

Projeto de um Sistema de Conversor Multinível para Painéis Fotovoltaicos

PROJETO DE MESTRADO

Luciano Emanuel Moreira Calaça

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
E REDES DE ENERGIA



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

janeiro | 2016

Projeto de um Sistema de Conversor Multinível para Painéis Fotovoltaicos

PROJETO DE MESTRADO

Luciano Emanuel Moreira Calaça

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
E REDES DE ENERGIA

ORIENTADOR
João Dionísio Simões Barros

RESUMO

A produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável está gradualmente a ser uma alternativa à energia produzida a partir de combustíveis fósseis.

A técnica de conversão dessas mesmas energias para energia elétrica, para entrega na Rede de Energia Elétrica (REE), é cada vez mais estudada para que se obtenha uma maior eficiência assim como qualidade.

Neste trabalho desenvolve-se um projeto de conversão de energia fotovoltaica, para produção de energia elétrica para a rede utilizando um conversor multinível, otimizando a transferência de potência assim como melhorando a forma da corrente AC.

A conversão multinível é uma topologia que tem algumas vantagens relativamente à topologia de 2 níveis, permitindo trabalhar com níveis de tensão mais elevados, melhorando a qualidade de energia. O conversor multinível de díodos ligados ao ponto neutro utiliza condensadores para criar os níveis de tensão, que neste trabalho vão ser usados para ligar os painéis, otimizando a transferência de potência.

Aplica-se um método de controlo das correntes AC para terem a forma a alternada e sinusoidal e em fase com a tensão da rede.

Os resultados experimentais mostram que a utilização do algoritmo de procura do ponto de máxima potência dos painéis permitem a extrair a máxima potência, de acordo com as condições de irradiação solar e temperatura dos painéis.

Palavras-chave:

Conversores multinível, controlo por método de deslizamento, painéis fotovoltaicos, fator potência quase unitário, MPPT – Seguimento do ponto de máxima transferência de potência.

ABSTRACT

The production of electric energy from renewable energy sources is gradually becoming an alternative to energy produced from fossil fuels.

The study of renewable energies conversion technics, for delivery in the electrical grid, is increasing in order to obtain greater efficiency as well as power quality.

This work develops a photovoltaic energy conversion project for the production of electricity to the electrical grid using multilevel converter optimizing power transfer and to improving the AC current form shape.

Multilevel conversion is a topology which has some advantages over the 2-level topology, in particular it allows to work with higher voltage levels and improves the power quality. The neutral point clamped multilevel converter uses capacitors to create the voltage levels that in this project will be used to connect the panels, thus optimizing power transfer.

A control method is applied to AC currents to have the alternating and sinusoidal waveform and to be in phase with the grid voltage.

The experimental results show that using the tracking algorithm of the maximum power point of the panels allows to extract the maximum power, according to the solar irradiation and the panels temperature conditions.

Key-words:

Multilevel converters, Sliding mode control, photovoltaic panels, unity power factor, MPPT – Maximum Power Point Tracking.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao meu orientador, o Professor João Dionísio Simões Barros, por todo o apoio, dedicação e conhecimento transmitido ao longo do projeto. Pela sua disponibilidade para esclarecimento de dúvidas e orientação na procura de soluções. Aprendi muito e sempre lhe ficarei grato.

Ao Eng.º Élvio Jesus pelo apoio no protótipo laboratorial, disponibilidade e conhecimento transmitido ao longo do projeto, tendo sido fundamental para realização do trabalho.

Ao Eng.º Filipe Santos pelo apoio prestado e prontidão na disponibilização de material necessário para desenvolvimento do trabalho.

Aos colegas, Carlos Francisco e Pedro Camacho, pela cedência dos sensores de corrente e tensão.

À minha família, especialmente os meus pais, pelo apoio incondicional, que sempre depositaram em mim e me ajudaram em todos os momentos.

Aos meus amigos, pela força transmitida para continuar e atingir os objetivos pretendidos.

Aos meus colegas de curso pelo apoio e disponibilidade para esclarecimento de dúvidas.

A todos, o meu muito obrigado.

LISTA DE ABREVIATURAS E TERMINOLOGIA

AC – Corrente alternada (*alternating current*)

DC – Corrente contínua (*direct current*)

DSP – Processador digital de sinal (*digital signal processor*)

EMI – Interferência eletromagnética (*electromagnetic interference*)

FP – Fator de potência

IC – Algoritmo MPPT, condutância incremental (*Incremental Conductance*)

IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

IGBT – Transístores bipolares de porta isolada (*insulated gate bipolar transistors*)

MD – Controlador que utiliza o controlo por modo de deslizamento

MPP – Ponto de máxima potência (*maximum power point*)

MPPT – Seguidores de máxima transferência de potência (*maximum power point tracking*)

NPC – Conversor multinível de díodos ligados ao ponto neutro (*neutral point clamped*)

PD – Disposição em fase das portadoras triangulares (*phase disposition*)

PI – Controlador que utiliza o método de controlo proporcional integral

POD – Disposição em oposição de fase das portadoras triangulares (*phase opposition disposition*)

PV – Painel Fotovoltaico (*photovoltaic panel*)

PWM – Modulação em largura de impulso (*pulse width modulation*)

P&O – Algoritmo MPPT, perturbação e observação

REE – Rede de energia elétrica

SPA – Semicondutores de potência ativos

SPWM – Modulação sinusoidal de largura de impulso (*sinusoidal pulse width modulation*)

SVM – Modulação por vetores espaciais (*space vector modulation*)

THD – Distorção harmónica total (*total harmonic distortion*)

UPFR – Retificadores de potência quase unitário (*unity power factor rectifier*)

LISTA DE SÍMBOLOS MAIS FREQUENTE

\mathbf{C} – Matriz de transformação de *Clarke-Concordia*

C_1, C_2 – Capacidade dos condensadores do conversor multinível NPC

$C_{Udc}(s)$ – Compensador da tensão do lado contínuo do conversor multinível NPC

\mathbf{D} – Matriz de transformação de *Park*

$dq0$ – Sistema de coordenadas $dq0$ ou de *Park*

e_{ix} – Erro das corrente alternadas do conversor multinível NPC no sistema de coordenadas $\alpha\beta0$, com $x \in \{\alpha, \beta, 0\}$

e_{UC} – Erro das tensões dos condensadores C_1 e C_2

e_{Udc} – Erro da tensão do lado contínuo do conversor multinível NPC

f_s – Frequência de amostragem

G – Irradiação na superfície de incidência

G_n – Irradiação nominal na superfície de incidência

i_{123} – Correntes alternadas nos braços 1, 2 e 3, do conversor multinível NPC trifásico

i_b – Somatório das correntes que circulam nos interruptores superiores do conversor multinível NPC trifásico, S_{k1} e S_{k2} , em que $k \in \{1, 2, 3\}$

i'_b – Somatório das correntes que circulam nos interruptores inferiores do conversor multinível NPC trifásico, S_{k3} e S_{k4} , em que $k \in \{1, 2, 3\}$

i_{C1} e i_{C2} – Correntes dos condensadores, C_1 e C_2 , do conversor multinível NPC, respetivamente

I_{cc} – Corrente de curto-circuito do PV

i_{dc} – Corrente contínua do conversor multinível NPC

i_k – Correntes nos braços do conversor multinível de três braços em que $k \in \{1, 2, 3\}$

I_{mp} – Corrente no MPP do PV

i_{pv} – Corrente contínua do PV

i_{pvx} – Corrente contínua da *string* x de painéis fotovoltaicos em que $x \in \{1, 2\}$

i_x – Correntes alternadas do conversor multinível NPC de três braços representadas no sistema de coordenadas 123, em que $x \in \{1, 2, 3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, com $x \in \{\alpha, \beta, 0\}$, ou no sistema de coordenadas $dq0$, com $x \in \{d, q, 0\}$

i_{xRef} – Correntes de referência alternadas do conversor multinível NPC de três braços, representadas no sistema de coordenadas 123, em que $x \in \{1, 2, 3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, com $x \in \{\alpha, \beta, 0\}$, ou no sistema de coordenadas $dq0$, com $x \in \{d, q, 0\}$

$i_{\alpha\beta}$ – Correntes alternadas do conversor multinível NPC no sistema de coordenadas $\alpha\beta$

j – Numeração dos SPA dos braços do conversor multinível NPC

k – Numeração dos braços do conversor multinível NPC

k_{iUdc} – Componente integral do compensador PI

K_I – Coeficiente de variação da corrente de curto-circuito com a temperatura

k_{pUdc} – Componente proporcional do compensador PI

K_V – Coeficiente de variação de tensão de circuito aberto com a temperatura

L – Coeficiente de autoindução das bobinas do conversor multinível NPC

L_k – Coeficiente de autoindução da bobina na fase k do conversor multinível NPC, em que $k \in \{1, 2, 3\}$

m – Fator de idealidade do díodo

n – Número de níveis dos conversores multinível

N – Terminal neutro da tensão alternada da REE

N_{par} – Número de módulos fotovoltaicos em paralelo numa *string*

N_s – Número de células em série do painel fotovoltaico

N_{ser} – Número de módulos fotovoltaicos em série numa *string*

P – Potência transferida entre o lado contínuo e o lado alternado do conversor multinível NPC

P_{ac} – Potência elétrica ac

P_{dc} – Potência elétrica do *link* dc

R – Resistência de perdas das bobinas do conversor multinível

R_{dc} – Resistência do lado contínuo do conversor multinível NPC

R_k – Resistência de perdas da bobina na fase k do conversor multinível, em que $k \in \{1, 2, 3\}$

R_p – Resistência paralela equivalente do PV

R_s – Resistência série equivalente do PV

S_{kj} – SPA k de um conversor com vários braços, em que $k = 1, 2, 3, \dots$ e $j = 1, 2, 3, \dots$

T – Temperatura da junção p-n

T_n – Temperatura nominal da junção p-n

T_s – Tempo de amostragem

U – Amplitude da tensão alternada de REE equilibrada

U_b – Tensão no braço do conversor

U_c – Tensão na carga de conversor multinível com apenas um braço

U_{C1} e U_{C2} – Tensões dos condensadores C_1 e C_2 , do conversor multinível NPC

U_{dc} – Tensão do lado contínuo do conversor multinível

U_{dcRef} – Tensão de referência do lado contínuo do conversor multinível

U_{Lk} – Tensão alternada genérica na fase k , em que $k \in \{1, 2, 3\}$

u_{mk} – Tensão entre o braço k e o ponto neutro, em que $k \in \{1, 2, 3\}$

u_x – Componentes de tensão dos vetores das tensões de controlo do conversor multinível NPC, no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, em que $x \in \{\alpha, \beta\}$

U_x – Tensões alternadas da REE no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, em que $x \in \{\alpha, \beta\}$, ou no sistema de coordenadas $dq0$, com $x \in \{d, q\}$

V_{ca} – Tensão em circuito aberto do PV

V_{mp} – Tensão no MPP do PV

\mathbf{X}_{123} – Representação das grandezas no sistema de coordenadas 123

\mathbf{X}_{dq} – Representação das grandezas no sistema de coordenadas $dq0$

$\mathbf{X}_{\alpha\beta}$ – Representação das grandezas no sistema de coordenadas $\alpha\beta0$

$\alpha\beta0$ – Sistema de coordenadas $\alpha\beta0$ ou *Clarke-Concordia*

Γ_{ik} – Variáveis de comutação do conversor multinível NPC de três braços, em que $i \in \{1, 2\}$ e $k \in \{1, 2, 3\}$

Γ_{ix} – Variáveis de comutação do conversor multinível NPC de três braços no sistema de coordenadas $\alpha\beta0$, em que $i \in \{1, 2\}$ e $x \in \{\alpha, \beta, 0\}$, ou no sistema de coordenadas $dq0$, com $x \in \{d, q, 0\}$

γ_k – Variáveis de comutação do conversor multinível NPC de três braços, em que $k \in \{1, 2, 3\}$

$\Delta_{i_b-i'_b}$ – Valor binário do sentido de transferência de potência no conversor multinível NPC

Δ_{UC} – Valor binário dos erros das tensões dos condensadores do conversor multinível NPC

ζ – Fator de amortecimento de um sistema de segunda ordem

λ_{ix} – Erros quantificados das correntes alternadas do conversor multinível NPC, no sistema de coordenadas $\alpha\beta0$, com $x \in \{\alpha, \beta, 0\}$

\mathcal{E}_{UC} – Erro máximo admissível das tensões dos condensadores do conversor multinível, no controlo por modo de deslizamento

ω – Frequência angular das grandezas alternadas

ω_n – Frequência natural de um sistema de segunda ordem

ÍNDICE

Resumo	i
Abstract.....	ii
Agradecimentos	iii
Lista de abreviaturas e terminologia.....	iv
Lista de símbolos mais frequente	vi
Índice	x
1. Introdução.....	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organização e conteúdos	3
2. Resumo da teoria.....	5
2.1. Energia renovável	5
2.2. Energia solar	6
2.2.1.Aproveitamento da energia solar	6
2.2.2.Fotogeração – efeito fotovoltaico	7
2.2.3.Tecnologia fotovoltaica – módulos fotovoltaicos.....	8
2.2.4.Modelo elétrico equivalente da célula fotovoltaica	9
2.2.5.Algoritmos de procura do ponto de máxima potência - MPPT	14
2.3. Conversores multinível	17
2.3.1.Introdução	17
2.3.2.Conversores multinível NPC (<i>Neutral Point Clamped</i>)	19
2.4. Comando e controlo dos conversores	24

2.4.1.	Controlo por SVM	25
2.4.2.	Controlo por modo de deslizamento (<i>sliding mode control</i>)	26
2.4.3.	Método linear clássico	29
2.5.	Tipos de sistemas fotovoltaicos	30
2.5.1.	Sistemas isolados (<i>stand alone</i>)	30
2.5.2.	Sistemas híbridos (<i>hybrid system</i>)	31
2.5.3.	Sistema ligados à REE (<i>Grid Connection</i>)	31
3.	Modelos do sistema de conversor multinível para PV	32
3.1.	Introdução	32
3.2.	Modelos simplificados do conversor NPC trifásico de três níveis no sistema de coordenadas 123	33
3.2.1.	Topologia do Conversor NPC trifásico de três níveis	33
3.2.2.	Variáveis de comutação	34
3.2.3.	Aplicação das variáveis de comutação às equações das tensões de correntes do conversor.....	34
3.2.4.	Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas 123.....	35
3.3.	Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	38
3.4.	Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas $dq0$	41
4.	Controlo do sistema de conversão PV	43
4.1.	Controlo por modo de deslizamento	43
4.1.1.	Controlo das correntes alternadas do conversor NPC de três níveis	44
4.1.2.	Equilíbrio das tensões dos condensadores	46
4.1.3.	Estratégia de seleção dos vetores de controlo.....	47
4.2.	Controlo da tensão do lado contínuo – tensão aos terminais dos painéis fotovoltaicos.....	53

4.2.1.Introdução	53
4.2.2.Esquema do circuito e equações da dinâmica do conversor a regular a tensão do lado dc	53
4.2.3.Dimensionamento do controlador PI usando o método linear clássico	54
5. Resultados de simulação e experimentais	60
5.1. Implementação dos modelos de simulação do sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos no MATLAB/SIMULINK.....	60
5.2. Elementos constituintes do protótipo laboratorial	65
5.3. Placa de processamento digital Delfino TMS320F28377s (<i>LAUNCHXL- F28377S Launchpad</i>).....	69
5.4. Resultados de simulação e experimentais do funcionamento do conversor multinível ligado a painéis fotovoltaicos	70
5.4.1.Funcionamento como inversor de corrente.....	70
5.4.2.Regulação da tensão DC com fator de potência quase unitário.....	78
5.4.3.Conexão dos PV no lado dc do conversor multinível NPC.....	85
6. Conclusões	96
6.1. Conclusões gerais	96
6.2. Perspetivas de trabalhos futuros.....	99
Referências	101
Apêndice A – Conversores de potência.....	108
A.1. Conversores de potência	108
A.1.1. Conversores DC/AC – inversores	108
A.1.2. Conversores AC/DC – retificadores.....	108
A.2. Conversores DC/DC	111
Apêndice B – Topologias de conversão multinível.....	112

B.1. Conversores multinível de condensadores flutuantes	112
B.2. Conversores multinível com conversores em pontes ligados em série	116
Apêndice C – Técnicas de controlo de conversores de potência.....	118
C.1. Técnica de controlo SPWM	118
C.2. Controlo ótimo preditivo para o conversor NPC trifásico	119
Apêndice D – Descrição do programa de simulação MATLAB/SIMULINK	121
Apêndice E – Modelos de simulação do conversor multinível no <i>software</i> MATLAB/SIMULINK.....	123
Apêndice F – Algoritmos dos blocos do modelo de simulação do sistema de conversão PV	128
F.1. Programa do bloco <i>LambdaVetores</i>	128
F.2. Programa do bloco <i>VerificaçãoAdjacentes</i>	128
F.3. Programa do bloco MPPT	130
Apêndice G - Esquemas elétricos do protótipo	132
Apêndice H – Microcontrolador estudado para controlar o sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos – BeagleBone Black.....	139
Apêndice I – Tabelas dos parâmetros de simulação e experimental dos modelos do conversor multinível.....	141
Apêndice J – Programas em linguagem C aplicados na placa de processamento digital de sinal Delfino F28377s.....	148
J.1 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor de corrente.....	148
J.2 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como retificador com fator de potência quase unitário.....	148
J.3 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor com PV no lado dc	148

J.4 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor de corrente, com PV, com o algoritmo MPPT.....	148
Apêndice L - Controlo da tensão do lado contínuo aos terminais de uma carga resistiva	149
Apêndice M - Aplicação da transformada Z ao compensador de regulação da tensão do lado dc	153

1. Introdução

Neste capítulo apresentam-se os motivos desta dissertação de mestrado para a utilização de um conversor multinível para a conversão de energia de painéis fotovoltaicos, transferindo para a REE. Indicam-se os principais objetivos e descreve-se a organização da dissertação, realçando os principais conteúdos.

1.1. Motivação

A produção de energia elétrica tem, nos últimos anos, vindo a aumentar a nível industrial, devido ao aumento populacional assim como a sua dependência tecnológica.

A produção de energia através dos combustíveis fósseis tem preocupado a população a nível internacional, no que respeita ao seu esgotamento das reservas (o que pode levar a um aumento do preço dos combustíveis) assim como o seu impacto a nível ambiental. O estudo de formas de conversão de energia a partir de energias renováveis tem surgido com uma alternativa aos combustíveis fósseis [1].

A energia fotovoltaica tem sido uma das fontes de energia mais estudadas, uma vez que a superfície da Terra recebe anualmente um valor de energia solar de $1,5 \times 10^{18}$ kWh, sendo este valor cerca de 10 mil vezes superior ao consumo mundial anual de energia [1].

O aproveitamento da energia solar pode ser realizado através de painéis fotovoltaicos. Apesar do rendimento ser inferior aos 20%, a energia convertida é ainda significativa. A energia produzida por um painel fotovoltaico é em corrente contínua, por isso são utilizados conversores de corrente contínua para corrente alternada (DC/AC) para realizar a produção de energia para a rede de energia elétrica (REE). Os conversores DC/AC, em parte, são dos mais utilizados para converter corrente contínua em corrente alternada dada a sua simplicidade topológica e facilidade de comando. A conversão de energia a partir de painéis fotovoltaicos tem, nos últimos anos, crescido significativamente, quer ao nível da microprodução quer ao nível da miniprodução.

Uma solução em alternativa aos conversores de potência de 2 níveis são os conversores multinível, que apresentam características vantajosas, pois permitem diminuir a distorção harmónica, melhorando a forma da tensão ac pelo aumento do número de níveis. O facto de possuírem mais semicondutores de comutação por braço, permitem trabalhar com tensões e potência mais elevadas. No entanto, a sua complexidade topológica dificulta o comando e exige um controlo mais complexo.

As técnicas de controlo aplicadas a sistemas de conversão fotovoltaica devem maximizar a transferência de potência através do ajuste da tensão e corrente aos terminais do conjunto de painéis fotovoltaicos (*strings*), e gerar uma forma de corrente ou tensão alternada e sinusoidal em sincronismo com a tensão ac da REE.

A produção de energia a partir de painéis fotovoltaicos depende da radiação solar, por isso, para assegurar que a rede de energia tem capacidade de fornecer energia, é necessário ter fontes alternativas ou energia armazenada para compensar as flutuações de radiação ou mesmo a inexistência de radiação solar.

1.2. Objetivos

Os objetivos desta dissertação de mestrado, sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos, são os seguintes:

- Rever a bibliografia da utilização de conversores multinível e painéis fotovoltaicos, para produção de energia para a REE;
- Projeto de um sistema de produção de energia fotovoltaica com conversor multinível realizando:
 - o dimensionamento do conversor e controladores através das equações da dinâmica do conversor multinível;
 - a simulação do projeto dimensionado no ambiente MATLAB/SIMULINK;
 - a verificação experimental num protótipo laboratorial de baixa tensão realizando o controlo com a DSP Delfino F28377s, programada em *Code Composer Studio*.
- Comparação dos resultados de simulação com os experimentais.

1.3. Organização e conteúdos

Esta dissertação de mestrado está dividida e organizada, essencialmente, em 6 capítulos (Introdução, Resumo da Teoria, Modelos do sistema de conversor multinível para PV (painel fotovoltaico), Controlo do sistema de conversão PV, Resultados de simulação e experimentais, Conclusões), Referências e Apêndices.

No primeiro capítulo, Introdução, faz-se uma introdução ao problema de conversão de energia de painéis fotovoltaicos. Apresenta-se a motivação da dissertação, são definidos os objetivos e é descrita a organização da dissertação referenciando os principais aspetos de cada capítulo.

No segundo capítulo, Resumo da teoria, faz-se uma revisão bibliográfica, onde são apresentados os vários tipos de energias renováveis e a sua contribuição a nível de produção. Descreve-se a energia solar e a extração de energia elétrica a partir dos painéis fotovoltaicos. Definem-se modelos elétricos e algoritmos MPPT. Referem-se os vários tipos de conversores de potência, dois níveis e multinível, evidenciando as suas principais características e modos de funcionamento. Para concluir, referem-se as principais técnicas de controlo de conversores de potência.

No terceiro capítulo, Modelos do sistema de conversor multinível para PV, efetua-se a dedução dos modelos dos conversores multinível NPC de três braços para painéis fotovoltaicos, obtendo equações da dinâmica no modelo de espaço de estados comutado nos sistemas de coordenadas 123 , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

No quarto capítulo, Controlo do sistema de conversão PV, aplicam-se técnicas de controlo por modo de deslizamento, às correntes alternadas e às tensões dos condensadores do lado contínuo. Faz-se o controlo da tensão do lado contínuo, tendo sido dimensionado um controlador PI (proporcional - integral).

No quinto capítulo, Resultados de simulação e experimentais, realiza-se a descrição dos componentes constituintes da ferramenta de simulação, MATLAB/SIMULINK e do protótipo laboratorial assim como os microcontroladores utilizados, principalmente o Delfino F28377s. Apresentam-se os resultados obtidos, na simulação e comparam-se com os experimentais.

No sexto capítulo, Conclusões, são apresentadas as principais conclusões da dissertação de mestrado e sugerem-se trabalhos futuros que poderão dar continuidade ao trabalho já realizado.

Nos apêndices está desenvolvida em pormenor a Transformada Z Bilinear que permite discretizar o sistema de controlo para que se possa utilizar no microcontrolador, uma vez que o controlo é digital. Apresentam-se os circuitos e algoritmos dos modelos utilizados no MATLAB, assim como as tabelas com os parâmetros do sistema. Os esquemas elétricos do protótipo laboratorial e algoritmos utilizados na placa de processamento Delfino F28377s, estão também nos apêndices.

2. Resumo da teoria

Neste capítulo realiza-se uma revisão da teoria, destacando os principais temas que são importantes para a realização do projeto do conversor multinível para painéis fotovoltaicos. Inicialmente abordam-se aspetos sobre a energia solar e os painéis fotovoltaicos, sendo estes os responsáveis pela conversão da energia solar em energia elétrica. Abordam-se os tipos de conversores eletrónicos de potência, responsáveis pela conversão das grandezas elétricas. Discutem-se os métodos de comando e controlo dos conversores, permitindo a autonomia do sistema dimensionado. Finalmente apresentam-se os tipos de sistemas fotovoltaicos mais comuns.

2.1. Energia renovável

As energias renováveis são obtidas através de fontes de energia renovável que provêm de recursos naturais que se renovam constantemente. Ao longo dos anos, estas energias têm sido mais estudadas de forma a realizar a conversão em energia elétrica, evitando cada vez mais os combustíveis fósseis, reduzindo a dependência das energias não renováveis e as emissões de gases de efeito de estufa [2].

Entre as várias energias renováveis destacam-se [2]:

- a energia hídrica, que aproveita a corrente das águas para gerar eletricidade através de máquinas elétricas, sendo uma das formas eficiente de geração de energia elétrica, contribuindo, em média, cerca de 30% da eletricidade consumida em Portugal.
- a energia eólica, que aproveita o vento para geração de eletricidade através de aerogeradores, contribuindo, em média, cerca de 25% da eletricidade consumida em Portugal.
- a energia solar que aproveita a radiação solar para geração de energia elétrica ou aquecimentos de fluidos. Um dos processos é por conversão de energia elétrica utilizando painéis solares fotovoltaicos. São utilizados também painéis solares térmicos com estrutura parabólica, concentrando a radiação num ponto para aquecer os fluidos, de forma a gerar vapor e realizar o processo geração elétrica de forma análoga a uma central térmica.

- a energia geotérmica que através do calor para aquecimentos de fluidos, gera energia com o mesmo conceito das centrais térmicas, em que a partir de máquinas elétricas gera-se energia elétrica.
- a energia das marés, que através do desnível da água do mar entre a maré cheia e a maré baixa permite gerar energia elétrica, através de máquinas elétricas.

A produção de energia elétrica apenas com fontes renováveis é de difícil gestão, pois a fonte primária, como por exemplo sol, vento e chuva, apresentam variações. Normalmente utilizam-se albufeiras para armazenar grandes quantidades de água, associadas a geradores hidroelétricos que compensam a produção de energia renovável, eólica e solar fotovoltaica [3].

2.2. Energia solar

Nesta secção abordam-se aspetos, tais como: o aproveitamento da energia solar transmitida, descreve-se o princípio de funcionamento dos painéis fotovoltaicos, analisam-se os seus modelos de implementação e, por último, os algoritmos MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), que procuram o ponto de máxima potência MPP (*Maximum Power Point*).

2.2.1. Aproveitamento da energia solar

O aproveitamento da energia solar fotovoltaica tem várias aplicações, tanto a nível industrial como doméstico. Na Figura 2.1 são indicadas as várias aplicações da energia solar, podendo dividir em dois domínios: sistemas isolados e sistemas ligados à rede elétrica (visto na secção 2.6).

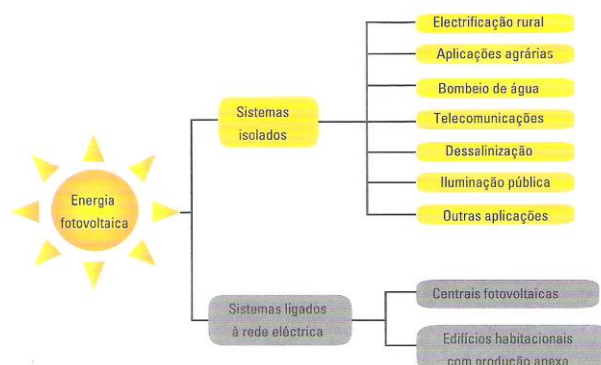


Fig. 2.1 – Principais aplicações associadas à energia solar fotovoltaica [1].

2.2.2. Fotogeração – efeito fotovoltaico

A conversão da energia solar em energia elétrica efetua-se através da incidência de radiação solar num dado material, transferindo-se assim energia dos fótons para os elétrons da estrutura atômica desse material. Dependendo do material em que há incidência, poderá ou não criar uma corrente elétrica com os elétrons excitados que adquiriram a energia transferida pelos fótons [4]. Os materiais semicondutores são, normalmente, os utilizados para produzir este efeito, sendo os materiais (as células) constituídos por Silício (Si) os de maior interesse.

Para que se compreenda como se dá o processo excitação dos elétrons, é necessário analisar o diagrama das bandas de energia do semicondutor, Figura 2.2. Um fóton ao incidir no material irá excitar um elétron da banda de valência (nível inferior de energia E_v) para a banda de condução (nível superior de energia E_c), dando origem à criação de um par lacuna-elétron, se a energia for superior à energia de banda proibida ou interdita, E_g . Esta energia, E_g , é a diferença entre os níveis E_c e E_v , sendo característica de cada semicondutor [4].

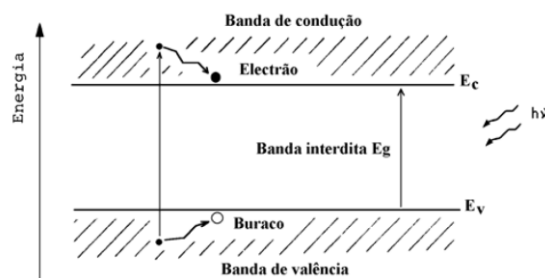


Fig. 2.2 – Diagrama de bandas de energia de um semicondutor [4].

Uma célula fotovoltaica constituída apenas por Silício puro não tem capacidade de produção de energia elétrica. Isto porque após incidência de radiação solar, devido à sua distribuição eletrónica que é 2-8-4 átomos nas respetivas bandas, os elétrons de valência passariam para a banda de condução, no entanto recombinar-se-iam rapidamente com as lacunas criadas, ficando quimicamente estável. Daí ser importante o processo de dopagem para alterar as propriedades de condução, onde são adicionados dois tipos de elementos como o Boro (B) e o Fósforo (P). Uma vez que o Boro possui uma distribuição eletrónica 2-3, significa que possui três átomos de valência. Com a junção dos 4 átomos do Silício, fica com um elétron desemparelhado, designando-se por lacuna. Esta junção Si-B é chamada

de junção P por existir a “falta” de um elétron na banda de valência. Relativamente ao Fósforo, por ter uma distribuição eletrônica 2-8-5, significa que tem cinco elétrons de valência que, ao emparelhar-se com o Silício, fica com um elétron em “excesso”. Esta junção Si-P, é chamada de junção N. Agora que existem duas camadas dopadas de forma diferente, existe uma diferença de potencial, onde os elétrons excitados pelos fótons podem se mover e criar uma corrente elétrica, através de um condutor externo, conectando a camada negativa à positiva. A Figura 2.3 exemplifica o processo explicado anteriormente [1].

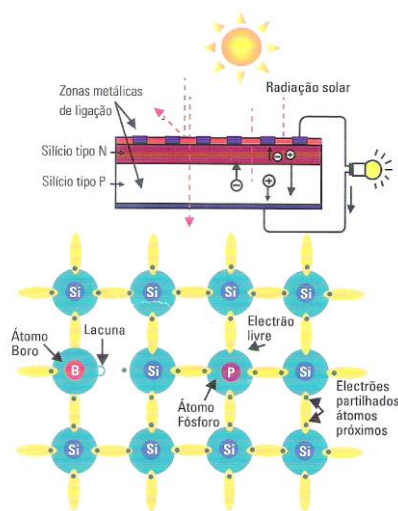


Fig. 2.3 – Representação da célula fotovoltaica e respetiva dopagem [1].

A corrente elétrica gerada é proporcional à intensidade da radiação solar incidente na célula fotovoltaica. No entanto, é necessário ter atenção que não verifica a mesma situação com o aumento da temperatura. A restante energia incidente além da necessária para excitar os elétrons vai se comportar como uma potência dissipada, aquecendo a célula fotovoltaica, originando uma maior agitação dos elétrons, não se verificando a situação ideal de corrente elétrica, levando a um menor rendimento devido à diminuição da tensão e consequente diminuição da potência [4].

2.2.3. Tecnologia fotovoltaica – módulos fotovoltaicos

Os módulos fotovoltaicos, também designados de painéis fotovoltaicos, são constituídos por conjuntos de células fotovoltaicas. Existem várias células, de diferentes materiais, classificando-se em três tipos de tecnologias: de 1º, 2º e 3º geração [4]:

- os módulos de 1º geração são baseados em *waffers* de silício cristalino, distinguindo-se o silício monocristalino e o policristalino;
- os módulos de 2º geração são filmes finos que podem ser de silício ou outro semicondutor;
- os módulos de 3º geração surgem de novos conceitos e tecnologias emergentes, em que são constituídos, por exemplo, por células orgânicas.

Nesta dissertação dar-se-á mais importância às tecnologias de 1º geração, nomeadamente, o silício monocristalino e policristalino, uma vez que os painéis comerciais pertencem a esta geração. De notar que esta tecnologia representa a maior parte do mercado de painéis fotovoltaicos [4].

As células de silício monocristalino obtêm-se a partir de barras cilíndricas de silício monocristalino produzidas em fornos. Estas são obtidas através do corte das barras em forma de pastilhas finas e quadradas. O rendimento no processo de conversão da energia solar em energia elétrica é na ordem dos 15 a 18 % [4].

Relativamente às células de silício policristalino, estas têm um diferente processo de produção. São produzidas a partir de blocos de silício através de uma fusão de bocados de silício puro em moldes especiais. Após o processo de fusão dá-se o lento arrefecimento e consequente solidificação. A sua eficiência é ligeiramente menor do que as células de silício monocristalino quando dotadas de uma camada anti-reflexão [1].

2.2.4. Modelo elétrico equivalente da célula fotovoltaica

2.2.4.1. Modelo Ideal

O comportamento de uma célula fotovoltaica e o comportamento de uma junção PN são semelhantes, considerando assim o modelo da célula como uma fonte de corrente. Desta forma, é possível obter uma equação para modelo da célula [1], [4].

Numa célula fotovoltaica, sobre a qual não há incidência de radiação solar, o modelo é representado pelo circuito equivalente de um díodo e a respetiva curva I-V, na Figura 2.4.

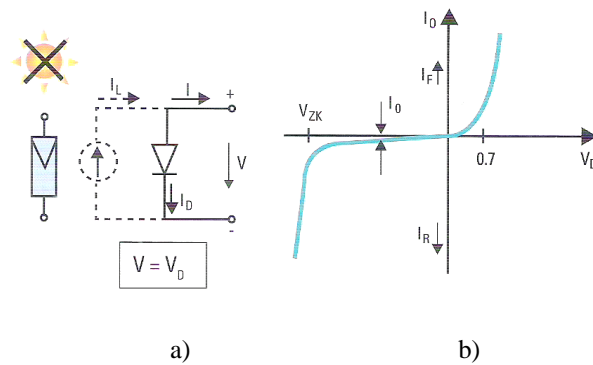


Fig. 2.4 – a) Circuito equivalente; b) Curva característica I-V, sem incidência solar [1].

A equação do modelo fica igual à do díodo

$$I_D = I_0 \times \left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

em que [1]:

- I_0 - Corrente inversa máxima de saturação do díodo;
- V - Tensão aos terminais da célula;
- m ou a (dependendo da literatura) – fator de idealidade do díodo;
- T – Temperatura da célula em graus Kelvin ($^{\circ}\text{K}$);
- V_T - Potencial térmico: $V_T = K_T / q$;
- K_T - Constante de *Boltzmann* ($K_T = 1,3805 \times 10^{-23} \text{ J}/^{\circ}\text{K}$);
- q – Carga do elétron ($q = 1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$).

No caso em que há incidência da radiação solar, surge um termo adicional, a intensidade de corrente, I_L , que afeta a curva característica do díodo, desviando-a na direção da polarização inversa da curva I-V, como se vê na Figura 2.5.

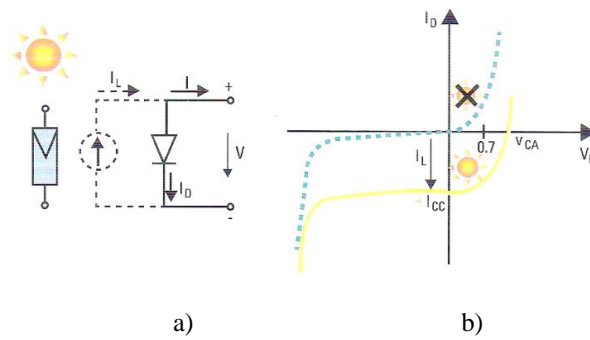


Fig. 2.5 – a) Circuito equivalente; b) Curva característica I_d - V , com incidência solar (amarelo traço contínuo) e sem incidência solar (azul traço descontínuo) [1].

A equação do modelo fica

$$I = I_L - I_D = I_L - I_0 \times \left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right). \quad (2.2)$$

Analisando a equação anterior, observa-se as várias curvas características resultantes assim como o modelo elétrico, após a incidência solar, na Figura 2.6. Na Figura 2.6 b) está representada a equação 2.1, e na Figura 2.6 c) está representada a equação 2.2.

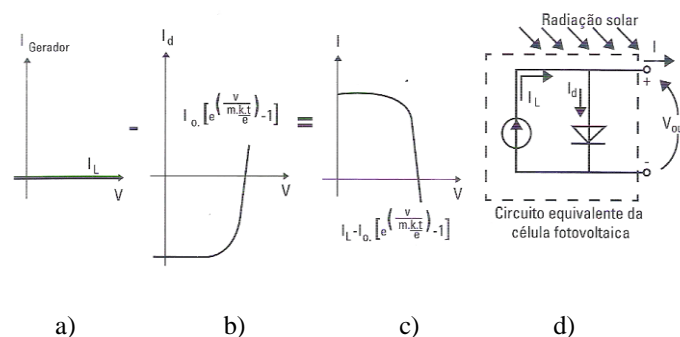


Fig. 2.6 – Deslocamento da curva I-V em condições de radiação solar: a) Curva $I_{Gerador}$ - V ; b) Curva I_d - V ; c) Curva I-V, quando há incidência solar fotovoltaica; d) Modelo elétrico da célula fotovoltaica aquando de incidência solar fotovoltaica [1].

Pode-se ainda concluir que, o deslocamento da curva I-V para a zona de polarização inversa é proporcional à intensidade de radiação solar. Daqui retiram-se dois dos parâmetros característicos da célula fotovoltaica que são:

- I_{cc} ($V = 0$) – Corrente curto-circuito, também designada por I_{sc} ;

- V_{ca} ($I = 0$) – Tensão máxima aos terminais da célula (tensão em circuito aberto também designado por V_{oc}) em que

$$V_{ca} = m \times V_T \times \ln \left(1 + \frac{I_L}{I_0} \right). \quad (2.3)$$

A curva I-V fica assim representada, como se mostra na Figura 2.7.

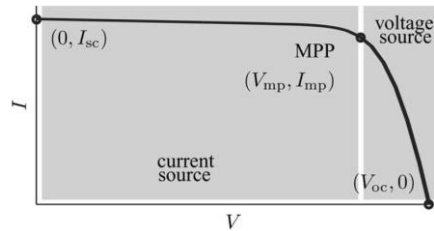


Fig. 2.7 – Curva característica I-V da célula fotovoltaica [4].

2.2.4.2. Modelo considerando as perdas

As deduções anteriores foram para o modelo ideal da célula. Considerando as perdas no modelo da célula fotovoltaica, são adicionados dois parâmetros: a resistência série, R_s , e a resistência paralela, R_p , que influenciam a curva I-V, reduzindo a potência da célula em que [1], [4]:

- R_s - representa a resistência da própria célula, constituída pela resistência elétrica do material como também a resistência dos contactos óhmicos, dando origem às perdas por efeito de *Joule*;
- R_p - está relacionada com resistência resultante das pequenas imperfeições do material no processo de fabrico, dando origem às correntes de fuga.

O circuito equivalente da célula fotovoltaica é dado pela Figura 2.8 [5], [6].

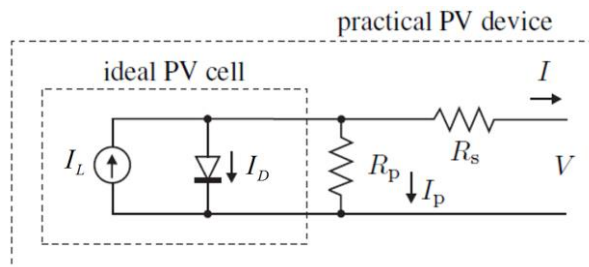


Fig. 2.8 – Circuito equivalente do modelo da célula fotovoltaica considerando as perdas (adaptado de [6]).

A equação da célula fotovoltaica, retirada do circuito equivalente, é

$$I = I_L - I_D - I_P = I_L - I_O \times \left(e^{\frac{(V + R_S \times I)}{mV_T}} - 1 \right) - \frac{V + R_S \times I}{R_P}, \quad (2.4)$$

em que

$$V_T = \frac{N_S K_T T}{q}, \quad (2.5)$$

sendo N_S o número de células em série.

Normalmente é realizada a suposição que $I_L = I_{cc}$, onde se considera que a resistência em série é baixa e a resistência em paralelo é elevada. No entanto, a corrente gerada depende da temperatura e da irradiação, logo I_L é dada por

$$I_L = (I_{L,n} + K_I(T - T_n)) \frac{G}{G_n}, \quad (2.6)$$

em que:

- $I_{L,n}$ - corrente gerada em condições nominais (para 25 °C corresponde a 298,15 °K);
- T, T_n - temperatura atual e temperatura nominal (298,15 °K), respetivamente;
- G, G_n - irradiação atual e irradiação nominal (1000 W/m²), respetivamente;
- K_I - coeficiente de variação da corrente de curto-circuito com a temperatura.

