13%	2,68%
		3,20%	4,95%	3,18%	7,05%	4,00%	1,85%	6,30%	1,13%	0,00%

### Influência da parametrização dos componentes dinâmicos

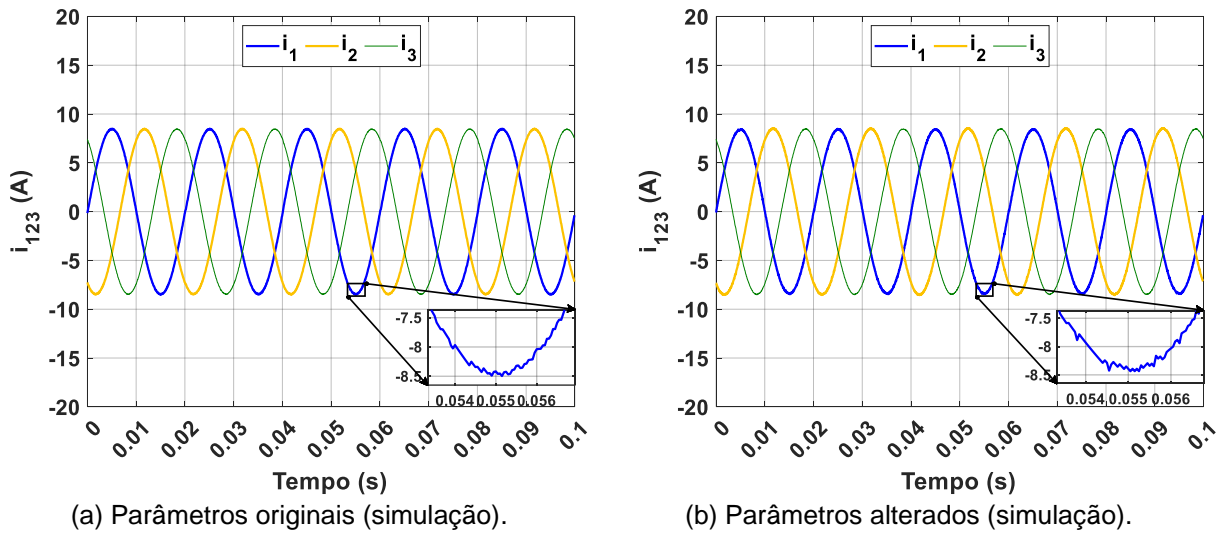
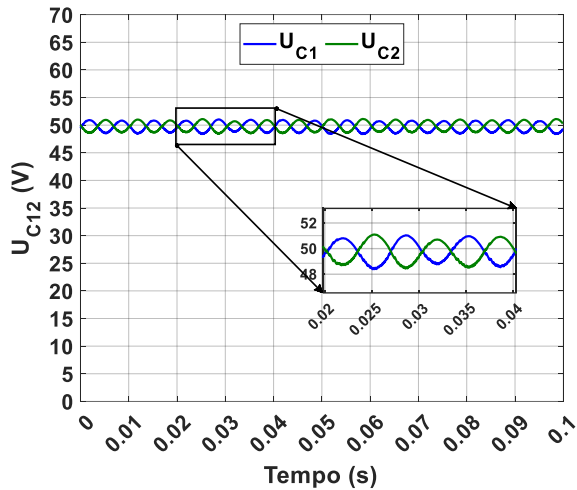
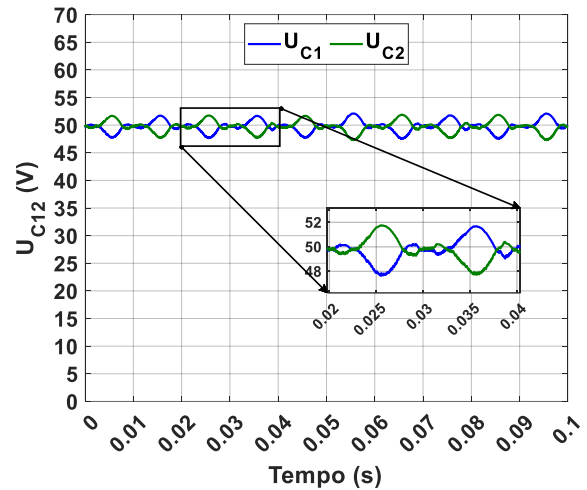


Figura I.4 – Correntes AC em estado estacionário com controlo preditivo, e variação dos parâmetros dinâmicos, sem alteração da parametrização do algoritmo preditivo ( $I_{ref} = 6,0$  A).



(a) Parâmetros originais (simulação).

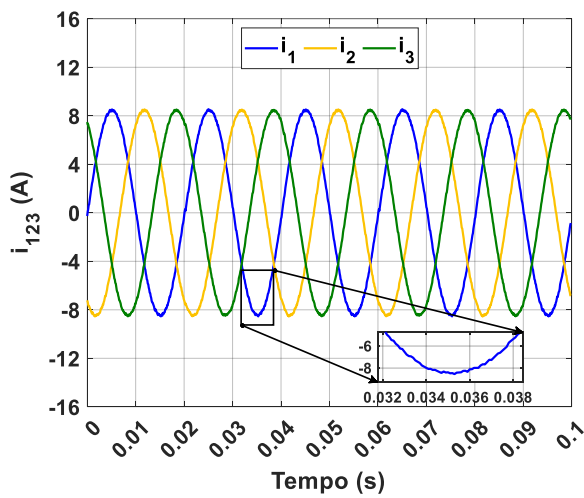


(b) Parâmetros alterados (simulação).

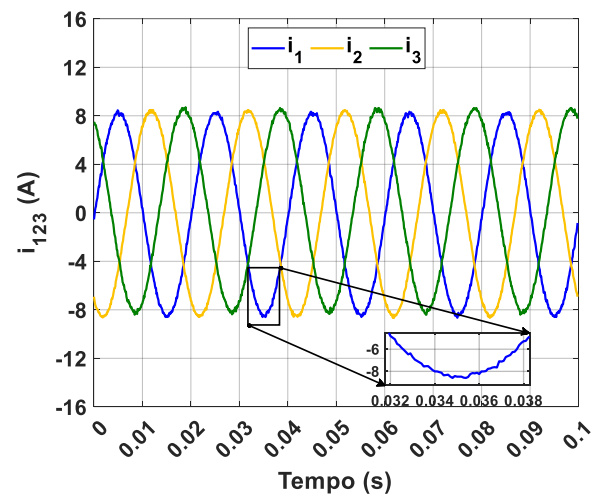
Figura I.5 – Tensões nos condensadores em estado estacionário com controle preditivo, e variação dos parâmetros dinâmicos, sem alteração da parametrização do algoritmo preditivo

( $I_{ref} = 6,0 \text{ A}$ ).

### Influência da variação da frequência de amostragem

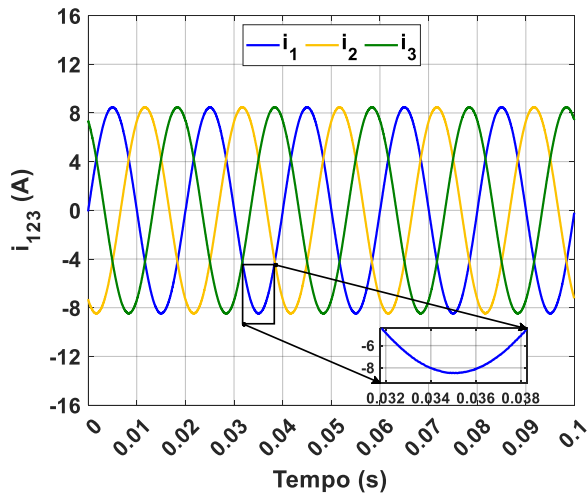


(a) Simulação.

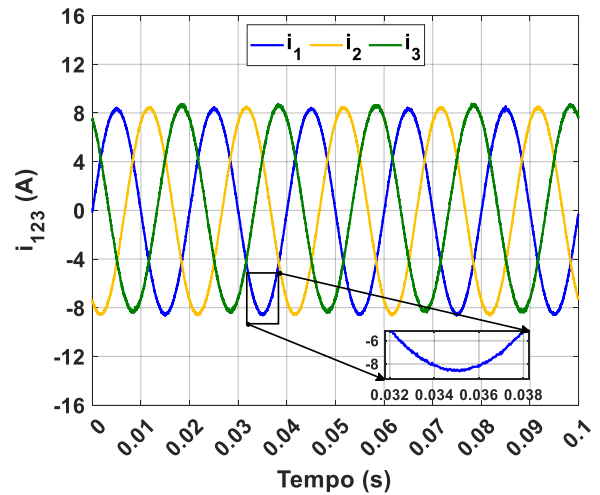


(b) Experimental.

Figura I.6 – Correntes AC com controle preditivo, e  $f_s = 10 \text{ kHz}$  ( $I_{ref} = 6,0 \text{ A}$ ).

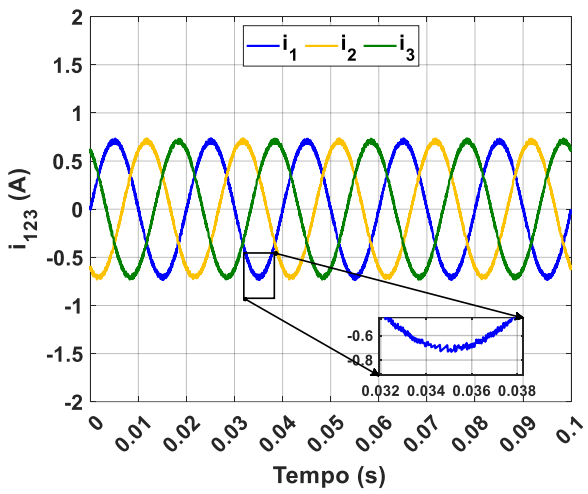


(a) Simulação.

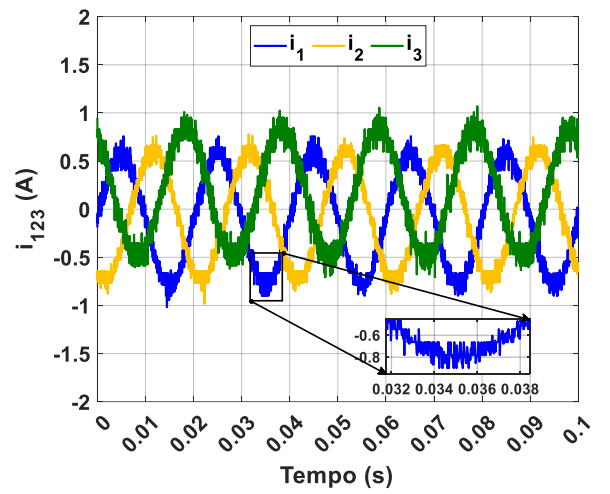


(b) Experimental.

Figura I.7 – Correntes AC com controlo preditivo, e  $f_s = 40$  kHz ( $I_{ref} = 6,0$  A).



(a) Simulação.



(b) Experimental.

Figura I.8 – Correntes AC com controlo preditivo, e  $f_s = 40$  kHz ( $I_{ref} = 0,5$  A).

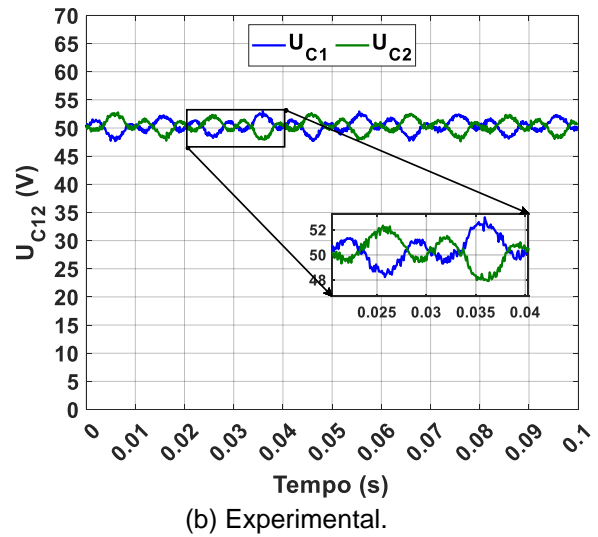
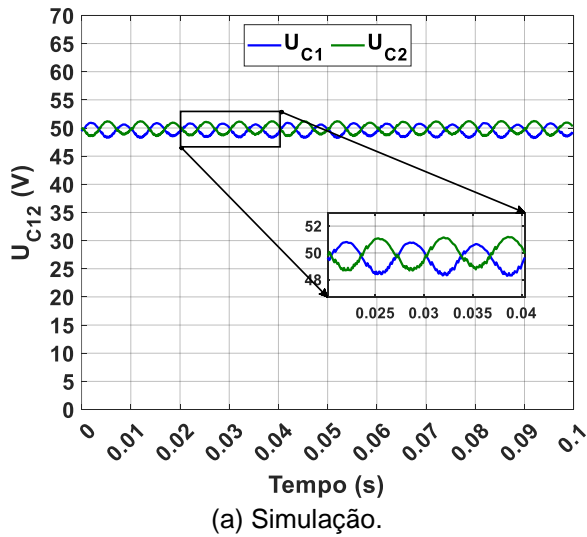


Figura I.9 – Tensões nos condensadores com controlo preditivo, e  $f_s = 10 \text{ kHz}$  ( $I_{ref} = 6,0 \text{ A}$ ).

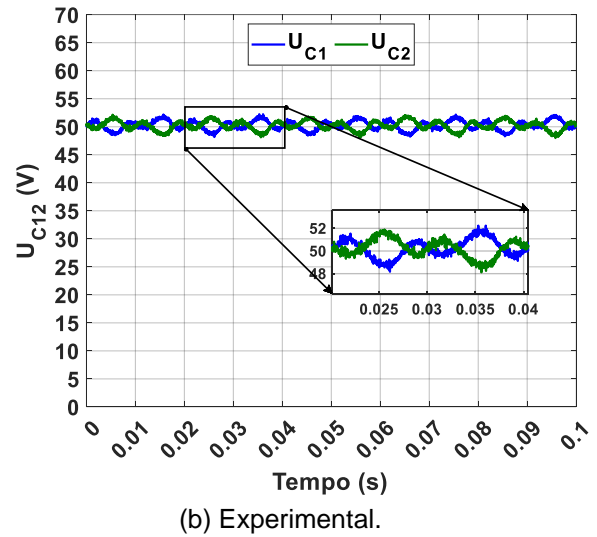
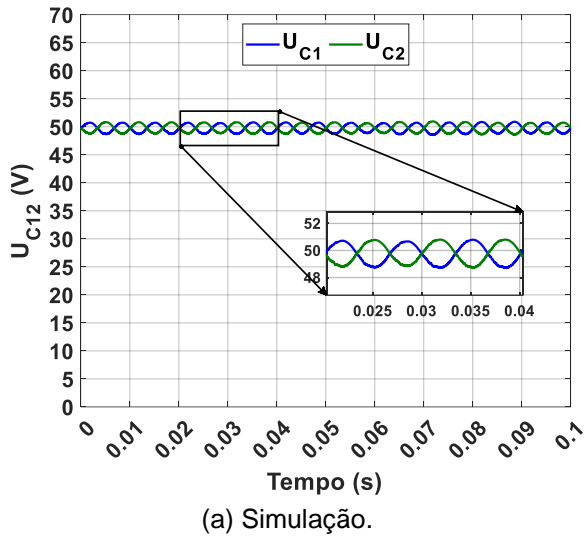
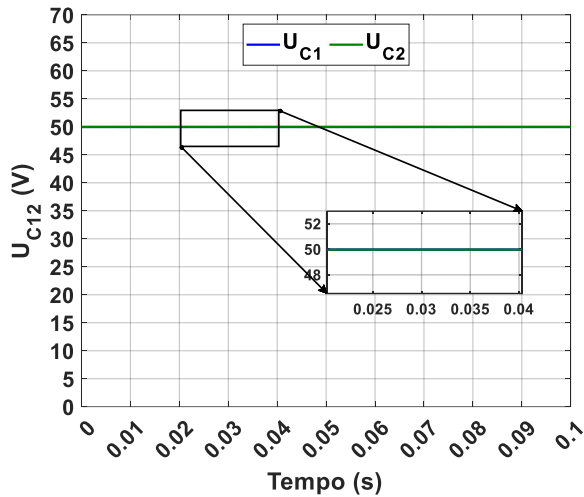
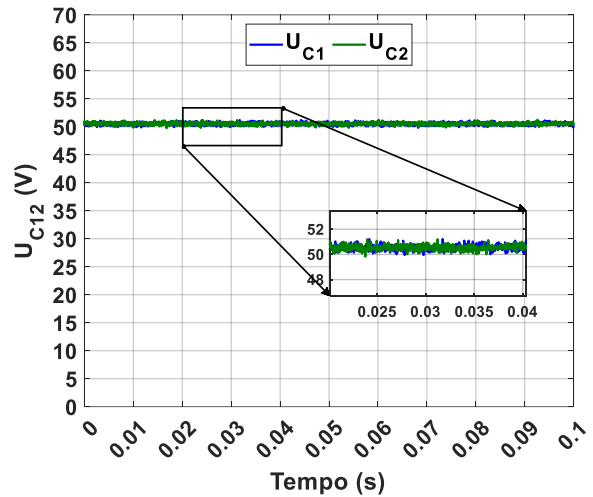


Figura I.10 – Tensões nos condensadores com controlo preditivo, e  $f_s = 40 \text{ kHz}$  ( $I_{ref} = 6,0 \text{ A}$ ).