Segundo [5], [6], o modelo do módulo fotovoltaico pode ser melhorado se se considerar a corrente de saturação, I_O , dada por

$$I_O = \frac{I_{cc,n} + K_I(T - T_n)}{\exp\left(\frac{V_{ca,n} + K_V(T - T_n)}{mV_t}\right)}, \quad (2.7)$$

em que:

- $I_{cc,n}$ - corrente de curto-circuito nominal;
- $V_{ca,n}$ - tensão de circuito aberto nominal;
- K_V - coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura.

Desta forma, obtém-se a equação da corrente entregue à carga, I ,

$$I = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_S I}{V_T m}\right) - 1 \right]. \quad (2.8)$$

Para um conjunto de módulos fotovoltaicos,

$$I = N_{par} I_L - N_{par} I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_S I \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right)}{V_T m N_{ser}}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_S I \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right)}{R_p \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}}\right)}, \quad (2.9)$$

onde N_{ser} representa o número de módulos em série e N_{par} representa o número de módulos em paralelo.

2.2.5. Algoritmos de procura do ponto de máxima potência - MPPT

Os algoritmos MPPT procuram encontrar a tensão e a corrente aos terminais do painel que maximiza a potência, produto entre a tensão e corrente. A potência depende também das condições de irradiação solar e temperatura [1], [7].

Na Figura 2.9 estão representadas as curvas I-V (curva preta contínua) e correspondente P-V (curva cinzenta contínua), onde se observa o MPP, que é o ponto de máxima transferência de potência.

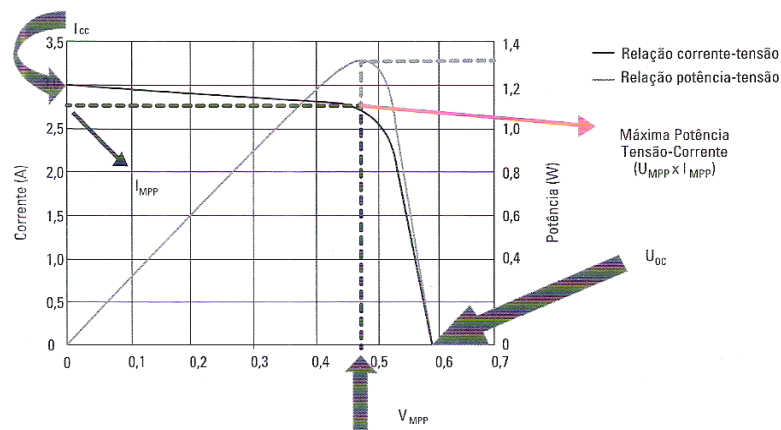


Fig. 2.9 - Curvas características de uma célula fotovoltaica, I-V (preta) e P-V (cinzenta) [1].

Quando são utilizados vários módulos em série ou paralelo, poderão ser implementados vários MPPT, aplicados individualmente aos módulos, para maximizar a potência extraída [8]. Os métodos mais utilizados são: perturbação e observação (P&O) e

condutância incremental, (CI), em que estes distinguem-se principalmente pela forma como o MPP é atingido [4].

2.2.5.1. Método de perturbação e observação

O método de perturbação e observação é um dos mais utilizados devido à sua fácil implementação. Através do cálculo da potência do estado atual e do anterior, a tensão vai sendo perturbada através do incremento ou decremento da mesma até encontrar o MPP. Após a perturbação da tensão, se existir um aumento da potência, deve-se manter a perturbação nesse sentido de aumento da potência, caso contrário o sentido da perturbação é invertido. Quando o MPP é atingido, o processo continua da mesma forma, oscilando à volta do MPP. Uma forma de resolução de problema passa por diminuir o passo. Mesmo assim, tem a consequência de tornar o MPPT com uma resposta lenta. A solução passa por realizar um algoritmo de passo variável, em que o passo diminui na zona do MPP. A Figura 2.10 representa o fluxograma do algoritmo P&O [4], [7].

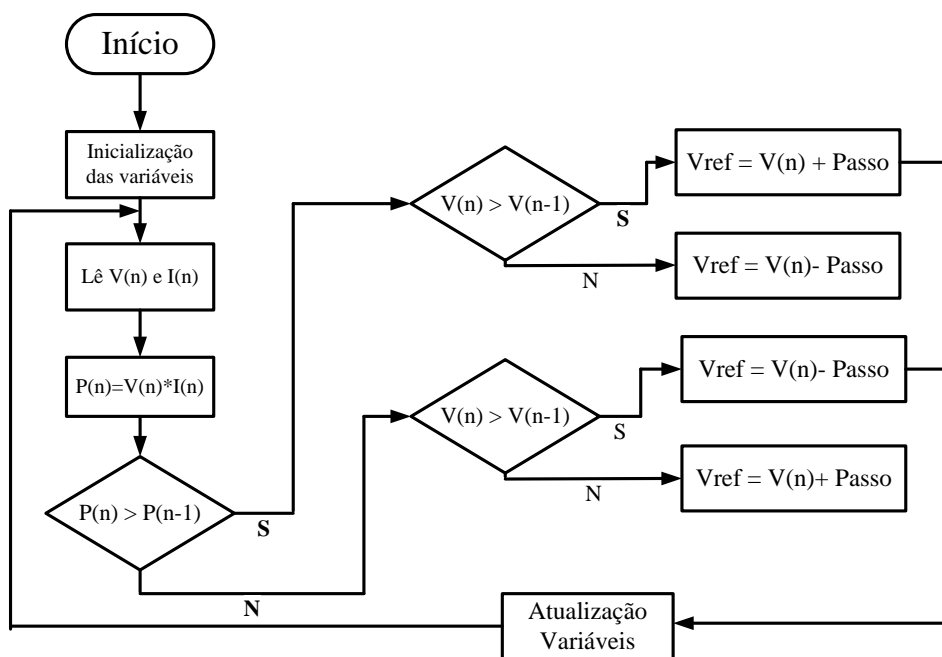


Fig. 2.10 – Fluxograma do algoritmo P&O.

2.2.5.2. Método de condutância incremental

O método da condutância incremental é semelhante ao método de P&O, mas apresenta melhores resultados em regime estacionário, assim como para mudanças

repentinas de radiação. Este método baseia-se na derivada da curva P-V, sendo nula no MPP, positiva à esquerda da curva e negativa à direita curva.

O algoritmo consiste na comparação da condutância incremental, dI/dV , com a condutância instantânea, I/V . A equação que define a localização do MPP é

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{d(I)}{dV} = 0. \quad (2.10)$$

Primeiramente, é realizada a leitura dos valores atuais de corrente e tensão. Calculam-se as condutâncias e verifica-se o declive. Se $d(I)/d(V) = -I/V$, significa que o declive é nulo, logo encontrou-se o MPP. Caso contrário, dependendo se a derivada é positiva (lado esquerdo da curva P-V) ou negativa (lado direito da curva P-V), a tensão de referência será ajustada através do seu incremento ou decremento. O fluxograma do algoritmo da condutância incremental está representado na Figura 2.11. Apesar ser mais eficiente, o método de cálculo consome mais recursos no processamento [4], [7].

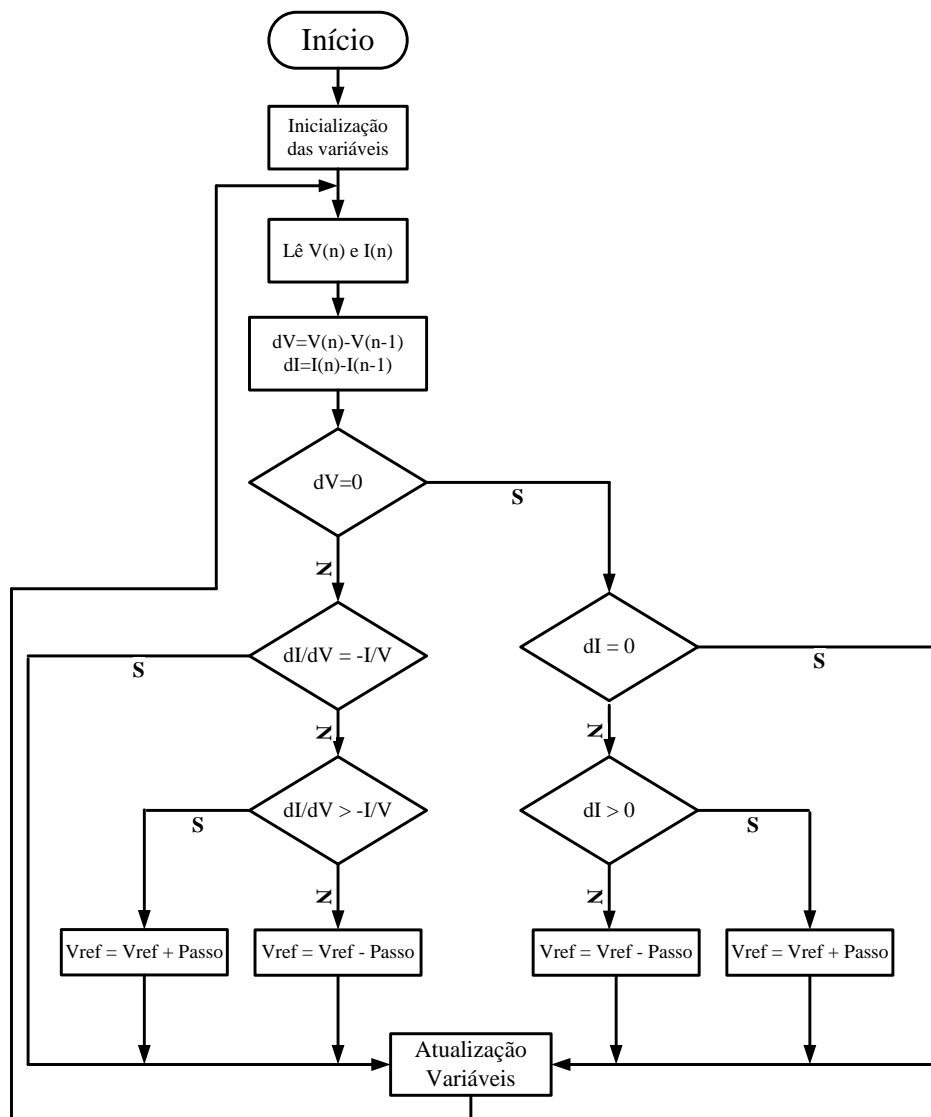


Fig. 2.11 – Algoritmo da condutância incremental (adaptado de [7]).

2.3. Conversores multinível

2.3.1. Introdução

Um conversor eletrônico de potência (descrito em pormenor no Apêndice A) nas condições ideais permitiria obter um rendimento unitário, em que os dispositivos de comutação deviam estar aptos para suportar qualquer valor de tensão e de corrente, assim como comutar a qualquer frequência, sem atrasos nem perdas. No entanto, os dispositivos reais possuem limitações que é necessário ter em conta, aquando da utilização destes [9].

Devido aos requisitos do mercado energético, tornou-se necessário a introdução de dispositivos específicos que satisfaçam os padrões de qualidade de energia elétrica e que sejam capazes de operar tensões elevadas (kV), assim como correntes elevadas (kA) e potências na ordem do MW. Para que os semicondutores consigam suportar as características referidas anteriormente, apareceu uma conceção na configuração da topologia na eletrónica de potência, a conversão multinível [10].

A grande vantagem desta topologia em relação à convencional de dois níveis, está no facto de se poder trabalhar com maiores tensões (repartidas de forma igual pelos semicondutores de potência ativos (SPA) em série), maiores potências, assim como uma melhor resolução, proporcionando menor distorção harmónica. Além das vantagens anteriores, as topologias de conversão multinível permitem também a reversibilidade, em que os conversores poderão funcionar como inversor (DC/AC) assim como retificador (AC/DC). No entanto, o aumento de níveis torna mais complexo o comando e controlo dos semicondutores assim como o equilíbrio das tensões dos condensadores nas topologias de condensadores flutuantes e de díodos ligados ao ponto neutro [11].

A Figura 2.12 representa um exemplo de três inversores monofásicos com dois (Fig. 2.12a), três (Fig. 2.12b), e n níveis (Fig. 2.12c), respetivamente, em que os SPA comutam consoante o nível de tensão pretendido na carga. Com dois níveis, o inversor gera uma saída com apenas dois valores (níveis) aos terminais do condensador, enquanto que o conversor de três níveis, gera três valores de tensão distintos, e para n níveis são gerados n valores de tensão distintos [11].

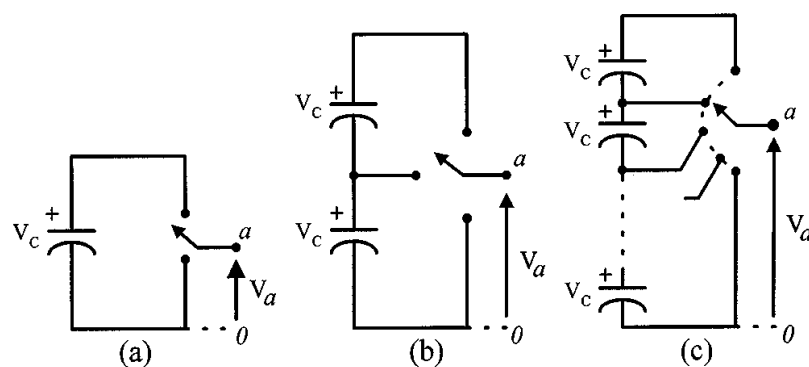


Fig. 2.12 – Inversores monofásicos: a) dois níveis; b) três níveis; c) n níveis [11].

Entre os conversores multinível mais estudados, destacam-se os conversores com díodos ligados ao ponto neutro, os conversores com condensadores flutuantes (encontra-se em pormenor no Apêndice B, secção B.1) e os conversores em ponte ligados em série (encontra-se em pormenor no Apêndice B, secção B.2) [12].

2.3.2. Conversores multinível NPC (*Neutral Point Clamped*)

Nesta secção descreve-se o funcionamento do conversor multinível com díodos ligados ao ponto neutro (NPC). Esta estrutura consiste numa fonte de tensão contínua e um conjunto de condensadores que divide a tensão em vários níveis. Dependendo do número de níveis, irão influenciar no número de condensadores, díodos e semicondutores de comutação [10].

A topologia NPC de três níveis é das mais utilizadas nos conversores multinível, podendo esta apresentar três níveis de tensão: U_{dc} , $U_{dc}/2$ e 0. A Figura 2.13 representa um conversor NPC de três níveis, monofásico, onde os dois condensadores e os dois díodos atuam como divisores de tensão, em que cada semicondutor apenas necessita de suportar uma queda de tensão correspondente a metade da tensão do condensador onde se realiza o divisor capacitivo. Estes díodos podem ser considerados como díodos em roda livre, originando assim um circuito de circulação da corrente quando a tensão à saída possui o valor zero [9], [12]. Devido ao facto dos semicondutores estarem associados a um diódo antiparalelo, existirão díodos de ligação ao ponto neutro para assegurar a reversibilidade da corrente, o conversor funciona como um sistema bidirecional, tanto como inversor ou como retificador [13].

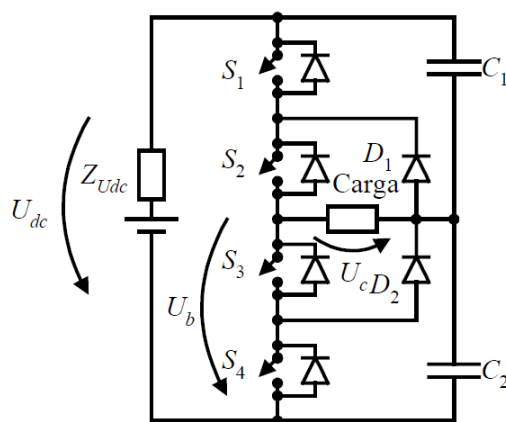


Fig. 2.13 – Conversor NPC de três níveis, monofásico [12].

Nesta estrutura é possível garantir que a tensão aplicada aos terminais de cada SPA é aproximadamente $U_{dc}/2$, desde que a tensão nos condensadores esteja equilibrada. Desta forma, para que funcione de forma correta, torna-se necessário o equilíbrio da tensão dos condensadores, para uma boa distribuição da tensão no momento de comutação dos SPA [14]. O desequilíbrio das tensões dos condensadores provoca sobretensões no semicondutores, podendo estes não suportar esta mesma tensão. Com estas assimetrias, um condensador pode carregar mais que outro e poderão ser necessários condensadores de maior capacidade [12]. Esta questão pode ser resolvida através da substituição dos condensadores por fontes de tensão ou baterias. No entanto, como se quer reduzir o custo do conversor, convém optar pela seleção adequada da combinação de comutação que faz convergir a tensão dos condensadores para o equilíbrio.

Considerando que U_{dc} é constante e que os semicondutores se comportam como interruptores ideais (tensão de condução nula na situação de saturação e corrente nula ao corte), através da Figura 2.13, é possível observar a variação da tensão U_c , de acordo com a comutação dos semicondutores. Devido a restrições topológicas da teoria dos circuitos (como por exemplo curto-circuito de fontes de tensão, circuito aberto de fontes de corrente), dos 16 estados possíveis (uma vez que se tem 4 semicondutores, $2^4 = 16$), apenas 3 estados são permitidos [15]. Admitindo que $S_k = 1$ quando o interruptor S_k está ligado e $S_k = 0$ quando nem o semicondutor nem o díodo conduzem, obtêm-se as seguintes configurações, definindo a variável γ [13],

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } S_1 = S_2 = 1 \wedge S_3 = S_4 = 0 \\ 0 & \text{se } S_2 = S_3 = 1 \wedge S_1 = S_4 = 0 \\ -1 & \text{se } S_1 = S_2 = 0 \wedge S_3 = S_4 = 1 \end{cases} \quad (2.11)$$

Na Figura 2.14 observa-se as várias combinações dos conversor multinível de acordo com a comutação dos SPA, na equação 2.11. Na Figura 2.14 a) obtém-se a configuração do conversor para o nível 1 (dois SPA superiores), na Figura 2.14 b) para o nível 0 (dois SPA intermédios) e na Figura 2.14 c) para o nível -1 (dois SPA inferiores).

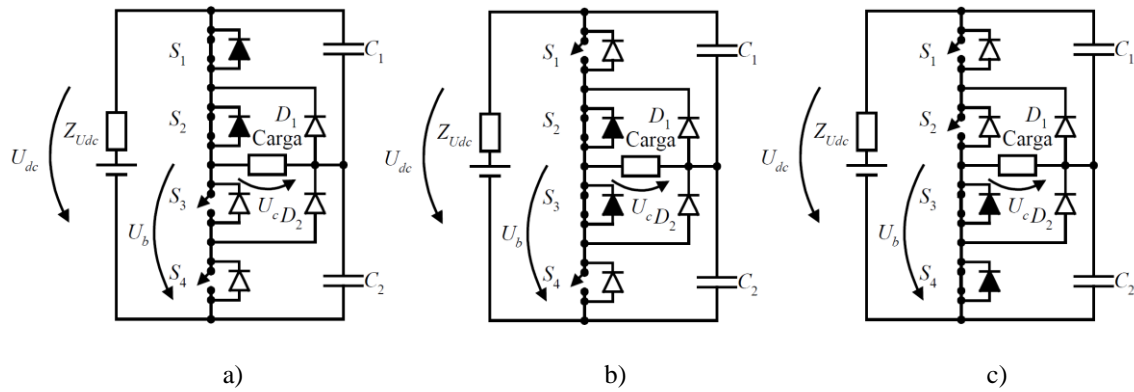


Fig. 2.14 – Comutações e combinações possíveis dos SPA do conversor NPC multinível monofásico: a) Nível 1; b) Nível 0; c) Nível -1. (adaptado de [12]).

Considerando $S = \{S_1, S_2, S_3, S_4\}$, observa-se a relação entre os estados dos SPA e a tensão U_C . Assim sendo para a Figura 2.14 a), obtém-se

$$\gamma = \begin{cases} \gamma = 1 \\ S = \{ 1100 \} \\ U_C = U_{C1} = \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} . \quad (2.13)$$

Para a Figura 2.14 b) obtém-se

$$\gamma = \begin{cases} \gamma = 0 \\ S = \{ 0110 \} \\ U_C = 0 \end{cases} . \quad (2.14)$$

E para a Figura 2.14 c) obtém-se

$$\gamma = \begin{cases} \gamma = -1 \\ S = \{ 0011 \} \\ U_C = -U_{C2} = -\frac{U_{dc}}{2} \end{cases} . \quad (2.15)$$

Na Tabela 2.1, é possível verificar as várias combinações para a tensão U_b .

Tabela 2.1 - Combinações de comutação do conversor NPC de três níveis monofásico [12].

Tensão U_b	S_1	S_2	S_3	S_4
$U_{dc}/2$	1	1	0	0
$U_{dc}/2$	0	1	1	0
0	0	0	1	1

O comando dos semicondutores S_1 e S_4 é complementar aos semicondutores S_2 e S_3 , respetivamente, de forma a não provocar curto circuito no braço do conversor [10]. O facto de este conversor apresentar três níveis de tensão, entre a fase e o neutro (cinco níveis entre os braços do conversor), apresenta menor conteúdo harmónico que um conversor convencional, quando este opera em modo inversor se ambos funcionarem com iguais frequências de comutação. Poderá também atingir o dobro da potência devido à sua configuração, pois a tensão aplicada a cada semicondutor é metade da tensão do lado contínuo [12].

Através da adição de braços, em paralelo, a esta topologia, é possível obter uma ponte completa (2 braços) ou um conversor trifásico (3 braços).

É possível configurar do conversor NPC para mais níveis. Na Figura 2.15 está representada a topologia de um conversor NPC em ponte completa de 5 níveis de tensão diferentes entre o braço e o terminal negativo da fonte. Como se pode observar, os condensadores C_1, C_2, C_3 e C_4 são responsáveis pela divisão da tensão em partes iguais (valor de tensão em $U_{dc}/4$), em que a tensão máxima aplicada aos semicondutores é também de $U_{dc}/4$. De forma que se consiga o equilíbrio, uma vez que as tensões são maiores em certos díodos de ligação ao neutro, utilizam-se díodos em série [12].

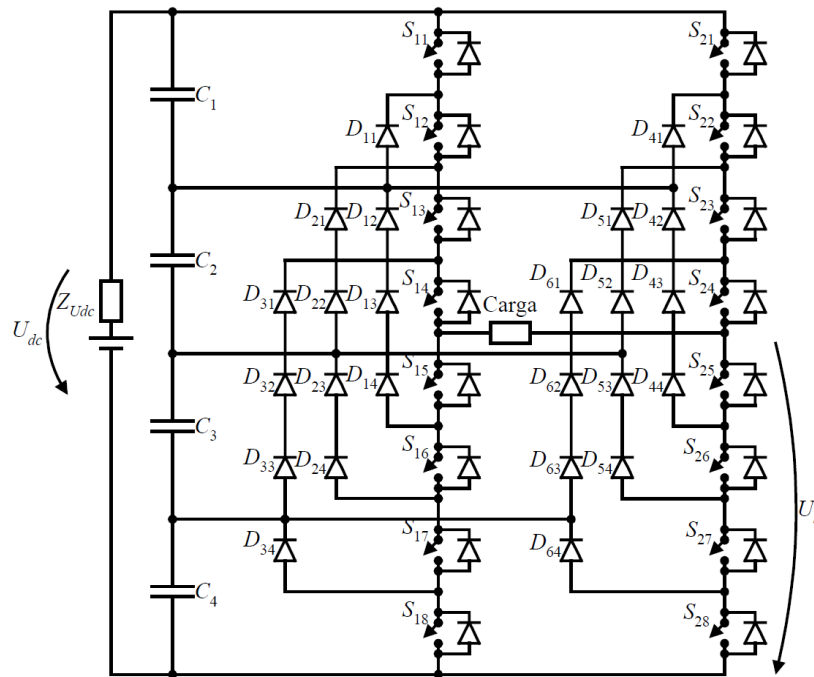


Fig. 2.15 – Conversor multinível NPC de 5 níveis em ponte completa [12].

De forma análoga ao conversor anterior, na Tabela 2.2, é possível verificar as várias combinações para a tensão U_b , de acordo com os estados dos semicondutores de comutação, em que se verifica novamente a complementaridade dos SPA, em que os pares são: (S_{k1}, S_{k5}) , (S_{k2}, S_{k6}) , (S_{k3}, S_{k7}) e (S_{k4}, S_{k8}) [12].

Tabela 2.2 - Combinações de comutação do conversor NPC de cinco níveis [12].

Tensão U_b	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	S_{k5}	S_{k6}	S_{k7}	S_{k8}
U_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3U_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$U_{dc}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$U_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1

Um conversor NPC multinível de n níveis, possui $n-1$ condensadores ligados ao lado contínuo do conversor, para gerar n níveis de tensão e em cada braço $2n-1$ níveis de tensão entre os dois braços do conversor. Assim sendo, os semicondutores ficam submetidos a uma tensão $U_{dc}/(n-1)$. No entanto, os díodos de ligação ao ponto neutro ficam sujeitos a diferentes níveis de tensão. Partindo do princípio que a capacidade em tensão dos díodos no estado bloqueado é igual à dos SPA, então cada braço precisa de $(n-1)(n-2)$ díodos [9].

À medida que o número de níveis aumenta, o número de degraus de tensão alternada de saída do braço também aumenta, aproximando-se cada vez mais de uma senoide. Desta forma, a distorção harmónica poderá ser nula com um número infinito de níveis. Em condições ideais, a situação seria possível. No entanto, existem limites físicos que são necessários respeitar. O aumento de níveis será assim limitado [9], [10], [12]:

- pelo desequilíbrio das tensões nos condensadores divisores de tensão:
 - número não viável de condensadores;
 - complexidade no controlo do equilíbrio dos condensadores;
- pelo número de díodos;
- pela complexidade dos sistemas de comando dos semicondutores e dos controladores das grandezas de saída;
 - implicando sistemas de processamento digital capazes de processar algoritmos bastante complexos;
 - semicondutores apenas operam na ordem das dezenas de kHz.

É necessária a existência de uma relação de compromisso entre a complexidade de controlo e número de dispositivos ativos e passivos que constituem a topologia dos conversores multinível.

Resumindo, as principais vantagens do conversor NPC são [9], [10], [12]:

- rendimentos elevados, uma vez que os semicondutores são comutados a frequência relativamente baixas;
- redução da distorção harmónica em comparação com o conversor convencional de dois níveis, em consequência de um maior número de níveis;
- redundância na tensão de saída permitindo um algoritmo de equilíbrio das tensões de conversores em ponte;
- possibilidade do controlo de fator de potência (por exemplo através do funcionamento como retificador).

As desvantagens do conversor multinível NPC são [9], [10], [12]:

- aumento excessivo de díodos de ligação ao ponto neutro com o aumento do número de níveis;
- dificuldade no controlo do sentido de transmissão de energia em tempo real.

2.4. Comando e controlo dos conversores

Na secção 2.3 fez-se uma breve síntese sobre topologias de conversores multinível, destacando as suas principais funções, assim como vantagens e desvantagens. Conhecendo o funcionamento dos conversores, permitirá compreender de que forma se deverá atuar nos estados dos semicondutores, para que estes consigam controlar as respetivas grandezas, seguindo os seus valores de referência [12].

São várias as técnicas empregadas para que seja possível realizar o controlo. Entre as normalmente utilizadas, destaca-se a modulação sinusoidal de largura de impulso (SPWM) (encontra-se em pormenor no Apêndice C, secção C.1) e a modulação por vetores espaciais (SVM – *Space Vector Modulation*), sendo o método por modo de deslizamento uma variante da técnica SVM [10]. Outra técnica bastante eficiente e robusta é o controlo ótimo preditivo

(encontra em pormenor no Apêndice C, secção C.2), que permite reduzir a distorção harmónica.

É necessário ter em conta que, uma das maiores dificuldades, no que toca ao controlo de conversores multinível, é o controlo das variáveis de estado, ou seja, as correntes na bobines e a tensão nos condensadores [12].

2.4.1. Controlo por SVM

A modulação por vetores espaciais assenta na representação vetorial de vetores de tensão. Esta representação vetorial é limitada, dependendo da topologia do conversor multinível, uma vez que depende do número de semicondutores, originando um número limitado de combinações dos estados dos semicondutores. Para cada combinação válida dos semicondutores (pois nem todas as combinações são possíveis de realizar, devido a limitações da topologia) é possível definir o nível de tensão para cada braço e, desta forma, das várias combinações dos vários braços, resulta um vetor de tensão, que pode ser representado num diagrama vetorial. Esta representação vetorial é normalmente representada num sistema bidimensional, onde é aplicada a transformada *Clarke-Concordia*, representando-se no plano $\alpha\beta$ e também no plano dq [14]. Na Figura 2.16 mostra-se a representação espacial dos vetores do conversor multinível NPC de três níveis trifásico, onde cada dígito do vetor representa o nível de tensão aplicada a cada uma das fases, a, b e c, respetivamente [12].

Alguns dos vetores representados, como se pode observar, apresentam o mesmo nível de tensão entre os braços do conversor, no entanto têm consequências diferentes nas tensões dos condensadores. São chamados de vetores redundantes, em que, qualquer um destes realiza o controlo das correntes do lado alternado. Porém, a aplicação destes vetores altera a tensão no ponto neutro, dependendo esta tensão do vetor anteriormente selecionado, da corrente na carga, do tempo de aplicação do vetor e da capacidade do condensador. Desta forma, escolhendo o vetor correto, é possível controlar a tensão nos condensadores para que estes permaneçam equilibrados. De notar que, a sequência de vetores deverá ser tal que minimize o número de comutações por ciclo, em que num conversor trifásico são três, uma por cada braço [12].

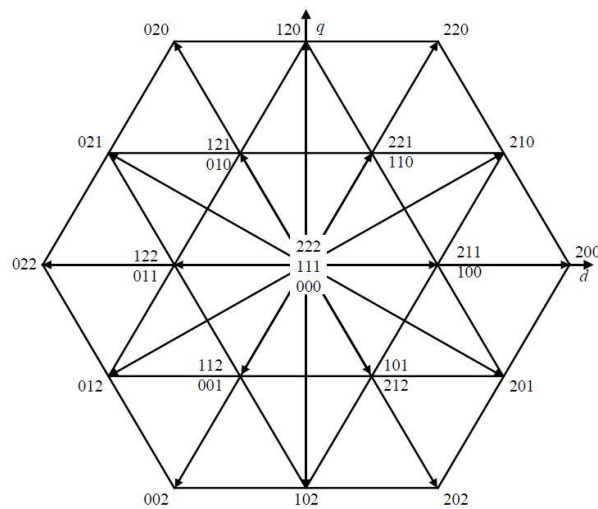


Fig. 2.16 – Representação vetorial espacial dos vetores de tensão, nas coordenadas dq para um conversor multinível de três níveis trifásico [12].

Através da estratégia de controlo adotada para a escolha dos vetores realiza-se o controlo das grandezas, em que este controlo é mais robusto que a técnica SPWM, estabelecendo um melhor controlo do equilíbrio da tensão dos condensadores. O controlo com esta técnica em malha fechada apresenta vantagens com controladores robustos, leis de controlo tolerantes às variações dos parâmetros do conversor e facilidade de aplicação a sistemas não lineares.

Cada vez mais, são adequados os sistemas de processamento digital para controlo dos conversores, uma vez que a robustez da técnica de controlo implica uma eletrónica analógica bastante complexa e não viável na procura de possíveis erros. No entanto, a complexidade também afeta o controlador digital, uma vez que é necessária a leitura de grandezas para além das controladas. Desta forma necessita de um sistema de processamento capaz de processar todo o sinal de entrada (nomeadamente as portas analógicas e digitais), realizar os cálculos associados às grandezas e enviar os respetivos sinais de controlo aos semicondutores [9].

2.4.2. Controlo por modo de deslizamento (*sliding mode control*)

A técnica de controlo por modo de deslizamento é uma variante da técnica SVM em malha fechada, em que na maioria dos casos apresenta um bom desempenho para o controlo de sistemas de estrutura variável no tempo, como os conversores eletrónicos de potência. Este método, não linear, parte da representação do sistema na forma canónica ou de

controlabilidade, em que através desta representação, retira-se a lei de controlo e as leis de comutação. Devido ao facto dos erros das grandezas seguirem uma superfície de comutação adequada, o sistema consegue apresentar um comportamento dinâmico insensível a alterações dos parâmetros do sistema (estável), caracterizando-se pela velocidade de resposta rápida, robustez e redução da ordem do sistema controlado [9], [12].

A técnica de controlo por modo de deslizamento, para garantir a devida robustez, aponta que uma superfície de deslizamento $S_{md}(e, t)$ [13]

$$S_{md}(e, t) = \sum_{i=0}^n k_o e_{x_o} = 0, \quad (2.16)$$

onde k_o é o ganho relacionado com o comportamento dinâmico do sistema no modo deslizamento. A equação 2.16 é a lei que permite controlar o conversor, assegurando robustez, reduzindo a sua ordem, uma vez que a dinâmica do sistema, não depende dos parâmetros do conversor, perturbações ou ponto de funcionamento, mas depende apenas do polinómio [13], [16]. Isto implica que

$$S(e_{x_i}, t) = \dot{S}(e_{x_i}, t) = 0. \quad (2.17)$$

No entanto, a equação anterior torna-se impossível de ser realizar uma vez que os semicondutores não possuem frequência infinita. Assim sendo, para assegurar a convergência, para quando $S(e_{x_i}, t) > 0$, é necessário que $\dot{S}(e_{x_i}, t) < 0$ para que o sistema continue em modo de deslizamento. Do mesmo modo, quando $S(e_{x_i}, t) < 0$, é necessário assegurar que $\dot{S}(e_{x_i}, t) > 0$ para que o sistema convirja. Ou seja,

$$S(e_{x_i}, t) \cdot \dot{S}(e_{x_i}, t) < 0. \quad (2.18)$$

A derivada do erro é

$$\frac{de_{x_i}}{dt} = -f_e(e) + p_e(t) - b_e(e)u_h(t), \quad (2.19)$$

em que $b_e(e)u_h(t)$ depende dos semicondutores, representando assim as variáveis de estado [13].

De forma a assegurar o controlo no modo de deslizamento:

- se $e_{xi} > 0 \Rightarrow \frac{de_{xi}}{dt} > 0$:
 - significa se o erro for positivo, a sua derivada também o será, logo será necessário que o termo $-b_e(e)u_h(t) = -U$ e que U seja suficientemente elevado de forma a assegurar que $e_{xi} < 0$ e consequentemente $\frac{de_{xi}}{dt} < 0$, de forma a convergir para a superfície de deslizamento.
- se $e_{xi} < 0 \Rightarrow \frac{de_{xi}}{dt} < 0$:
 - Significa se o erro for negativo, a sua derivada também o será, logo será necessário que o termo $-b_e(e)u_h(t) = +U$ e que U seja suficientemente elevado de forma a assegurar que $e_{xi} > 0$ e consequentemente $\frac{de_{xi}}{dt} > 0$, de forma a convergir para a superfície de deslizamento.

A definição do valor máximo de U , para que o sistema entre em convergência, é realizada através da inequação

$$U > U_{eqm\acute{a}x}, \quad (2.20)$$

em que, sempre que a tensão U ultrapassar a tensão máxima, será a tensão necessária para rapidamente convergir, tornando o sistema robusto e estável [13].

Assim sendo, pode-se concluir que,

$$u_h(t) = \begin{cases} \frac{U}{b_e(e)}, & \text{se } S(e_{xi}, t) > 0 \\ -\frac{U}{b_e(e)}, & \text{se } S(e_{xi}, t) < 0 \end{cases}. \quad (2.21)$$

Como os dispositivos não comutam a uma frequência infinita, logo considera-se um limite definido pelo erro ε em que,

$$u_h(t) = \begin{cases} \frac{U}{b_e(e)}, & \text{se } S(e_{xi}, t) > \varepsilon \\ -\frac{U}{b_e(e)}, & \text{se } S(e_{xi}, t) < -\varepsilon \end{cases}. \quad (2.22)$$

A Figura 2.17 representa a técnica de modo de deslizamento, em que mostra o sinal a seguir a referência, com o tremor, devido ao facto de a frequência de comutação não ser infinita. Daí a necessidade de introdução de bandas de histerese [13].

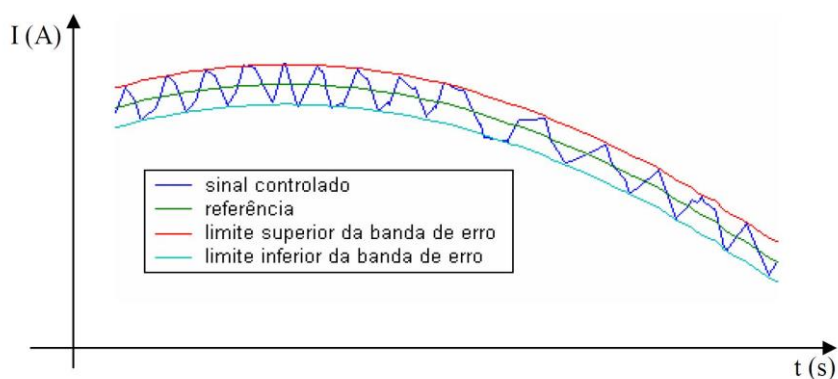


Fig. 2.17 – Representação temporal de um sinal controlado por modo de deslizamento [13].

A Figura 2.18 representa a linearização da corrente de referência, permitindo compreender com pormenor o controlo através da superfície de deslizamento.

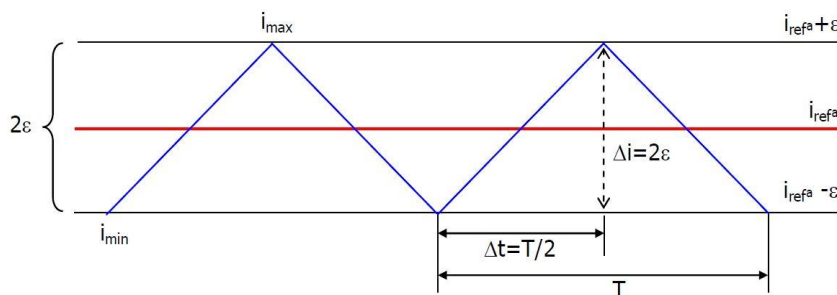


Fig. 2.18 – Linearização da corrente de referência [13].

2.4.3. Método linear clássico

Dentro dos compensadores existentes um dos mais utilizados é compensador PI (proporcional - integral), sendo empregue em diferentes indústrias, tanto para sistemas lentos ou rápidos. Estes são de fácil dimensionamento e implementação [17]. A qualidade de compensação é capaz eliminar o erro estacionário, assim como obter uma boa resposta dinâmica do compensador. A arquitetura de controlo do compensador PI é representada Figura 2.19.

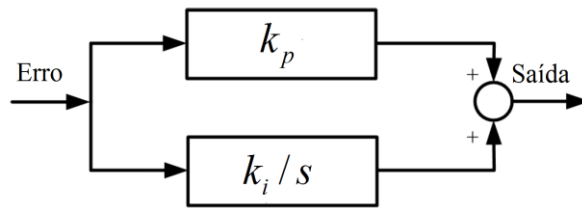


Fig. 2.19 – Diagrama de blocos do controlador PI (adaptado de [17]).

A equação que descreve o compensador é dada por:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (2.23)$$

Dependendo da ordem do sistema, os parâmetros k_p e k_i são deduzidos através da função de transferência em malha fechada.

Estes controladores podem ser implementados de forma analógica utilizando amplificadores operacionais (de acordo com as configurações necessárias) ou de forma digital onde o controlo é realizado no microcontrolador através da aplicação da Transformada Z à função de transferência (2.23) [18].

2.5. Tipos de sistemas fotovoltaicos

Nesta secção descrevem-se sistemas fotovoltaicos interligados a conversores que são classificados em três categorias: sistemas isolados, híbridos e ligados à REE [1].

2.5.1. Sistemas isolados (*stand alone*)

Os sistemas isolados são normalmente implementados em regiões em que a REE está inacessível, tornando-se um sistema autónomo. Dependendo das aplicações, estes podem ser com ou sem armazenamento de energia, sendo normalmente com armazenamento [1] [19].

O sistema fotovoltaico pode fornecer corrente e tensão contínuas onde são utilizados reguladores com conversores DC/DC, elevando ou baixando a tensão para o valor pretendido. Se se pretender correntes e tensões alternadas são utilizados inversores (conversores DC/AC). Também são utilizados sistemas com ambos os conversores, DC/DC e DC/AC, podendo também carregar baterias e realizar as funções anteriormente referidas [19].

2.5.2. Sistemas híbridos (*hybrid system*)

Os sistemas híbridos são sistemas que utilizam mais do que uma forma de geração de energia, além da fotovoltaica. As fontes de energia podem ser provenientes do diesel, gás, geradores eólicos, geradores hidroelétricos, entre outros. De notar que estes sistemas são mais complexos, pois torna-se necessário um controlo que seja capaz de gerir e otimizar todas as fontes de energia [1], [19].

2.5.3. Sistema ligados à REE (*Grid Connection*)

Nestes sistemas, como o próprio nome indica, implica a ligação à REE, em que a saída do inversor normalmente é ligada diretamente à REE. Na conversão em energia elétrica dc em ac, é necessário que as grandezas tenham as características da REE, para que não se perca qualidade de energia [4]. Existem várias configurações topológicas de forma a entregar a energia à REE, podendo ser com ou sem armazenamento, com múltiplos conversores DC/DC e DC/AC, com múltiplos MPPT, para cada painel fotovoltaico ou para conjuntos de painéis fotovoltaicos (*strings*), de forma a otimizar transferência de energia [7].