(a) Simulação.



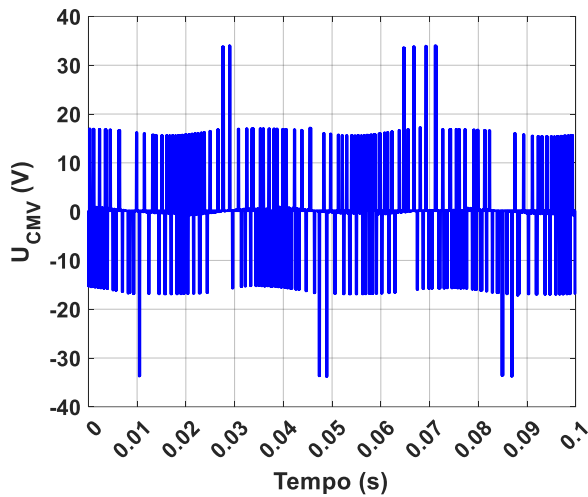
(b) Experimental.

Figura I.11 – Tensões nos condensadores com controlo preditivo, e  $f_s = 40$  kHz ( $I_{ref} = 0,5$  A).

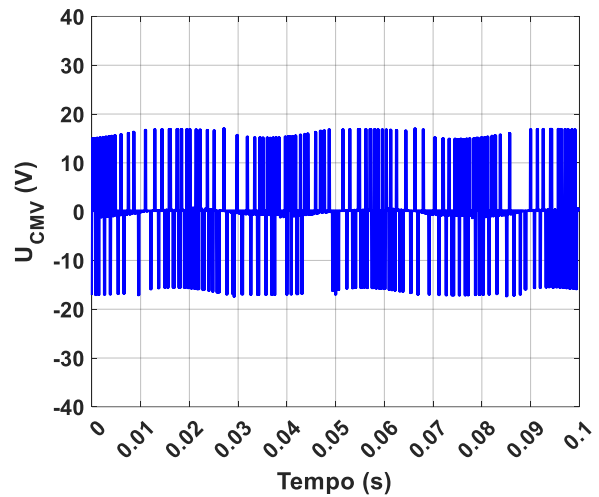
Tabela I.6 – Resultados obtidos para  $f_s = 40$  kHz, com  $I_{ref} = 0,5$  A.

Parâmetros		Simulação		Experimental	
		Frequência de amostragem (kHz)		Frequência de amostragem (kHz)	
		20	40	20	40
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	0,60	0,50	0,49	0,50
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	6,08%	2,39%	15,03%	10,01%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	26,46%	14,37%	57,39%	48,16%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,08%	0,04%	1,76%	1,63%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	0,32	0,13	0,88	0,41
	Potência de perdas (%)	10,04%	10,01%	26,34%	27,67%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	6,58	13,13	5,02	10,41

### Redução do CMV



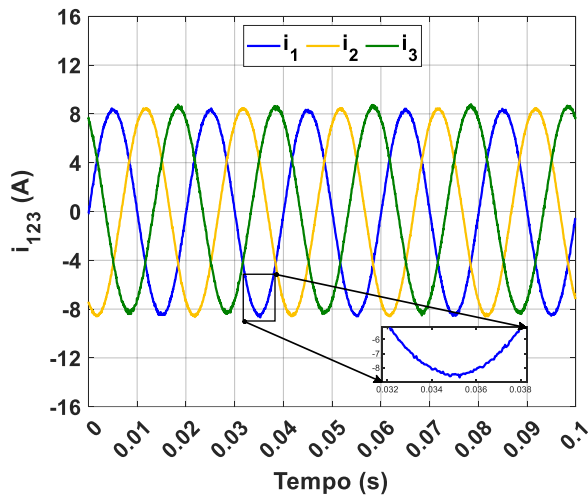
(a) sem redução da CMV.



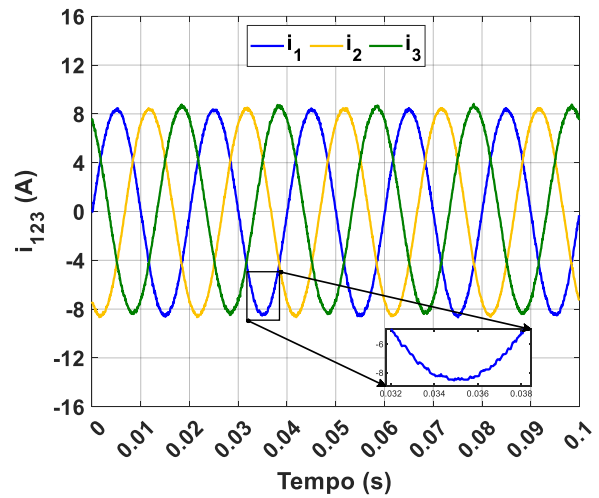
(b) com redução da CMV.

Figura I.12 – Tensão em modo comum para o modo 1 ( $I_{ref} = 6,0 \text{ A}$ ), com aplicação da técnica de redução da CMV.

### Redução da frequência média de comutação



(a)  $\rho_{C_c} = 0,0$ .



(b)  $\rho_{C_c} = 0,01$ .

Figura I.13 – Correntes AC, em ambiente experimental, com implementação da redução da frequência média de comutação ( $I_{ref} = 6 \text{ A}$ ).

Tabela I.7 – Classificação dos vetores de controlo segundo a sua afetação no equilíbrio dos condensadores.

Tipo de vetor	$\sqrt{[\gamma_\alpha^2]^2 + [\gamma_\beta^2]^2}$	Vetores
"off"	0,0	1, 3, 7, 9, 14, 19, 21, 25, 27
"on"	0,82	2, 4, 5, 6, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18, 20, 22, 23, 24, 26

Note-se que  $\gamma_\alpha^2$  e  $\gamma_\beta^2$  são as variáveis de comutação associadas às derivadas das tensões nos condensadores, presentes na equação (3.28).

Tabela I.8 – Mapa de utilização dos vetores para a variação do peso dos condensadores  $\rho_{U_c}$ , para o caso experimental e de simulação.

Ambiente de teste	Tipo de vetor	Peso do equilíbrio dos condensadores $\rho_{U_c}$			
		1	0,5	0,1	0,01
Simulação	nulos	0,04%	0,00%	0,00%	0,00%
	pequenos	20,61%	20,92%	21,22%	20,93%
	médios	13,69%	18,36%	30,70%	47,83%
	grandes	65,66%	60,73%	48,08%	31,24%
	"on"	65,70%	60,73%	48,08%	31,24%
	"off"	34,30%	39,28%	51,92%	68,77%
Experimental	nulos	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
	pequenos	14,10%	15,13%	15,88%	15,55%
	médios	32,43%	31,38%	34,63%	47,15%
	grandes	53,48%	53,50%	49,50%	37,30%
	"on"	53,48%	53,50%	49,50%	37,30%
	"off"	46,53%	46,50%	50,50%	62,70%

### Controlo das correntes em regime dinâmico

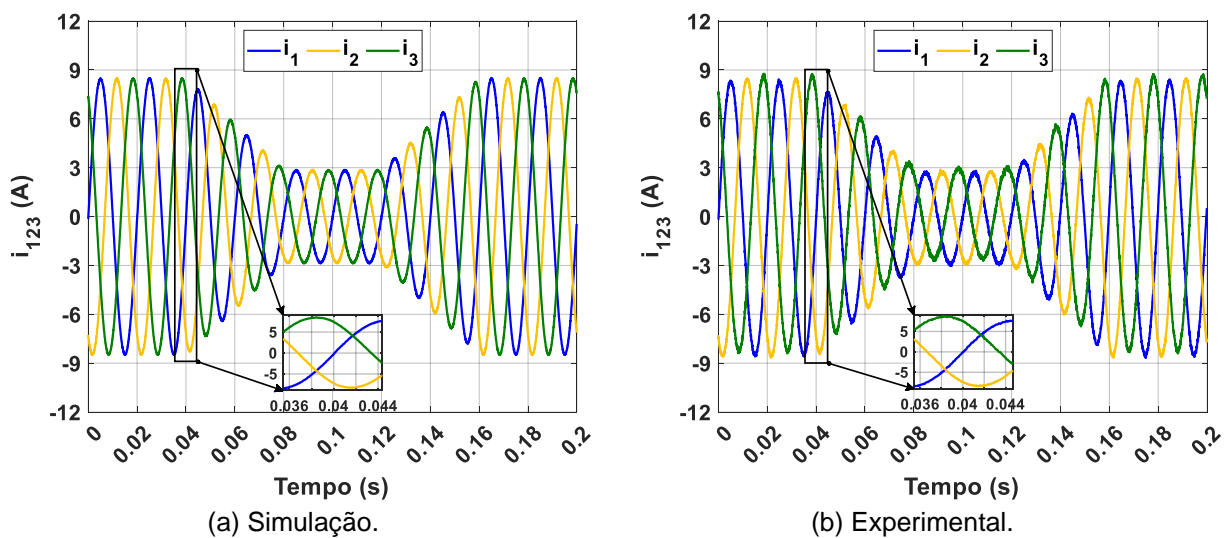


Figura I.14 – Correntes AC para o teste de variação, em rampa, da referência  $I_{ref}$ .