3. Modelos do sistema de conversor multinível para PV

3.1. Introdução

A topologia do conversor NPC de três níveis apresenta uma boa relação de compromisso entre os níveis de tensão de saída e a sua complexidade de controle. Para o mesmo número de níveis, utiliza um menor número de condensadores do que o conversor multinível de condensadores flutuantes, ganhando vantagem no número de tensões a equilibrar. Relativamente à topologia de conversores em ponte ligados em série não é necessário utilizar fontes de tensão contínua independentes, assim como, é constituído com um número menor de semicondutores [12]. Este é ainda reversível, tendo a possibilidade de transferência de energia do lado contínuo para o lado alternado ou vice-versa. Esta topologia é topologias mais utilizadas na conversão multinível de potência [15].

As cargas de alta tensão e potência da REE são, regularmente, sistemas trifásicos, normalmente sem condutor de neutro, por isso nesta dissertação utilizam-se conversores de três braços, aproveitando o modelo já implementado em laboratório.

Para poder controlar o conversor multinível é essencial compreender o comportamento dos modos de funcionamento, tanto como inversor como retificador. A topologia global mantém-se alterando apenas as grandezas a controlar, assim como o tipo de cargas e fontes aplicadas ao conversor. Considerando que o conversor é constituído por componentes ideais, assumem-se, geralmente, as variáveis de estado como as correntes do lado alternado (i_1 , i_2 e i_3) e as tensões capacitivas do lado contínuo (U_{C1} e U_{C2}). As tensões alternadas (U_{S1} , U_{S2} , U_{S3}) e a corrente i_{dc} , fornecida pela fonte U_{dc} , são consideradas como perturbações [15].

Neste capítulo definem-se modelos não lineares do conversor, deduzindo as equações da dinâmica, que são obtidas através das leis de *Kirchhoff* [9]. Essencialmente consistem num conjunto de equações diferenciais, onde estão presentes as variáveis de estados e as variáveis de comutação, representando a dinâmica temporal do sistema para os vários estados do conversor multinível. Desta forma, são deduzidas equações para o modelo simplificado do conversor multinível (preservando o comportamento fundamental do conversor), nos sistemas de coordenadas trifásicas (123), no sistema de equações

equivalente bifásico ($\alpha\beta 0$) e finalmente num referencial síncrono ($dq0$) [13]. A representação do modelo nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$ vai permitir simplificar o projeto dos controladores, comparativamente às equações no sistema 123, que são linearmente dependentes.

3.2. Modelos simplificados do conversor NPC trifásico de três níveis no sistema de coordenadas 123

3.2.1. Topologia do Conversor NPC trifásico de três níveis

Analisando a Figura 3.1, verifica-se que o conversor trifásico NPC de 3 níveis é conseguido através do conversor NPC de 3 níveis monofásico, em que é constituído por 3 grupos de díodos de ligação ao ponto neutro e 3 braços, cada um com 4 semicondutores em série.

O lado dc do conversor multinível, é constituído pelos painéis fotovoltaicos e dois condensadores C_1 e C_2 .

No lado alternado do conversor multinível, são instaladas as bobinas de indutância L (com resistência interna R) no acoplamento do conversor à rede, filtrando as correntes alternadas. As tensões alternadas são representadas por U_{Lk} em que $k \in \{1,2,3\}$ [12].

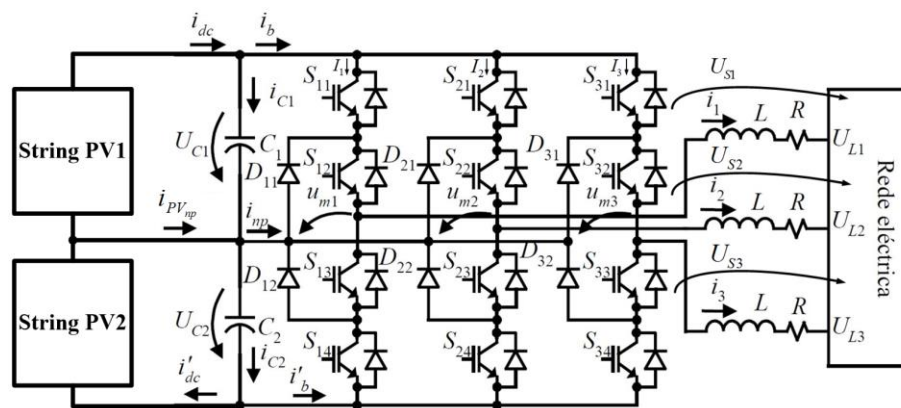


Fig. 3.1 – Conversor multinível trifásico NPC com três braços com ligação a painéis fotovoltaicos (adaptado de [12]).

3.2.2. Variáveis de comutação

As variáveis de comutação são responsáveis pelo comando dos interruptores do conversor multinível. No conversor NPC de três níveis:

- admite-se que os semicondutores de potência são ideais:
 - $V_{Condução} = 0$;
 - $I_{corte} = 0$;
 - $T_{Comutação} = 0$.
- $R_{C1} = R_{C2} = 0$;
- $C_1 = C_2 \wedge U_{C1} = U_{C2} = U_{dc}/2$.

No conversor NPC trifásico as variáveis de estado, γ_k , são definidas por

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

e a tensão entre os braços e o ponto neutro, u_{mk} , é

$$u_{mk} = \begin{cases} U_{C1} = \frac{U_{dc}}{2} & \text{se } \gamma = 1 \\ 0 & \text{se } \gamma = 0 \\ -U_{C2} = -\frac{U_{dc}}{2} & \text{se } \gamma = -1 \end{cases} ; \quad u_{mk} = \gamma_k \frac{U_{dc}}{2}, \quad (3.2)$$

em que $k \in \{1,2,3\}$.

Uma vez que é um conversor trifásico de 3 níveis, permite obter $3^3 = 27$ possíveis estados para os semicondutores [13].

3.2.3. Aplicação das variáveis de comutação às equações das tensões de correntes do conversor

Para comandar o conversor multinível, é necessário determinar as relações entre as variáveis de comutação, γ_k , e as variáveis de estado do lado contínuo, U_{C1} e U_{C2} , e do lado alternado, i_1 , i_2 e i_3 .

A partir da equação (3.2), a tensão u_{mk} fica

$$u_{mk} = \frac{\gamma_k}{2}(1 + \gamma_k)U_{C1} + \frac{\gamma_k}{2}(1 - \gamma_k)U_{C2} = \Gamma_{1k}U_{C1} + \Gamma_{2k}U_{C2}. \quad (3.3)$$

Relativamente às correntes,

$$I_k = \begin{cases} i_k & \text{se } \gamma_k = 1 \\ 0 & \text{se } \gamma_k \neq 1 \end{cases} \Rightarrow I_k = \frac{\gamma_k}{2}(1 + \gamma_k)i_k = \Gamma_{1k}i_k, \quad (3.4)$$

$$I'_k = \begin{cases} -i_k & \text{se } \gamma_k = 1 \\ 0 & \text{se } \gamma_k \neq 1 \end{cases} \Rightarrow I'_k = \frac{\gamma_k}{2}(1 - \gamma_k)i_k = \Gamma_{2k}i_k, \quad (3.5)$$

em que

$$\begin{cases} \Gamma_{1k} = \frac{\gamma_k}{2}(1 + \gamma_k) \\ \Gamma_{2k} = \frac{\gamma_k}{2}(1 - \gamma_k) \end{cases}; \quad \begin{cases} \Gamma_{1k} \in \{0, 1\} \\ \Gamma_{2k} \in \{-1, 0\} \end{cases}. \quad (3.6)$$

3.2.4. Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas 123

Aplicando as leis de *Kirchhoff* aos nós dos condensadores, Figura 3.1, obtém-se,

$$i_{C1} = i_{dc} - i_b = i_{dc} - I_1 - I_2 - I_3, \quad (3.7)$$

$$i_{C2} = i'_{dc} - i'_b = i'_{dc} - I'_1 - I'_2 - I'_3. \quad (3.8)$$

Logo, através das equações anteriores

$$i_{C1} = i_{dc} - \Gamma_{11}i_1 - \Gamma_{12}i_2 - \Gamma_{13}i_3, \quad (3.9)$$

$$i_{C2} = i'_{dc} - \Gamma_{21}i_1 - \Gamma_{22}i_2 - \Gamma_{23}i_3. \quad (3.10)$$

Sabendo que

$$i_{C1} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} \quad \text{e} \quad (3.11)$$

$$i_{C2} = C_2 \frac{dU_{C2}}{dt}. \quad (3.12)$$

e juntando a equação (3.9) com (3.11) e (3.10) com (3.12) tem-se

$$C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = i_{dc} - \Gamma_{11}i_1 - \Gamma_{12}i_2 - \Gamma_{13}i_3 \Leftrightarrow \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{i_{dc} - \Gamma_{11}i_1 - \Gamma_{12}i_2 - \Gamma_{13}i_3}{C_1}, \quad (3.13)$$

$$C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = i_{dc} - \Gamma_{21}i_1 - \Gamma_{22}i_2 - \Gamma_{23}i_3 \Leftrightarrow \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{i_{dc} - \Gamma_{21}i_1 - \Gamma_{22}i_2 - \Gamma_{23}i_3}{C_2}. \quad (3.14)$$

Na forma matricial,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Gamma_{11}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{12}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{13}}{C_1} \\ -\frac{\Gamma_{21}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{22}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{23}}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

A equação 3.15 mostra as equações de estado das tensões nos condensadores, C_1 e C_2 . Definindo a tensão entre duas fases, i e j , fica

$$U_{ij} = U_{Si} - U_{Sj} = u_{mi} - u_{mj}, \quad (3.16)$$

$$U_{ij} = (\gamma_i - \gamma_j)U_{dc}. \quad (3.17)$$

Num sistema trifásico equilibrado tem-se [14]

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0, \quad (3.18)$$

$$U_{S1} + U_{S2} + U_{S3} = 0. \quad (3.19)$$

Definindo um sistema de equações de tensões compostas, em função das tensões simples (U_{Sk}), obtém-se

$$\begin{cases} U_{S1} + U_{S2} + U_{S3} = 0 \\ U_{12} = U_{S1} - U_{S2} = u_{m1} - u_{m2} \\ U_{23} = U_{S2} - U_{S3} = u_{m2} - u_{m3} \\ U_{31} = U_{S3} - U_{S1} = u_{m3} - u_{m1} \end{cases}. \quad (3.20)$$

Reescrevendo a primeira equação como

$$U_{S1} = -U_{S2} - U_{S3}, \quad (3.21)$$

substituindo no sistema (3.20), realizando o cálculo do determinante e usando a Regra de *Kramer* obtém-se

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{1}{3}(U_{12} + U_{31}) \\ U_{S2} = \frac{1}{3}(U_{23} + U_{12}) \\ U_{S3} = \frac{1}{3}(U_{31} + U_{23}) \end{cases} \quad (3.22)$$

Substituindo a equação (3.20) no sistema de equações (3.22) obtém-se

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{1}{3}(2u_{m1} - u_{m2} - u_{m3}) \\ U_{S2} = \frac{1}{3}(-u_{m1} + 2u_{m2} - u_{m3}) \\ U_{S3} = \frac{1}{3}(-u_{m1} - u_{m2} + 2u_{m3}) \end{cases} \quad (3.23)$$

Substituindo a equação (3.3) na equação (3.23) obtém-se

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{1}{3}([2\Gamma_{11} - \Gamma_{12} - \Gamma_{13}]U_{C1} + [2\Gamma_{21} - \Gamma_{22} - \Gamma_{23}]U_{C2}) \\ U_{S2} = \frac{1}{3}([- \Gamma_{11} + 2\Gamma_{12} - \Gamma_{13}]U_{C1} + [- \Gamma_{21} + 2\Gamma_{22} - \Gamma_{23}]U_{C2}) \\ U_{S3} = \frac{1}{3}([- \Gamma_{11} - \Gamma_{12} + 2\Gamma_{13}]U_{C1} + [- \Gamma_{21} - \Gamma_{22} + 2\Gamma_{23}]U_{C2}) \end{cases} \quad (3.24)$$

Escrevendo (3.24) na forma matricial

$$U_{Sk} = \Xi \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

$$\Xi = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} \\ \Xi_{21} & \Xi_{22} \\ \Xi_{31} & \Xi_{32} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\Gamma_{11} - \Gamma_{12} - \Gamma_{13} & 2\Gamma_{21} - \Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} + 2\Gamma_{12} - \Gamma_{13} & -\Gamma_{21} + 2\Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} - \Gamma_{12} + 2\Gamma_{13} & -\Gamma_{21} - \Gamma_{22} + 2\Gamma_{23} \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

o sistema (3.24) fica representado matricialmente

$$\begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \\ U_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} \\ \Xi_{21} & \Xi_{22} \\ \Xi_{31} & \Xi_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Considerando que no conversor multinível NPC de três braços, as tensões alternadas de saída (U_{Sk}) estão aplicadas a um circuito indutivo com uma fonte de tensão alternada (U_{Lk}) e neutro isolado (Figura 3.1), e aplicando as leis de *Kirchhoff*, obtém-se

$$U_{Sk} = Ri_k + L \frac{di_k}{dt} + U_{Lk} . \quad (3.28)$$

As equações de estado comutado são dadas por

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{U_{Sk}}{L} - \frac{Ri_k}{L} - \frac{U_{Lk}}{L} . \quad (3.29)$$

Substituindo (3.22) em (3.28) e juntando a (3.15) obtém-se as equações de estado, no sistema de coordenadas 123, do conversor multinível,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_{11}}{L} & \frac{\Xi_{12}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Xi_{21}}{L} & \frac{\Xi_{22}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Xi_{31}}{L} & \frac{\Xi_{32}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{11}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{12}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{13}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{21}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{22}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{23}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \\ U_{L3} \\ i_{dc} \\ i'_{dc} \end{bmatrix} . \quad (3.30)$$

O modelo é variante no tempo e não linear [12], [13].

3.3. Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$

O modelo (3.30) do conversor é sistema trifásico equilibrado em que está representado no plano tridimensional 123. O sistema é linearmente dependente devido à equação (3.18). A utilização da transformada *Clarke-Concordia*, permite converter o sistema trifásico num equivalente bifásico ortogonal, reduzindo a ordem do sistema, simplificando o cálculo das equações da dinâmica [12], [20], [21]. A relação entre o plano trifásico e bifásico é a seguinte

$$X_{123} = CX_{\alpha\beta 0} , \quad (3.31)$$

em que a matriz de transformação, C , é dada pela seguinte matriz [13]

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

Logo

$$X_{123} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Se se pretender realizar a transformada inversa, ou seja, passar do plano bifásico para o plano tridimensional, realiza-se a operação inversa, uma vez que a matriz de transformação é ortogonal. Assim sendo

$$[C]^T = [C]^{-1}, \quad (3.34)$$

logo

$$X_{\alpha\beta 0} = [C]^T X_{123}, \quad (3.35)$$

em que

$$[C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Através da relação de transformação, obtiveram-se as seguintes equações:

$$\Gamma_{1\alpha} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} (2\Gamma_{11} - \Gamma_{12} - \Gamma_{13}); \quad (3.37)$$

$$\Gamma_{2\alpha} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} (2\Gamma_{21} - \Gamma_{22} - \Gamma_{23}); \quad (3.38)$$

$$\Gamma_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\Gamma_{12} - \Gamma_{13}); \quad (3.39)$$

$$\Gamma_{2\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\Gamma_{22} - \Gamma_{23}). \quad (3.40)$$

Aplicando a transformada (3.31) à matriz de equações (3.30) obtém-se o modelo do conversor no espaço de estados comutados, em coordenadas $\alpha\beta$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{10}}{L} & \frac{\Gamma_{20}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{10}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{20}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L\alpha} \\ U_{L\beta} \\ U_{L0} \\ i'_{dc} \\ i'_{dc} \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Considerando que, o conversor multinível sem neutro, $i_0 \approx 0$, logo

$$\frac{di_0}{dt} = 0. \quad (3.42)$$

A partir de (3.41) representam-se as equações do modelo da dinâmica em $\alpha\beta$:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} U_{C1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} U_{C2} - \frac{U_{L\alpha}}{L}; \quad (3.43)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta + \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} U_{C1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} U_{C2} - \frac{U_{L\beta}}{L}; \quad (3.44)$$

$$\frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} i_\alpha - \frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} i_\beta + \frac{i'_{dc}}{C_1}; \quad (3.45)$$

$$\frac{dU_{C2}}{dt} = -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} i_\alpha - \frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} i_\beta + \frac{i'_{dc}}{C_2}. \quad (3.46)$$

O modelo de estados comutados no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, normalmente utilizado, permite dimensionar controladores não lineares, controlando as correntes ac e as tensões dos condensadores do lado dc. As variáveis de estado são i_α e i_β . Consideram-se duas novas variáveis, u_α e u_β , definidas por [12]:

$$u_\alpha = \Gamma_{1\alpha}U_{C1} + \Gamma_{2\alpha}U_{C2}; \quad (3.47)$$

$$u_\beta = \Gamma_{1\beta}U_{C1} + \Gamma_{2\beta}U_{C2}. \quad (3.48)$$

As equações das variáveis de estado, i_α e i_β , (3.43) e (3.44), respetivamente, escrevem-se:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} - \frac{U_{L\alpha}}{L}; \quad (3.49)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{U_{L\beta}}{L}. \quad (3.50)$$

Os valores das variáveis de comutação não são constantes, logo o sistema (3.41) é linearmente independente mas continua a ser não linear e variante no tempo [20]. Entende-se por modelo ideal aquele que possui a característica de linearidade e invariância no tempo, logo na secção seguinte, é deduzido um modelo em coordenadas $dq0$ que é caracterizado pela invariância temporal, regime estacionário [9], sendo bastante usado para o controlo da tensão do lado contínuo [12].

3.4. Modelo dinâmico do conversor no sistema de coordenadas $dq0$

A transformação do plano $\alpha\beta$ para o plano dq , designada por transformação de *Park*, é feita a partir da matriz linear de transformação, D

$$D = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

em que o argumento θ , ângulo de *Park*, depende da velocidade angular ω das grandezas ac e do valor inicial da fase, φ [13], [20],

$$\theta = \omega t + \varphi. \quad (3.52)$$

O ângulo φ , é considerado, normalmente, de valor nulo, pois geralmente se considera o eixo da componente direta sobre o α do plano $\alpha\beta$. A matriz de transformação D é ortogonal, logo

$$D^T = D^{-1}. \quad (3.53)$$

Assim sendo, a relação entre as grandezas no plano $\alpha\beta$ e no plano dq é dada por

$$[X_{dq}]^T = [D^T][X_{\alpha\beta}]. \quad (3.54)$$

Se se pretender realizar a operação inversa, tem-se

$$[X_{\alpha\beta}] = [D][X_{dq}]. \quad (3.55)$$

Aplicando a transformada dq (3.51) à equação (3.41), obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Gamma_{1d}}{L} & \frac{\Gamma_{2d}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Gamma_{1q}}{L} & \frac{\Gamma_{2q}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{10}}{L} & \frac{\Gamma_{20}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{10}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2d}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2q}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{20}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Ld} \\ U_{Lq} \\ U_{L0} \\ i'_{dc} \\ i'_{dc} \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

Apesar do modelo do conversor NPC, em coordenadas dq , não ser linear, é invariante no tempo, pois em regime permanente, as variáveis de comutação são constantes, uma vez que as pequenas variações nas grandezas, devidas ao funcionamento de forma comutada, são desprezadas [13]. Aplicando a transformada de *Park* às equações (3.37), (3.38), (3.39) e (3.40), obtém-se as variáveis de comutação no plano dq :

$$\Gamma_{id} = \Gamma_{i\alpha} \cos \theta + \Gamma_{i\beta} \sin \theta; \quad (3.57)$$

$$\Gamma_{iq} = -\Gamma_{i\alpha} \sin \theta + \Gamma_{i\beta} \cos \theta. \quad (3.58)$$

Como referido na secção 3.3, as equações da dinâmica do conversor multinível (correntes ac e tensões dc) representadas no plano $dq0$, são utilizadas na aquisição de modelos lineares para controlo da tensão do lado dc (controlo da tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos), uma vez que simplifica o projeto dos controladores de tensão [12], [20].

4. Controlo do sistema de conversão PV

Neste capítulo abordam-se os métodos de controlo utilizados no conversor NPC multinível trifásico de três níveis. Pretende-se controlar as correntes do lado alternado e as tensões capacitivas do lado contínuo, e regular a tensão do lado contínuo para os painéis fotovoltaicos funcionarem no ponto de máxima transferência de potência.

O controlo das correntes ac e das tensões dos condensadores é feito com o método por modo de deslizamento, em que são escolhidos os vetores de tensão de forma fazer convergir os erros das grandezas a controlar [9], [12].

De forma a implementar o controlador da tensão DC, aos terminais dos painéis, utiliza-se um compensador linear PI.

4.1. Controlo por modo de deslizamento

Como referido no capítulo 2, o controlo por modo de deslizamento é um método robusto capaz de realizar o controlo das grandezas do conversor multinível. Em seguida são analisadas as equações da dinâmica no plano $\alpha\beta$, deduzidas no capítulo 3, de forma a se obter as superfícies de deslizamento.

O controlo por modo de deslizamento é um caso particular do controlo SVM em malha fechada, onde são escolhidos vetores de tensão que minimizam os erros das variáveis de estado a controlar. Assumindo que as tensões dos condensadores estão equilibradas ($U_{C1} = U_{C2} = U_{dc}/2$), é possível obter a Tabela 4.1, que possui todas as combinações válidas dos estados dos SPA para o conversor NPC multinível trifásico de três braços. A Tabela 4.1 é composta (da esquerda para a direita) pelo número do vetor, respetiva combinação de comutação dos semicondutores, tensões aplicadas entre cada fase e neutro, tensões normalizadas no plano $\alpha\beta$, correntes representativas do sentido de transferência de energia e finalmente a corrente no ponto neutro [12].

Tabela 4.1 – Vetores de conversor NPC multinível trifásico de três níveis [12].

Vector	γ_1	γ_2	γ_3	u_{m1}	u_{m2}	u_{m3}	u_α/U_{dc}	u_β/U_{dc}	i_b-i_b'	i_{np}
1	-1	-1	-1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,00	0,00	0	0
2	-1	-1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	-0,20	-0,35	i_3	i_3
3	-1	-1	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,41	-0,71	$-i_1-i_2+i_3$	0
4	-1	0	-1	$-U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	-0,20	0,35	i_2	i_2
5	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	0	-0,41	0,00	$-i_1$	$-i_1$
6	-1	0	1	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	-0,61	-0,35	$-i_1+i_3$	$-i_1-i_3$
7	-1	1	-1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	-0,41	0,71	$-i_1+i_2-i_3$	0
8	-1	1	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	-0,61	0,35	$-i_1+i_2$	$-i_1-i_2$
9	-1	1	1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,82	0,00	$-i_1+i_2+i_3$	0
10	0	-1	-1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,41	0,00	i_1	i_1
11	0	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	0,20	-0,35	$-i_2$	$-i_2$
12	0	-1	1	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,00	-0,71	$-i_2+i_3$	$-i_2-i_3$
13	0	0	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0,20	0,35	$-i_3$	$-i_3$
14	0	0	0	0	0	0	0,00	0,00	0	0
15	0	0	1	0	0	$U_{dc}/2$	-0,20	-0,35	i_3	$-i_3$
16	0	1	-1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,00	0,71	i_2-i_3	$-i_2-i_3$
17	0	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	-0,20	0,35	i_2	$-i_2$
18	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,41	0,00	$-i_1$	i_1
19	1	-1	-1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,82	0,00	$i_1-i_2-i_3$	0
20	1	-1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0,61	-0,35	i_1-i_2	$-i_1-i_2$
21	1	-1	1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,41	-0,71	$i_1-i_2+i_3$	0
22	1	0	-1	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	0,61	0,35	i_1-i_3	$-i_1-i_3$
23	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	0	0,41	0,00	i_1	$-i_1$
24	1	0	1	$U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	0,20	-0,35	$-i_2$	i_2
25	1	1	-1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,41	0,71	$i_1+i_2-i_3$	0
26	1	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0,20	0,35	$-i_3$	i_3
27	1	1	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,00	0,00	0	0

4.1.1. Controlo das correntes alternadas do conversor NPC de três níveis

As equações de estado das correntes alternadas, representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, são as representadas pelas equações (3.49) e (3.50). Ambas as equações estão escritas na forma canónica, verificando-se que estão diretamente dependentes dos valores de u_α e u_β (grandezas de comando). Pretende-se assim, através da escolha dos vetores e conseqüente controlo dos semicondutores, aplicar as tensões de comando para que as correntes sigam as suas referências, garantindo o correto funcionamento do modo de deslizamento. Para isso, definem-se as equações dos erros das correntes, que relacionam as correntes medidas com as de referência dadas por [12]:

$$e_{i\alpha} = i_{\alpha Ref} - i_\alpha ; \quad (4.1)$$

$$e_{i\beta} = i_{\beta Ref} - i_\beta . \quad (4.2)$$

As superfícies de deslizamento do controlador das correntes são dadas pelas equações seguintes:

$$S_{md}(e_{i_\alpha}, t) = k(i_{\alpha Ref} - i_\alpha); \quad (4.3)$$

$$S_{md}(e_{i_\beta}, t) = k(i_{\beta Ref} - i_\beta). \quad (4.4)$$

Como a frequência dos semicondutores não é infinita, os erros não são nulos. Definindo uma janela de erro $2\mathcal{E}$, centrada em zero, variando entre $-\mathcal{E}$ e \mathcal{E} , respeitando

$$\begin{cases} se & S_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > +\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > 0 \Rightarrow \dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < 0 \\ se & S_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < -\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < 0 \Rightarrow \dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

Quando $S_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > +\mathcal{E}$ e $\dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > 0$ é necessário escolher um vetor de tensão que faça $\dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < 0$. Da mesma forma, quando $S_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < -\mathcal{E}$ e $\dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) < 0$, é necessário escolher um vetor que faça $\dot{S}_{md}(e_{i_{\alpha\beta}}, t) > 0$. Logo:

$$\begin{cases} \dot{S}_{md}(e_{i_\alpha}, t) = k_{i_\alpha} \frac{d}{dt}(i_{\alpha Ref} - i_\alpha) = k_{i_\alpha} \left(\frac{di_{\alpha Ref}}{dt} + \frac{R}{L}i_\alpha - \frac{u_\alpha}{L} + \frac{U_{L\alpha}}{L} \right) \\ \dot{S}_{md}(e_{i_\beta}, t) = k_{i_\beta} \frac{d}{dt}(i_{\beta Ref} - i_\beta) = k_{i_\beta} \left(\frac{di_{\beta Ref}}{dt} + \frac{R}{L}i_\beta - \frac{u_\beta}{L} + \frac{U_{L\beta}}{L} \right) \end{cases}; \quad (4.6)$$

$$\begin{cases} se & S_{md}(e_{i_\alpha}, t) > +\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_\alpha}, t) > 0 \Rightarrow u_\alpha > L \frac{di_{\alpha Ref}}{dt} + Ri_\alpha + U_{L\alpha} \\ se & S_{md}(e_{i_\alpha}, t) < -\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_\alpha}, t) < 0 \Rightarrow u_\alpha < L \frac{di_{\alpha Ref}}{dt} + Ri_\alpha + U_{L\alpha} \end{cases}; \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} se & S_{md}(e_{i_\beta}, t) > +\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_\beta}, t) > 0 \Rightarrow u_\beta > L \frac{di_{\beta Ref}}{dt} + Ri_\beta + U_{L\beta} \\ se & S_{md}(e_{i_\beta}, t) < -\mathcal{E} \wedge \dot{S}_{md}(e_{i_\beta}, t) < 0 \Rightarrow u_\beta < L \frac{di_{\beta Ref}}{dt} + Ri_\beta + U_{L\beta} \end{cases}. \quad (4.8)$$

As condições em (4.7) e (4.8) indicam que, quando o erro da corrente for positivo e maior que o limite máximo de erro admissível, \mathcal{E} , consequentemente, a sua derivada é positiva, logo significa que é necessário escolher um vetor em que, a componente $u_{\alpha\beta}$, possua uma tensão superior ao somatório da tensão da rede com as quedas de tensão na resistência e na bobina, para que a derivada se torne negativa de forma que a corrente gerada

convirja para a referência. De igual modo, quando o erro da corrente é negativo e menor que $-\varepsilon$, conseqüentemente, a sua derivada será negativa, logo significa que é necessário escolher um vetor em que, a componente $u_{\alpha\beta}$, possua uma tensão inferior ao somatório da tensão da rede com as quedas de tensão na resistência e na bobina, para que a derivada se torne positiva de forma que a corrente gerada convirja para a referência [12].

4.1.2. Equilíbrio das tensões dos condensadores

De forma a assegurar que a tensão no ponto neutro seja, aproximadamente, $U_{dc}/2$, é importante garantir o equilíbrio da tensão nos terminais dos condensadores para que, desta forma, os níveis de tensões nos semicondutores sejam $U_{dc}/2$, evitando sobrelevações de tensão. O controle da tensão dos condensadores tem em consideração o estado dos semicondutores, nível de tensão dos condensadores e o sentido de transferência de energia (ver a Figura 4.1) [12].

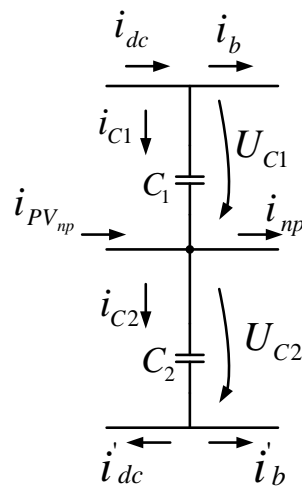


Fig. 4.1 – Sentido das correntes no ponto neutro [14].

Se se verificar a condição (4.9), significa que a transferência de energia é do lado contínuo para o lado alternado (sentido DC-AC),

$$\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3 > 0. \quad (4.9)$$

Caso contrário, o sentido de transferência de potência é do lado alternado para o lado contínuo (sentido AC-DC),

$$\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3 < 0. \quad (4.10)$$

O erro das tensões dos condensadores é dado por:

$$e_{UC} = U_{C1} - U_{C2}. \quad (4.11)$$

As tensões dos condensadores convergem segundo a seguinte superfície de deslizamento [9],

$$S_{md}(e_{UC}, t) = k_U(U_{C1} - U_{C2}) = k_U e_{UC} = 0. \quad (4.12)$$

De acordo com as equações das tensões dos condensadores (3.45) e (3.46), o equilíbrio da tensão no ponto neutro pode ser feito por:

$$\frac{de_{UC}}{dt} = \frac{dU_{C1}}{dt} - \frac{dU_{C2}}{dt}. \quad (4.13)$$

Desenvolvendo a equação (4.13) e substituindo os termos definidos em (3.45) e (3.46), obtém-se o erro das tensões na forma canónica [9],

$$\frac{de_{UC}}{dt} = \left(\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} - \frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} \right) i_\alpha + \left(\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} - \frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} \right) i_\beta - \left(\frac{1}{C_2} \dot{i}_{dc} - \frac{1}{C_1} \dot{i}_{dc} \right). \quad (4.14)$$

Aplicando o modo de deslizamento, obtém-se

$$\begin{cases} U_{C1} - U_{C2} > +\varepsilon_{UC} \Rightarrow i_{PV_{np}} - i_{np} > 0 \\ U_{C1} - U_{C2} < -\varepsilon_{UC} \Rightarrow i_{PV_{np}} - i_{np} < 0 \end{cases}. \quad (4.15)$$

A lei de controlo (4.15) indica que, se a diferença entre as tensões dos condensadores, U_{C1} e U_{C2} , for maior que o máximo erro admissível, $+\varepsilon_{UC}$, significa que a tensão condensador C_2 descarregou mais que o condensador C_1 , logo é necessário escolher um dos vetores que faça a corrente no ponto neutro ser negativa, para que seja possível carregar o condensador mais descarregado. Por outro lado, quando se realiza a operação inversa, ou seja, quando a diferença das tensões é negativa e menor que o erro, $-\varepsilon_{UC}$, um vetor é escolhido para tornar a corrente no ponto neutro positivo para que seja possível carregar o condensador C_1 [12].

4.1.3. Estratégia de seleção dos vetores de controlo

A seleção dos vetores para realizar o controlo das correntes do lado alternado, assim como o equilíbrio das tensões dos condensadores do lado contínuo, é efetuada em função

dos erros dos mesmos, definidos pelas superfícies de comutação. Isto permite escolher um dos vetores da Tabela 4.1, que possibilita abrir ou fechar os semicondutores, de forma a originar as tensões necessárias entre os braços do conversor para fazer convergir as grandezas para as respetivas referências [9]. A Figura 4.2 representa, num plano bidimensional, os vetores de controlo (u_α e u_β) da Tabela 4.1, os valores das variáveis de comutação dos semicondutores (γ_1, γ_2 e γ_3) e os erros quantificados das correntes, $\lambda_{i\alpha}$ e $\lambda_{i\beta}$. Como se pode observar, os 27 vetores têm cinco níveis na componente β e nove níveis na componente α , sendo 19 o número de vetores distintos para o controlo das correntes AC. De forma a organizar a seleção dos vetores em função dos erros das grandezas, através das duas leis de comutação, estes são quantificados em cinco níveis ($5^2 = 25$ estados possíveis) através das variáveis inteiras, $\lambda_{i\alpha}$ e $\lambda_{i\beta}$, variando entre os seguintes valores: $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$. Para cada valor do erro quantificado é escolhido um quadrante, indicando qual o vetor a seleccionar, de 27 vetores [13] [14].

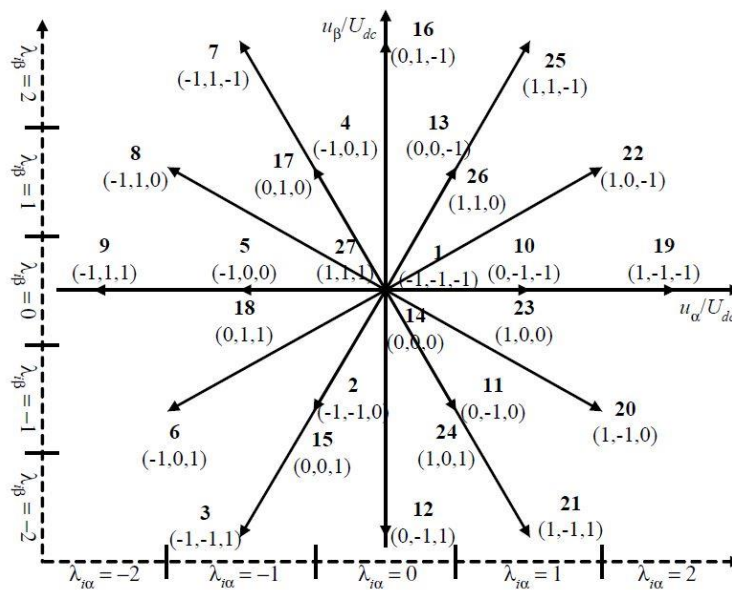


Fig. 4.2 – Vetores de controlo do conversor multinível [12].

A quantificação do erro das correntes do lado alternado pode ser feita através de um sistema de quatro comparadores de histerese binários (Fig. 4.3). Para ser possível diferenciar os erros, a gama de histerese é diferente para que os erros sejam quantificados em cinco níveis: $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$.

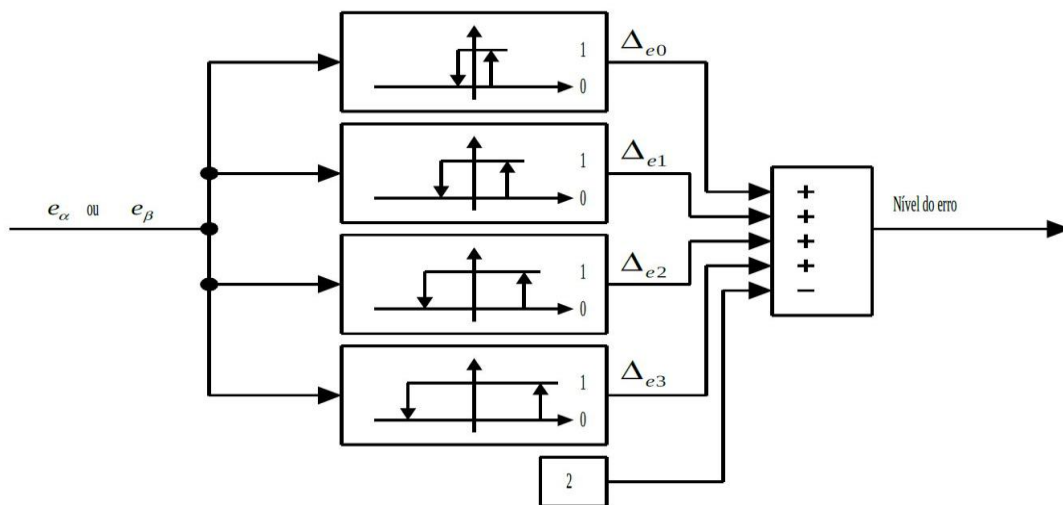


Fig. 4.3 – Sistema de quatro comparadores de histerese binários com diferentes gamas de histerese [9].

A Tabela 4.2 apresenta os vários níveis de erros obtidos à saída do sistema de histerese, em que o nível -2 representa o valor mais baixo e o nível +2, o valor mais alto [9].

Tabela 4.2 – Níveis de erros de acordo com os erros das correntes [9].

Δ_{e3}	Δ_{e2}	Δ_{e1}	Δ_{e0}	Nível do erro
0	0	0	0	-2
0	0	0	1	-1
0	0	1	0	-1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	-1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	-1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	2

Relativamente ao controlo das tensões dos condensadores, este é efetuado com os vetores de controlo de redundantes, $\{(2, 15), (4, 17), (5, 18), (10, 23), (11, 24), (13, 26)\}$ (estão a sombreado na Tabela 4.1), pois apesar de possuírem o mesmo efeito no controlo das correntes, não ocorre o mesmo no que se trata ao carregamento e descarregamento da tensão dos condensadores. Assim sendo, é fundamental relacionar os erros da tensão dos condensadores, e_{UC} , com a corrente no ponto neutro, i_{np} , de forma a fazer convergir o erro

das tensões para zero. O equilíbrio das tensões dos condensadores depende do sentido de transferência de energia. Através da potência instantânea, P , é possível verificar se a energia está a transferir-se do lado contínuo para o lado alternado, ou vice-versa. Assumindo que as tensões estão equilibradas, tem-se

$$P \approx (i_b - i'_b) \frac{U_{dc}}{2} = (\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3) \frac{U_{dc}}{2}. \quad (4.16)$$

Aplicando a transformada Clarke-Concordia obtém-se

$$P = (\gamma_\alpha i_\alpha + \gamma_\beta i_\beta) \frac{U_{dc}}{2}. \quad (4.17)$$

Se o resultado da equação (4.17) for positivo, indica que o sentido de transferência de energia é do lado DC para o lado AC. Se for negativo, é do lado AC para o lado DC. O resultado aplicado num comparador de histerese binário, obtém-se o respetivo valor binário, $\Delta_{i_b-i'_b}$,

$$\Delta_{i_b-i'_b} = \begin{cases} 1 & \text{se } i_b - i'_b > 0 \\ 0 & \text{se } i_b - i'_b < 0 \end{cases}. \quad (4.18)$$

Procedendo da mesma forma, relativamente aos erros das tensões dos condensadores, define-se uma gama de histerese para os erros das tensões dos condensadores, tal que:

$$\Delta_{UC} = \begin{cases} 1 & \text{se } e_{UC} > +\varepsilon_{UC} \\ 0 & \text{se } e_{UC} < -\varepsilon_{UC} \end{cases}. \quad (4.19)$$

De acordo com estas condições, entre os vetores redundantes, é possível escolher qual é o vetor que faz convergir o erro para zero, como mostra na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Vetores para o equilíbrio das tensões capacitivas do lado contínuo do conversor multinível [12].

$(\Delta_{UC} > 0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b} < 0) \vee$ $(\Delta_{UC} < 0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b} > 0)$	2	4	5	10	11	13
$(\Delta_{UC} > 0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b} > 0) \vee$ $(\Delta_{UC} < 0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b} < 0)$	15	17	18	23	24	26

A escolha dos vetores que são capazes de convergir os erros das correntes alternadas e erro das tensões dos condensadores para zero, é feita com a síntese das variáveis dos erros

das correntes quantificados e os valores binários do sentido de transferência e o valor binário dos erros das tensões dos condensadores. A Tabela 4.4 resume os vetores de acordo com as variáveis definidas ($\lambda_{i\alpha}$, $\lambda_{i\beta}$, $\Delta_{i_b-i'_b}$ e Δ_{UC}), respeitando as leis de controlo do modo de deslizamento [12].

Tabela 4.4 – Seleção dos vetores para controlo das correntes, e das tensões dos condensadores em função de

$$\lambda_{i\alpha}, \lambda_{i\beta}, \Delta_{i_b-i'_b} \text{ e } \Delta_{UC} [12].$$

		$(\Delta_{UC}>0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b}>0) \vee$ $(\Delta_{UC}<0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b}<0)$					$(\Delta_{UC}>0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b}<0) \vee$ $(\Delta_{UC}<0 \wedge \Delta_{i_b-i'_b}>0)$				
		$\lambda_{i\alpha}$									
		-2	-1	0	1	2	-2	-1	0	1	2
$\lambda_{i\beta}$	2	8	7	16	25	25	8	7	16	25	25
	1	8	17	17	26	22	8	4	4	13	22
	0	9	18	27	23	19	9	5	27	10	19
	-1	6	15	24	24	20	6	2	11	11	20
	-2	3	3	12	21	20	3	3	12	21	20

De notar que, a estratégia utilizada dá prioridade ao controlo das correntes do lado alternado, uma vez que para convergir as correntes para a referência, torna-se necessário utilizar os vetores de maior amplitude. A dinâmica das correntes do lado alternado deve ser muito mais rápida que a dinâmica das grandezas do lado contínuo, daí a razão da prioridade. Outra observação importante é a repetição de vetores na tabela, tanto verticalmente como horizontalmente. Isto permite diminuir a frequência de comutação da corrente i_α se houverem mais vetores repetidos horizontalmente e diminuir a frequência de comutação da corrente i_β se houverem mais vetores repetidos verticalmente [9].

Na realização do controlo por modo de deslizamento, representado na Figura 4.4, inicialmente monitorizam-se as correntes alternadas na carga do conversor multinível e aplica-se a transformada *Clarke-Concordia* para calcular as correntes no plano $\alpha\beta$. Calculam-se os erros das correntes que são dados pela subtração entre as referências e os valores medidos. Os erros das correntes são quantificados através dos comparadores de histerese. Os valores das tensões dos condensadores são monitorizados e depois é calculado o erro da tensão para depois aplicar ao comparador binário. Calcula-se a potência instantânea para verificar o sentido de transferência de energia (sinal à saída do comparador binário) [12].

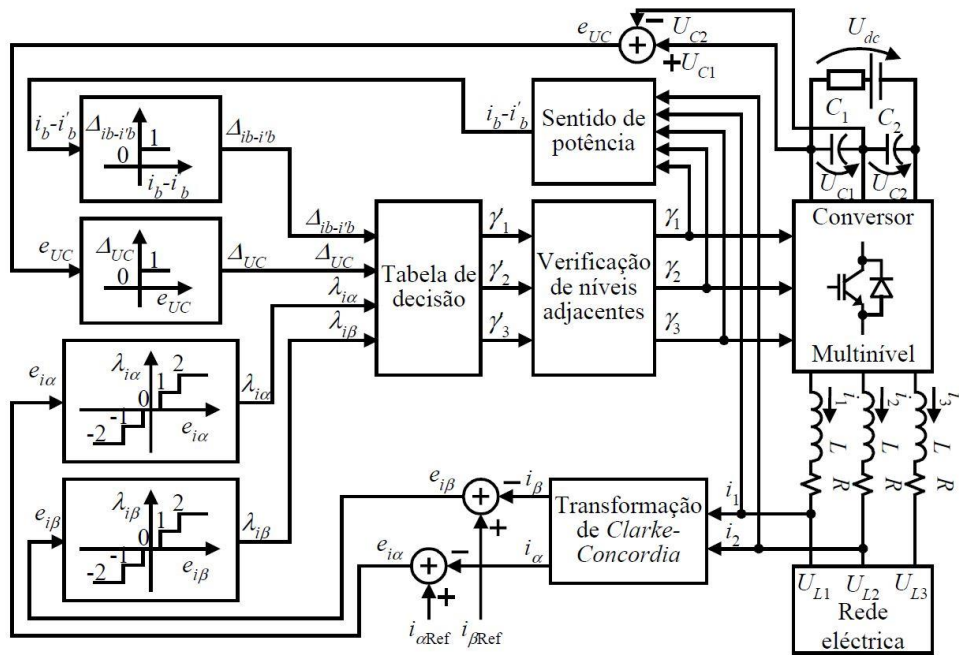


Fig. 4.4 – Diagrama de controlo por modo de deslizamento do conversor multinível NPC trifásico [12].

Os erros quantificados das correntes, os valores binários do erro da tensão dos condensadores e do sentido de transferência são aplicados à entrada da tabela de decisão (Tabela 4.4). Na saída da tabela de decisão tem-se o vetor de controlo para convergir as grandezas para as referências [12].

Finalmente, uma vez que apenas são permitidas transições adjacentes em cada braço do conversor, é necessário garantir que a máxima variação da tensão entre o braço e o ponto neutro seja $U_{dc}/2$, ou então que as variáveis de comutação não excedam variações de ± 1 . De forma a garantir a utilização de vetores adjacentes, o controlador respeita, no bloco de verificação de níveis adjacentes, a relação

$$\gamma_k = \begin{cases} \gamma'_k & |\gamma_{kant} - \gamma'_k| \leq 1 \\ \gamma'_k + 1 & \gamma_{kant} - \gamma'_k = 2 \\ \gamma'_k - 1 & \gamma_{kant} - \gamma'_k = -2 \end{cases} \quad (4.20)$$

em que γ'_k é o vetor de controlo à saída da tabela de decisão, γ_{kant} é o vetor selecionado no estado anterior e γ_k é o vetor aplicado aos semicondutores do conversor multinível [12].

4.2. Controlo da tensão do lado contínuo – tensão aos terminais dos painéis fotovoltaicos

4.2.1. Introdução

Cada vez mais os parâmetros de qualidade de energia são mais exigentes e, desta forma, é necessário projetar reguladores com elevados rendimentos. Uma vez que a distorção harmónica é elevada quando se regula com díodos e tirístores, o objetivo passa por utilizar a topologia do conversor multinível NPC de 3 níveis que permitirá a regulação da tensão dc com fator de potência quase unitário, reduzindo a distorção [12].

Para o conversor regular a tensão do lado contínuo com fator de potência quase unitário são criadas duas malhas de controlo. Uma malha de controlo para as correntes alternadas e equilíbrio das tensões dos condensadores do lado contínuo, que podemos designar por malha rápida e interna. Uma outra malha de controlo, designada por lenta e externa, executará o controlo da tensão do lado contínuo. Desta forma é necessário um controlador, que neste caso será um compensador PI, que através do erro da tensão do lado contínuo, irá calcular uma corrente de referência para regular a tensão do lado dc em torno da sua referência. O projeto deste controlador é efetuado utilizando os modelos do conversor multinível no sistema de coordenadas $dq0$, por ser um modelo invariante no tempo, em que através deste se obtém o modelo da tensão U_{dc} [12].

4.2.2. Esquema do circuito e equações da dinâmica do conversor a regular a tensão do lado dc

O esquema do circuito é a Figura 3.1 que representa o conversor multinível NPC, na configuração inversora.

As equações da dinâmica do conversor multinível obtêm-se da soma das equações das tensões dos condensadores, U_{C1} e U_{C2} . Se se considerar que a irradiação é a mesma para ambos os PV, assume-se $i_{dc} = i'_{dc}$. A equação da dinâmica da tensão dc nos sistemas de coordenadas 123, $\alpha\beta$ e dq obtém-se dos sistemas matriciais (3.30), (3.41) e (3.56), respetivamente

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) i_{dc} - \left(\frac{\Gamma_{11}}{C_1} + \frac{\Gamma_{21}}{C_2} \right) i_1 - \left(\frac{\Gamma_{12}}{C_1} + \frac{\Gamma_{22}}{C_2} \right) i_2 - \left(\frac{\Gamma_{13}}{C_1} + \frac{\Gamma_{23}}{C_2} \right) i_3, \quad (4.21)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) i_{dc} - \left(\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} \right) i_{\alpha} - \left(\frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} \right) i_{\beta} - \left(\frac{\Gamma_{10}}{C_1} + \frac{\Gamma_{20}}{C_2} \right) i_0, \quad (4.22)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) i_{dc} - \left(\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2d}}{C_2} \right) i_d - \left(\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2q}}{C_2} \right) i_q - \left(\frac{\Gamma_{10}}{C_1} + \frac{\Gamma_{20}}{C_2} \right) i_0. \quad (4.23)$$

Fazendo o projeto do controlador no sistema de coordenadas $dq0$, através da equação (4.23), verifica-se que a dinâmica da tensão do lado contínuo depende da corrente da carga, i_{dc} , das correntes alternadas, i_d , i_q e i_0 , assim como dos estados semicondutores de comutação, Γ_{id} , Γ_{iq} e Γ_{i0} , em que $i \in \{1,2\}$. Considerando que no conversor multinível trifásico de três braços, sem neutro acessível, as componentes homopolares são nulas ($i_0 = 0$, $\Gamma_{10} = 0$, $\Gamma_{20} = 0$), a equação (4.23) é simplificada por a equação da dinâmica

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) i_{dc} - \left(\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2d}}{C_2} \right) i_d - \left(\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2q}}{C_2} \right) i_q. \quad (4.24)$$

4.2.3. Dimensionamento do controlador PI usando o método linear clássico

Do ponto de vista de controlo, a corrente contínua na carga, i_{dc} , pode ser considerada como uma perturbação. Assim sendo, as correntes alternadas, i_d e i_q são as grandezas de comando, que são proporcionais à amplitude das correntes sinusoidais. Para manter as correntes ac, a variação das amplitudes têm que ser lenta à escala do período das grandezas alternada da REE. Para assegurar um fator de potência quase unitário as corrente ac têm de estar em fase com as tensões ac da REE [12].

Sabe-se que as tensões alternadas trifásicas, idealmente apresentam-se com a mesma amplitude, U_L , com frequência angular constante, ω ($2\pi 50$ rad/s) e defasamento, entre cada fase, de 120° . Generalizando [12]

$$U_{Lk}(t) = U_L \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right), \quad (4.25)$$

com $k \in \{1,2,3\}$.

Uma vez que se está a dimensionar o controlador no sistema de coordenadas $dq0$, aplica-se a transformada de *Park* à equação (4.25), obtêm-se as componentes direta, U_{Ld} , e

em quadratura, U_{Lq} . Como se pretende um fator de potência quase unitário, significa que as correntes alternadas do conversor multinível estão em fases com as tensões alternadas da rede, logo as componentes em quadratura, a tensão U_{Lq} , e a corrente de referência, i_{qRef} , têm que ser nulas. Portanto

$$U_{Ld}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} U_L, \quad (4.26)$$

$$U_{Lq}(t) = 0. \quad (4.27)$$

Aplica-se a transformada de Laplace à equação 4.24, para que seja possível dimensionar o compensador. Além disto, considera-se que as capacidades dos condensadores do lado contínuo são iguais, $C = C_1 = C_2$, e que o controlador da malha interna é capaz de convergir as correntes ac para as suas referências, em que $i_d = i_{dRef}$ e $i_{qRef} = 0$. Obtém-se assim a seguinte equação

$$sU_{dc} = \left(\frac{2}{C}\right)i_{dc} - \left(\frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C}\right)i_{dRef}. \quad (4.28)$$

A função de transferência em malha aberta, $H(s)$ é dada por

$$H(s) = \frac{U_{dc}}{i_{dRef}} = \frac{1}{s} \left(\frac{2}{C} i_{dc} - \frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C} \right). \quad (4.29)$$

O sistema fica estável e controlável em malha fechada, se utilizar o compensador do tipo PI, $C_{U_{dc}}(s)$,

$$C_{U_{dc}}(s) = k_{pU_{dc}} + \frac{k_{iU_{dc}}}{s}, \quad (4.30)$$

em que $k_{pU_{dc}}$ e $k_{iU_{dc}}$ são os parâmetros proporcional e integral do compensador PI, respectivamente. O diagrama da Figura 4.5 mostra o sistema em malha fechada que inclui o compensador (4.30) e a função de transferência (4.29).

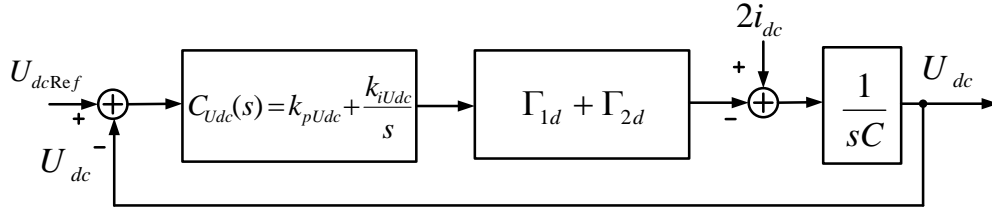


Fig. 4.5 – Diagrama de blocos do retificador multinível com o controlador PI em malha fechada.

A função de transferência de malha fechada (U_{dc}/U_{dcRef}) é igual a

$$U_{dc} = \frac{C_{Udc}(s) \times H(s)}{1 + C_{Udc}(s) \times H(s)} U_{dcRef} \quad (4.31)$$

Substituindo na equação (4.31), a função de transferência (4.29) e o compensador PI (4.30), aplicando o princípio da sobreposição em que se considera a $i_{dc} = 0$ obtém-se,

$$\frac{U_{dc}}{U_{dcRef} \Big|_{i_{dc}=0}} = \frac{-\frac{k_{pUdc}}{s} \left(s + \frac{k_{iUdc}}{k_{pUdc}} \right) (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) \frac{1}{s}}{1 - \frac{k_{pUdc}}{s} \left(s + \frac{k_{iUdc}}{k_{pUdc}} \right) (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) \frac{1}{s}} \quad (4.32)$$

Multiplicando o numerador e o denominador por s^2 obtém-se

$$\frac{U_{dc}}{U_{dcRef} \Big|_{i_{dc}=0}} = \frac{-\frac{k_{pUdc}}{C} \left(s + \frac{k_{iUdc}}{k_{pUdc}} \right) (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})}{s^2 - \frac{k_{pUdc}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) s - \frac{k_{iUdc}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} \quad (4.33)$$

Aplicando o limite quando s tende para zero verifica-se,

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{U_{dc}}{U_{dcRef} \Big|_{i_{dc}=0}} = 1 \Rightarrow U_{dc} \approx U_{dcRef} \Big|_{i_{dc}=0} \quad (4.34)$$

Realizando o mesmo procedimento quando se considera que $U_{dcRef} = 0$, escreve-se a equação por

$$U_{dc} = \frac{1}{s} \left(2i_{dc} + (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) \left(s + \frac{k_{iUdc}}{k_{pUdc}} \right) \frac{k_{pUdc}}{s} U_{dc} \right) \quad (4.35)$$

Reescrevendo a equação (4.35) obtém-se,

$$\frac{U_{dc}}{i_{dc}|_{U_{dc\text{Ref}}=0}} = \frac{\frac{2}{sC}}{1 - \frac{k_{pU_{dc}}}{s} \left(s + \frac{k_{iU_{dc}}}{k_{pU_{dc}}} \right) \frac{1}{sC} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} . \quad (4.36)$$

Multiplicando o numerador e o denominador por s^2 obtém-se

$$\frac{U_{dc}}{i_{dc}|_{U_{dc\text{Ref}}=0}} = \frac{2 \frac{s}{C}}{s^2 - \frac{k_{pU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) s - \frac{k_{iU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} . \quad (4.37)$$

Aplicando o limite quando s tende para zero obtém-se,

$$\lim_{i_{dc}|_{s \rightarrow 0}} \frac{U_{dc}}{i_{dc}} = 0 . \quad (4.38)$$

Juntando as equações (4.33) e (4.37) representa-se a seguinte equação,

$$U_{dc} = \frac{-\frac{k_{pU_{dc}}}{C} \left(s + \frac{k_{iU_{dc}}}{k_{pU_{dc}}} \right) (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})}{s^2 - \frac{k_{pU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) s - \frac{k_{iU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} U_{dc\text{Ref}} + \frac{2 \frac{s}{C}}{s^2 - \frac{k_{pU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) s - \frac{k_{iU_{dc}}}{C} (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} i_{dc} . \quad (4.39)$$

Aplicando o limite quando s tende para zero obtém-se,

$$\lim_{U_{dc}|_{s \rightarrow 0}} U_{dc} = U_{dc\text{Ref}} . \quad (4.40)$$

A função de transferência em malha fechada dada pela equação (4.33), compara-se com um sistema de 2º ordem na representação na forma canónica $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$. Os valores de $k_{pU_{dc}}$ e $k_{iU_{dc}}$ são dados por:

$$k_{pU_{dc}} = -\frac{2\zeta\omega_n C}{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} ; \quad (4.41)$$

$$k_{iU_{dc}} = -\frac{\omega_n^2 C}{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})} . \quad (4.42)$$

As variáveis de comutação do conversor, Γ_{1d} e Γ_{2d} , podem ser consideradas constantes, em termos de valor médio em regime estacionário. Desprezando as perdas no conversor e considerando o regime permanente da corrente i_d , tem-se [12]

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})\frac{U_{dc}}{2L} - \frac{U_{Ld}}{L}, \quad (4.43)$$

em que

$$\frac{di_d}{dt} = 0 \quad \wedge \quad \frac{R}{L}i_d = 0. \quad (4.44)$$

Reescrevendo (4.43),

$$(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) = \frac{U_{Ld} \times 2}{U_{dc}} \quad (4.45)$$

e substituindo a equação (4.26) em (4.45)

$$\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d} \approx \frac{\sqrt{6}U_L}{U_{dcRef}}. \quad (4.46)$$

Após a substituição da equação (4.46), nas equações (4.41) e (4.42), obtém-se:

$$k_{pU_{dc}} = -\frac{2U_{dcRef}\xi\omega_n C}{\sqrt{6}U_L}; \quad (4.47)$$

$$k_{iU_{dc}} = -\frac{U_{dcRef}\omega_n^2 C}{\sqrt{6}U_L}. \quad (4.48)$$

O sistema, com controlo PI, tem, em malha fechada, uma função de transferência de segunda ordem. Os parâmetros do compensador PI dependem dos parâmetros ω_n e ζ . Estes parâmetros definem a resposta do sistema às variações no conversor multinível. Normalmente, escolhe-se o valor de ζ para $1/\sqrt{2}$, para não haver sobrelevação. A frequência natural, ω_n , tem que ser muito menor que a frequência da rede, para que a amplitude das correntes da rede possuam uma variação mais lenta que a frequência ac da rede, 50 Hz.

Os diagramas da Figuras 4.6 e 4.7 mostram os controladores do conversor multinível. Na Figura 4.6, a tensão de referência é fixa, em que o erro da tensão do lado contínuo do conversor entra no compensador PI para dar a corrente de referência, corrente

necessária para tender a tensão dc para referência. A amplitude da corrente entra no controlador por modo de deslizamento, controlando as correntes ac e as tensões dos condensadores. De notar a existência do limitador da corrente para evitar sobreintensidades e curto-circuitos [12]. A grande diferença no diagrama da Figura 4.7 é a utilização do algoritmo MPPT em que, a partir do cálculo da potência, calcula a tensão de referência para gerar a corrente de referência de forma a maximizar a transferência de potência.

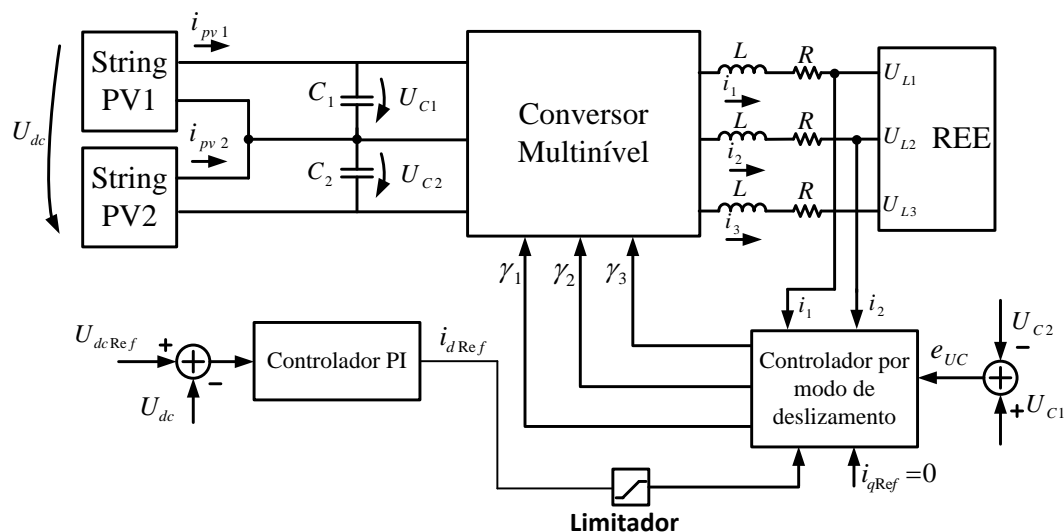


Fig. 4.6 – Diagrama de controlo da tensão do lado contínuo do conversor multinível, com a tensão de referência fixa.

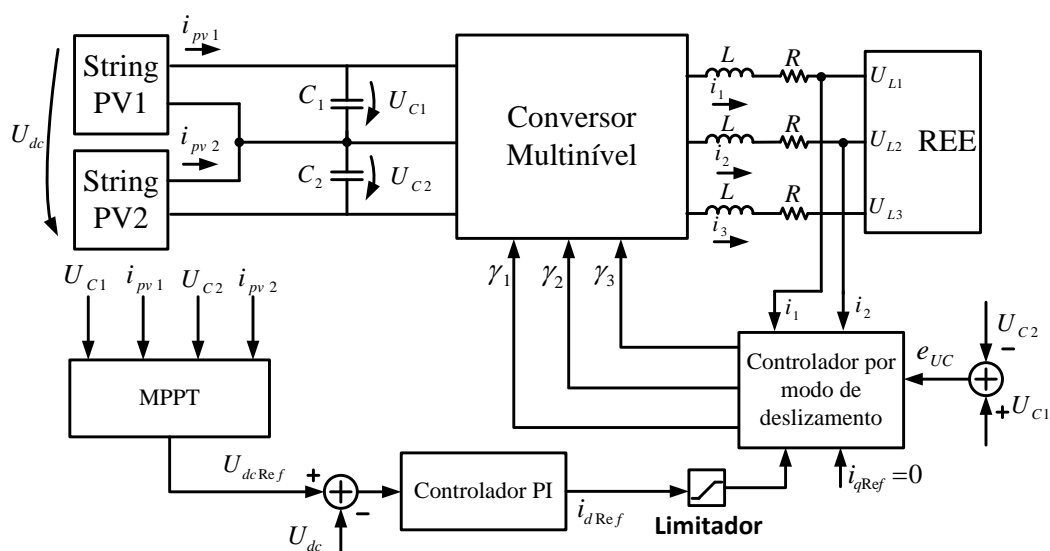


Fig. 4.7 – Diagrama de controlo da tensão do lado contínuo do conversor multinível com a tensão de referência calculada pelo MPPT.

5. Resultados de simulação e experimentais

Neste capítulo descrevem-se os modelos utilizados na simulação, no programa de simulação MATLAB/SIMULINK para o sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos. Descrevem-se os elementos utilizados no protótipo laboratorial do conversor multinível, relativamente ao sistema de potência como de controlo.

Apresentam-se os resultados de simulação e experimentais para avaliar o desempenho do sistema.

5.1. Implementação dos modelos de simulação do sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos no MATLAB/SIMULINK

Nesta secção são descritos os blocos do modelo desenvolvido no programa MATLAB/SIMULINK. Utilizaram-se elementos da *toolbox Sim Power Systems* para aproximar o modelo o mais próximo do protótipo laboratorial. No Apêndice D, estão descritas as características, em pormenor, do programa de simulação.

O modelo de simulação utilizado para explicar a implementação no programa de simulação é o que se utilizou o algoritmo MPPT, que está representado no Apêndice E, Figura E.4.

Na Figura 5.1 está representado o conjunto de painéis fotovoltaicos, em que os modelos foram implementados de acordo com as referências [5] e [6].

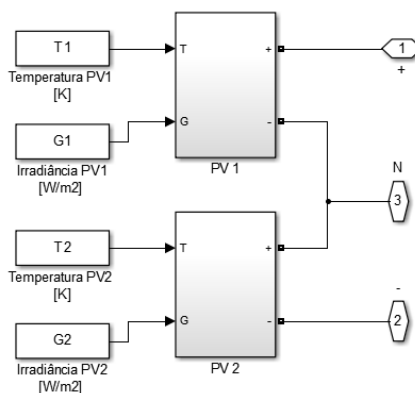


Fig. 5.1- Representação do conjunto de painéis fotovoltaicos no sistema de conversão PV.

Na Figura 5.2, está representado a ponte de conversão do conversor multinível NPC trifásico. Estão representados os semicondutores, em que cada braço é constituído por dois diodos e quatro IGBT (transístores bipolares de porta isolada).

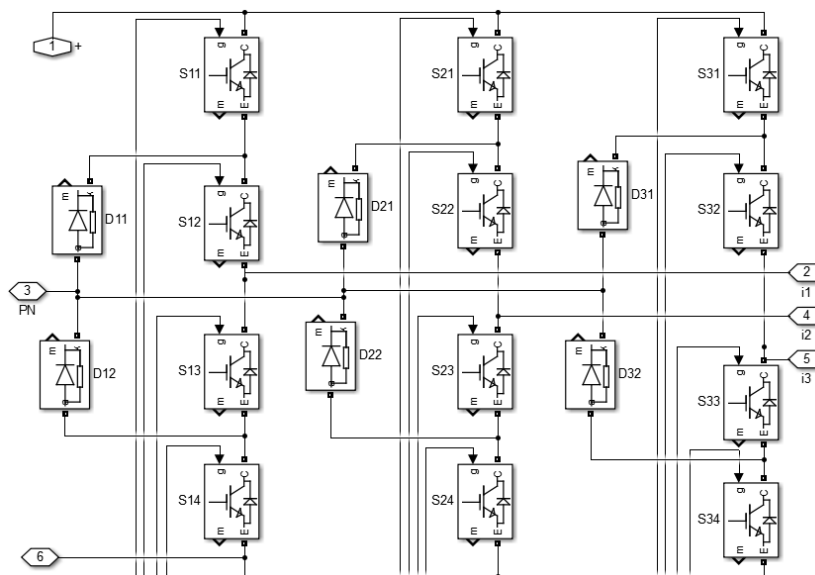


Fig. 5.2- Representação da ponte de conversão do conversor multinível NPC trifásico.

Na Figura 5.3, está representada a secção da rede de energia eléctrica (REE) do sistema de conversão PV. Os componentes L_x e R_x , correspondem ao valores de coeficiente de autoindução e resistência interna das bobinas, respetivamente. Os componentes LR_x correspondem aos componentes indutivos e resistivos do enrolamento secundário do transformador de isolamento da REE. De notar que $x \in \{1,2,3\}$.

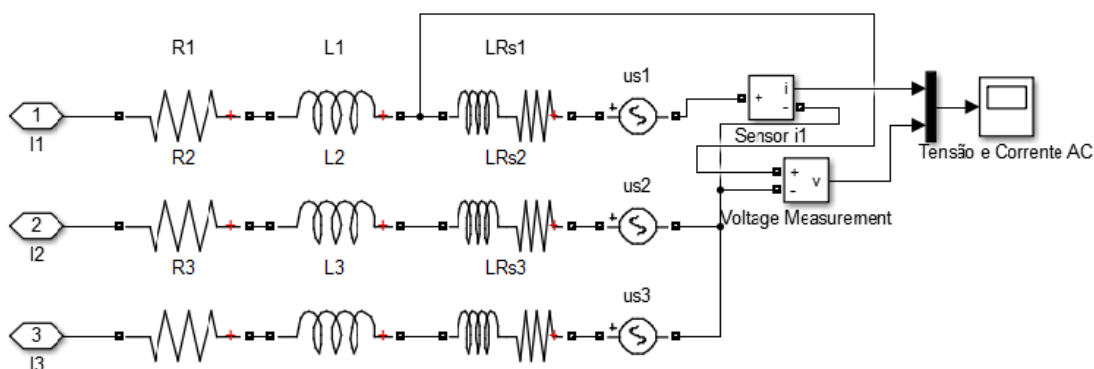


Fig. 5.3 - Representação da REE do sistema de conversão PV.

Relativamente à parte de monitorização e controlo, na Figura 5.4 está representada a leitura das tensões dos condensadores e aplicação do comparador de histerese (*relay*) para quantificar o erro das tensões dos condensadores num valor binário.

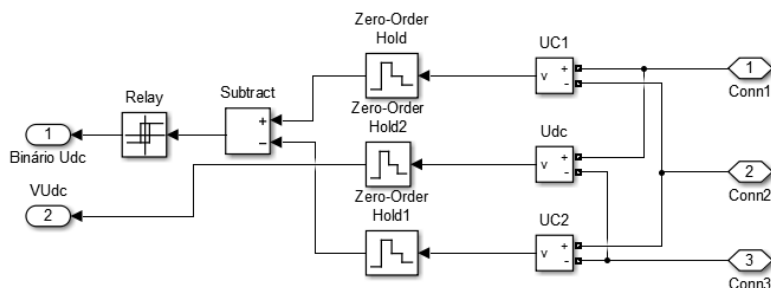


Fig. 5.4 – Leitura das tensões dos condensadores e quantificação do erro.

A Figura 5.5 mostra a leitura das correntes alternadas para posterior aplicação da transformada *Clarke-Concordia*, através da equação (3.31).

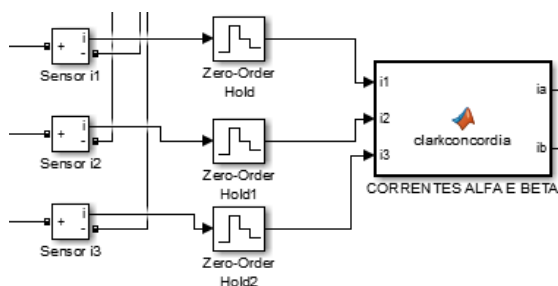


Fig. 5.5 – Leitura das correntes alternadas e aplicação da transformada *Clarke-Concordia*.

A Figura 5.6 mostra a geração das correntes alternadas através das correntes de referência, assim como a quantificação dos erros das correntes.

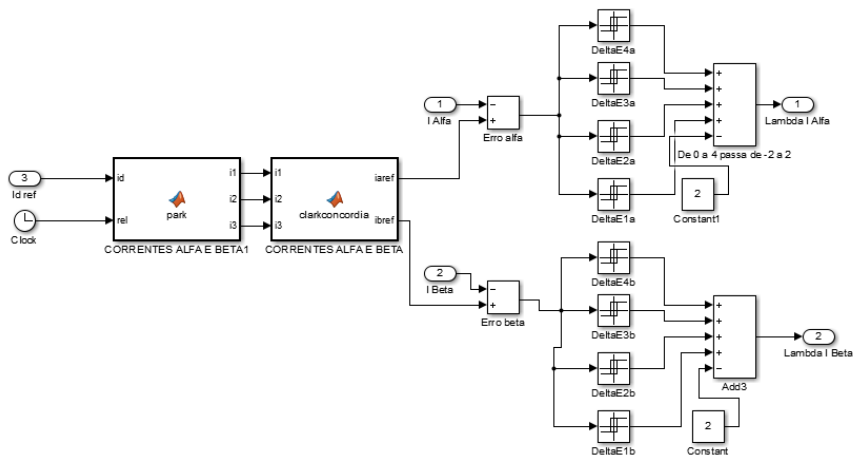


Fig. 5.6 – Geração das correntes alternadas através da referência e quantificação dos erros das correntes.

A Figura 5.7 mostra o cálculo da potência instantânea para determinar o sentido das correntes. Através de um comparador de histerese quantifica-se o valor da potência num valor binário.

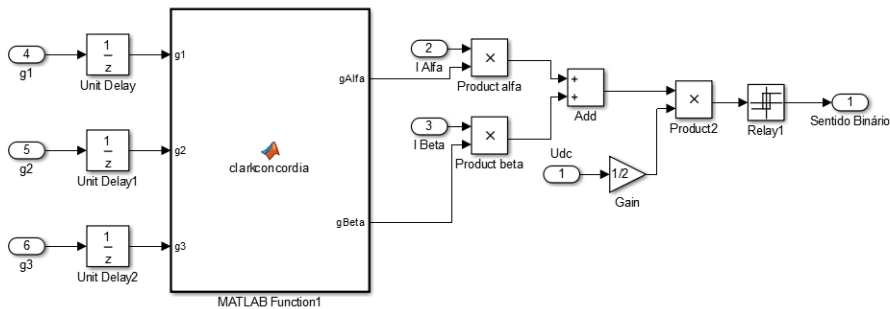


Fig. 5.7 – Determinação da potência instantânea e quantificação do valor de potência.

A Figura 5.8 mostra os blocos responsáveis pela recepção dos valores quantificados para posteriormente escolher o vetor para a convergência das variáveis de estado para as respectivas referências, verificando a adjacência dos vetores. Uma vez que estes foram desenvolvidos em funções de linguagem MATLAB, o programa encontram-se do bloco *LambdasVetores* situa-se no Apêndice F, na secção F.1, e o bloco *VerificaçãoAdjacente* situa-se na secção F.2.

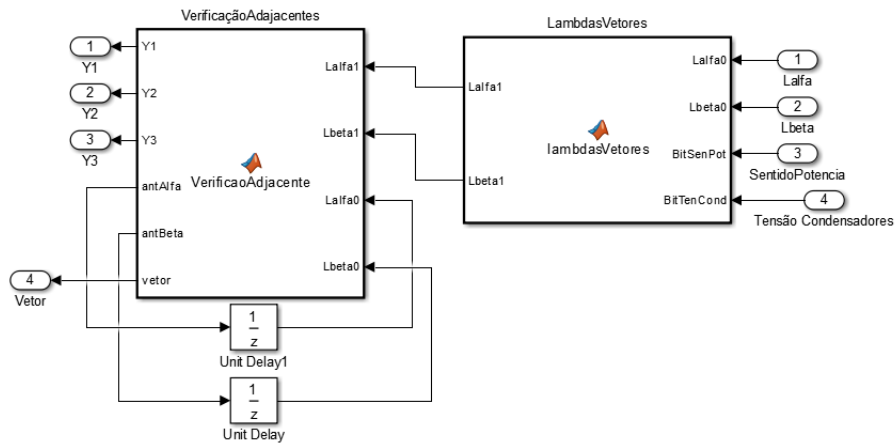


Fig. 5.8 – Blocos responsáveis pela escolha dos vetores para a convergência das variáveis de estado para as respetivas referências.

A Figura 5.9 mostra o compensador PI capaz de dar a corrente de referência através do erro da tensão dc, constituído pelas componentes integral e proporcional.

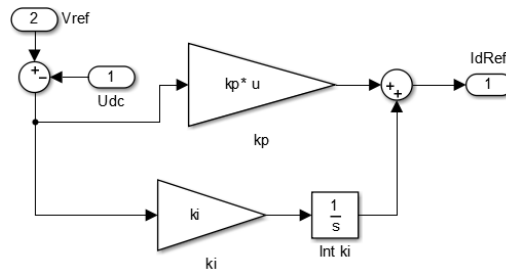


Fig. 5.9 – Compensador PI.

Na Figura 5.10 encontra-se o bloco responsável pela procura do ponto máxima potência a extrair pelo painel fotovoltaico. Também foi desenvolvido numa função em linguagem MATLAB, encontrando-se no Apêndice F, secção F.3.

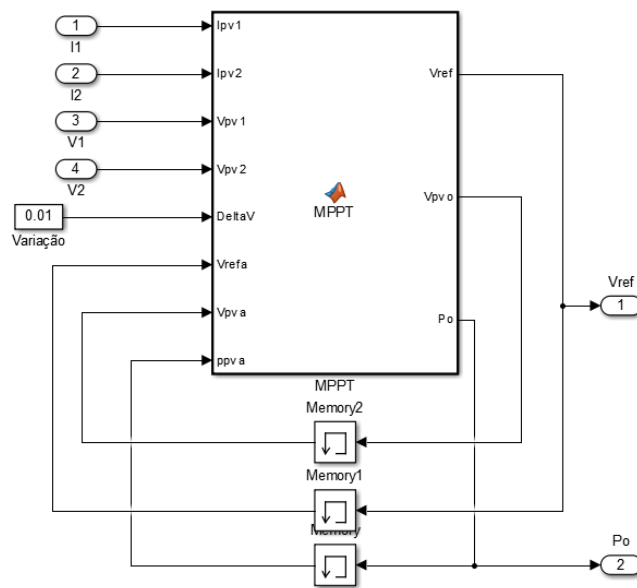


Fig. 5.10 – Bloco do algoritmo de MPPT.

5.2. Elementos constituintes do protótipo laboratorial

Na Figura 5.11 pode-se verificar o diagrama de blocos representativo da ligação do conversor multinível à placa de controlo, com os sensores e respetivos circuitos de condicionamento, para a configuração em que serão utilizadas os dois conjuntos de painéis fotovoltaicos.

O protótipo laboratorial (Figura G.7 no Apêndice G) utilizado para verificar experimentalmente o sistema é constituído por um conversor multinível NPC contendo semicondutores de comutação do tipo IGBT, modelo SKM50 GAL123D, da SEMIKRON [22], onde cada módulo tem 2 IGBT, sendo assim necessário apenas seis módulos, para formar os 3 braços com 12 SPA (Figura G.9 no Apêndice G).

Os díodos de ligação ao ponto neutro são do modelo SKKD 60F17, também da marca SEMIKRON [23]. Uma vez que cada módulo possui dois díodos em série, são apenas necessários três módulos, um para cada braço do conversor multinível.

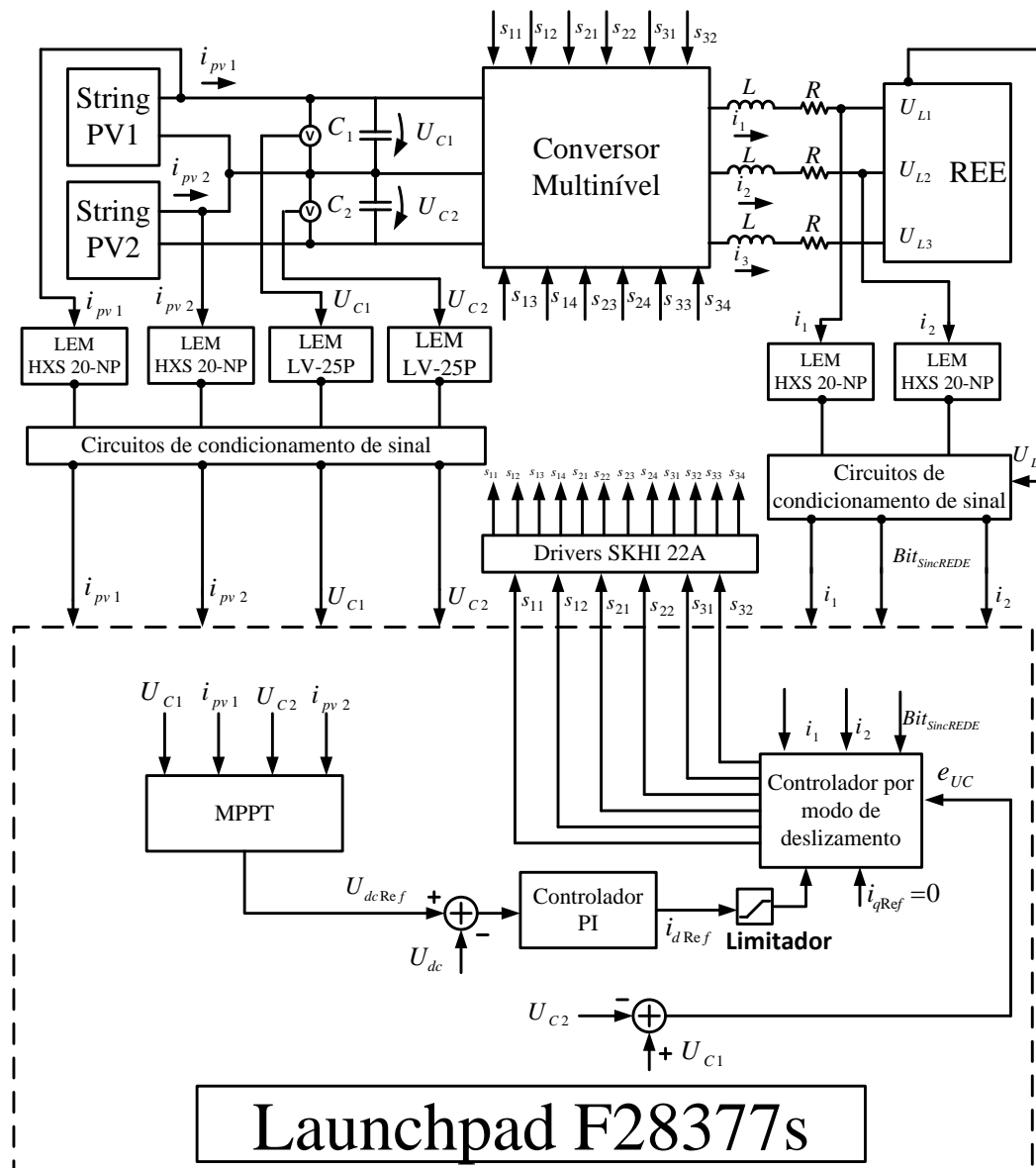


Fig. 5.11 – Diagrama de blocos do protótipo laboratorial do conversor multinível alimentado no lado contínuo com duas strings de painéis fotovoltaicos e um MPPT, controlado pela DSP F28377s.

Os condensadores do lado dc são tipo eletrolítico, com uma capacidade individual de 2,2 mF e uma tensão máxima de 450V, da marca BHC.

As bobinas de ligação à rede possuem uma indutância de 15 mH e funcionam até valor de corrente eficaz de 10 A, da marca OFICEL [24].