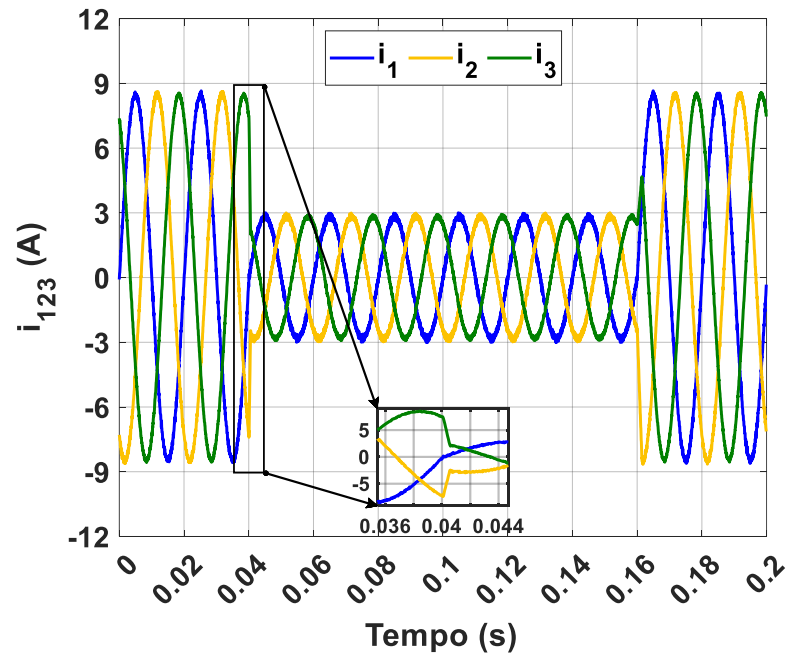


Figura I.15 – Correntes AC para o teste de variação da referência  $I_{ref}$ , com bobinas de filtragem de 7,5 mH.

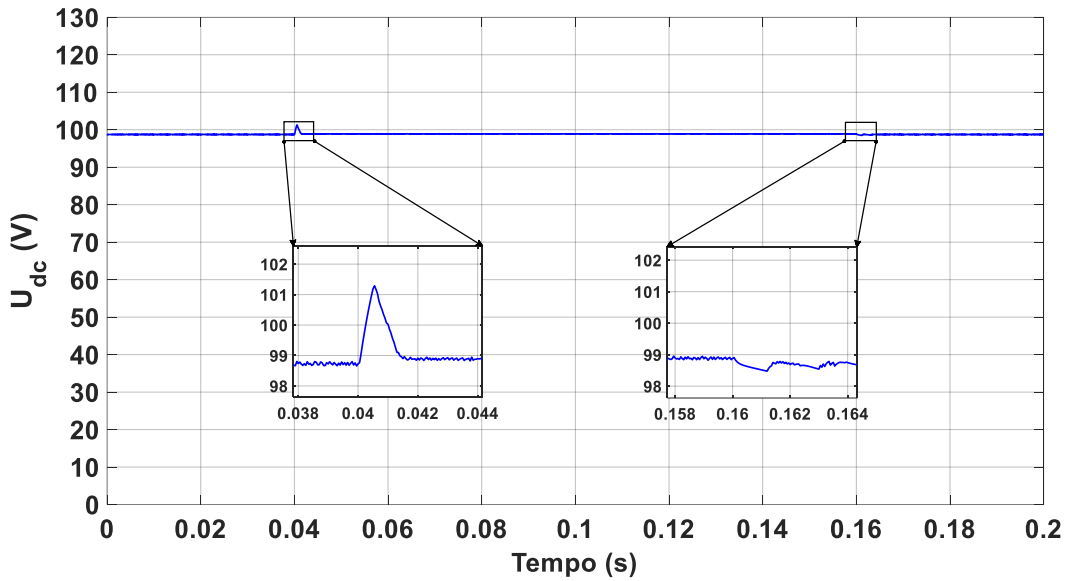


Figura I.16 – Tensão do link DC durante o teste de comutação da referência das correntes AC  $I_{ref}$  de 6 A para 2 A.

O primeiro zoom na tensão (em 0,04 s) corresponde ao momento da comutação da referência das correntes AC  $I_{ref}$  de 6 A para 2 A. O segundo zoom (em 0,16 s) corresponde ao momento da comutação da referência das correntes AC  $I_{ref}$  de 2 A para 6 A.

## 1.2 Controlo da tensão do link DC (modo 2)

### Controlo da tensão do link DC em regime estacionário

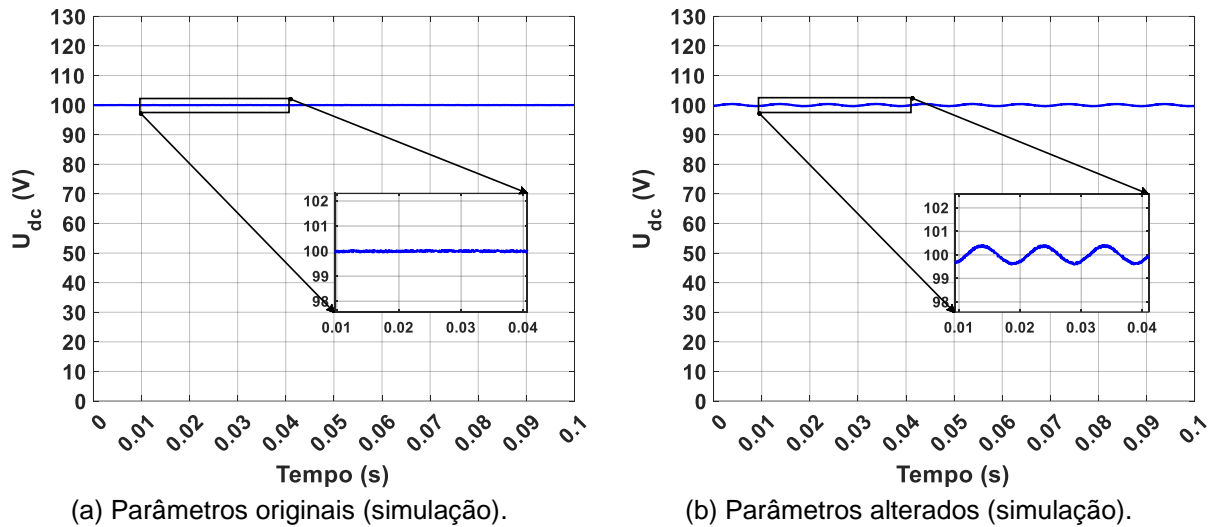


Figura I.17 – Tensão do *link* DC com controlador PI para o teste de variação dos parâmetros dos componentes dinâmicos do conversor.

Tabela I.9 – Comparação entre os parâmetros obtidos com o ajuste manual do valor RMS da corrente AC (controlador preditivo) e através do controlador PI, para regulação da tensão no *link* DC.

Parâmetros		Simulação		Experimental	
		Controlo manual	Controlo PI	Controlo manual	Controlo PI
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	2,76	2,75	2,85	2,84
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	1,13%	1,14%	2,62%	2,63%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	0,07%	0,07%	1,36%	1,39%
Link DC	Valor RMS da tensão (V)	99,99	100,00	100,30	100,00
	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}$ )	0,07%	0,07%	1,36%	1,21%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,23%	0,24%	1,00%	1,20%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	1,32	1,34	9,58	9,39
	Potência de perdas (%)	3,29%	3,10%	11,24%	11,67%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	5,96	5,96	4,83	4,94

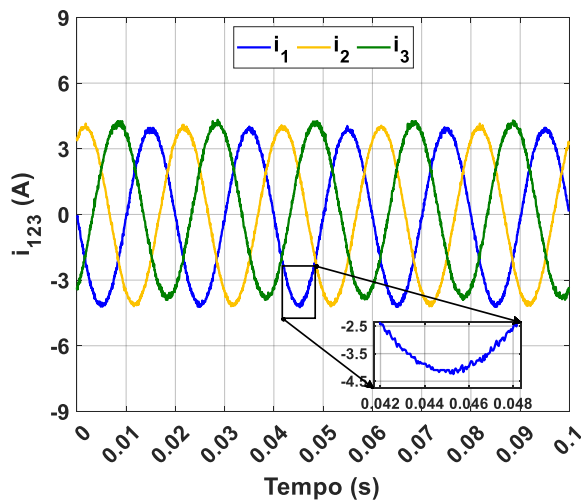
## Influência da parametrização do controlador PI em regime estacionário

Tabela I.10 – Resultados obtidos para os testes, em regime estacionário, da variação da parametrização do controlador PI da tensão do *link* DC (simulação).