A leitura das tensões nos condensadores é feita com sensores de tensão do tipo LV-25P da marca LEM [25], configurados para um máximo de 100 V (Figura G.13 no Apêndice

G). Os sensores de corrente são do tipo HXS 20-NP, da marca LEM [26], podendo ser configurados para correntes máximas 5A, 10A ou 20 A. Os sensores de corrente fazem a leitura das correntes do lado alternado e das correntes dos painéis fotovoltaicos. Todos os sensores operam por efeito de *Hall* e asseguram isolamento de tensão ou corrente do circuito de potência e do circuito de controlo. Os sensores de tensão estão configurados para uma tensão à saída a variar entre 0 V e 2,8 V, para uma tensão de entrada entre 0 V e 100 V. Os sensores de corrente estão configurados para dar à saída uma tensão a variar entre 0 V e 3V, em que, para dois dos sensores das correntes ac, a corrente varia entre -10 A e 10 A (Figura G.11 no Apêndice G). Para os sensores das correntes dc dos painéis fotovoltaicos, os valores variam entre -15 A e 15 A (Figura G.12 no Apêndice G).

Os IGBT dos braços do conversor são acionados pelos drivers do tipo SKHI 21A da SEMIKRON (Figura G.9 no Apêndice G) [27]. Estes dispositivos são capazes de realizar a complementaridade dos sinais de disparo. Assim sendo, são apenas necessários seis sinais de comando, estando cada um deles conectado aos drivers dos IGBT.

A alimentação do circuito de controlo é realizada com uma fonte de tensão dc com duas alimentações independentes. A fonte é do modelo GPS-2303 da GW INSTEK. Esta possui a tensão máxima de 30 V e a corrente máxima de 3 A por saída [28].

Nos testes iniciais em que o conversor funciona como inversor de corrente com e sem ligação à rede, foi utilizada uma fonte de tensão dc para alimentar o lado contínuo. Esta fonte é do modelo 8360-10T da EA-PS, possuindo uma tensão máxima até 360 V e uma corrente máxima 10 A [29].

A ligação do conversor multinível à rede elétrica é feita através da conexão do enrolamento secundário de um transformador de isolamento trifásico (nos testes preliminares de potência mais baixa) da marca OFICEL, às bobinas, sendo o enrolamento primário do transformador conectado ao auto transformador trifásico, da marca OFICEL [24]. Os testes posteriores, com maiores potências, utilizam-se transformadores monofásicos, um para cada fase.

O sincronismo das correntes com as tensões da rede é realizado através da análise da passagem por zero, ascendente, da fase 1 da rede trifásica. Utiliza-se um transformador, com a relação de transformação 230 V/7 V, garantindo o isolamento galvânico. Utiliza-se

um comparador histerese com amplificadores operacionais para detecção da passagem por zero, obtendo um sinal na saída com forma quadrada. A saída está ligada a uma entrada digital do microcontrolador, permitindo o sincronismo com a rede elétrica. O esquema elétrico encontra-se no Apêndice G, Figura G.3, assim como respectiva fotografia do circuito elétrico encontra-se na Figura G.4.

Nos testes de controlo da tensão dc foram utilizadas duas cargas resistivas de potência, igual a 50 Ω , ligadas em série, para formar uma resistência de 100 Ω .

De forma a observar os vários resultados experimentais utilizou-se um osciloscópio do modelo TDS3034B da TEKTRONIX, em que este é constituído por quatro canais, até uma frequência de 300 MHz, permitindo 2,5 GS/s [30]. Para visualizar da potência entregue à rede, assim como medir o fator de potência e distorção harmónica, foi utilizado um analisador de potência do modelo C.A 8332B da CHAUVIN ARNOUX [31].

Relativamente às correntes alternadas, usam-se dois sensores de corrente para ler os valores das correntes i_1 e i_2 . Para visualizar as três correntes, faz-se a operação $i_3 = -i_1 - i_2$ com uma configuração inversora de um amplificador operacional. De forma a observar a tensão do lado contínuo, U_{dc} , utilizou-se um sensor de tensão. Este sensor é constituído por um amplificador isolador (ISO124P) [32] com um conversor DC/DC [33] preparado para medir tensões na gama -100 V a 100 V, assim como um circuito de condicionamento de sinal para se obter uma saída entre 0 V e 3 V.

Os painéis fotovoltaicos são do tipo monocristalino PAIRAN EGM-185. Os parâmetros do modelo dos painéis fotovoltaicos estão representados na Tabela 5.1 [34], [35]. A fotografia encontra-se no Apêndice G, Figura G.14.

Tabela 5.1 – Características do painel fotovoltaico EGM-185 [34], [35].

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
V_{oc}	44,38 V	Tensão de circuito aberto do PV
I_{cc}	5,7 A	Corrente de curto-circuito
V_{mp}	35,16 V	Tensão no MPP
I_{mp}	5,27 A	Corrente no MPP
K_I	(0,04+0,015)%/°C	Coefficiente de corrente/temperatura em curto-circuito
K_V	-(0,325+0,1))%/°C	Coefficiente de tensão/temperatura em circuito aberto
N_s	72	Resistência série equivalente do PV

Finalmente, o controlo digital é realizado pela placa de processamento digital de sinal Delfino F28377s (Figura G.8 no Apêndice G), explicado em pormenor na secção 5.3.

5.3.Placa de processamento digital Delfino TMS320F28377s (LAUNCHXL-F28377S Launchpad)

Antes de utilizar esta placa de processamento digital de sinal, analisaram-se e testaram-se outros processadores, sendo o procedimento descrito no Apêndice H. Escolheu-se a Delfino pelo seu desempenho em relação aos anteriormente testados.

A placa F28377s da *Texas Instruments* é constituída pelo microcontrolador TMS320F28377s de 32 *bits*, sendo este capaz de processar a uma frequência de 200 MHz com uma unidade de vírgula flutuante. Possui uma memória *flash* integrada de 1 Mb e 164 kB de memória SRAM onde podem ser carregados os algoritmos. Este processador permite a rápida execução de algoritmos constituídos por operações trigonométricas comuns em transformadas e em cálculos de torque [36].

A placa possui um módulo ADC de resolução selecionável, 16 *bits* ou de 12 *bits*. O sistema ADC para 12 *bits* apresenta uma velocidade de amostragem de 3,5 MSPS, em modo *single-ended*, podendo utilizar os 16 canais da placa. O ADC de 16 *bits* atinge uma velocidade de 1,1 MSPS em modo diferencial, apenas podendo utilizar 8 canais. Ambos os sistemas ADC possuem o sistema de retenção e amostragem (*sample-and-hold*). As portas ADC suportam tensões no intervalo 0 V a 3,3 V. [37].

A nível de temporizadores, esta placa tem três temporizadores idênticos de 32 *bits* (*Timer 0*, *Timer 1* e *Timer 2*, estando associadas às interrupções *TINT0*, *TINT1* e *TINT2*, respetivamente) [36].

De forma a facilitar a programação e depuramento em tempo real esta placa inclui um emulador isolado, JTAG XDS100v2, sendo também compatível com as *shields* (*BoosterPacks*), podendo conectar até duas devido ao facto de possuir 2x40 pinos (onde estão situados os pinos de alimentação, ADC, DAC assim como portas digitais de entrada e saída) [38].

A ligação a um computador é realizada por porta USB 2.0, onde o utilizador pode programar na placa através do programa *Code Composer Studio* (aconselhado a partir da versão 6), obtendo fácil comunicação e interação através do *software ControlSuite* (em que ambos os programas são de livre *download*). Neste último *software*, encontram-se vários exemplos de algoritmos para as várias aplicações, proporcionando uma rápida aprendizagem das principais funcionalidades [39].

São várias as aplicações direcionadas para esta placa nas várias áreas da Engenharia, tais como: automação, robótica, eletrónica de potência, comunicações, entre outras.

A placa F28377s é o elemento responsável pela implementação do controlo das grandezas elétricas. À entrada recebe os sinais relativos às tensões dos condensadores, correntes contínuas dos painéis fotovoltaicos e as correntes alternadas. Os algoritmos de controlo são realizados de acordo a leis de controlo desenvolvidas no capítulo 4.

5.4. Resultados de simulação e experimentais do funcionamento do conversor multinível ligado a painéis fotovoltaicos

Nesta secção mostram-se os resultados de simulação do MATLAB/SIMULINK e compara-se com os resultados experimentais do protótipo laboratorial para as várias configurações topológicas e modos de operação. Antes de passar diretamente para topologia do conversor multinível com painéis fotovoltaicos, realizam-se alguns testes de forma a verificar o correto funcionamento do conversor. Realizam-se os testes como inversor de corrente com uma fonte de tensão contínua, com e sem ligação à rede elétrica. Também regula-se a tensão DC de uma carga DC para verificar a regulação da tensão do lado contínuo. O controlo da tensão DC é fundamental para do algoritmo MPPT, para encontrar o ponto de máxima potência.

5.4.1. Funcionamento como inversor de corrente

Nesta secção mostra-se o funcionamento como inversor de corrente, através do método por modo de deslizamento, em que os primeiros testes são realizados sem ligação à rede, no funcionamento em regime permanente, com variação em escalão da corrente ac de referência, e testa-se o controlo das tensões dos condensadores do lado dc. Efetua-se a ligação à rede para verificar a transferência de potência para a rede elétrica. O diagrama de

simulação que corresponde ao funcionamento como inversor de corrente encontra-se no Apêndice E, Figura E.1. A tabela com os valores dos parâmetros encontra-se no Apêndice I, Tabela I.1. O algoritmo da placa F28377s para o controlo experimental do conversor, encontra-se no Apêndice J, na secção J.1.

5.4.1.1. Funcionamento em regime permanente

Este teste consiste no funcionamento do inversor de corrente, onde o valor de corrente de referência é constante e igual 3 A de amplitude de pico para uma tensão contínua de 70V, estando os restantes parâmetros na Tabela I.1, no Apêndice I. Assim sendo, pretende-se verificar o controlo das correntes alternadas e o equilíbrio das tensões nos condensadores do lado dc.

A Figura 5.12 mostra as correntes alternadas do conversor multinível, em ambiente de simulação e experimental, respetivamente. Como se pode verificar, o comportamento das formas de onda das correntes no teste experimental apresenta semelhanças à simulação, apresentando uma forma de onda com maior distorção, ambas com uma frequência de 50Hz. A distorção poderá ser explicada pelo facto de existirem tempos não nulos na comutação dos semicondutores comutados. De notar que, no resultado experimental, corrente i_2 apresenta-se com um valor de pico ligeiramente menor que as outras correntes. Isto deve-se à reta de calibração do sensor de corrente, em que para o mesmo valor de corrente origina um valor de tensão diferente à saída do sensor. Pode-se concluir que, em ambos os testes, as correntes seguem a referência. O facto de as correntes atingirem o valor de, aproximadamente, 3,1 A, está relacionado com as comutações originadas pelo método de controlo de deslizamento. Uma vez que o método anterior concentra-se na rápida convergência para a superfície de deslizamento, através dos erros das correntes poderá escolher um vetor que cause um maior tremor. Esta situação poderá ser reduzida através da diminuição dos valores das bandas de histerese, mas em contrapartida poderá causar o rápido desequilíbrio dos condensadores, uma vez que os vetores adjacentes podem não ser seleccionados. Verifica-se uma semelhança entre os resultados experimentais com os simulados, obtendo-se uma distorção harmónica com um valor médio de 4,3% e 3,8%, respetivamente.

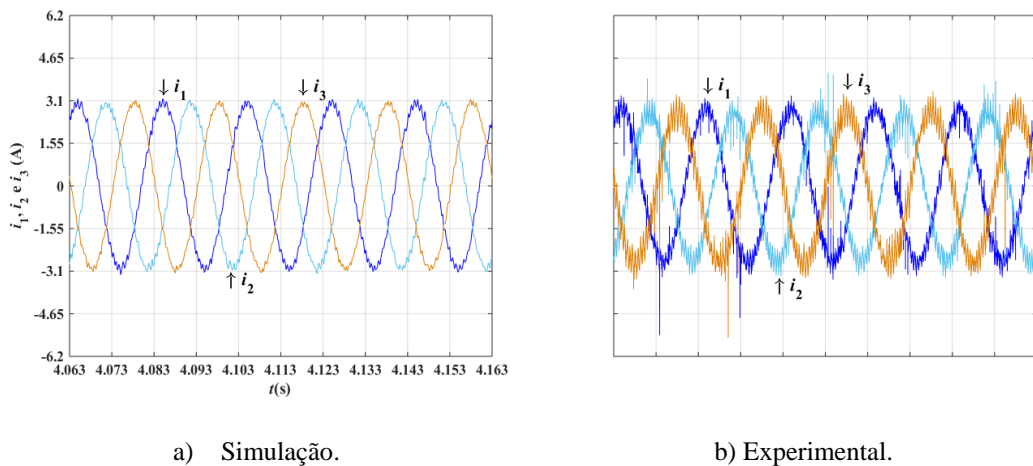


Fig. 5.12 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, em regime permanente (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na Figura 5.13 mostram-se as tensões dos condensadores. Como se pode verificar o método é também capaz de realizar o equilíbrio das tensões capacitivas, U_{C1} e U_{C2} , em que os valores estão próximos do valor de referência, 35 V, metade da tensão da fonte, 70 V. Também é possível apurar que existe semelhança entre os resultados experimentais e de simulação, apresentando um erro de tremor de, aproximadamente, 4,1% (1,42 V) e 3,14% (1,1 V), respectivamente.

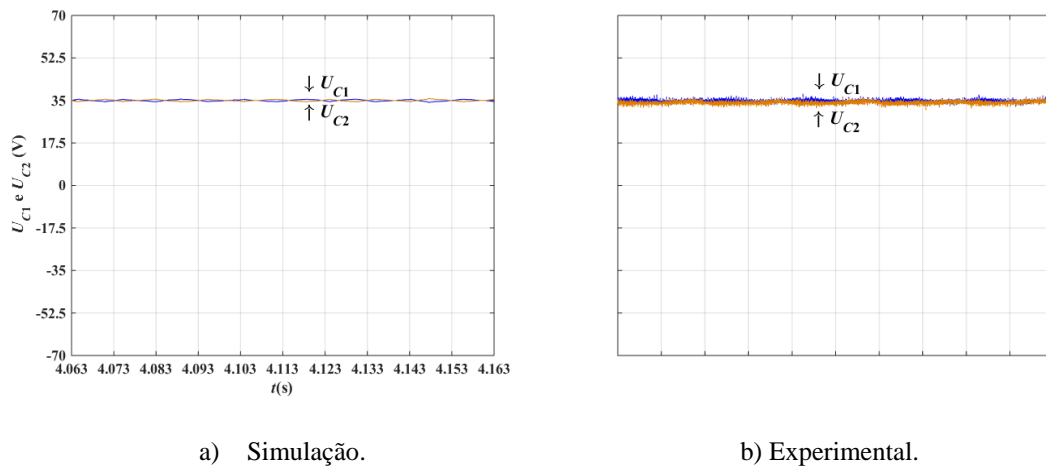


Fig. 5.13 – Tensões dos condensadores do conversor multinível em regime permanente (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/div).

5.4.1.2. Funcionamento em regime dinâmico com variação da corrente em degrau

Nestes testes a corrente de referência tem uma variação em degrau, observando assim o comportamento da corrente AC conversor multinível em regime dinâmico. A corrente de referência tem uma variação positiva da amplitude (de 2 A para 3 A) e uma variação negativa (de 3 A para 2 A), a cada 30 ms. O valor de tensão da fonte é 70 V. Os resultados de simulação e experimentais das correntes alternadas do conversor multinível, estão representados na Figura 5.14. Repara-se que, aproximadamente, no final da segunda divisão horizontal dá-se variação negativa, assim como aproximadamente no final da quinta divisão horizontal dá-se a variação positiva, da amplitude das correntes alternadas. Como se pode observar, as correntes do lado alternado são capazes de seguirem as referências de forma rápida, sem perder a fase, tanto na simulação com experimentalmente. A corrente i_3 , nos resultados experimentais, apresenta um maior ruído devido ao facto de não ser diretamente visualizada através de um sensor, mas através da operação aritmética numa configuração de amplificadores operacionais (como explicado na secção 5.2). Verifica-se que os resultados experimentais e de simulação são semelhantes. A percentagem de distorção harmónica, quando a corrente de referência está com 2 A, é de, aproximadamente, 6,4% e 5,8% para os resultados experimentais e de simulação, respetivamente. Esta situação deve-se ao dimensionamento das bandas de histerese que, uma vez que os erros dos comparadores estão fixos independentemente da corrente de referência, quando a corrente de referência é de 2 A. Poder-se-ia diminuir os erros para obter menor distorção, mas para correntes maiores que 2 A, poderia levar ao desequilíbrio das tensões capacitivas porque seriam escolhidos os vetores de maior amplitude, o que não equilibraria as tensões dos condensadores. Tem de haver um compromisso entre o controlo das correntes alternadas e das tensões dos condensadores.

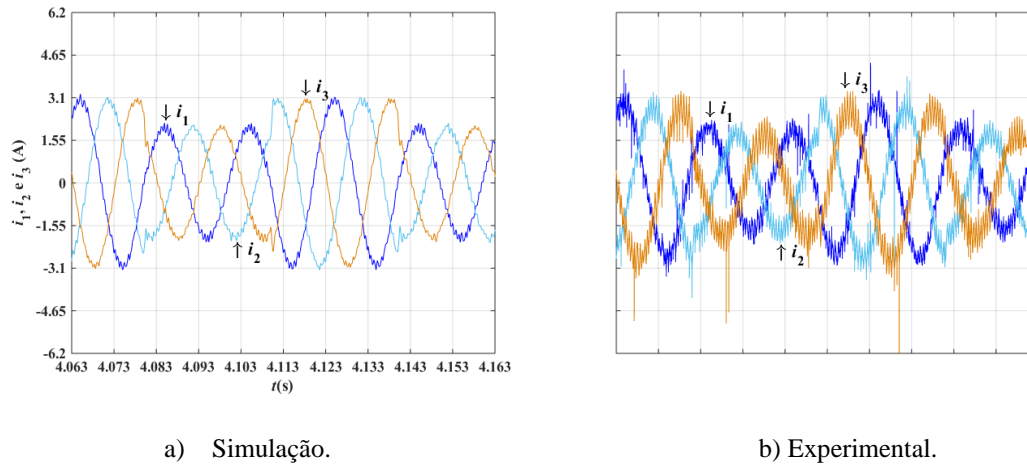


Fig. 5.14 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, em regime dinâmico com variação em degrau entre 2 A e 3 A (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na Figura 5.15 observam-se as tensões dos condensadores, na simulação e a nível experimental. Pode-se verificar que as tensões dos condensadores permanecem equilibradas, apesar da variação em degrau da corrente referência, concluindo-se que esta variação não afeta significativamente o equilíbrio dos condensadores. Observa-se também que os resultados experimentais são semelhantes aos da simulação.

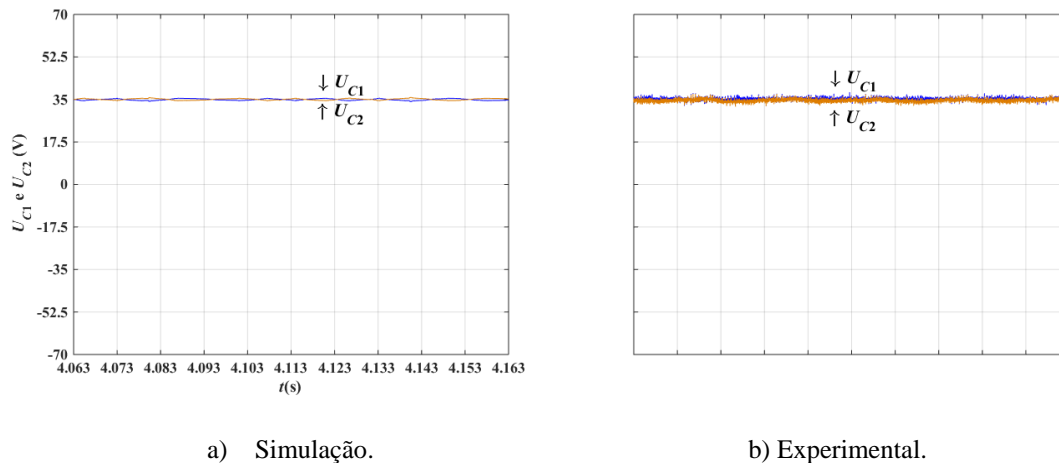


Fig. 5.15 – Tensões dos condensadores do conversor multinível em regime dinâmico (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/div).

Os resultados mostram que o controlo por modo de deslizamento tem uma resposta rápida no controlo das correntes AC e a tensão dos condensadores não é afetada pelas variações de corrente em degrau.

5.4.1.3. Controlo da tensão dos condensadores

Nestes testes pretende-se demonstrar que o equilíbrio da tensão no ponto neutro só existe quando há efetivamente o controlo das tensões. Provoca-se um desequilíbrio nas tensões, colocando um condensador mais carregado que outro, seguindo as referências. Primeiramente será realizado o teste em que U_{C1} será maior que U_{C2} , e em seguida será a situação contrária. A corrente de referência é de 3 A de amplitude e a tensão da fonte é de 70 V.

A Figura 5.16 representa os resultados das tensões dos condensadores, na situação de desequilíbrio, em que U_{C1} é maior que U_{C2} , com tensões de 42 V e 28 V, respetivamente. Os resultados de simulação e experimentais são semelhantes, diferenciando no tremor devido à resistência equivalente série do condensador.

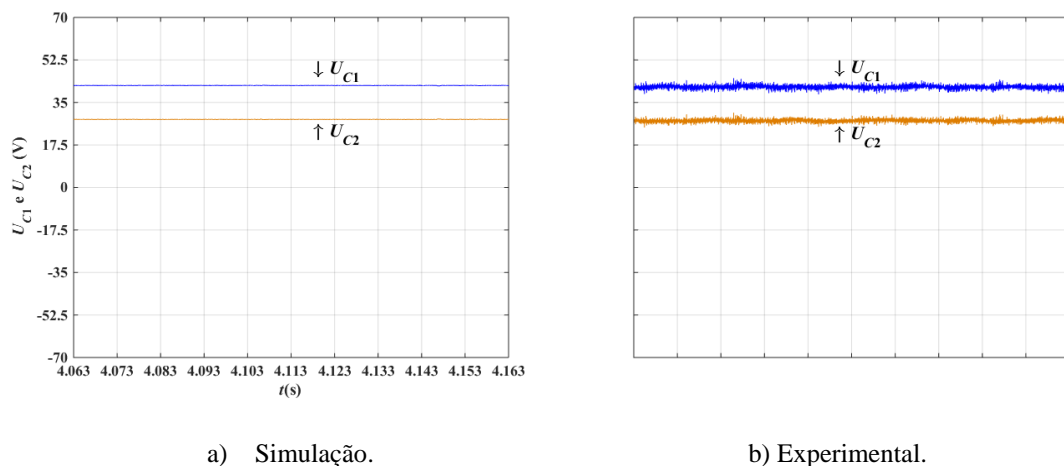
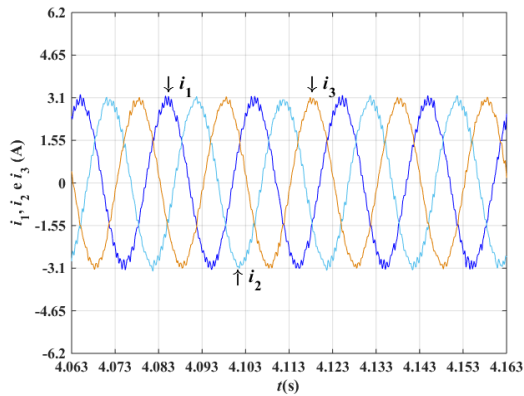
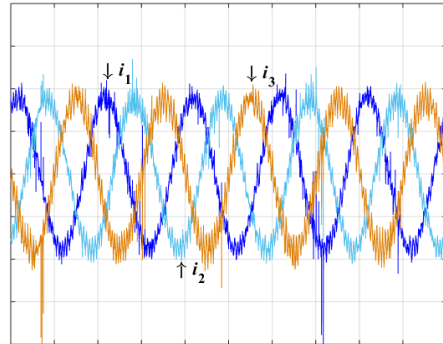


Fig. 5.16 – Tensões dos condensadores do conversor multinível em regime de desequilíbrio das tensões dos condensadores em que U_{C1} é maior que U_{C2} (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

As correntes AC estão representadas na Figura 5.17. Como se pode observar, as correntes seguem as referências.



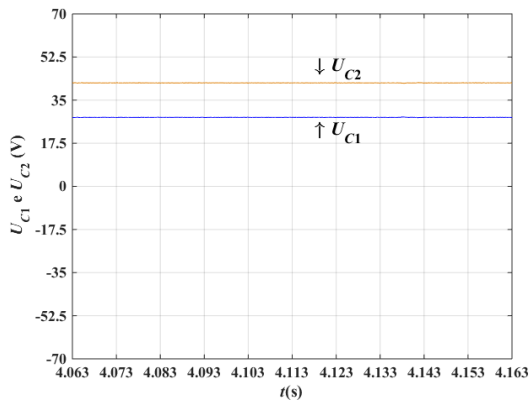
a) Simulação.



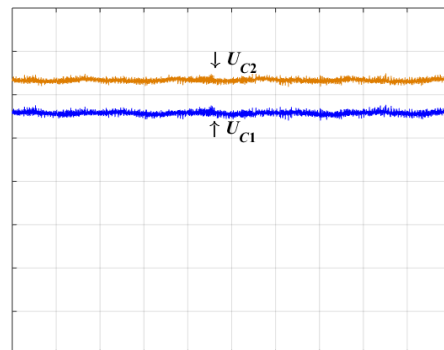
b) Experimental.

Fig. 5.17 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, em regime de desequilíbrio das tensões dos condensadores em que U_{C1} é maior que U_{C2} (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na Figura 5.18 mostram-se as tensões dos condensadores desequilibradas para $U_{C1} = 28$ V e $U_{C2} = 42$ V. Os resultados mostram que as tensões dos condensadores seguem as referências.



a) Simulação.



b) Experimental.

Fig. 5.18 – Tensões dos condensadores do conversor multinível em regime de desequilíbrio das tensões dos condensadores em que U_{C2} é maior que U_{C1} (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

As correntes alternadas, representadas na Figura 5.19, seguem as referências quando há desequilíbrio das tensões dos condensadores, sendo $U_{C1} = 28$ V e $U_{C2} = 42$ V.

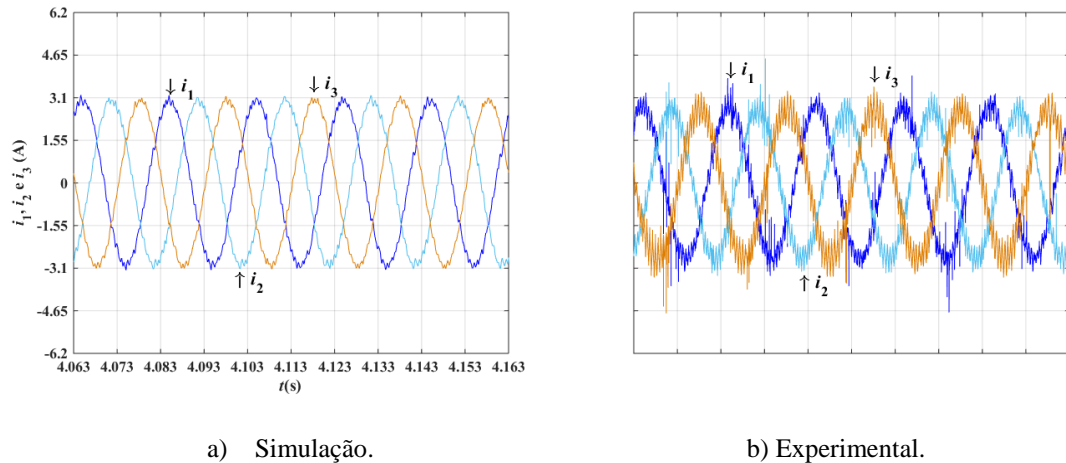


Fig. 5.19 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, em regime de desequilíbrio das tensões dos condensadores em que U_{C2} é maior que U_{C1} (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

5.4.1.4. Ligação do conversor multinível à REE

Neste teste o conversor é ligado à REE para ser possível a transferência de potência do conversor multinível para a REE. Assim, sendo realizou-se o mesmo procedimento que na secção 5.4.1.1, em que as fases encontram-se conectadas a um transformador de isolamento trifásico e um a autotransformador antes da ligação à REE. O valor de corrente de referência é de 3 A e a tensão da fonte é de 70 V.

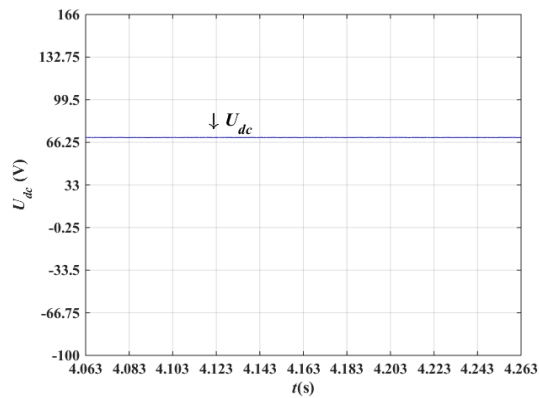
Na Figura 5.20 mostram-se as correntes alternadas do conversor multinível, em que estas são capazes de seguir a sua referência. Pode-se observar que os resultados da simulação são semelhantes aos experimentais, obtendo-se uma distorção harmónica com um valor médio de 4,6% e 3,6%, respetivamente. O tremor das correntes diminui em relação à experiência do inversor trifásico com ponto neutro isolado (secção 5.4.1.1). Isto deve-se ao facto da tensão na bobina ser menor (devido à tensão da REE).

capaz de tender a tensão dc para a tensão de referência. Na regulação da tensão DC é necessário que o fator de potência seja quase unitário, devendo as correntes ac estar fase com as tensões da rede. O modelo usado para regular a tensão DC do conversor multinível é o do Apêndice L, Figura L.1 e o controle é dado conforme mostra na Figura L.3. O diagrama de blocos de simulação que corresponde ao circuito usado para regular a tensão DC, encontra-se no Apêndice E, Figura E.2. A tabela com os valores dos parâmetros encontra-se no Apêndice I, Tabela I.3. O programa da placa F28377s para o controle experimental do conversor, encontra-se no Apêndice J, secção J.2. De notar que, para que realizar o controle digital do conversor multinível para regular a tensão DC, que dá a corrente de referência a partir do erro da tensão dc, utilizou-se a transformada Z, que transforma um sistema contínuo num sistema discreto. No Apêndice M, descreve-se a aplicação da transformada Z à função de transferência do compensador PI.

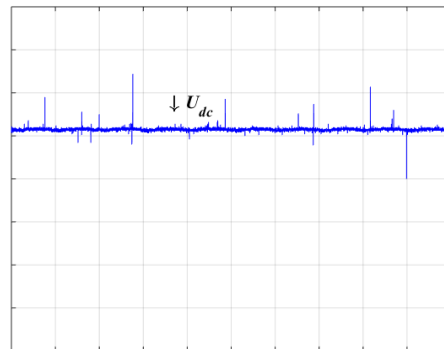
O primeiro teste regula a tensão com referência fixa e o segundo teste, a tensão DC de referência tem uma variação em degrau para observar o comportamento dinâmico das grandezas.

5.4.2.1. Regulação da tensão dc de referência do lado dc em regime permanente

A tensão de referência é fixa, $U_{dcRef} = 70 \text{ V}$, para uma corrente máxima de $i_{dRefMax} = 5 \text{ A}$ e carga dc resistiva, $R_{dc} = 103,4 \Omega$. Os resultados da tensão do lado dc, U_{dc} , estão representados na Figura 5.22. Como se pode observar a tensão de lado contínuo, U_{dc} , segue a tensão de referência, U_{dcRef} , com um valor eficaz do erro da tensão dc, $U_{dcRef} - U_{dc}$, aproximadamente, 0,04% (0,03 V) e 0,59% (0,41 V), para os resultados de simulação e experimentais, respetivamente. Os erros estão relacionados com as simplificações realizadas no dimensionamento do controlador, assim como a não total precisão na calibração dos sensores. Relativamente ao tremor, obtiveram-se valores de 0,27% (0,19 V) e 1,91% (1,34 V) para os resultados de simulação e experimentais, respetivamente.



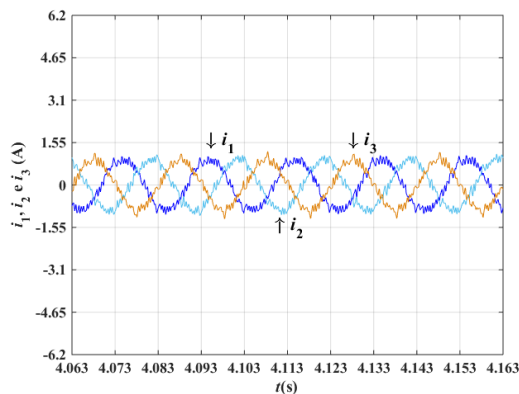
a) Simulação.



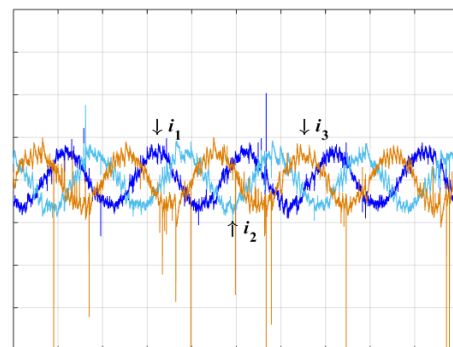
b) Experimental.

Fig. 5.22 – Resultados da tensão do lado contínuo, U_{dc} , a acompanhar a tensão de referência U_{dcRef} em regime estacionário (U_{dc} – azul, vertical 33,25 V/Div e horizontal 20 ms/Div).

Na Figura 5.23 estão representadas as correntes do lado alternado do conversor. Verifica-se que as formas das correntes são aproximadamente sinusoidais, em que os resultados experimentais apresentam maior tremor que os simulados, devido à definição dos valores das bandas de histerese, assim como a não idealidade dos semicondutores de comutação. Relativamente à distorção harmónica, obtiveram-se valores médios de 14,8% e 12,6%, na simulação e no ambiente experimental, respetivamente.



a) Simulação.



b) Experimental.

Fig. 5.23 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, a regular a tensão DC em regime permanente (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

As tensões dos condensadores, na Figura 5.24, mostram o equilíbrio na configuração de regulação da tensão DC.

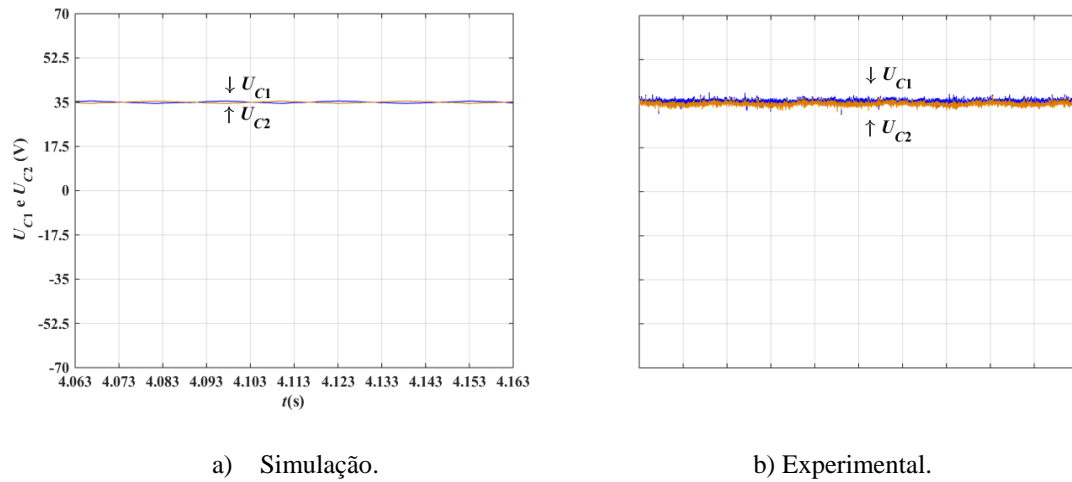


Fig. 5.24 – Tensões dos condensadores do conversor multinível a regular a tensão DC em regime permanente (U_{C1} – azul escuro e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na figura 5.25, a corrente i_1 está sobreposta à tensão alternada da rede, U_{L1} , verificando-se que o fator de potência é quase unitário, com valor aproximado de 0,973, no ambiente experimental e de 0,99 no ambiente de simulação.

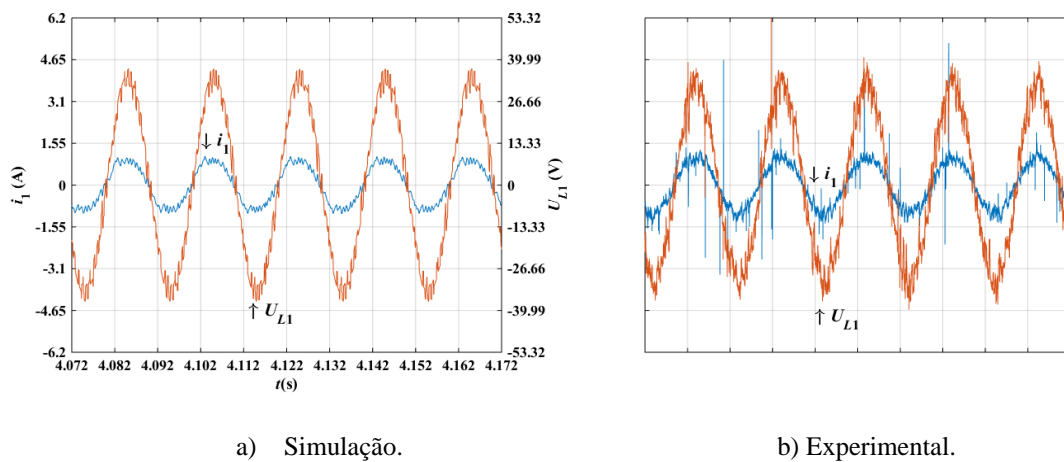


Fig. 5.25 – Representação da corrente alternada i_1 em fase com a tensão da rede elétrica U_{L1} (i_1 – azul, vertical 1,55 A/Div, e U_{L1} – laranja vertical 13,33 V/Div, com horizontal 10 ms/Div).

5.4.2.2. Variação em escalão da tensão de referência do lado dc

Neste teste, a tensão DC de referência varia em degrau com uma variação ascendente de 70 V para 80 V e seguidamente dá-se uma variação descendente de 80 V para 70 V.

- **Regime de transição da tensão dc de referência de 70 V para 80 V**

Na Figura 5.26 mostra-se a tensão do lado contínuo quando a tensão de referência tem uma variação de 70 V para 80 V. Verifica-se que a tensão do lado contínuo segue a tensão de referência, passando de 70 V para 80 V a partir da quarta divisão horizontal. O tempo de subida é, aproximadamente, de 0,076 s no ambiente de simulação e de 0,08 s no ambiente experimental. O tremor da tensão dc é de 0,56% (0,45 V) e de 2,18% (1,74 V), para os resultados de simulação e experimentais, respectivamente. Comparando com os resultados relativos ao funcionamento do conversor para uma tensão de referência de 70 V, verifica-se um maior tremor. Os resultados experimentais são semelhantes aos resultados da simulação.

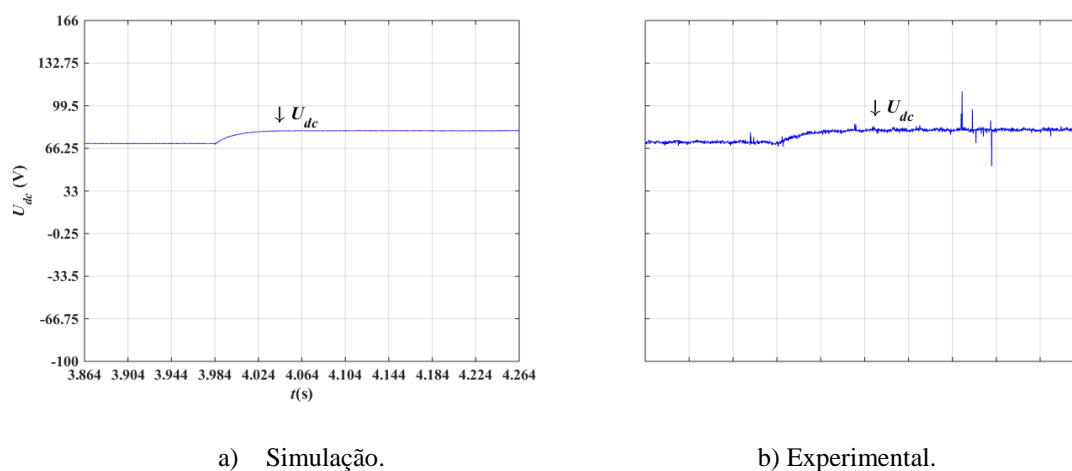


Fig. 5.26 – Resultados da tensão do lado contínuo, U_{dc} , a acompanhar a tensão de referência U_{dcRef} em regime dinâmico, com a variação da tensão de referência de 70 V para 80 V (U_{dc} – azul, vertical 33,25 V/Div e horizontal 40 ms/Div).