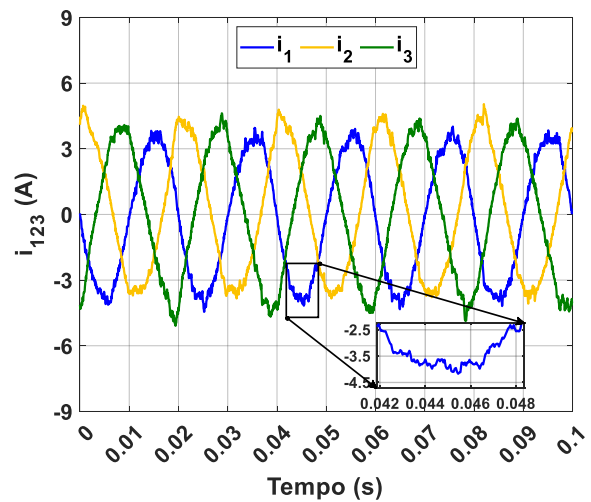
Parâmetros		Parametrização do controlador PI					
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$		$\omega_{DC} = 2\pi 40$ $\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$	
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	2,75	2,75	2,75	2,75	2,75	2,75
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	1,14%	1,15%	1,16%	1,15%	1,14%	1,39%
Corrente DC	Variação (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	0,07%	0,07%	0,08%	0,08%	0,07%	0,11%
Link DC	Valor RMS da tensão (V)	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00
	Variação (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}$ )	0,07%	0,07%	0,08%	0,08%	0,07%	0,11%
Condensadores	Variação (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	0,24%	0,23%	0,23%	0,24%	0,24%	0,31%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	1,34	1,36	1,40	1,34	1,34	1,45
	Potência de perdas (%)	3,10%	3,10%	3,10%	3,10%	3,10%	3,10%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	5,96	5,95	5,99	5,99	5,96	6,03

Tabela I.11 – Resultados obtidos para os testes, em regime estacionário, da variação da parametrização do controlador PI da tensão do *link* DC (experimental).

Parâmetros		Parametrização do controlador PI					
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$		$\omega_{DC} = 2\pi 40$ $\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$	
Corrente AC	Valor RMS médio das 3 fases (A)	2,84	2,84	2,85	2,84	2,84	2,88
	Valor médio do THD das 3 fases (%)	2,68%	3,04%	4,63%	2,63%	2,48%	9,68%
Corrente DC	Varição (pk-pk/2) (% face a $I_{dc}(RMS)$ )	1,53%	1,75%	1,52%	1,54%	1,56%	1,95%
Link DC	Valor RMS da tensão (V)	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00
	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}$ )	1,24%	1,30%	1,68%	1,21%	1,27%	2,09%
Condensadores	Varição (pk-pk/2) (% face a $U_{dc}/2 (RMS)$ )	1,20%	1,20%	1,39%	1,20%	1,15%	1,15%
Potência	Potência reativa AC RMS (VAR)	8,95	9,48	8,75	9,10	8,05	9,36
	Potência de perdas (%)	11,02%	11,33%	11,85%	11,75%	11,61%	12,49%
Comutações	Frequência média de comutação por SPA (kHz)	5,15	5,45	5,82	5,02	4,85	6,10



(a)  $\omega_{PI} = 2\pi 10$ ,  $\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$ .



(b)  $\omega_{PI} = 2\pi 40$ ,  $\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$ .

Figura I.18 – Comparação das corrente entre parametrização estável e instável, para o controlador PI da tensão do *link* DC, em ambiente experimental.

### Controlo da tensão do link DC em regime dinâmico

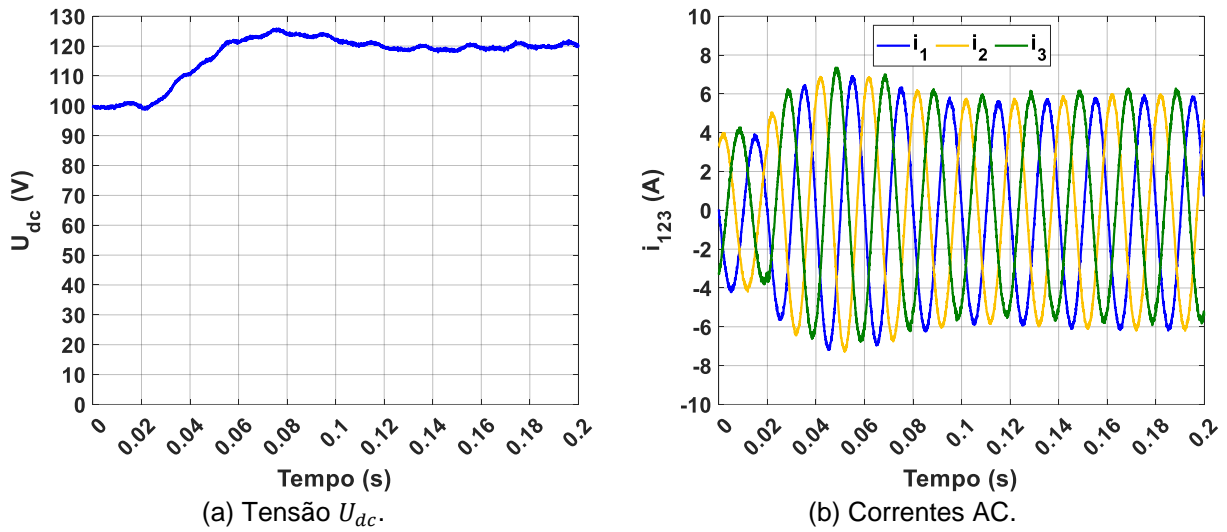


Figura I.19 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$  de 100 V para 120 V, em ambiente experimental.

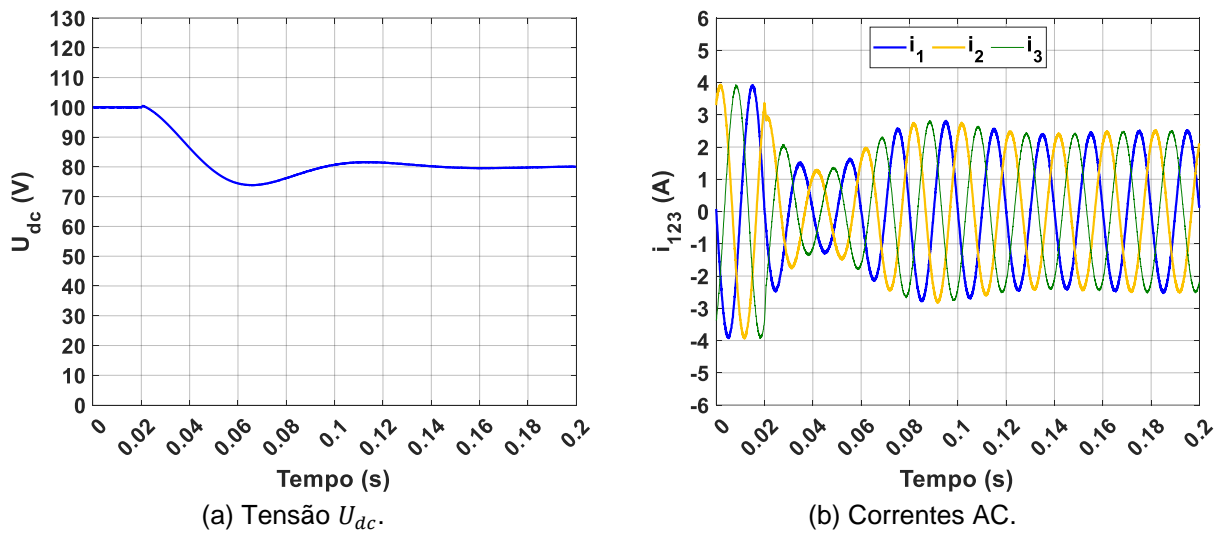
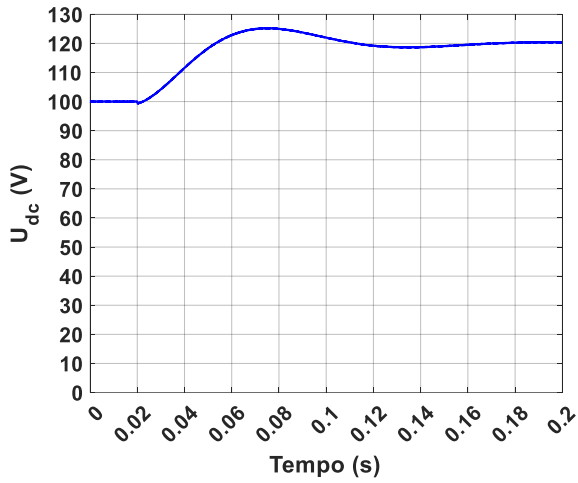
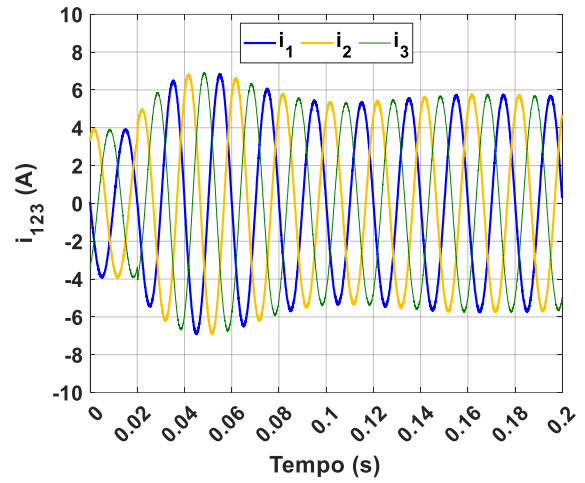


Figura I.20 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$  de 100 V para 80 V, em ambiente de simulação.

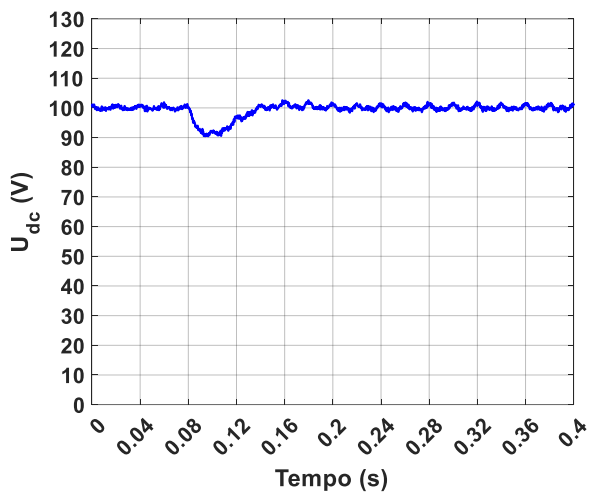


(a) Tensão  $U_{dc}$ .

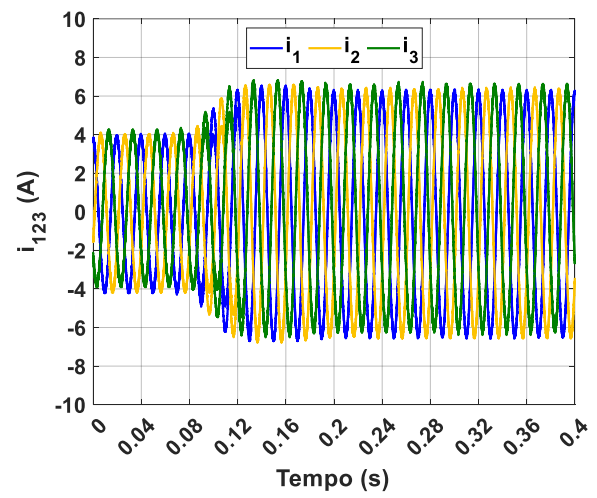


(b) Correntes AC.

Figura I.21 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da tensão de referência  $U_{dcref}$  de 100 V para 120 V, em ambiente de simulação.

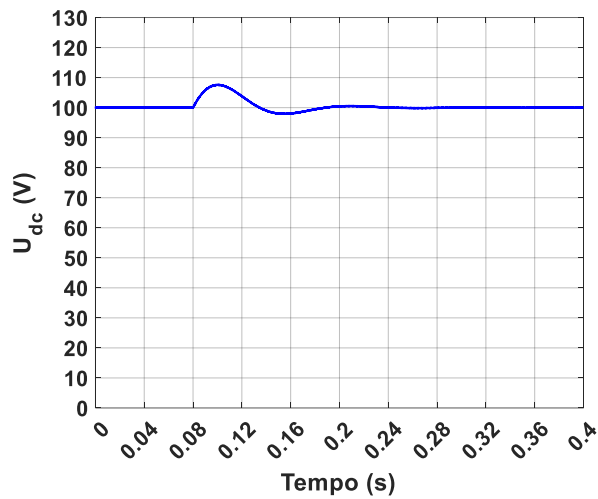


(a) Tensão  $U_{dc}$ .

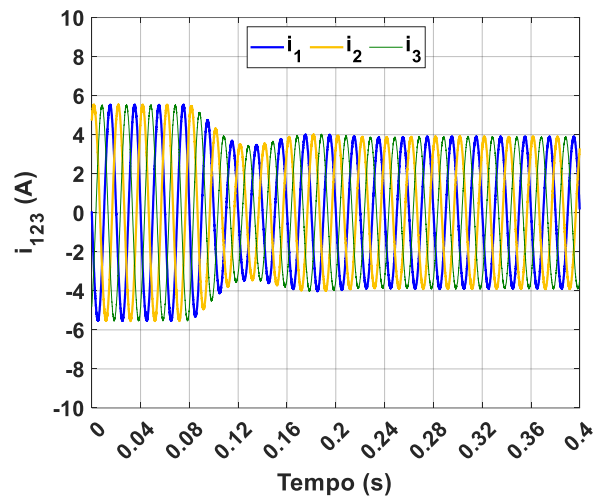


(b) Correntes AC.

Figura I.22 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da carga do link DC de 50  $\Omega$  para 35  $\Omega$ , em ambiente experimental.

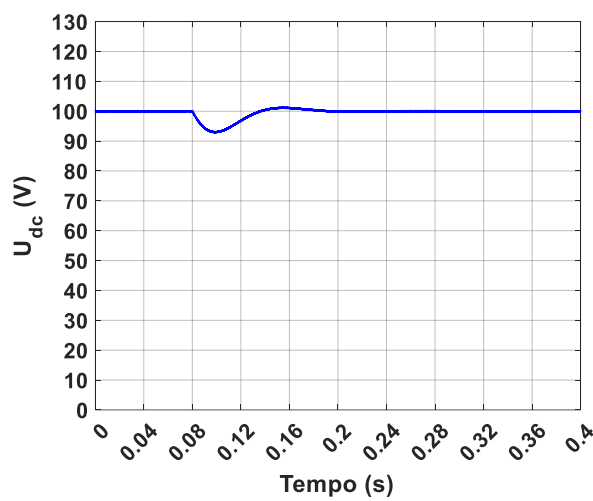


(a) Tensão  $U_{dc}$ .

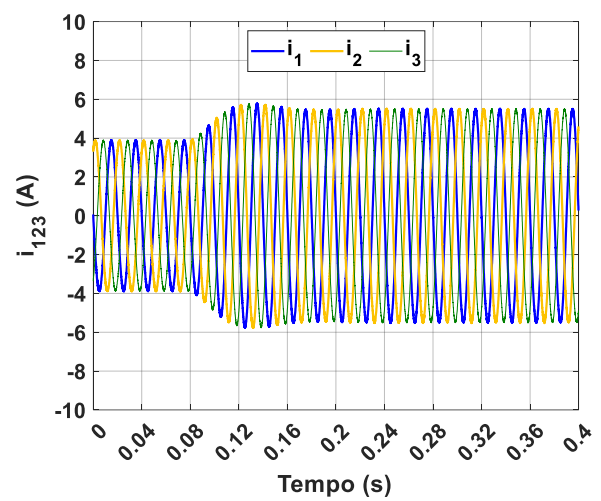


(b) Correntes AC.

Figura I.23 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da carga do link DC de  $35 \Omega$  para  $50 \Omega$ , em ambiente de simulação.



(a) Tensão  $U_{dc}$ .



(b) Correntes AC.

Figura I.24 – Tensão  $U_{dc}$  e correntes AC para o teste de variação da carga do link DC de  $50 \Omega$  para  $35 \Omega$ , em ambiente de simulação.

## Influência da parametrização do controlador PI em regime dinâmico

Tabela I.12 – Resultados de simulação para o teste de variação da tensão do *link* DC de  $U_{dcref} = 100$  V para  $U_{dcref} = 80$  V.