Na Figura 5.27 estão representadas as correntes do lado ac. Como se pode observar, na transição da tensão de referência de 70V para 80V, verifica-se que, a partir da quarta divisão horizontal, há alteração nas correntes alternadas. A amplitude das correntes aumenta porque também aumenta a potência fornecida à carga no lado dc. De notar que, apesar da variação em degrau da corrente, a fase não se altera de forma a que o fator de potência seja quase unitário. Dependendo do erro de tensão, poderá levar mais ou menos tempo a atingir o regime estacionário. É possível coloca-lo mais rápido, no entanto, a forma de onda das correntes ac serão afetadas, existindo assim uma relação de compromisso entre a rapidez da transição da tensão de referência e as formas de onda das correntes ac.

Os valores de distorção harmónica são de, aproximadamente, 10,9% e 10%, para os resultados de simulação e experimentais, respetivamente. A distorção percentual é menor quando comparado com o funcionamento do conversor para uma tensão de referência de 70 V, pois a corrente AC tem uma amplitude maior.

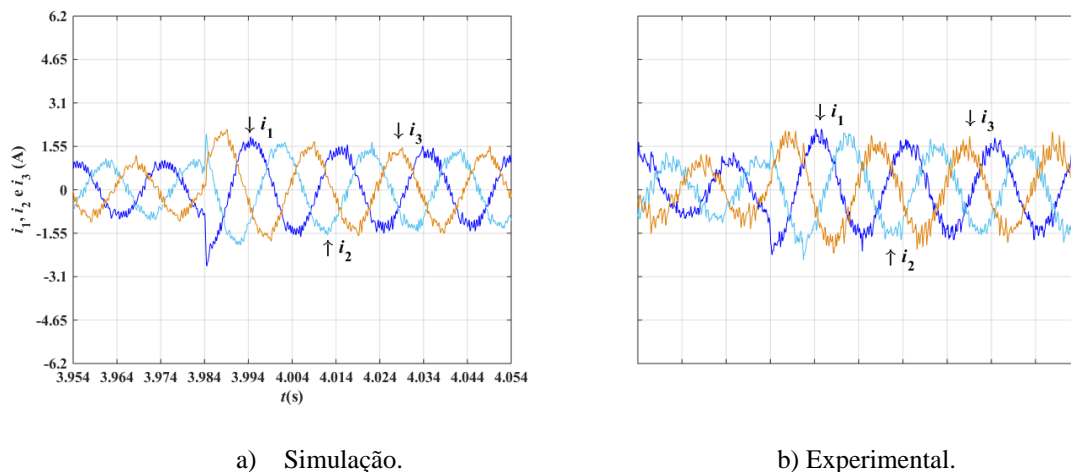


Fig. 5.27 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, a funcionar com controlo da tensão DC em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 70 V para 80 V (i_1 – azul, i_2 – azul e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na Figura 5.28 mostram-se as tensões dos condensadores equilibradas seguindo a referência (de 35 V para 40 V a partir da quarta divisão horizontal).

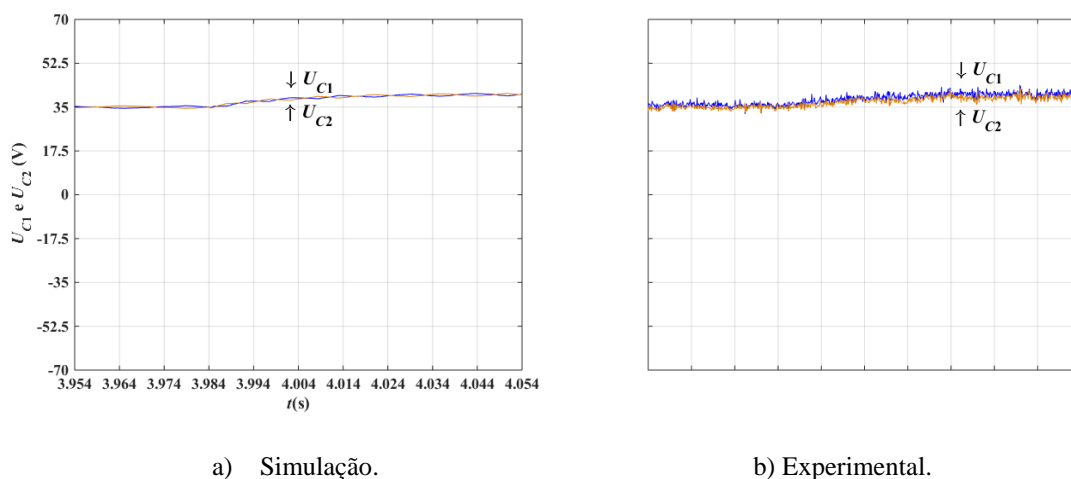


Fig. 5.28 – Tensões dos condensadores do conversor multinível a regular a tensão DC, em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 70 V para 80 V (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

- **Regime de transição da tensão dc de referência de 80 V para 70 V**

Na Figura 5.29 apresenta-se a tensão do lado contínuo quando a tensão de referência tem uma variação em degrau no sentido descendente. Pode-se verificar que a tensão do lado contínuo segue a tensão de referência, passando de 80 V para 70 V a partir da quarta divisão horizontal. O tempo de descida é, aproximadamente, de 0,12 s, para os resultados de simulação e experimentais, revelando que a convergência é mais lenta quando há diminuição da tensão de referência. Verifica-se novamente que os resultados experimentais são semelhantes aos resultados da simulação.

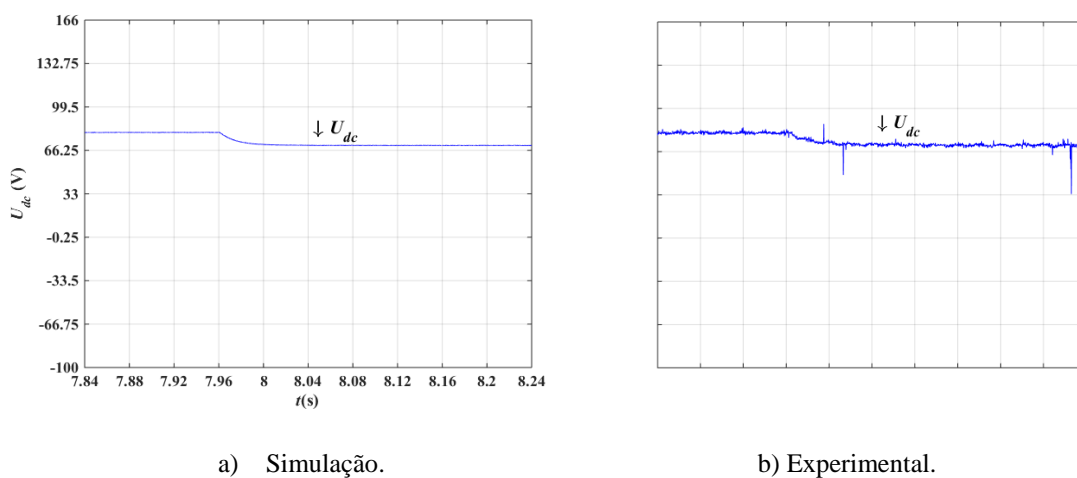


Fig. 5.29 – Resultados da tensão do lado contínuo, U_{dc} , a acompanhar a tensão de referência U_{dcRef} em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 80 V para 70 V (U_{dc} – azul, vertical 33,25 V/Div e horizontal 40 ms/Div)

Na Figura 5.30, estão representadas as correntes do lado ac. Como se pode observar, na transição da tensão de referência de 80V para 70V, na quarta divisão horizontal, as correntes ac diminuem de valor para que seja possível regular a tensão dc para 70 V.

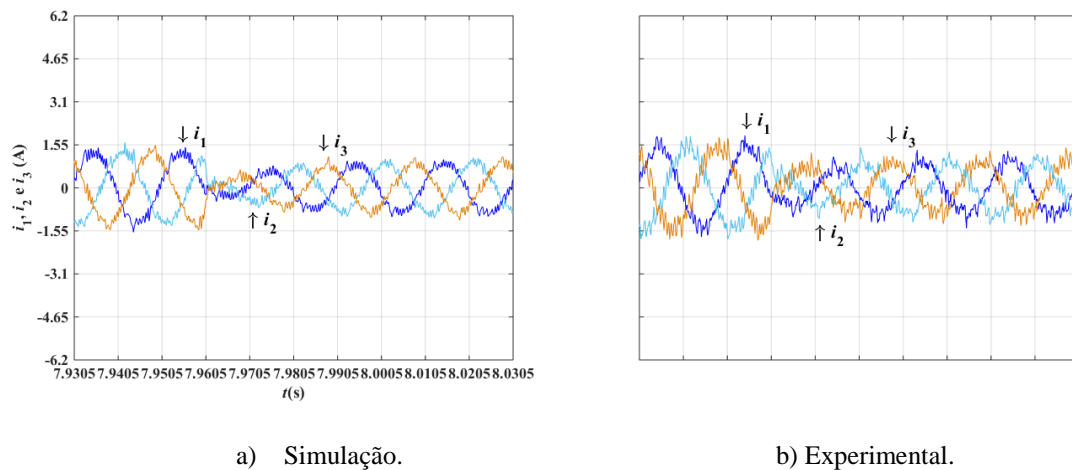


Fig. 5.30 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, a funcionar com controlo da tensão DC em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 80 V para 70 V (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 1,55 A/Div e horizontal 10 ms/Div).

Na Figura 5.31 observa-se as tensões dos condensadores, em que estas permanecem equilibradas, seguindo a referência (de 40 V para 35 V a partir da quarta divisão horizontal).

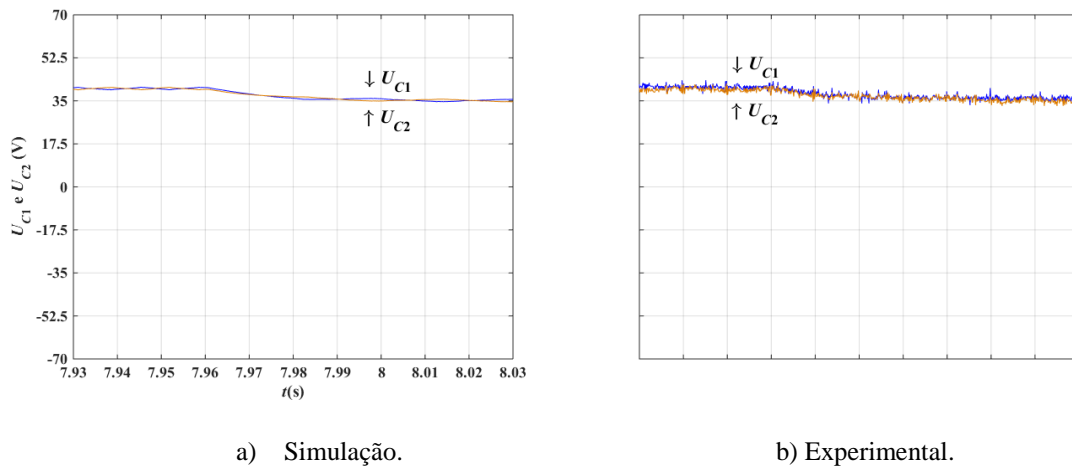


Fig. 5.31 – Tensões dos condensadores do conversor multinível como retificador, em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 80 V para 70 V (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

5.4.3. Conexão dos PV no lado dc do conversor multinível NPC

Nesta experiência ligam-se os painéis fotovoltaicos, alimentando o lado contínuo do conversor multinível NPC.

Primeiramente representam-se as curvas I-V e P-V em função da irradiação e da temperatura do PV, no modelo de simulação de acordo com os parâmetros experimentais. Seguidamente fazem-se testes para regular a tensão DC com valor fixo e também com uma variação em degrau da referência. Finalmente utiliza-se o algoritmo MPPT para calcular a tensão de referência.

Tem-se dois painéis fotovoltaicos ligados em série, o que significa que se pode obter no máximo uma corrente de curto de circuito, $I_{cc} = 5,7A$ e no máximo uma tensão de circuito aberto, $V_{ca} = 88,76V$ (para as condições nominais de irradiação e temperatura dos painéis).

5.4.3.1. Representação das curvas I-V e P-V do painel fotovoltaico em função da irradiação e temperatura

De acordo com as referências [5] e [6] e modelos teóricos obtém-se o modelo do painel fotovoltaico. Nas Figuras 5.32 e 5.33 obtiveram-se as curvas I-V e P-V em função da temperatura e da irradiância, respetivamente. Como se pode observar a irradiação e temperatura influenciam a potência extraída do painel fotovoltaico. A variação da temperatura afeta principalmente a tensão de circuito aberto e a irradiação afeta maioritariamente a corrente de curto-circuito.

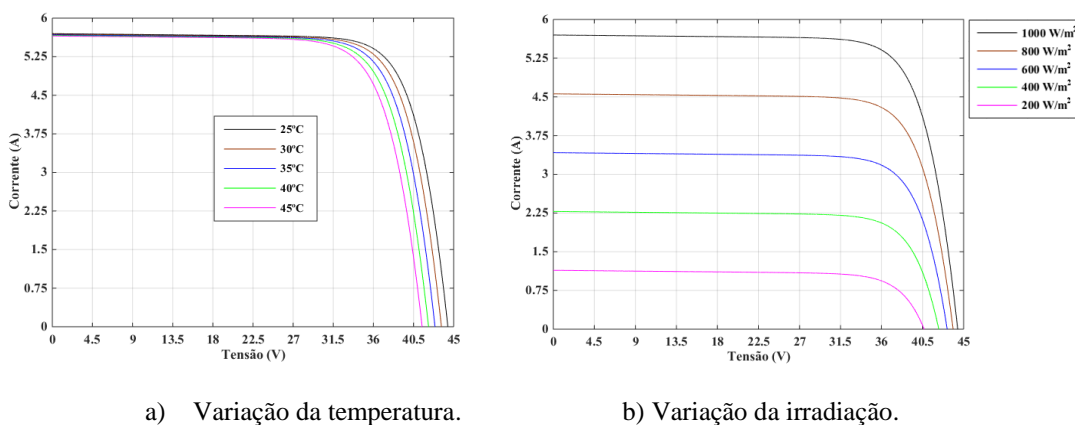


Fig. 5.32 – Curvas I-V características do painel fotovoltaico em função da temperatura e irradiação solar (vertical 0,75 A/Div e horizontal 4,5 V/Div).

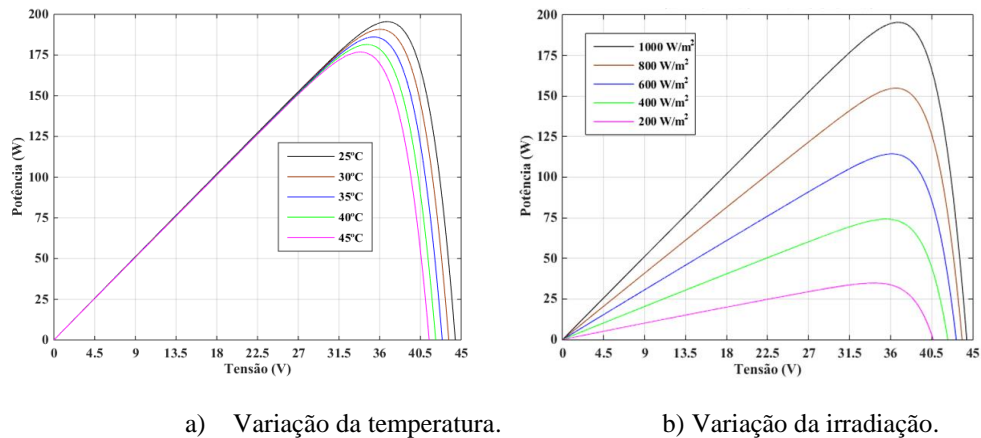


Fig. 5.33 – Curvas P-V características do painel fotovoltaico em função da temperatura e irradiação solar (vertical 25 W/Div e horizontal 4,5 V/Div).

5.4.3.2. Regulação da tensão de referência do lado dc em regime permanente

O modelo e controlo do conversor multinível é baseado na Figura 4.6. O diagrama de simulação encontra-se no Apêndice E, Figura E.3. A tabela com os valores dos parâmetros encontra-se no Apêndice I, Tabela I.4. O algoritmo de controlo da placa F28377s encontra-se no Apêndice J, secção J.3. O valor de irradiação com qual se trabalhou foi na ordem dos 570 W/m^2 .

Utiliza-se uma tensão de referência, $U_{dcRef} = 70 \text{ V}$, para uma corrente máxima de $i_{dRefMax} = 9 \text{ A}$. Os resultados da tensão do lado dc estão representados na Figura 5.34. De forma análoga à configuração do conversor multinível com regulação da tensão DC, a tensão de lado contínuo, U_{dc} , segue a tensão de referência, U_{dcRef} , com um valor eficaz do erro da tensão dc, $U_{dcRef} - U_{dc}$, de, aproximadamente, 0,03% (0,02 V) e 0,2% (0,14 V), para os resultados de simulação e experimentais, respetivamente. Relativamente ao tremor, obteve-se 0,57% (0,4 V) e 1,9% (1,34 V), no ambiente de simulação e experimental.

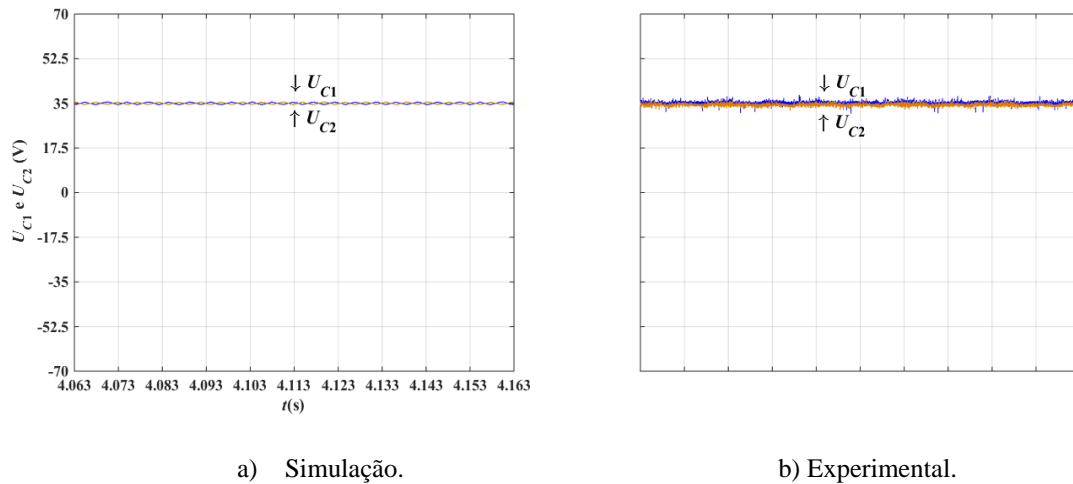


Fig. 5.36 – Tensões dos condensadores do conversor multinível, a funcionar como inversor, em regime permanente (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

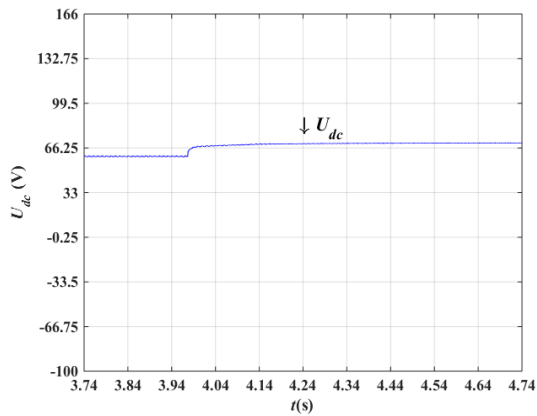
Obteve-se um fator de potência de aproximadamente 0,999, em ambiente de simulação, para um valor experimental de 0,993.

5.4.3.3. Variação em degrau da tensão de referência do lado dc

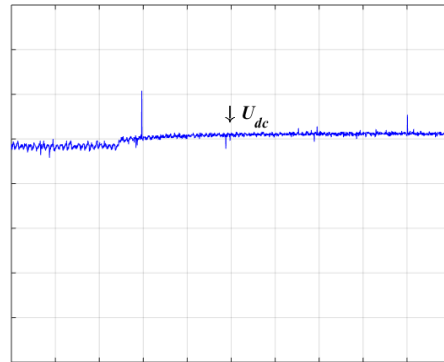
Neste testes a tensão dc de referência varia em degrau para avaliar o comportamento das grandezas em regime de transição. Primeiramente é realizada uma variação ascendente de 60 V para 70 V e seguidamente uma variação descendente de 70 V para 60 V. O valor de irradiação com qual se trabalhou foi na ordem dos 570 W/m².

- **Regime de transição da tensão dc de referência de 60 V para 70 V**

Na Figura 5.37 mostra-se a tensão do lado contínuo quando ocorre uma variação na tensão dc de referência no sentido ascendente. Pode-se verificar que a tensão do lado contínuo segue a tensão de referência, passando de 60 V para 70 V na terceira divisão horizontal. O tempo de subida é, aproximadamente, de 0,72 s. Os resultados experimentais são semelhantes resultados da simulação.



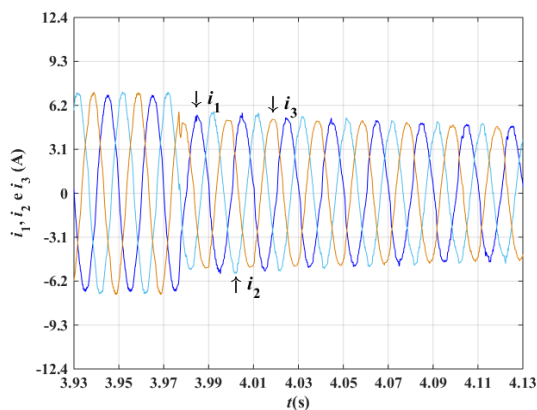
a) Simulação.



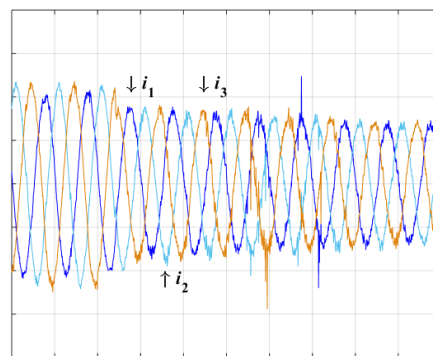
b) Experimental.

Fig. 5.37 – Resultados da tensão do lado contínuo, U_{dc} , a acompanhar a tensão de referência U_{dcRef} , como inversor, em regime dinâmico com uma variação da tensão de referência de 60 V para 70 V (U_{dc} – azul, vertical 33,25 V/Div e horizontal 100 ms/Div).

Na Figura 5.38 estão representadas as correntes do lado ac. Como se pode observar, na transição da tensão de referência de 60V para 70V, verifica-se que, mais ou menos a meio da terceira divisão horizontal, há alteração nas correntes alternadas. O aumento da tensão dc origina uma diminuição da potência extraída do PV, o que faz diminuir a corrente ac.



a) Simulação.



b) Experimental.

Fig. 5.38 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, como inversor, em regime dinâmico com uma variação da tensão dc de referência de 60 V para 70 V (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 3,1 A/Div e horizontal 20 ms/Div).

Na Figura 5.39 observam-se as tensões dos condensadores, em que estas permanecem equilibradas, seguindo a referência (de 30 V para 35 V). Os resultados mostram que o controle tem alguma dificuldade em equilibrar as tensões dos condensadores, para $U_{dc} = 60$ V.

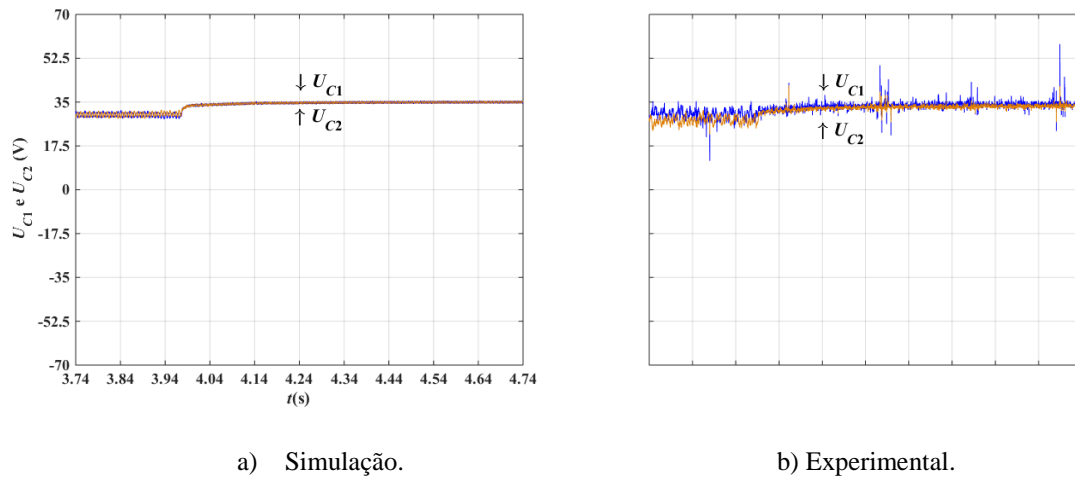


Fig. 5.39 – Tensões dos condensadores do conversor multinível, como inversor, em regime dinâmico em com uma variação da tensão dc de referência de 60 V para 70 V (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 100 ms/Div).

- **Regime de transição da tensão dc de referência de 70 V para 60 V**

Na Figura 5.40 apresenta-se a tensão do lado contínuo quando a tensão dc de referência varia de 70 V para 60 V. Pode-se verificar que a tensão do lado contínuo segue a tensão de referência, passando de 70 V para 60 V a partir da terceira divisão horizontal. O tempo de descida é, aproximadamente, de 0,58 s, para os resultados de simulação e experimentais, revelando que a convergência é mais rápida quando há diminuição da tensão de referência. Verifica-se novamente que os resultados experimentais são semelhantes resultados da simulação. Relativamente ao tremor, quando a tensão de referência é de 60 V, obtiveram-se valores de 1,92% (1,15 V) e de 6,75% (4,32 V), para os resultados de simulação de experimentais, respetivamente. Para uma irradiação de 570 W/m^2 , obteve-se uma corrente dc de, aproximadamente, 2,64 A à saída do conjunto de painéis, o que originou uma corrente ac de, aproximadamente 7,1 A de pico. Quanto maior foi a irradiação, maior será a corrente dc, assim como a corrente ac.

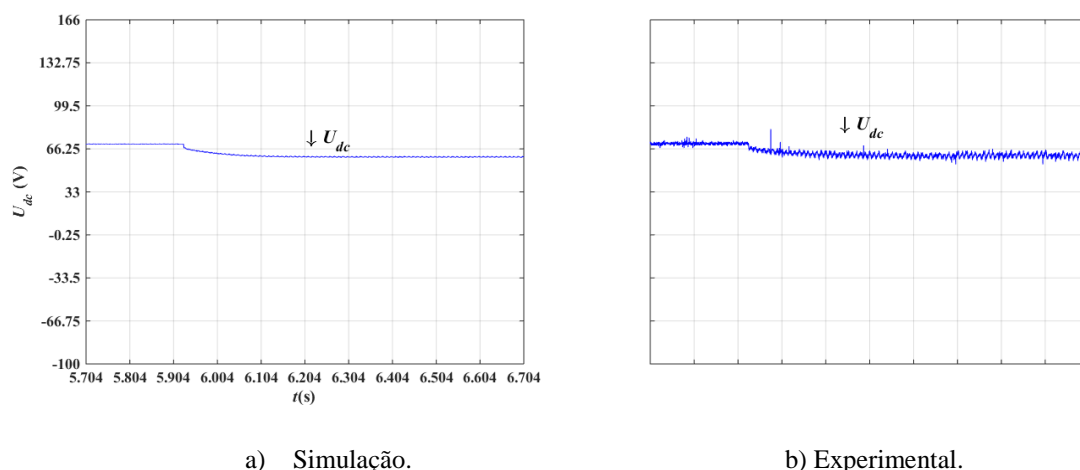


Fig. 5.40 – Resultados da tensão do lado contínuo, U_{dc} , a acompanhar a tensão de referência U_{dcRef} , como inversor, em regime dinâmico com uma variação da tensão dc de referência de 70 V para 60 V (U_{dc} – azul, vertical 33,25 V/Div e horizontal 100 ms/Div).

Para uma tensão de referência de 60 V, como se pode observar na Figura 5.41, as correntes ac apresentam deformação. Isto porque, para as condições de irradiação e temperatura presentes, a tensão dc não tem amplitude suficiente para impor a forma ac das correntes no lado da rede.

Analisando as correntes ac, para a mesma banda de histerese, aquando da tensão da referência de 60 V (já mais de metade da terceira divisão horizontal), obtiveram-se menores valores de tremor, 3,21% (0,22 A) e 9,47% (0,62 A), e distorção harmónica, 3,75% e 3,3%, para os resultados de simulação e experimentais. Estes valores são menores quando comparados com o funcionamento do conversor como inversor para uma tensão de referência de 70 V, devido à maior amplitude das correntes ac. De notar que, dependendo do valor de irradiação, é possível obter diferentes amplitudes da correntes ac, para a mesma tensão de 70 V, obtendo-se também valores diferentes de tremor e distorção.

A nível de fator de potência, para a tensão de referência de 60 V, obteve-se um valor de 0,999 para os resultados de simulação e de 0,996 para os resultados experimentais, sendo um valor muito aproximado da unidade.

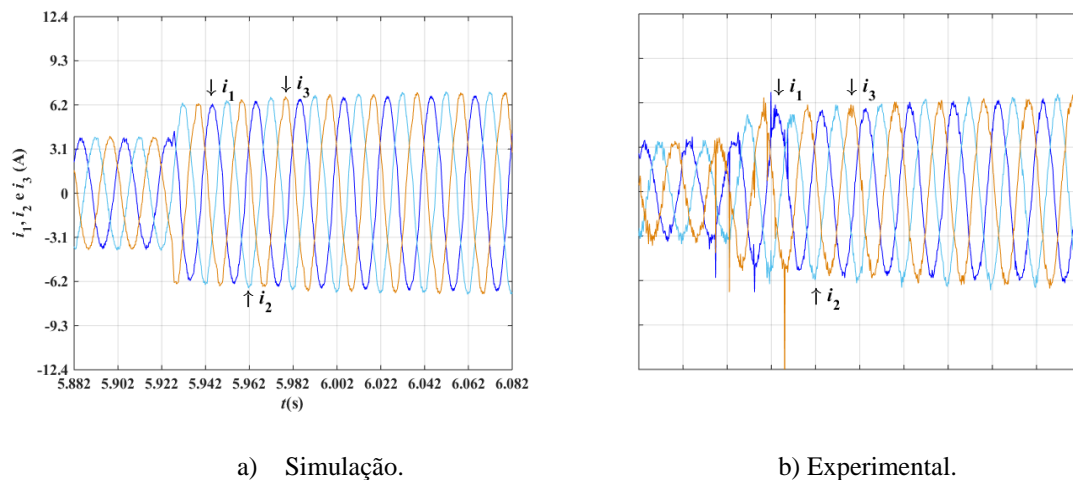


Fig. 5.41 – Correntes ac do conversor multinível NPC trifásico de três níveis, como inversor, em regime dinâmico com uma variação da tensão dc de referência de 70 V para 60 V (i_1 – azul, i_2 – azul claro e i_3 – laranja, vertical 3,1 A/Div e horizontal 20 ms/Div).

Observando as tensões dos condensadores, na Figura 5.42, verifica-se que a partir da terceira divisão horizontal, a tensões dos condensadores apresentam um desequilíbrio, que ocorre para $U_{dc} = 60$ V.

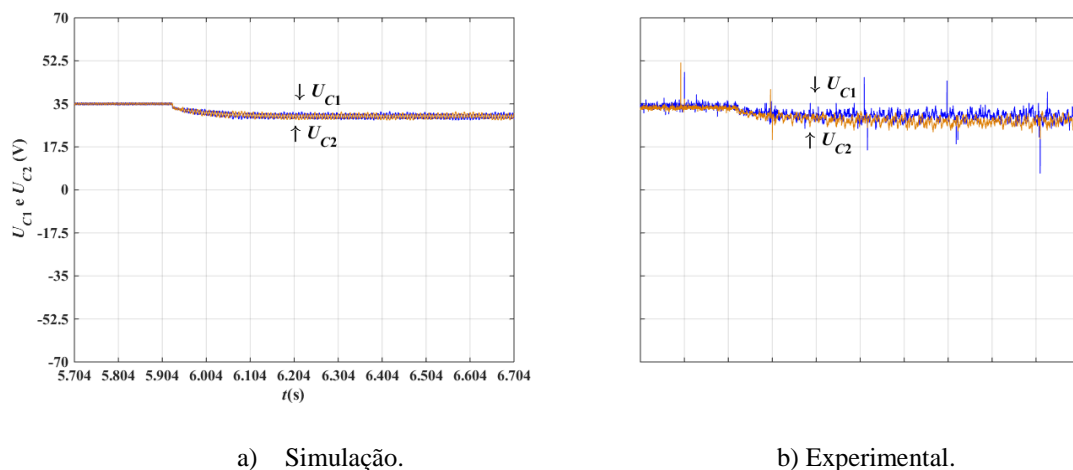


Fig. 5.42 – Tensões dos condensadores do conversor multinível, como inversor, em regime dinâmico com uma variação da tensão dc de referência de 70 V para 60 V (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 100 ms/Div).

5.4.3.4. Introdução do algoritmo de MPPT no sistema de conversão

O MPPT tem por função realizar a procura do ponto de máxima transferência, calculando a tensão dc de referência que dá a máxima potência no sistema de painéis

fotovoltaicos. Pretende-se testar o sistema em que se utilizará o algoritmo MPPT para regular a tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos, U_{dc} , para se observar a potência no MPP de acordo com as condições de irradiação e temperatura.

O modelo e controlo do conversor multinível com um algoritmo MPPT é baseado na Figura 4.7. O diagrama de simulação encontra-se no Apêndice E, Figura E.4. O programa de controlo da placa F28377s encontra-se no Apêndice J, secção J.4.

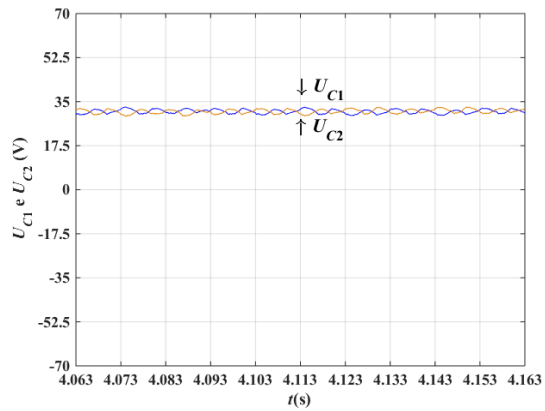
Nesta fase expuseram-se os painéis fotovoltaicos à mesma irradiação solar, em que a tabela com os valores dos parâmetros encontra-se no Apêndice I, Tabela I.5. Considerando uma irradiação, aproximadamente, de 420 W/m^2 , obtiveram-se os seguintes resultados de simulação e experimentais, representados na Tabela 5.2.

Nas mesmas condições de irradiação, quando ativado um MPPT global, a corrente dc dos PV são praticamente semelhantes tanto na simulação como a nível experimental. Conseguiu-se uma maior potência ativa na simulação, obtendo-se níveis de distorção harmónica mais baixos. A nível experimental consegue-se um fator de potência muito próximo da simulação, assim como da unidade.

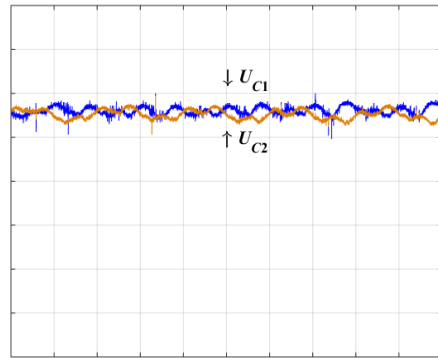
Tabela 5.2 – Resumo dos resultados de simulação e experimentais das grandezas do conversor multinível a funcionar com inversor com um conjunto de painéis fotovoltaicos com um MPPT para uma irradiação de 420 W/m^2 . As correntes e tensões alternadas são representadas pelos seus valores eficazes.

	U_{dc} (V)	U_{C1} (V)	U_{C2} (V)	I_{pv1} (A)	I_{pv2} (A)	P_{dc} (W)	i_1 (A)	i_2 (A)	i_3 (A)	THD_i (%)	U_{L1} (V)	U_{L2} (V)	U_{L3} (V)	P_{ac} (W)	FP
Sim.	62,4	30,8	31,6	2,14	2,09	130,7	5,1	5,1	5	4,1	5,6	5,9	5,9	88,2	0,999
Exp.	61,1	30	31	2,14	2,09	130,8	4,4	4,2	4,3	5,2	5,8	6,1	5,9	76,5	0,995

Na Figura 5.43, observam-se as tensões dos condensadores, em que estão a equilibrar-se em torno do valor de referência, $U_{dc}/2$. Os resultados experimentais mostram maior desequilíbrio que nos de simulação.



a) Simulação.



b) Experimental.

Fig. 5.43 – Tensões dos condensadores do conversor multinível, como inversor, com o algoritmo MPPT para regulação da tensão U_{dc} , para a mesma irradiação em ambos os painéis fotovoltaicos (U_{C1} – azul e U_{C2} – laranja, vertical 17,5 V/Div e horizontal 10 ms/Div).

6. Conclusões

6.1. Conclusões gerais

Nesta tese de mestrado estudou-se o comportamento de um sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos.

De forma a reduzir a dependência da energia provinda da exploração dos combustíveis fósseis, o estudo da extração de energia elétrica através das energias renováveis é cada vez maior, destacando-se neste projeto, a energia solar fotovoltaica.

Nesse sentido, primeiramente, analisaram-se as tecnologias de aproveitamento da energia solar fotovoltaica, destacando-se as tecnologias de 1º geração, uma vez que se trabalharam com painéis fotovoltaicos baseados em *wafers* de silício cristalino. Para compreender o comportamento das células fotovoltaicas, estudaram-se os modelos elétricos, ideal e considerando as perdas. Os algoritmos MPPT são um ponto fundamental deste projeto, em que permitiram realizar uma maior extração de potência dos PV, daí a importância do estudo. Analisaram-se ainda os vários tipos de sistemas fotovoltaicos, entendendo assim as várias topologias existentes, sendo a desejada, a conexão à REE.

Os conversores de potência são os elementos responsáveis pelo aproveitamento da energia elétrica originada pelos painéis fotovoltaicos. Estes poderão realizar a conversão DC/DC ou DC/AC, dependendo da aplicação pretendida. Uma vez que se pretendeu a conexão à REE, estudaram-se as topologias DC/AC, com maior pormenor as topologias relacionadas com a conversão multinível, nomeadamente, a NPC, a de condensadores flutuantes e a de conversores em ponte ligados em série. Estas últimas, em relação às topologias convencionais de dois níveis, apresentam melhorias de distorção harmónica e permitem trabalhar com tensões maiores, apresentando melhor resolução do sinal na onda de saída. Em contrapartida, são necessários mais elementos ativos e passivos, assim como necessitam de um controlo mais complexo das grandezas. Foram também analisados os vários métodos de controlo das grandezas dos conversores, mais especificamente, a modulação por vetores espaciais (SVM) e o método linear clássico.

Escolheu-se realizar-se o projeto com topologia NPC de três níveis, uma vez que se apresentava disponível em laboratório e por possuir uma boa relação de compromisso entre

os níveis de tensão de saída e a sua complexidade de controlo. A partir das leis de *Kirchhoff*, deduziram-se as equações da dinâmica dos modelos não lineares, simplificando o modelo o conversor multinível, preservando o seu comportamento fundamental. Aplicou-se a transformada *Clarke-Concordia* às equações da dinâmica, reduzindo assim a ordem do sistema e já sendo adequado para o dimensionamento de controladores não lineares, controlando as correntes ac e a tensões dos condensadores. Aplicou-se também a transformada de *Park* às equações da dinâmica para que seja possível dimensionar controladores lineares.

O controlo das correntes ac e das tensões dos condensadores é implementado através do modo de deslizamento, sendo este uma variante da técnica SVM, caracterizado pela sua robustez e estabilidade. Através das equações da dinâmica, determinaram-se as superfícies de deslizamento e, através dos erros das correntes ac e das tensões capacitivas, são escolhidos vetores de tensão que façam as grandezas convergirem para as suas respetivas referências.

Uma vez que é necessário controlar a tensão do lado dc quando o conversor multinível está a funcionar como inversor com PV no lado dc, realizou-se o dimensionamento do controlador para regular esta mesma grandeza. Assim sendo, a partir do modelo da dinâmica do retificador de potência quase unitário, retirou-se a equação da dinâmica da tensão dc do conversor multinível. No sistema de coordenadas $dq0$ já foi possível dimensionar o controlador linear, em que através de um compensador PI permite a grandeza convergir para a sua referência sem erros estacionários em regime permanente. Este compensador avalia o erro de tensão à entrada, sendo capaz de produzir as correntes de referência. Para que o fator de potência seja quase unitário a componente em quadratura deverá ser nula.

A ferramenta de simulação utilizada foi o MATLAB/SIMULINK. Este programa permitiu prever o comportamento aproximado das grandezas a controlar para os vários modelos estudados. Este passo foi bastante importante para se obter uma melhor compreensão dos fenómenos desencadeados no protótipo laboratorial.