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	Undershoot da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	3,76%	8,33%
	Preshoot da tensão (% do valor RMS final)	0,70%	0,60%	0,60%	0,70%	0,50%
Tempos	Tempo de descida (ms)	170,88	29,85	21,58	26,37	27,74
	Tempo até estabilizar (ms)				60,06	98,33

Tabela I.13 – Resultados de simulação para o teste de variação da tensão do *link* DC de  $U_{dcref} = 100$  V para  $U_{dcref} = 120$  V.

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	Undershoot da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	2,04%	4,15%
	Preshoot da tensão (% do valor RMS final)	1,88%	5,30%	6,22%	1,88%	0,80%
Tempos	Tempo de descida (ms)	189,65	38,06	20,46	32,14	32,83
	Tempo até estabilizar (ms)				65,50	80,88

Tabela I.14 – Resultados de simulação para o teste de variação da carga do *link* DC de  $R_{load} = 35$   $\Omega$  para  $R_{load} = 50$   $\Omega$ .

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	Undershoot da tensão (% do valor RMS final)	7,15%	4,67%	2,91%	5,93%	7,06%
	Preshoot da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	2,13%
Tempos	Tempo até estabilizar (ms)	298,30	95,09	33,53	61,20	108,59

Tabela I.15 – Resultados de simulação para o teste de variação da carga do *link* DC de  $R_{load} = 50$   $\Omega$  para  $R_{load} = 35$   $\Omega$ .

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	Undershoot da tensão (% do valor RMS final)	7,52%	4,87%	3,15%	6,27%	7,57%
	Preshoot da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
Tempos	Tempo até estabilizar (ms)	298,38	104,13	34,47	68,97	107,49

Tabela I.16 – Resultados experimentais para o teste de variação da tensão do *link* DC de  $U_{dcref} = 100$  V para  $U_{dcref} = 120$  V.

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	<i>Undershoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	2,76%	4,69%
	<i>Preshoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	2,99%	8,37%	8,74%	3,25%	1,33%
Tempos	Tempo de descida ( <i>ms</i> )	175,06	33,88	31,38	33,13	33,38
	Tempo até estabilizar ( <i>ms</i> )				66,05	79,94

Tabela I.17 – Resultados experimentais para o teste de variação da carga do *link* DC de  $R_{load} = 35$   $\Omega$  para  $R_{load} = 50$   $\Omega$ .

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	<i>Undershoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	10,55%	7,75%	7,92%	9,75%	9,99%
	<i>Preshoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	3,84%
Tempos	Tempo até estabilizar ( <i>ms</i> )	321,47	108,61	31,84	68,04	107,65

Tabela I.18 – Resultados experimentais para o teste de variação da carga do *link* DC de  $R_{load} = 50$   $\Omega$  para  $R_{load} = 35$   $\Omega$ .

Parâmetros		Parametrização do controlador PI				
		$\xi_{DC} = 1/\sqrt{2}$			$\omega_{DC} = 2\pi 10$	
		$\omega_{DC} = 2\pi 5$	$\omega_{DC} = 2\pi 10$	$\omega_{DC} = 2\pi 20$	$\xi_{DC} = 1/2\sqrt{2}$	$\xi_{DC} = 1/5\sqrt{2}$
Link DC	<i>Undershoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	11,11%	7,64%	5,94%	9,54%	10,57%
	<i>Preshoot</i> da tensão (% do valor RMS final)	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%
Tempos	Tempo até estabilizar ( <i>ms</i> )	298,38	106,12	33,15	71,29	104,93

### 1.3 Carregamento da bateria (modo 3)

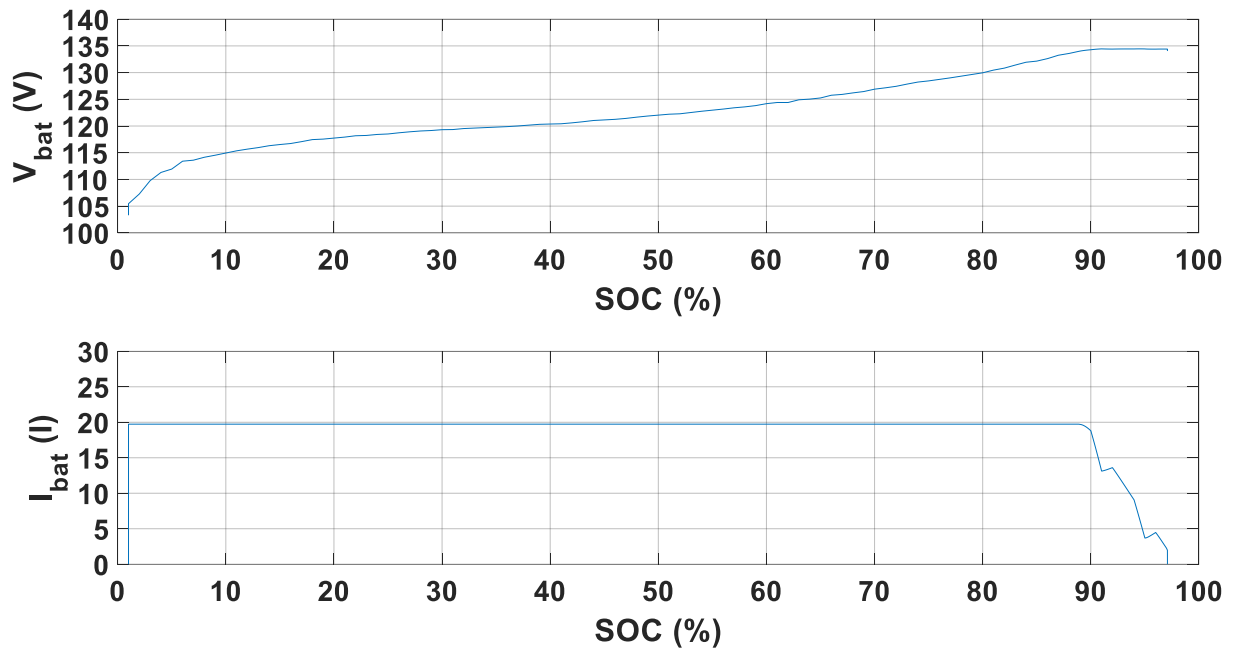


Figura I.25 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo CC-CV, com referência ao SOC.

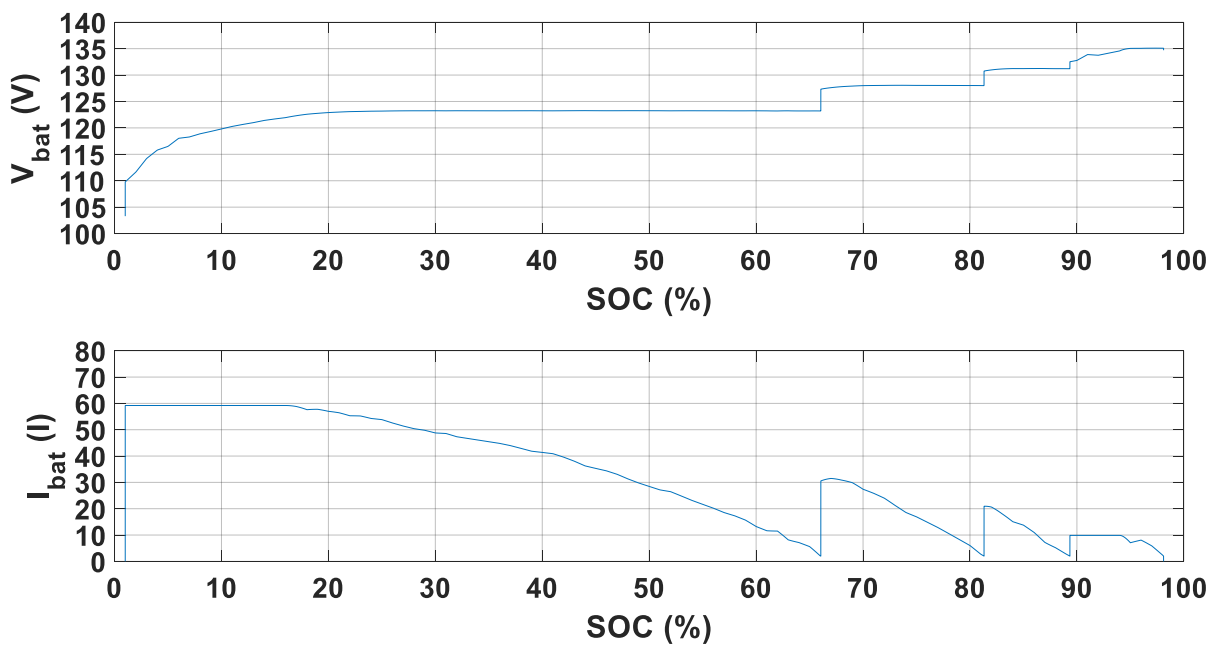


Figura I.26 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo *multi* CC-CV, com tensão máxima de 3,85 V para a fase 1.

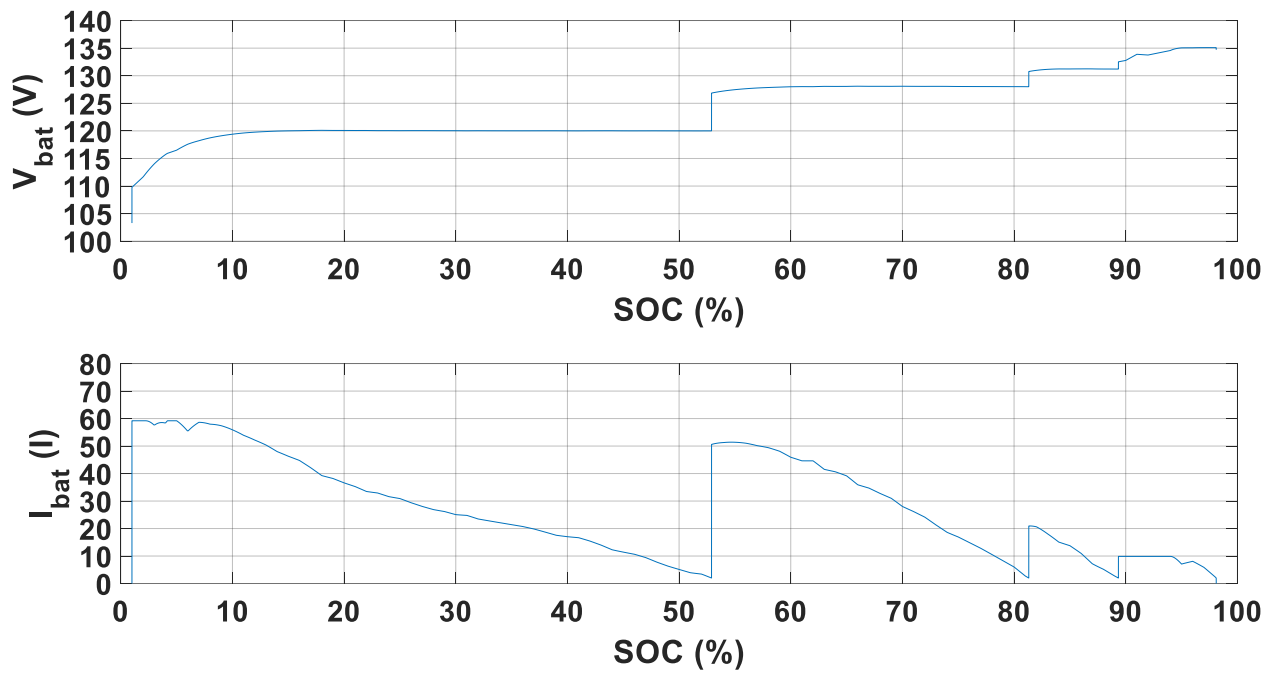


Figura I.27 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo *multi* CC-CV, com tensão máxima de 3,75 V para a fase 1.

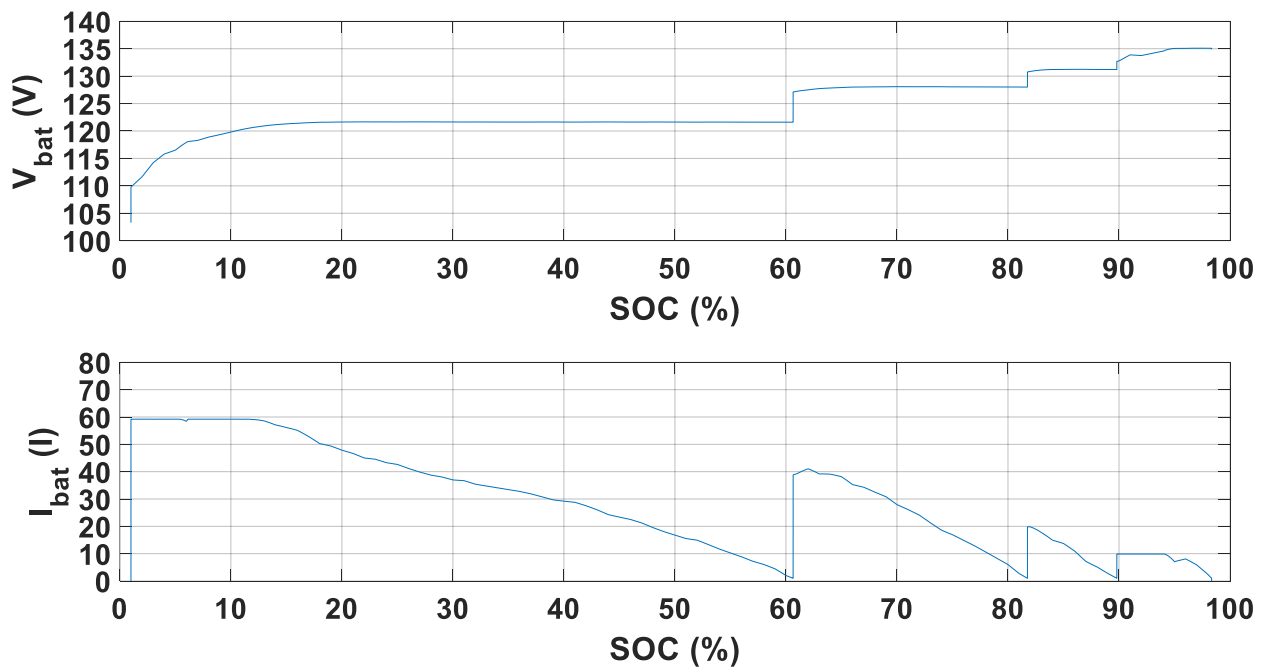


Figura I.28 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo *multi* CC-CV, com corrente mínima de carregamento  $I_{batmin} = 0,05C$  A.

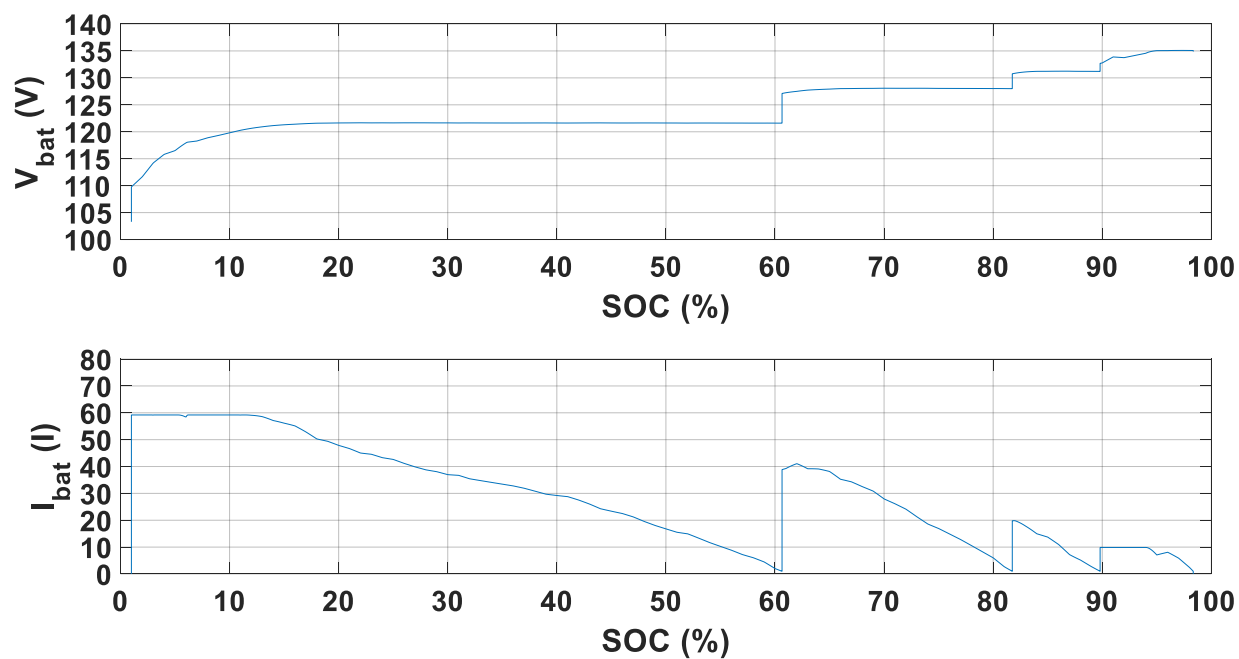


Figura I.29 – Tensão (figura superior) e corrente (figura inferior) ao longo do carregamento com o protocolo *multi* CC-CV, com corrente mínima de carregamento  $I_{batmin} = 0,2C$  A.