O protótipo laboratorial é um sistema de baixa potência, em que o sistema de controlo é realizado digitalmente. O sistema responsável pelo controlo é um processador digital de

sinal, Delfino F28377s da *Texas Instruments*. Esta placa foi escolhida devido às suas características de processamento de sinal e rapidez de amostragem dos sinais analógicos.

No funcionamento do conversor multinível NPC de três braços, como inversor com uma fonte de tensão no lado dc, verificaram-se que os resultados experimentais são semelhantes ao de simulação. Em regime permanente, observou-se que o seguimento das grandezas em relação às referências, em que as correntes ac no ambiente experimental apresentaram maior tremor e distorção que no ambiente de simulação. Este fenómeno pode ser explicado pela existência de tempo não nulos na comutação dos SPA. As tensões dos condensadores mantêm-se equilibradas com um tremor de 4,1%, experimental, e 3,14% em simulação. O tremor das correntes poderá ser reduzido baixando os valores das bandas de histerese. No entanto, esta mesma situação, arriscará a não seleção de vetores redundantes, o que causará o desequilíbrio das tensões dos condensadores e poderá até não convergir rapidamente. Comprovou-se também que o modelo simulado e o protótipo experimental são capazes de funcionar em regime dinâmico em que há variações em escalão das correntes ac, seguindo rapidamente a referência, sem afetar significativamente o equilíbrio da tensão dos condensadores. Provocou-se ainda um desequilíbrio nas tensões dos condensadores, verificando-se a capacidade do controlador tender novamente as grandezas para as referências, sem afetar as correntes ac. Finalmente, realizou-se a ligação à REE, notando-se o semelhante funcionamento do conversor das experiências anteriores, em que o tremor assim como a distorção harmónica diminuiu, em relação à topologia sem neutro acessível.

No funcionamento do conversor como retificador multinível, observou-se que a tensão retificada segue a referência, em regime permanente, sem erro estacionário, no entanto apresenta um valor eficaz do erro da tensão dc de, aproximadamente, 0,59% a nível experimental e 0,04% no ambiente de simulação. Os erros estão relacionados com as simplificações realizadas no dimensionamento do controlador, assim como a não total precisão na calibração dos sensores. Relativamente às correntes ac, estas seguem a referência estabelecida pelo compensador PI, com forma aproximadamente sinusoidal, apresentando um tremor e distorção significativos, devido ao facto de a carga do lado dc ser elevada, implicando um valor baixo da corrente dc para a tensão de referência pretendida. Observaram-se as correntes ac com as tensões ac, alcançando um fator de potência de, aproximadamente 0,973. Em regime dinâmico, tanto para variações positivas assim como

negativas da tensão de referência, o compensador é capaz de gerar as correntes ac, sem que estas percam a fase, mantendo o fator de potência quase unitário.

No funcionamento do conversor como inversor com PV no lado dc, observou-se que a tensão regulada segue a referência, em regime permanente, sem erro estacionário, apresentando um valor eficaz do erro da tensão dc de, aproximadamente, 0,2% a nível experimental e 0,03% no ambiente de simulação. Relativamente às correntes ac, estas seguem a referência estabelecida pelo compensador PI, com forma aproximadamente sinusoidal, apresentando um tremor e distorção mais baixo, uma vez que o conversor funciona com correntes mais elevadas. O fator de potência é de, aproximadamente 0,993. Em regime dinâmico, tanto para variações positivas assim como negativas da tensão de referência, o compensador é capaz de gerar as correntes ac, sem que estas percam a fase, mantendo o fator de potência quase unitário, tendo alguma dificuldade em equilibrar bem as tensões nos condensadores.

Devido à característica I-V do PV, para uma tensão dc baixa, obtém-se corrente dc alta (dependendo maioritariamente das condições de irradiação), o que implica uma corrente ac também elevada. Assim sendo, se a tensão dc for muito baixa, a corrente ac será elevada ao ponto de originar uma queda de tensão elevada na REE, colocando em causa o correto funcionamento do conversor como inversor, distorcendo as correntes ac, e diminuir o fator de potência. Isto poderá levar a um redimensionamento da topologia para se poder trabalhar num intervalo maior da curva I-V, dependendo das condições de irradiação e temperatura dos PV.

Finalmente realizou-se o teste com o algoritmo MPPT, em que, para as condições de irradiação e temperatura dos painéis, o conversor foi capaz de regular a tensão dc para maximizar a transferência de potência do conjunto de painéis para a REE. Os resultados foram semelhantes aos experimentais, obtendo-se um fator de potência experimental, muito próximo da unidade, com o valor de 0,995.

6.2.Perspetivas de trabalhos futuros

Ao longo do projeto foram surgindo novos temas e ideias sobre o sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos, de forma a melhorar a QEE assim como realizar a

compensação de Energia Elétrica, que poderão ser estudados e implementados no futuro.

Assim sendo, destacam-se os seguintes tópicos:

- realizar a comparação do desempenho do conversor multinível com um e dois MPPT, em dois sistemas idênticos a funcionar forma paralela;
- realização do controlo do sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos com o controlador ótimo preditivo e comparar com o controlador do modo de deslizamento;
- inserir maior número de painéis fotovoltaicos, para verificar o comportamento conversor multinível;
- analisar, simular e implementar um sistema de acumulação e produção de energia hidroelétrica para minimizar a variação da produção de energia fotovoltaica;
- desenvolver o trabalho realizado anteriormente noutras topologias de conversão multinível, nomeadamente, de condensadores flutuantes e a de conversores em ponte ligados em série, e comparar com a topologia NPC.

Referências

- [1] F. A. d. S. Pereira e M. Â. S. Oliveira, Curso Técnico Instalador de Energia Solar Fotovoltaica, E. T. Publindústria, Ed., 2011.
- [2] APREN - Associação de Energias Renováveis, “Energias Renováveis,” [Online]. Available: <http://www.apren.pt/pt/energias-renovaveis/o-que-sao/>. [Acedido em 19 Agosto 2015].
- [3] Portal Energia - Energias Renováveis, “Vantagens e desvantagens das energias renováveis,” [Online]. Available: <http://www.portal-energia.com/vantagens-e-desvantagens-das-energias-renovaveis/>. [Acedido em 22 Agosto 2015].
- [4] S. F. A. C. Viana, “Modelação de Micro-Sistemas Híbridos Fotovoltaicos para Produção Descentralizada,” Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2010.
- [5] M. G. Villalva, J. R. Gazoli e E. R. Filho, “Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays,” Brazilian Journal of Power Electronics, vol. 14, nº 1, pp. 35-45, Brasil, 2009.
- [6] M. G. Villalva, J. R. Gazoli e E. R. Filho, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,” IEEE Transactions on power electronics, vol. 24, Nº 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [7] J. P. P. T. Marques, “Modelação e Controlo de Conversor DC/AC para interligação de painéis fotovoltaicos à Rede,” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2009.
- [8] C. M. M. Francisco, “GreenEnergy - Produção de Energia Elétrica a partir de Fontes de Energia Renovável para Sistemas de Microprodução,” Universidade da Madeira, Funchal, 2012.

- [9] D. Barros, “Conversores Multinível: Comando e Controlo por Computadores,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2002.
- [10] P. M. P. M. Rodrigues, “Estrutura de um conversor multinível para aplicação em qualidade de energia eléctrica,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2011.
- [11] J. Rodríguez, J.-S. Lai e F. Z. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications,” *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 49, August 2002.
- [12] D. Barros, “Conversão Electrónica Multinível: Optimização para Aplicações em Qualidade de Energia Eléctrica,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2008.
- [13] L. J. L. R. d. Encarnação, “Compensação de Energia Reactiva Com Conversor Multinível Trifásico,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2007.
- [14] É. G. A. d. Jesus, “Simulação de um sistema aerogerador com controlo óptimo predictivo,” Universidade da Madeira, 2010.
- [15] I. M. V. M. Martins, “Conversores Multinível na Optimização do Trânsito de Energia em Redes Eléctricas,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2008.
- [16] J. F. A. d. Silva, “Sliding Mode Control of Multilevel Power Converters,” *9th International Conference on Power Electronics and Motion Control*, 2000.
- [17] R. G. Kanojiya e P. M. Meshram, “Optimal Tuning of PI Controller for Speed Control of DC motor drive using Particle Swarm Optimization,” *IEEE*, 2012.

- [18] J. Lourenço, “Sintonia de Controladores P.I.D.,” Escola Superior de Tecnologia, Setúbal, 1997.
- [19] A. O. R. Vilela, “Projeto e Construção de um Conversor Boost Controlado em Modo de Tensão,” Universidade Federal de Viçosa, 2011.
- [20] P. M. P. Camacho, “Projeto de um Sistema de Alimentação Ininterruptível para Alimentar um Sistema de Telecomunicações ou de Informática,” Universidade da Madeira, 2012.
- [21] C. B. Weingartner, “Implementação de um Controle Vetorial Aplicado em um Gerador de Indução Duplamente Alimentado,” Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2007.
- [22] SEMIKRON, “SEMITRANS M IGBT Modules SKM 50 GB 123 D - SKM 50 GAL 123 D,” [Online]. Available: http://datasheet.eeworld.com.cn/pdf/SEMIKRON/195977_SKM50GAL123D.pdf. [Acedido em Novembro 2014].
- [23] SEMIKRON, “SEMIPACK 2 Fast Diode Modules SKK60F,” 29 junho 2009. [Online]. Available: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skkd-60f-07910440>. [Acedido em novembro 2014].
- [24] OFICEL, “OFICEL,” [Online]. Available: <http://www.oficel.pt/home.do>. [Acedido em novembro 2014].
- [25] LEM, “Voltage Transducer LV 25-P,” 20 novembro 2012. [Online]. Available: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>. [Acedido em novembro 2014].

- [26] LEM, “Current Transducer HXS 20-NP,” 12 abril 2012. [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/hxs%2020-np_e_rev21.pdf. [Acedido em novembro 2014].
- [27] SEMIKRON, “SEMIDRIVER - Hybrid Dual Mosfet Driver - SKHI 21A (R),” 30 setembro 2008. [Online]. Available: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-h4-r-15012522>. [Acedido em novembro 2014].
- [28] GWINSTEK, “GPS-x303 Series,” [Online]. Available: http://www.gwinstek.com/en-global/products/DC_Power_Supply/Multiple_Channel_DC_Power_Supplies/GPS-x303. [Acedido em abril 2015].
- [29] P. factor, “EA-PS 8360-10T,” [Online]. Available: <http://www.powerfactor.co.uk/power-supplies/laboratory-power-supplies/ea-ps-8000-series-medium-power/ea-psi-8000/ea-ps-8000-t/ea-ps-8360-10-t>. [Acedido em abril 2015].
- [30] atecorp, “Tektronix TDS3034B Color Digital Phosphor Oscilloscope 300 MHz, 25 Gs/s,” [Online]. Available: <http://www.atecorp.com/products/tektronix/tds3034b.aspx>. [Acedido em abril 2015].
- [31] C. ARNOUX, “C.A 8332B,” [Online]. Available: <http://www.chauvin-arnoux.com/en/produit/CA8332B>. [Acedido em maio 2015].
- [32] T. Instruments, “ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier,” janeiro 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso124.pdf>. [Acedido em junho 2015].
- [33] Mouser, “DC/DC-Converter,” 2015. [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/468/RD-8370.pdf>. [Acedido em 2015].

- [34] EGM Series, “eGing Module Features,” [Online]. Available: <http://www.egingpv.com/English/download/EGM-series.pdf>. [Acedido em 5 Julho 2015].
- [35] Solar Invert, “EGM-(SERIES),” agosto 2012. [Online]. Available: <http://solarinvert.de/productattachments/index/download?id=6>. [Acedido em agosto 2015].
- [36] Texas Instruments, “TMS320F2837xS Delfino™ Microcontrollers,” Junho 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs881a/sprs881a.pdf>. [Acedido em Agosto 2015].
- [37] T. Instruments, “TMS320F2837xS Delfino Microcontrollers - Technical Reference Manual,” junho 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/spruhx5c/spruhx5c.pdf>. [Acedido em julho 2015].
- [38] Texas Instruments, “TMS320F28377S LaunchPad Quick Start Guide,” 28 Maio 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/sprui26/sprui26.pdf>. [Acedido em agosto 2015].
- [39] Texas Instruments, “LAUNCHXL-F28377S Overview User's Guide,” 2015 junho 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/sprui25a/sprui25a.pdf>. [Acedido em agosto 2015].
- [40] J. A. Pomilio, “Conversores CA-CC - Retificadores,” em *Eletrônica de Potência*, Brasil, FEEC, 1998.
- [41] J. M. D. Costa, Apontamentos de Electrónica de Potência, Portugal: Escola Superior Náutica Infante D. Henrique, 2012.
- [42] I. J. d. Souza, “Circuitos Retificadores,” 2007. [Online]. Available: http://ivairsouza.com/circuitos_retificadores.pdf. [Acedido em 23 Agosto 2015].

- [43] G. P. Sznicer, “Análise comparativa entre topologias de conversores CC-CC com alto ganho de tensão,” *Sicite XVII - Seminário de iniciação científica e tecnológica da UTFPR*, 2012.
- [44] H. M. B. Nunes, “Nova topologia de conversor multinível para parques eólicos marinhos,” Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, 2010.
- [45] V. H. A. d. Aguiar, “Otimização de Microprodução em Redes Inteligentes de Energia,” Universidade da Madeira, 2014.
- [46] J. D. Barros, J. F. A. Silva e É. G. A. Jesus, “Fast-Predictive Optimal Control of NPC Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, February 2013.
- [47] MathWorks, “MATLAB Product Description,” [Online]. Available: http://www.mathworks.com/help/matlab/learn_matlab/product-description.html. [Acedido em 7 agosto 2015].
- [48] MathWorks, “Simulink Product Description,” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/help/simulink/gs/product-description.html>. [Acedido em 7 agosto 2015].
- [49] MathWorks, “SimPowerSystems Product Description,” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/product-description.html>. [Acedido em 7 agosto 2015].
- [50] BeagleBoard, “BeagleBone Black,” 9 março 2015. [Online]. Available: <http://beagleboard.org/black>. [Acedido em abril 2015].
- [51] M. Richardson, *Getting Started With BeagleBone - Linux-Powered Electronic Projects With Python and JavaScript*, Sebastopol: MakerMedia, 2014.

- [52] T. Instruments, “AM335x Sitara Processors (Rev. H),” Maio 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/am3359.pdf>. [Acedido em Maio 2015].
- [53] T. Instruments, “AM335x Sitara Processors Technical Reference Manual,” Fevereiro 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/spruh731/spruh731.pdf>. [Acedido em Maio 2015].
- [54] “Libpruio (BB D/A - I/O fast and easy),” 9 Maio 2014. [Online]. Available: <http://www.freebasic.net/forum/viewtopic.php?f=14&t=22501>. [Acedido em Dezembro 2014].
- [55] T. Instruments, “StarterWare for ARM based TI Sitara Processors,” 12 Julho 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/starterware-sitara>. [Acedido em Abril 2015].

Apêndice A – Conversores de potência

A.1. Conversores de potência

Entre os vários conversores de potência, existem os inversores, responsáveis pela conversão DC/AC, os retificadores que realizam a conversão AC/DC e também os conversores DC/DC quando é necessário controlar o nível da componente contínua.

A.1.1. Conversores DC/AC – inversores

Os inversores são os elementos na eletrônica de potência, responsáveis pela conversão de grandezas contínuas em alternadas. A forma de onda à saída do inversor poderá ser sinusoidal, quadrada ou quase-quadrada. Os inversores podem ser classificados como inversores de corrente ou inversores de tensão, em que a estrutura do inversor é a mesma, variando nas fontes de alimentação, nas cargas e grandezas a controlar. A Figura A.1 representa a estrutura típica de um inversor trifásico.

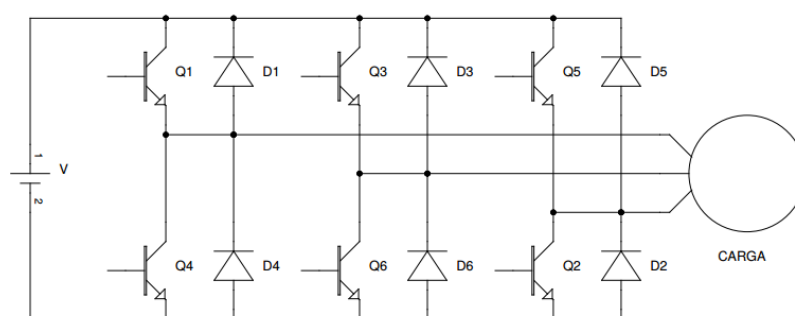


Fig. A.1 – Estrutura trifásica de um inversor trifásico [7].

Para que seja possível construir a onda de corrente ou tensão do lado alternado são aplicadas técnicas de comando e controle aos semicondutores de comutação.

A.1.2. Conversores AC/DC – retificadores

Muitas aplicações requerem alimentação alternada e outras de forma contínua. Assim sendo, existem os circuitos retificadores que realizam a conversão da grandeza elétrica (tensão ou corrente) alternada para contínua. Estes podem ser classificados de acordo com o número de fases, sendo monofásicos ou polifásicos (para múltiplas fases),

assim como a capacidade de ajuste do sinal à saída, sendo controlados ou não controlados. Podem também ser classificados de acordo com a conexão dos semicondutores de retificação: meia ponte ou ponte completa [40].

- **Retificadores não controlados**

Os retificadores não controlados utilizam díodos (semicondutores sem controlo do tempo de condução). Através da polarização dos díodos, é possível realizar a retificação. O diodo entra em condução quando polarizado diretamente possibilitando a passagem de corrente. Este fica em corte quando polarizado inversamente, excetuando a situação da existência de corrente inversa no momento em que tensão atinge a tensão de ruptura. Dependendo da configuração topológica dos díodos, a retificação poderá ser de meia-onda ou de onda completa [41].

A retificação de meia onda, representada na Figura A.2, é efetuada através de um diodo que permitirá a passagem de potência de entrada apenas no semiciclo positivo. O condensador fica responsável pela filtragem, obtendo-se um sinal contínuo com um tremor (*ripple*) dependendo do valor deste mesmo condensador e da resistência de carga, R_L .

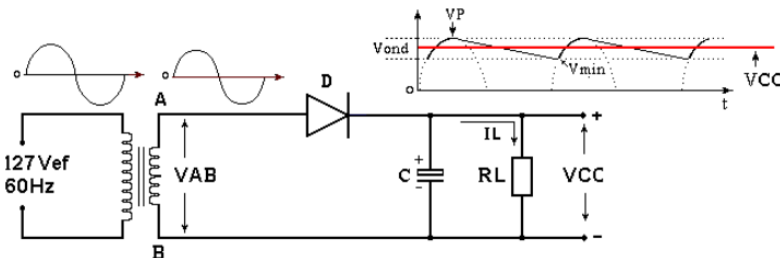


Fig. A.2 – Topologia do retificador de meia onda e respectivas formas de onda de entrada e saída [42].

No entanto esta configuração não é muito aplicada, pois o nível médio corrente no transformador é diferente de zero. Esta componente contínua da corrente pode causar a saturação dos elementos magnéticos do circuito.

O circuito de retificação de onda completa, representada na Figura A.3, é mais eficiente que o retificador de meia onda, em que a ponte completa de díodos permite um menor tremor à saída, apresentando um nível médio de corrente nula no transformador, não tendo o mesmo efeito de saturação como apresenta a configuração em meia onda [42].

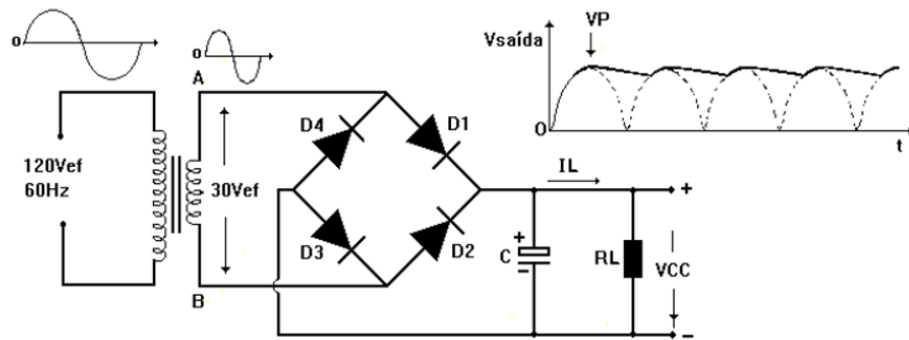


Fig. A.3 – Topologia do retificador de onda completa e respetivas formas de onda de entrada e saída (adaptado de [42]).

- **Retificadores controlados**

Quando se torna necessário controlar o nível de tensão da componente contínua, o valor médio em regime permanente, utilizam-se os retificadores controlados, sendo os díodos totalmente ou parcialmente substituídos por semicondutores de comutação, dependendo da topologia pretendida. Estes dispositivos possuem normalmente três terminais em que um deles irá controlar o tempo de condução, para que seja possível regular a grandeza contínua. Tirístores e transístores são dois dos semicondutores utilizados para estas aplicações. Da mesma forma que para os retificadores não controlados, existem retificadores de meia onda e de onda completa, tanto para sistemas monofásicos como trifásicos [41].

A Figura A.4 apresenta um retificador trifásico controlado por tirístores. Dependendo dos tempos de disparo é possível controlar as comutações e assim regular a grandeza contínua, em que à entrada existem três tensões alternadas sinusoidais desfasadas de 120°.

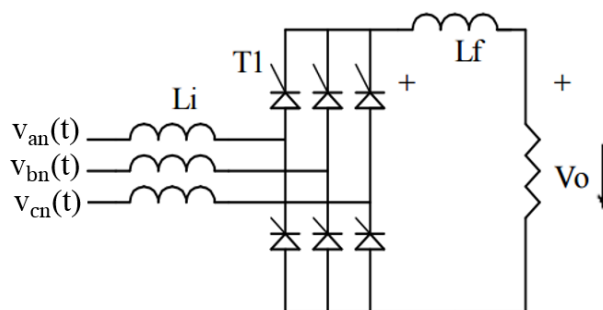


Fig. A.4 – Topologia do retificador trifásico controlado [40].

A.2. Conversores DC/DC

Os conversores DC/DC de potência realizam a transferência de energia de uma fonte de tensão ou corrente contínua para a carga, transformando a tensão da fonte num valor contínuo diferente e regulado. Estes circuitos são constituídos por elementos armazenadores de energia (condensadores e bobinas) e semicondutores de comutação (normalmente transístores). Entre os principais conversores, destacam-se o redutor (*Buck*), o elevador (*Boost*) e o redutor-elevador (*BuckBoost*) [43]:

- o conversor redutor permite regular a tensão baixando o seu valor na carga relativamente à tensão de entrada, uma vez que o seu ganho estático é menor que a unidade.
- o conversor elevador funciona de forma contrária ao redutor, elevando a tensão na carga relativamente à tensão de entrada, em que o seu ganho é maior que unidade.
- o conversor redutor/elevador permite reduzir assim como elevar a tensão na carga, uma vez que o seu ganho varia para valores menores e maiores que a unidade.

Apêndice B – Topologias de conversão multinível

B.1. Conversores multinível de condensadores flutuantes

Outra topologia que poderá ser uma alternativa à NPC é o conversor multinível com condensadores flutuantes (*Flying-Capacitor*), onde os condensadores conectados entre os braços atuam como fontes dc [14]. Esta topologia permite minimizar o número de díodos que são responsáveis pela divisão de tensão capacitiva, no entanto acrescenta mais condensadores (conforme o aumento do número de níveis) entre os semicondutores de comutação para realizar os diferentes níveis de tensão. Dependendo do número de braços, o conversor poderá ser monofásico com apenas um braço (Fig. B.1a) ou com dois braços (Fig. B.1b) ou ainda com três braços para sistemas trifásicos.

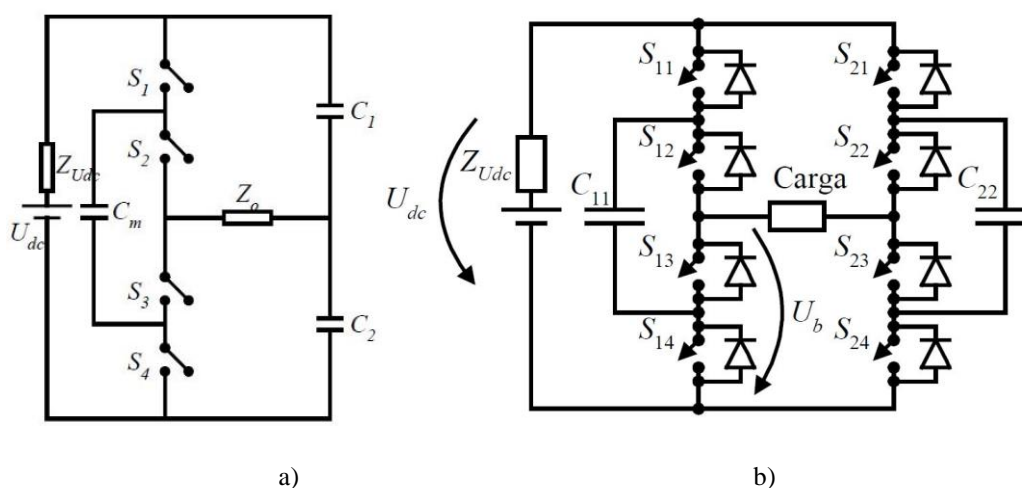


Fig. B.1 – Conversores multinível monofásicos de 3 níveis com condensadores flutuantes: a) Um braço com um capacitor flutuante; b) Ponte completa com dois condensadores flutuantes [12].

De forma homóloga à topologia NPC de três níveis, na Tabela B.1, está representada a relação entre os estados dos semicondutores e as tensões entre o braço e o terminal negativo [12].

Tabela B.1 – Quadro resumo das tensões entre o braço do conversor e o terminal negativo de acordo com os estados dos semicondutores [12].

Tensão U_b	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}
U_{dc}	1	1	0	0
$U_{dc}/2$	1	0	1	0
$U_{dc}/2$	0	1	0	1
0	0	0	1	1

Como se pode observar, os semicondutores usufruem da mesma complementaridade que o conversor NPC, devido às restrições topológicas. Esta topologia também apresenta o problema da regulação da tensão nos condensadores flutuantes assim como no ponto neutro. O equilíbrio é possível nas topologias em ponte completa ou trifásica, aproveitando os estados redundantes como na topologia NPC, o que terá distintas consequências no processo de carga e descarga devido à existência dos condensadores flutuantes [9].

Assim como na topologia NPC, é possível realizar a extensão deste conversor para mais níveis, como demonstra a Figura B.2, para um exemplo de um conversor multinível de condensadores flutuantes de cinco níveis, onde o valor de cada condensador flutuante é análogo ao valor de tensão de cada condensador da topologia NPC. Generalizando, para n níveis [12]:

- cada condensador possui um valor de tensão $U_{dc}/(n-1)$, logo usufrui de n níveis de tensão;
- as tensões entre os braços do conversor terão $2n - 1$ níveis;
- considerando que a tensão máxima que cada condensador suporta é igual à tensão máxima dos SPA, o conversor terá que ser constituído por um total de $(n-1)(n-2)/2$ condensadores flutuantes por cada fase, assim como $2n - 1$ semicondutores.

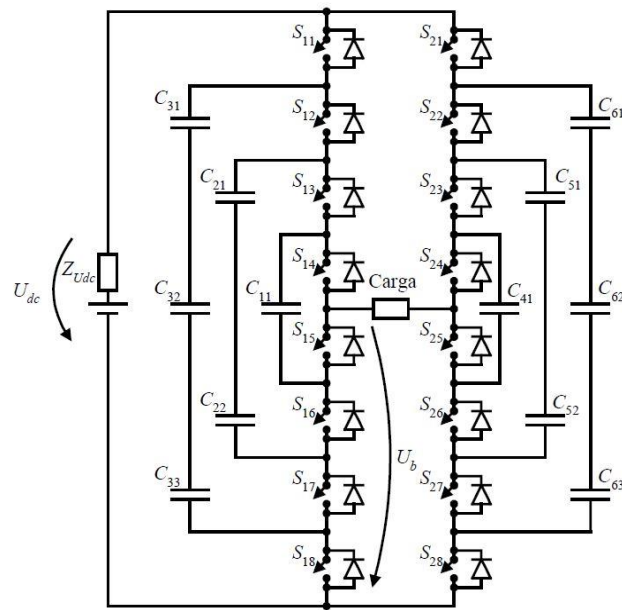


Fig. B.2 – Conversor multinível de condensadores flutuantes de cinco níveis de dois braços (ponte completa) [12].

Assim como foi realizada a Tabela B.1 para o conversor de ponte completa, onde é demonstrada a relação entre as tensões entre o braço e o terminal negativo, é também realizado para o conversor de 5 níveis (Tabela B.2). Neste caso a complementaridade é realizada entre os quatro pares de semicondutores: (S_{k1}, S_{k8}) , (S_{k2}, S_{k7}) , (S_{k3}, S_{k6}) e (S_{k4}, S_{k5}) [12].

Tabela B.2 – Quadro resumo das tensões do conversor de 5 níveis entre braço e o terminal negativo de acordo com as combinações dos semicondutores [12].

Tensão U_b	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	S_{k5}	S_{k6}	S_{k7}	S_{k8}
U_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3U_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
$3U_{dc}/4$	0	1	1	1	0	0	0	1
$3U_{dc}/4$	1	0	1	1	0	0	1	0
$3U_{dc}/4$	1	1	0	1	0	1	0	0
$U_{dc}/2$	1	1	0	0	1	1	0	0
$U_{dc}/2$	0	0	1	1	0	0	1	1
$U_{dc}/2$	1	0	1	0	1	0	1	0
$U_{dc}/2$	1	0	0	1	0	1	1	0
$U_{dc}/2$	0	1	0	1	0	1	0	1
$U_{dc}/2$	0	1	1	0	1	0	0	1
$U_{dc}/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
$U_{dc}/4$	0	0	0	1	0	1	1	1
$U_{dc}/4$	0	0	1	0	1	0	1	1
$U_{dc}/4$	0	1	0	0	1	1	0	1
0	0	0	0	0	1	1	1	1

A maior dificuldade desta topologia é manter a tensão equilibrada no valor de $U_{dc}/4$, além do inicial carregamento dos condensadores. Apesar de a utilização dos estados redundantes se apresentar como uma solução para o equilíbrio da tensão nos condensadores, o aumento do número de condensadores é sempre uma desvantagem. Isto porque tem mais custos, pois a tendência é a diminuição do preço dos semicondutores e o aumento do preço dos elementos passivos [9].

Resumindo, as principais vantagens dos conversores de condensadores flutuantes são [10], [12], [14]:

- a adição de condensadores permite uma maior flexibilidade na síntese dos níveis de tensão de saída;
- conforme o aumento de número de níveis, maior é o número de combinações para o controlo do conversor, em que as combinações redundantes podem ser aproveitadas para o equilíbrio da tensão nos condensadores flutuantes;
- o aumento de número de níveis implica baixa distorção harmónica, podendo evitar a utilização de filtros para um número elevado de níveis;
- redução do número de semicondutores em comparação à topologia NPC;
- possibilidade de controlo da potência ativa e reativa;

- Possibilidade de funcionamento como conversor dc-dc.

Em contrapartida, as principais desvantagens são [10], [12], [14], [44]:

- o número de condensadores flutuantes aumenta de forma quadrática de acordo com o aumento do número de níveis de tensão alternada, o que poderá ser tornar muito dispendioso, tendo em conta o reduzido tempo médio de vida dos condensadores;
- uma vez que existem mais condensadores, significa que existem mais tensões a controlar, logo serão necessários mais sensores de tensão, relativamente à topologia NPC;
- conforme o aumento do número de níveis, o controlo torna-se mais complexo, o que implica uma frequência de comutação elevada, logo surgirão mais perdas de comutação, baixando o rendimento do conversor, comprometendo a transmissão de potência ativa.

B.2. Conversores multinível com conversores em pontes ligados em série

A topologia multinível de conversores em ponte ligados em série consiste na associação em série de conversores em ponte, onde estes são alimentados por fontes de tensão contínua independentes ou por transformadores com vários enrolamentos primários ou secundários. Embora haja a necessidade de utilização de fontes de tensão independentes, esta topologia reduz o uso de semicondutores (exclusão dos díodos de ligação) e suprime os condensadores flutuantes [14].

A figura B.3 representa uma topologia trifásica composta por uma associação de conversores em série de 5 níveis. Uma vez que os conversores são individualmente alimentados por fontes de tensão, o problema do equilíbrio das tensões nos condensadores, como se verificava nas topologias anteriores, deixa de existir. Esta estrutura permite uma fácil extensão e circuitos de comutação suave. Em contrapartida, são necessárias várias fontes de tensão independentes de acordo com o aumento do número de conversores associados, o que poderá ser inconveniente de acordo com aplicação [9]. O modo de funcionamento deste conversor consiste na associação série das distintas tensões de saída de cada célula multinível (constituído pela associação em série dos conversores em ponte).

Assim sendo, para se obter a tensão total à saída da célula multinível realiza-se a soma dos distintos níveis de tensão de cada um dos conversores [10].

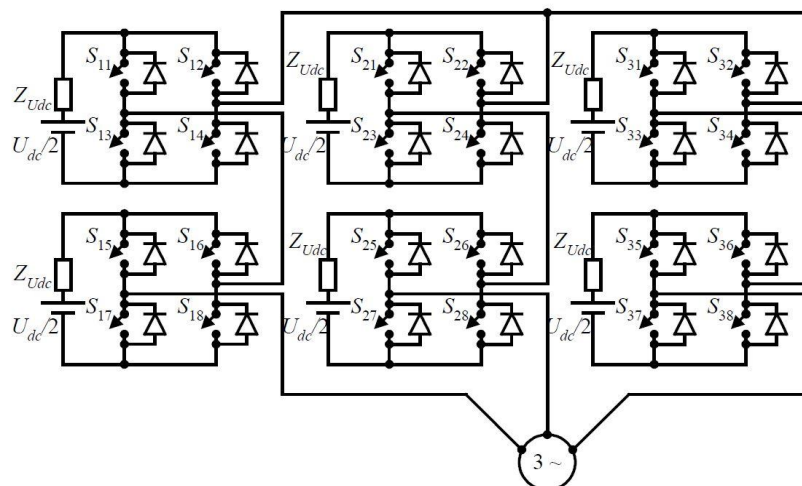


Fig. B.3 – Conversor multinível trifásico através da associação de conversores em ponte de 5 níveis [12].

O número de níveis do conversor, n , é $2s - 1$, em que s é o número de fontes de tensão independentes e de igual valor de tensão, em que neste caso específico verifica-se que cada célula multinível origina $2 \times 2 + 1 = 5$ níveis distintos de tensão.

Resumindo, as principais vantagens dos conversores em ponte ligados em série são [12]:

- apresenta menor número de semicondutores para um mesmo número de níveis, comparativamente à topologia NPC;
- permite estruturas modulares, uma vez que todos os conversores associados possuem a mesma estrutura (logo o mesmo número de níveis) e elimina o uso de condensadores no lado contínuo do conversor, assim como díodos de ligação;
- não apresenta o problema do equilíbrio das tensões no ponto neutro;

Em contrapartida, as principais desvantagens são [12]:

- a utilização de várias fontes independentes ou transformadores pode se tornar dispendioso;
- o facto de se utilizarem fontes contínuas dificulta o funcionamento como retificador.

Apêndice C – Técnicas de controlo de conversores de potência

C.1. Técnica de controlo SPWM

A técnica de modulação SPWM para os conversores multinível é análoga aos conversores convencionais, isto é, de dois níveis, na medida em que segue a seguinte norma: o número de portadoras será sempre $n - 1$, em que n identifica o número de níveis do conversor. Este método baseia-se, essencialmente, na comparação de um sinal sinusoidal, como referência, com portadoras, na ordem das dezenas de kHz [45], (Figura C.1). Quanto maior for a frequência de comutação da portadora, maior será a frequência dos harmónicos, facilitando a filtragem das harmónicas de baixa frequência [10] [45]. De notar que, para se obter uma reprodução da onda desejada, a frequência da portadora deverá ser, pelo menos, vinte vezes superior à frequência máxima da ondulante. Assim sendo, o sinal sinusoidal de referência, com índice de modulação M , é comparado com as portadoras para que seja definido o fator de ciclo (*duty cycle*) dos semicondutores de potência [12].

No conversor de três níveis, usa-se duas portadoras triangulares, que poderão estar em fase (PD – *Phase Disposition*) ou em oposição de fase (POD – *Phase Opposition Disposition*). No exemplo seguinte estão representadas duas portadoras do tipo PD ($U_{\Delta 1}$ e $U_{\Delta 2}$) e o sinal modulador sinusoidal (U_{cRef}). É possível a utilização de portadores com a representação em dente-de-serra, no entanto possui a desvantagem de exibir maior número de harmónicos, no espectro de tensão de saída, próximos à frequência fundamental [45]. Assim sendo, a tensão aplicada na carga é [12]

$$U_c = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{se } U_{cRef} > U_{\Delta 1} \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{se } U_{cRef} < U_{\Delta 2} \\ 0 & \text{se } U_{\Delta 2} < U_{cRef} < U_{\Delta 1} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

A tensão aplicada à carga é $U_{dc}/2$ quando a referência, U_{cRef} , apresenta um valor maior que ambas a portadoras triangulares, $U_{\Delta 1}$ e $U_{\Delta 2}$. O simétrico ocorre quando a referência, U_{cRef} , apresenta um valor menor que ambas a portadoras triangulares, $U_{\Delta 1}$ e $U_{\Delta 2}$. A tensão é nula na carga quando o valor de referência encontra-se compreendido entre os

valores das portadoras triangulares, na situação em que é maior que $U_{\Delta 2}$ e menor que $U_{\Delta 1}$ [12]. Desta forma, consegue-se obter a sequência de comutação que se deve estabelecer nos semicondutores [14].

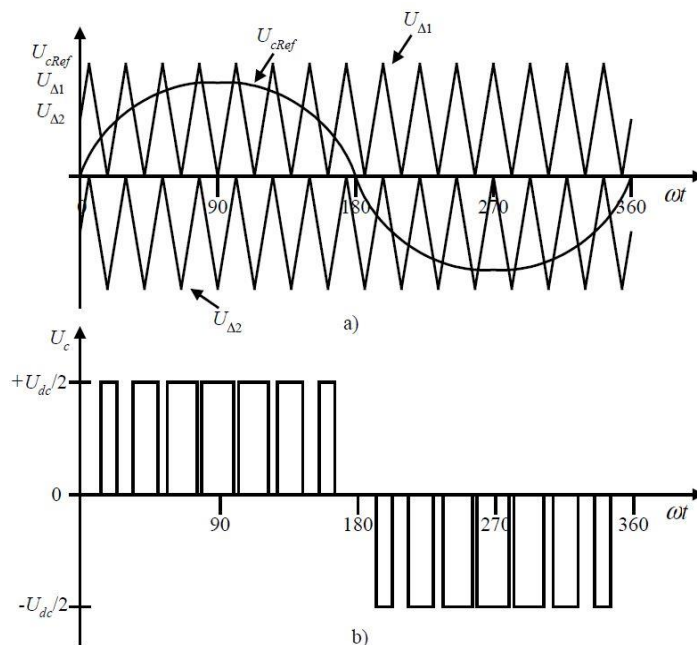


Fig. C.1 – Técnica SPWM: a) Portadoras triangulares e modulador sinusoidal. b) Tensão aplicada na carga do conversor multinível [12].

As principais vantagens centram-se no facto desta técnica ser simples de implementar, estável em cadeia aberta, implicando controladores de baixo custo. Permite também o equilíbrio da tensão dos condensadores adicionando à onda modulante uma componente proporcional ao erro das tensões nos condensadores, em que necessita ser realizada em malha fechada. No entanto, o controlo das grandezas AC fica lento e dependente dos parâmetros do sistema. [10], [12].

C.2. Controlo ótimo preditivo para o conversor NPC trifásico

O controlo vetorial ótimo preditivo que permite melhor a qualidade de energia elétrica (QEE), otimizando o controlo das correntes do lado alternado, assim como o equilíbrio das tensões capacitivas do lado contínuo do conversor multinível, sem provocar transições entre níveis de tensão não adjacentes. Para realizar este controlo, é utilizada uma função quadrática de custos com os erros pesados, minimizando o funcional de custo,

prevendo assim o vetor de tensão de saída que reduz os erros das grandezas referidas anteriormente, garantindo estabilidade do sistema em malha fechada [12], [20]. Este método é simples de realizar, no entanto, como este método considera e analisa todos os estados possíveis para determinar o melhor vetor, em cada ciclo de comutação, torna-se mais robusto e complexo que o modo de deslizamento, necessitando de processamento digital com melhor desempenho, implicando microcontroladores de custo mais elevado [12], [20], [46].

Apêndice D – Descrição do programa de simulação

MATLAB/SIMULINK

O programa de simulação utilizado é o MATLAB. Esta ferramenta é caracterizada pelo seu ambiente interativo onde demonstra a sua capacidade de resolver problemas de computação numérica, de visualização assim como de programação. Utiliza uma linguagem de alto nível onde é possível realizar a análise de dados, desenvolver algoritmos assim modelos e aplicações. Todas as ferramentas incluídas neste programa permitem obter soluções aos problemas implementados, mais rapidamente que as linguagens normalmente utilizadas, tais como C/C++ ou Java. São várias as aplicações onde este programa é empregado, entre as quais destacam: processamento de sinal e comunicações, processamento de imagem e vídeo, controlo de sistemas, problemas relacionados com finanças e biologia. Neste momento são na ordem dos milhões, o número de engenheiros que fazem uso deste poderoso ambiente de simulação [47].

Relativamente ao SIMULINK [48], esta é uma das ferramentas do MATLAB que permite a modelação, análise e simulação de sistemas físicos e matemáticos. Consiste num ambiente de diagrama de blocos possibilitando a simulação de sistemas dinâmicos, lineares e não lineares, contínuos e/ou discretos [15]. De forma que seja possível observar os resultados das simulações, esta ferramenta possui elementos de visualização gráfica, tornando a simulação interativa [47].

Para trabalhar diretamente em circuitos com dispositivos eletrónicos, em alternativa às equações matemáticas, a SIMULINK possui a *toolbox Sim Power Systems*, onde os modelos matemáticos são substituídos por modelos físicos, aproximando-se assim o protótipo simulado, do experimental [49]. Esta biblioteca simula uma grande parte dos circuitos eletrónicos de potência, estando assim preparada para a simulação do conversor multinível [12]. Como será normal, as simulações serão mais lentas, uma vez que se aproximam mais das condições experimentais. Apesar da aproximação, os dispositivos de comutação são considerados ideais (com as características referidas no capítulo 3), são desprezadas as não linearidades dos componentes assim como excluído o fenómeno do ruído eletromagnético. Outro fator que causa a morosidade da simulação é o facto da

conversão dos blocos em sub-blocos para simplicidade estética do diagrama, no entanto o programa necessita um maior processamento de simulação.

Com todas estas ferramentas, será assim possível modelizar e simular um protótipo que, através deste, se implementará, mais facilmente, na prática. Contudo, é necessário ter em conta que, com todas as simplificações realizadas, os resultados obtidos na simulação terão que ser semelhantes à prática, para que o modelo seja, finalmente, validado [12].

Apêndice E – Modelos de simulação do conversor multinível no *software* MATLAB/SIMULINK

Nesta secção apresentam-se os diagramas de simulação no *software* MATLAB/SIMULINK que representa as várias configurações do conversor multinível NPC de três braços.

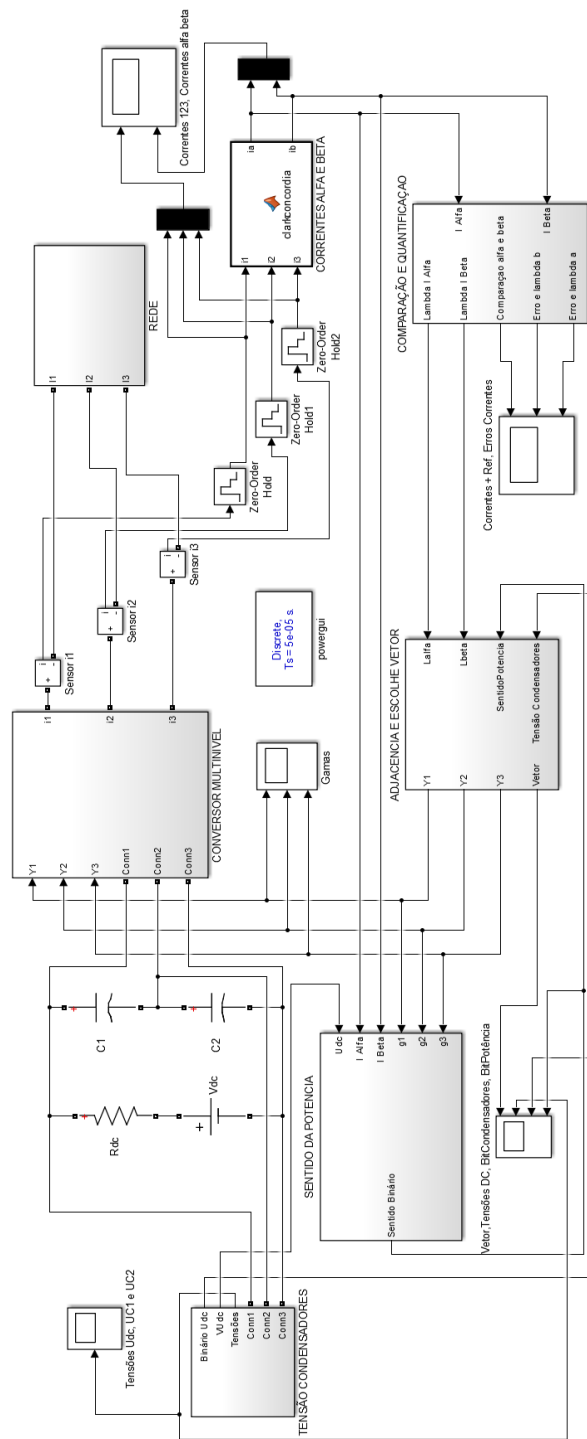


Fig. E.1 – Modelo do conversor multinível NPC trifásico de três braços, implementado no MATLAB/SIMULINK, a funcionar como inversor utilizando o controlo por modo de deslizamento para controlo das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores.

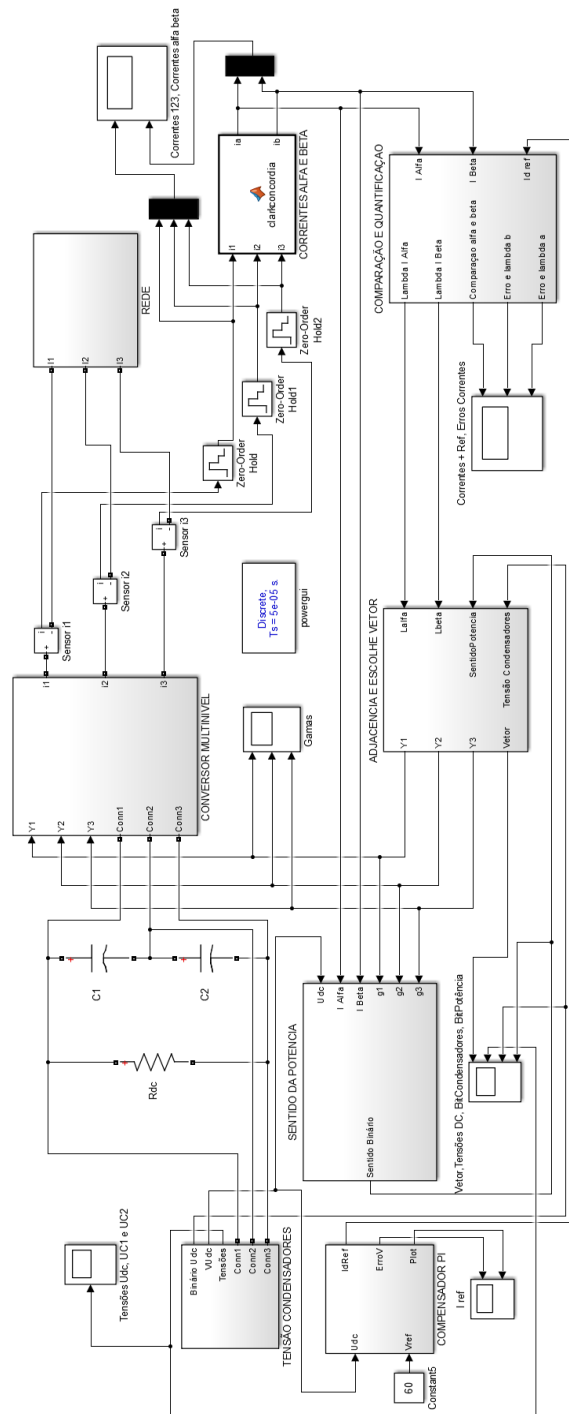


Fig. E.2 – Modelo do conversor multinível NPC trifásico de três braços, implementado no MATLAB/SIMULINK, a funcionar no modo de regulação da tensão dc, com fator de potência quase unitário, utilizando o controlo por modo de deslizamento para controlo das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, e um controlador PI para controlo da tensão U_{dc} .

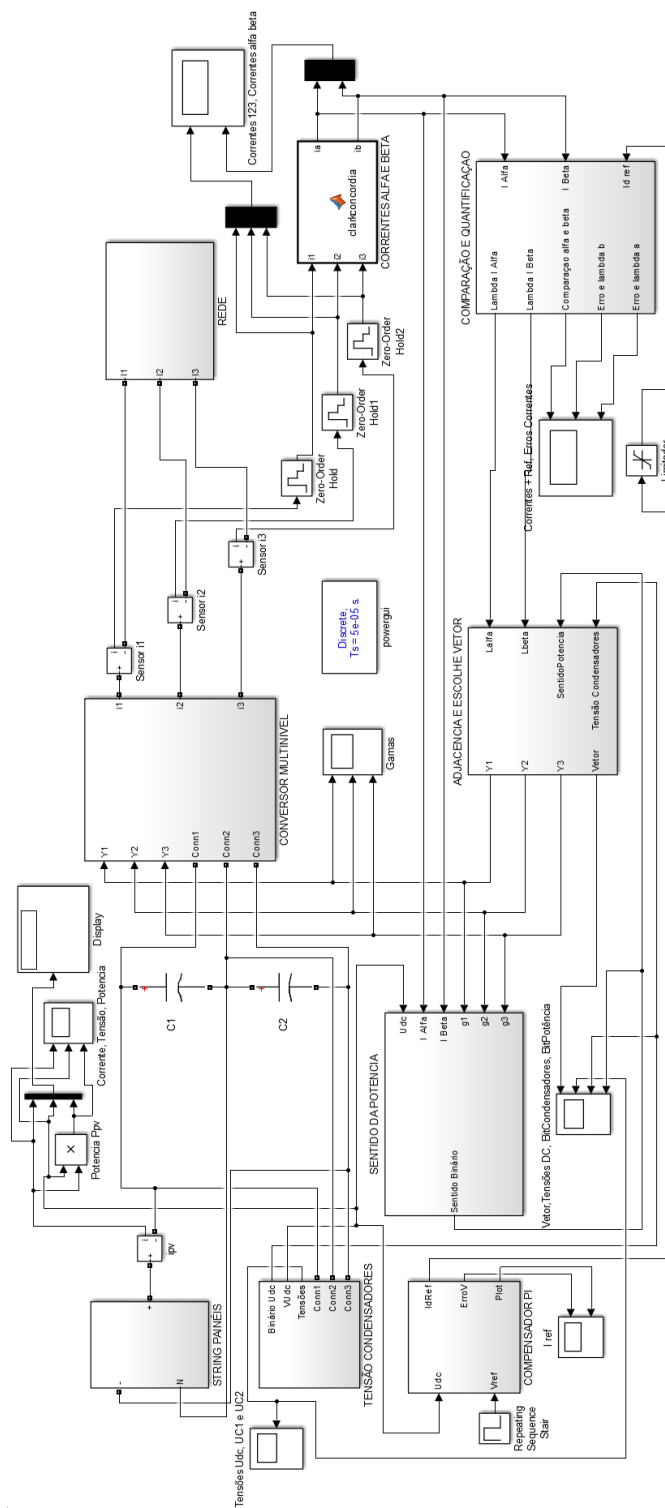


Fig. E.3 – Modelo do conversor multinível NPC trifásico de três braços, implementado no MATLAB/SIMULINK, com a introdução de um conjunto de painéis fotovoltaicos utilizando o controle por modo de deslizamento para controle das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, e um controlador PI para controle da tensão U_{dc} .

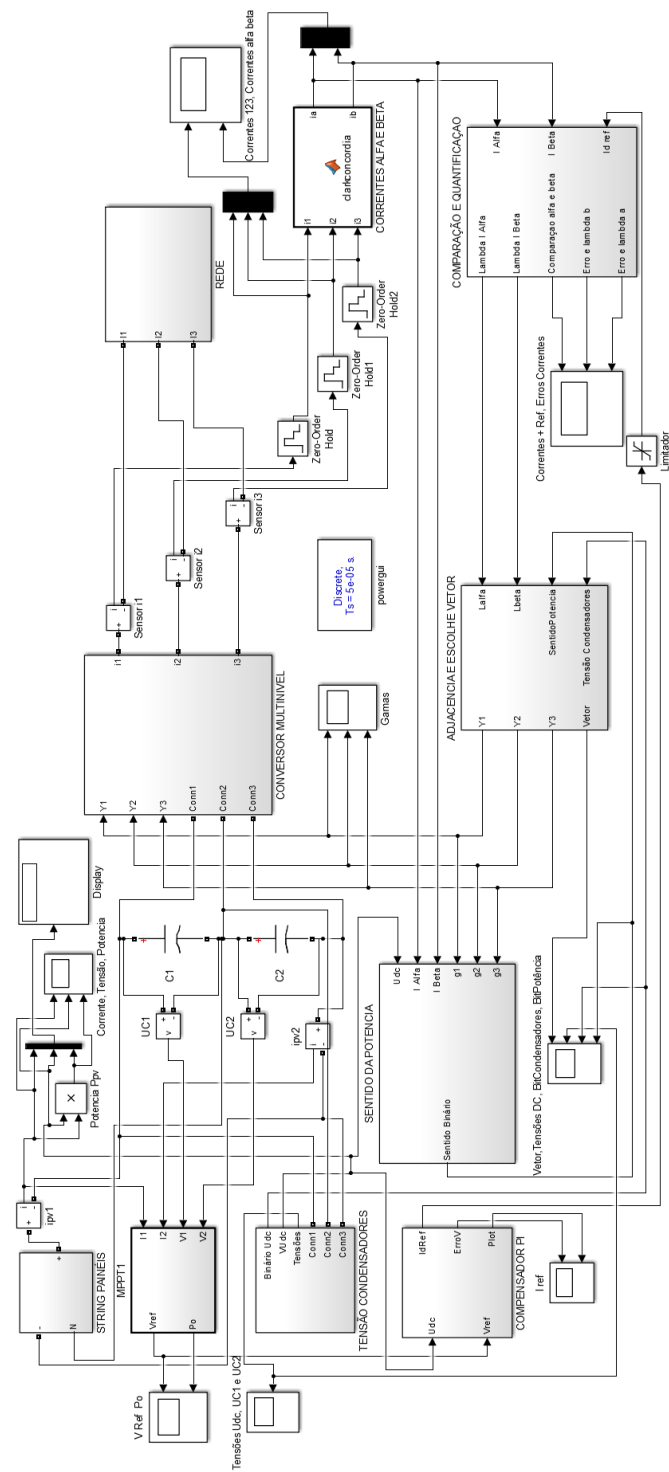


Fig. E.4 – Modelo do conversor multinível NPC trifásico de três braços, implementado no MATLAB/SIMULINK, com a introdução de um conjunto de painéis fotovoltaicos utilizando o controle por modo de deslizamento para controle das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, e um controlador PI para controle da tensão U_{dc} , através da tensão de referência do MPPT.

Apêndice F – Algoritmos dos blocos do modelo de simulação do sistema de conversão PV

Neste apêndice apresentam-se os programas em linguagem MATLAB para desenvolver alguns dos blocos pertencentes ao controlo por modo de deslizamento (*LambdaVetores* e *VerificaçãoAdjacentes*) assim como a procura do ponto de máxima potência (MPPT).

F.1. Programa do bloco *LambdaVetores*

```
% função de verificação dos lambdas
function [Lalfa1,Lbeta1]=
lambdasVetores(Lalfa0,Lbeta0,BitSenPot,BitTenCond)

if (( BitTenCond==1 && BitSenPot==1) || ( BitTenCond==0 && BitSenPot==0))
    % primeira parte da tabela
    Lbeta1=Lbeta0+3;
    Lalfa1=Lalfa0+3;
else
    if(( BitTenCond==1 && BitSenPot==0) || ( BitTenCond==0 &&
BitSenPot==1))
        % segunda parte da tabela
        Lbeta1=Lbeta0+3;
        Lalfa1=Lalfa0+8;
    else % se não for nenhum dos casos anteriores, logo não atribui
nenhum vetor
        Lbeta1=0;
        Lalfa1=0;
    end
end
end
```

F.2. Programa do bloco *VerificaçãoAdjacentes*

```
function [Y1,Y2,Y3, antAlfa,antBeta,vetor] =
VerificaoAdjacente(Lalfa1,Lbeta1,Lalfa0, Lbeta0)
% consiste na escolha do vetor de forma adjacente para não provocar
% alterações bruscas na frequência
% primeiramente verifica-se a diferença e força-se à escolha do
adjacente
    if ((Lbeta1-Lbeta0)<0) % posição acima pois lambda=-2
        Lbeta1=Lbeta0-1; % fica na posição 1 da tabela

    elseif ((Lbeta1-Lbeta0)>0) % realiza-se o oposto
        Lbeta1=Lbeta0+1;
    else
        Lbeta1=Lbeta0; % Se a diferença for 0, significa que escolhe
o mesmo
```

```

end

% no caso do alfa, uma vez que fica tem 10 posições e é dividido em 2
% tabelas
% se o vetor anterior estiver na segunda tabela e o atual na primeira
% parte é necessário subtrair 6 posições para escolher o adjacente
    if ((Lalfa0>=6) && (Lalfal<6))
        Lalfa0=Lalfa0-6;
% Caso contrário adicionam-se 6 posições para escolher o adjacente
    elseif ((Lalfa0<6) && (Lalfal>=6))
        Lalfa0=Lalfa0+6;
    end
% após escolha do lado da tabela, realiza-se o mesmo procedimento
% para escolher o adjacente
    if ((Lalfal-Lalfa0)<0)
        Lalfal=Lalfa0-1;
    elseif ((Lalfal-Lalfa0)>0)
        Lalfal=Lalfa0+1;
    else
        Lalfal=Lalfa0;
    end

%Tabela escolha de vetores

% 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
% -2 -1 0 1 2 -1-2 0 1 2
T=[3,3,12,21,20,3,3,12,21,20; %-2 1
6,15,24,24,20,6,2,11,11,20; %-1 2
9,18,27,23,19,9,5,27,10,19; %0 3
8,17,17,26,22,8,4,4,13,22; %1 4
8,7,16,25,25,8,7,16,25,25]; %2 5

% escolha do vetor consoante as posições
vetor=T(Lbeta1,Lalfal);
%atualização das variáveis
antBeta=Lbeta1;
antAlfa=Lalfal;

% Vetores dos semicondutores

V=[-1,-1,-1; %1
-1,-1,0; %2
-1,-1,1; %3
-1,0,-1; %4
-1,0,0; %5
-1,0,1; %6
-1,1,-1; %7
-1,1,0; %8
-1,1,1; %9
0,-1,-1; %10
0,-1,0; %11
0,-1,1; %12
0,0,-1; %13
0,0,0; %14
0,0,1; %15
0,1,-1; %16
0,1,0; %17

```

```

0,1,1; %18
1,-1,-1; %19
1,-1,0; %20
1,-1,1; %21
1,0,-1; %22
1,0,0; %23
1,0,1; %24
1,1,-1; %25
1,1,0; %26
1,1,1]; %27

```

```

if (vetor ==0)
    Y1=0;
    Y2=0;
    Y3=0;

else
    Y1 = V(vetor,1);
    Y2 = V(vetor,2);
    Y3 = V(vetor,3);
end

```

F.3. Programa do bloco MPPT

```

function [Vref,Vpvo,Po] = MPPT(Ipv1,Ipv2,Vpv1,Vpv2, DeltaV, Vrefa, Vpva,
ppva)

Vpv = Vpv1+Vpv2;
deltaV = Vpv-Vpva;
Ppv1 = Vpv1*Ipv1;
Ppv2 = Vpv2*Ipv2;
Ppv = Ppv1+Ppv2;
deltaP = Ppv-ppva;
Vref = Vrefa;

if(deltaP == 0)
    Vref = Vpv;
else
    if(deltaP > 0)
        if(deltaV >= 0)
            Vref = Vref+DeltaV;
        else
            Vref = Vref-DeltaV;
        end
    else
        if(deltaV >= 0)
            Vref = Vref-DeltaV;
        else
            Vref = Vref+DeltaV;
        end
    end
end
end

```

```
Po = Ppv;  
Vpvo = Vpv;  
if Vref < 0  
    Vref = 0;  
end
```

Apêndice G - Esquemas elétricos do protótipo

Neste apêndice representam-se os esquemas elétricos dos circuitos implementados e mostram-se fotografias dos circuitos do protótipo laboratorial.

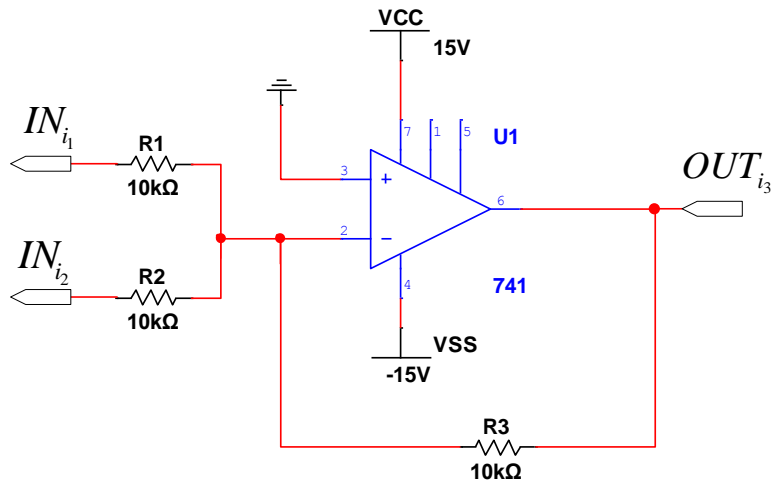


Fig. G.1 – Esquema elétrico de um AmpOp, configurado como somador inversor, para visualizar a corrente i_3 , através das correntes i_1 e i_2 .

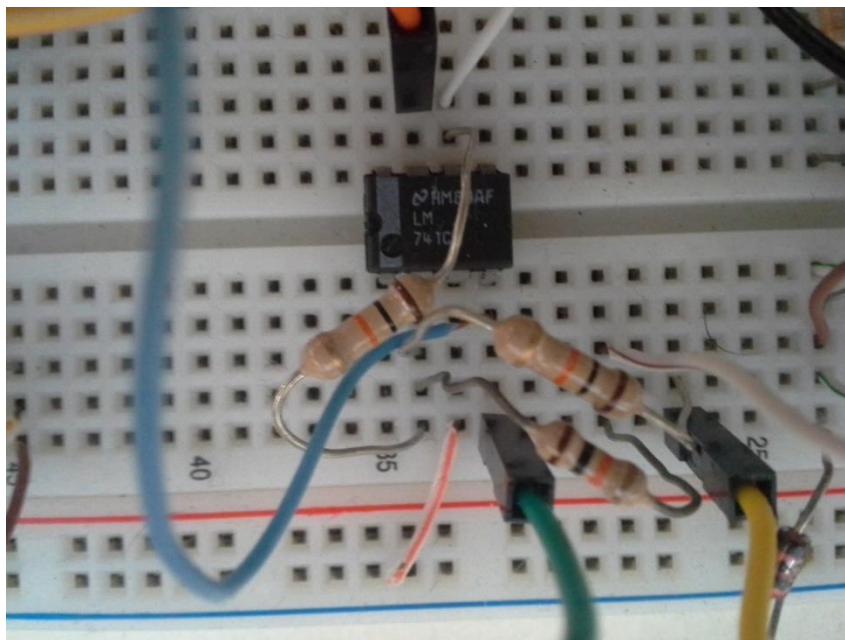


Fig. G.2 – Fotografia do circuito de um AmpOp, configurado como somador inversor, para visualizar a corrente i_3 , através das correntes i_1 e i_2 .

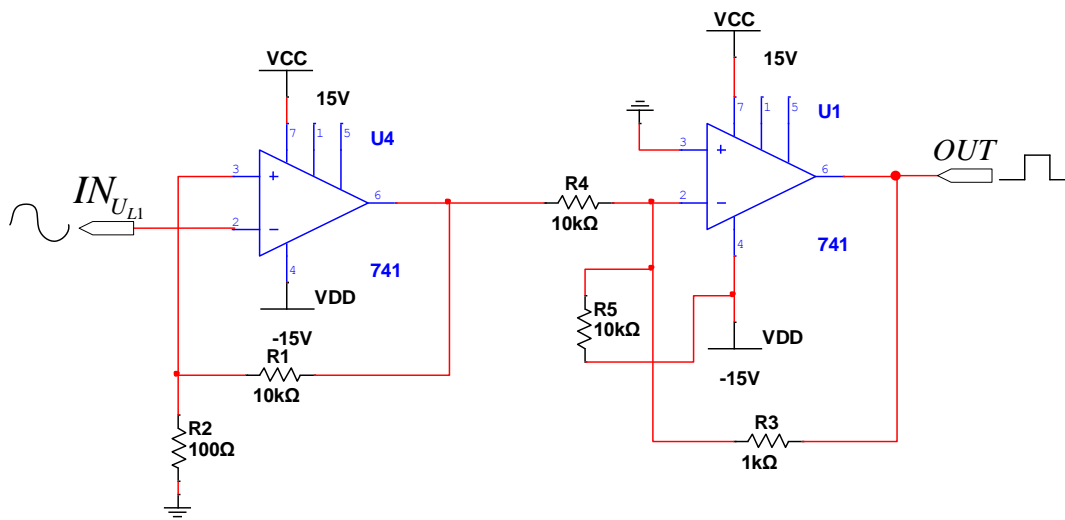


Fig. G.3 – Esquema elétrico para detetar a passagem por zero da tensão ac.

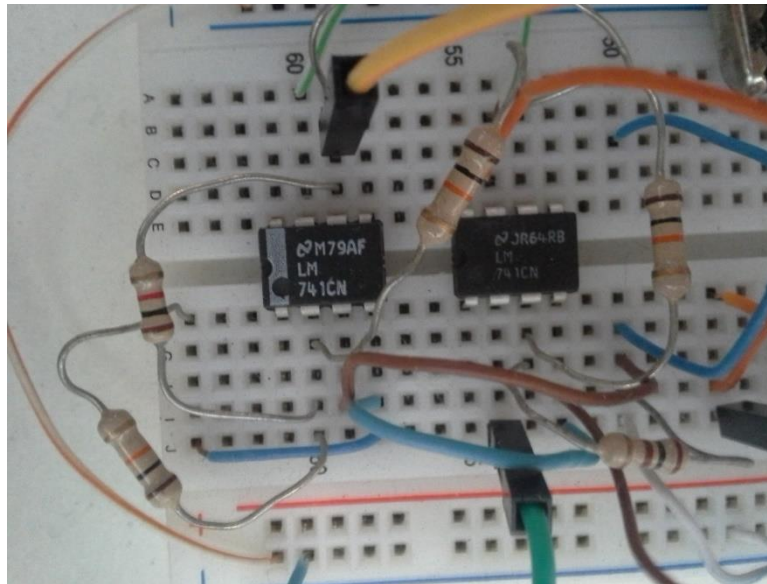


Fig. G.4 – Fotografia do circuito elétrico para detetar a passagem por zero da tensão ac.

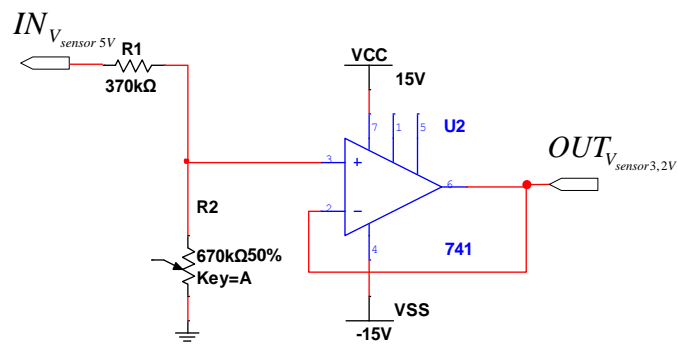


Fig. G.5 – Esquema elétrico para redução da tensão de saída do sensor de corrente de 5 V para 3,2 V.

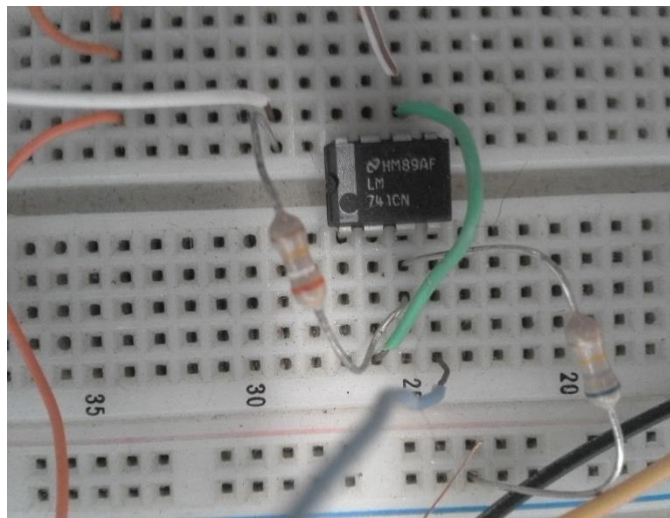


Fig. G.6 – Fotografia do circuito elétrico para redução da tensão de saída do sensor de corrente de 5 V para 3,2 V.

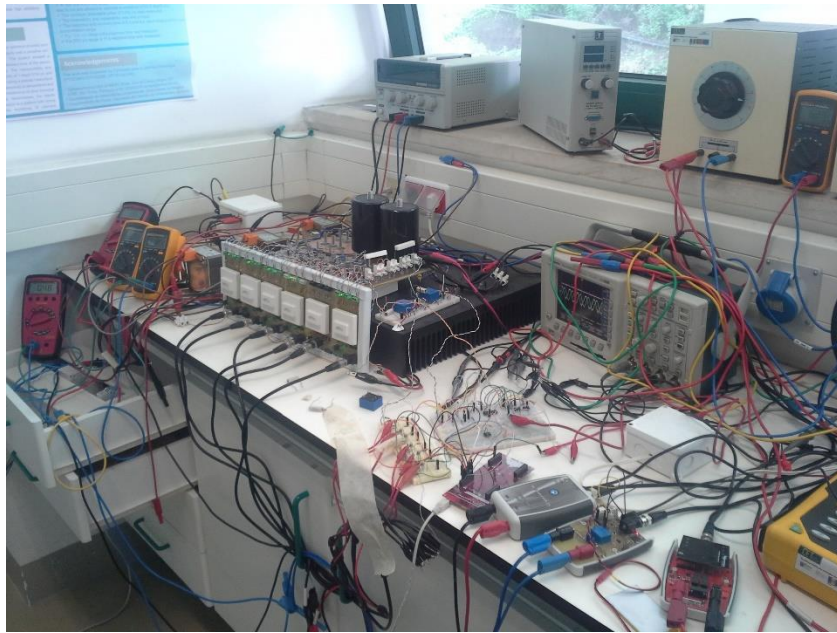


Fig. G.7 – Fotografia do protótipo laboratorial do conversor multinível NPC de três braços, em que se encontram as componentes de potência, de controle e de visualização dos resultados.

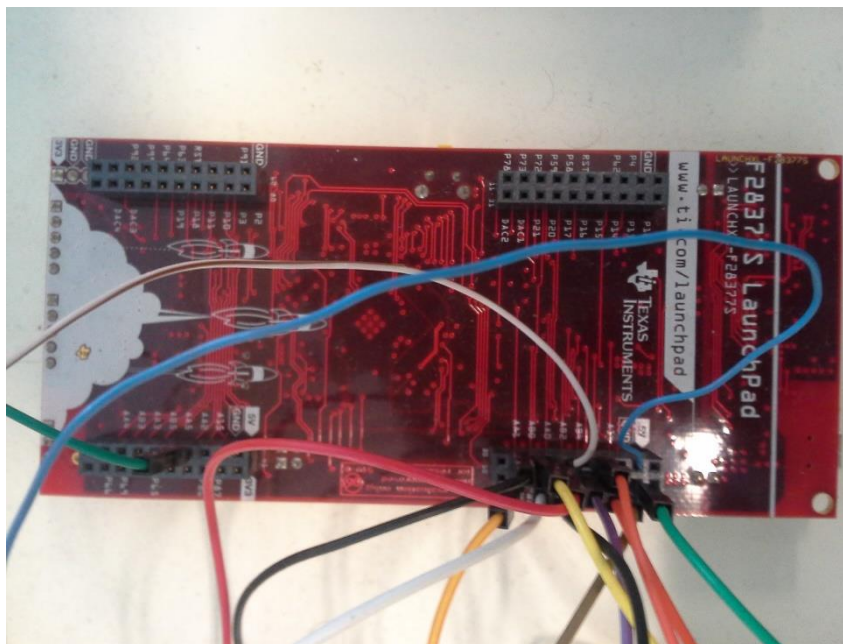


Fig. G.8 – Fotografia do processador digital de sinal, *Launchpad* Delfino TMS320F28377s, da *Texas Instruments*.



Fig. G.9 – Fotografia dos circuitos elétricos de comando dos semicondutores de potência do conversor multinível.

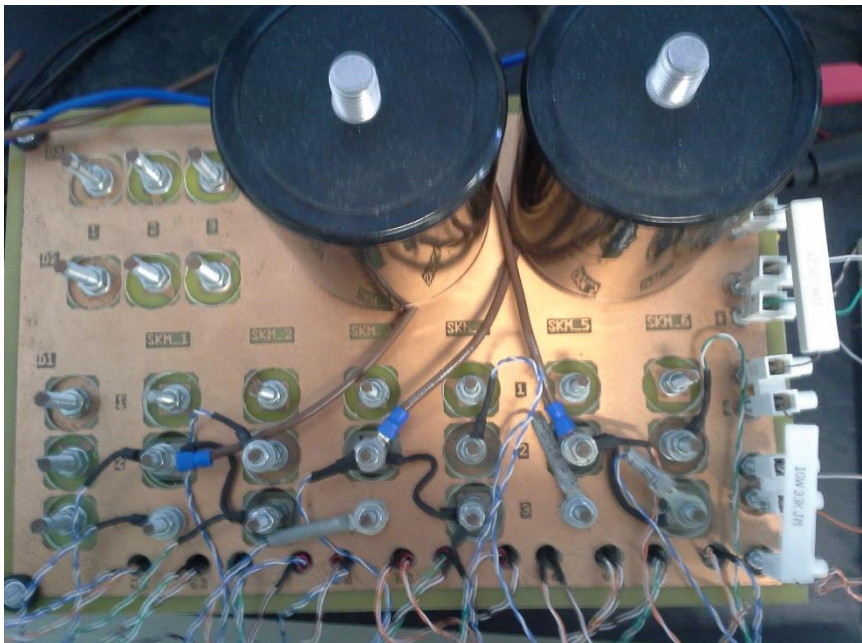


Fig. G.10 – Fotografia do circuito elétrico da ponte do conversor multinível NPC de três braços.

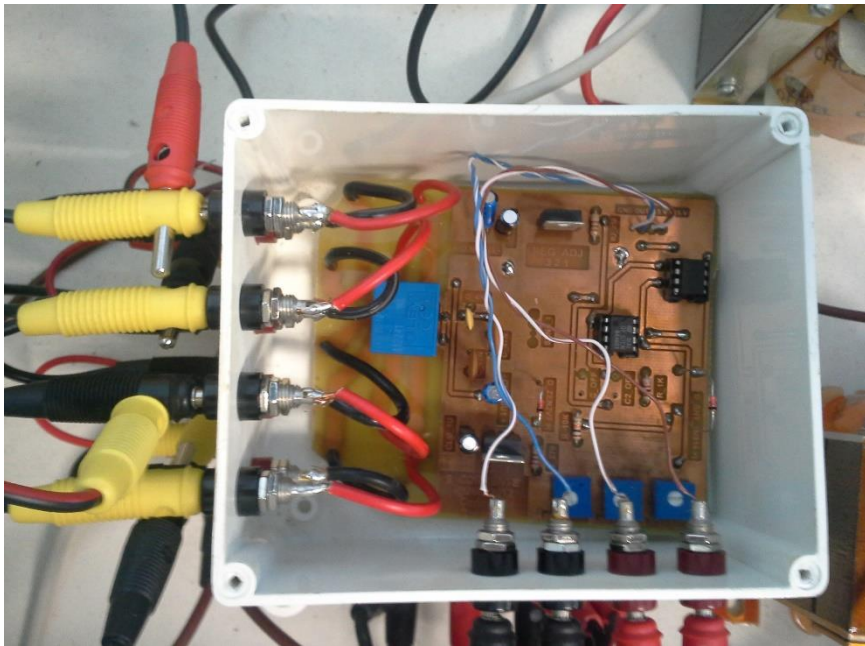


Fig. G.11 – Fotografia dos sensores de correntes com o efeito de *Hall*, do lado ac.

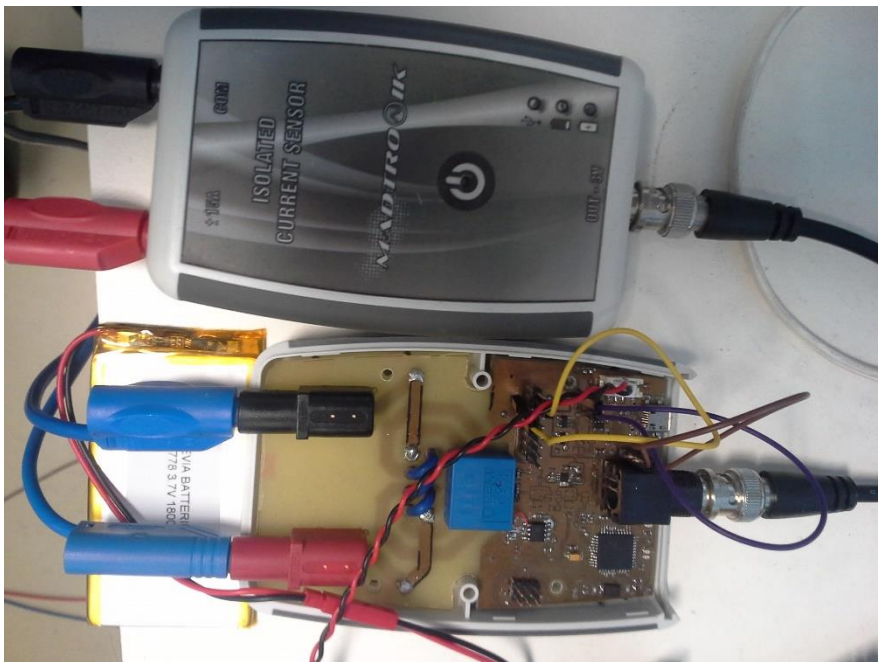


Fig. G.12 – Fotografia dos sensores de correntes com o efeito de *Hall*, do lado dc.

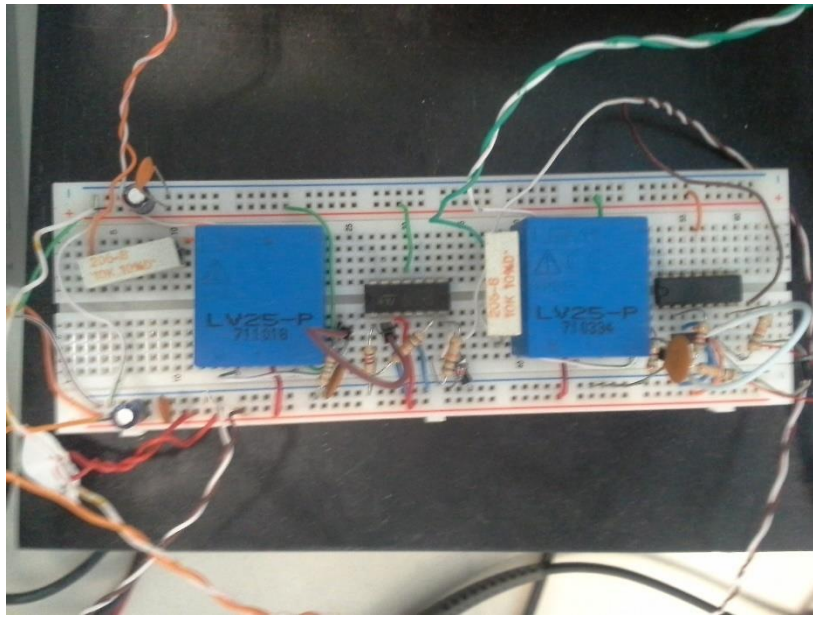


Fig. G.13 – Fotografia dos sensores de tensão com o efeito de *Hall*, dos condensadores do lado dc.



Fig. G.14 – Fotografia dos painéis fotovoltaicos.

Apêndice H – Microcontrolador estudado para controlar o sistema de conversor multinível para painéis fotovoltaicos – BeagleBone Black

Neste apêndice descreve-se o procedimento do estudo e experimentação do microcontrolador Beaglebone Black para realização do controlo por modo de deslizamento.

A placa BeagleBone Black, da BeagleBoard, é um dispositivo de baixo custo constituído por um microprocessador de 1GHz Sitara XAM3359AZCZ100 ARM Cortex-A8 RISC de 32 bits desenvolvido pelas *Texas Instruments* [50]. Possui uma memória RAM de 512 MB DDR3, e uma memória interna *flash* de 2 GB podendo ser complementada por cartão SD. Possui uma interface HDMI podendo ser acedida através de uma porta micro HDMI [51].

Relativamente ao conversor analógico-digital (ADC), esta placa possui 8 canais de 12 *bits*, em que as entradas podem receber sinais com valores de tensão compreendidos entre 0 V e 1,8 V. A velocidade deste módulo é 200 ksamples/s, no entanto à medida que se utilizam mais portas, a velocidade diminui (efeito de multiplexagem), sendo repartida pelas várias entradas [52].

A Beaglebone possui 8 temporizadores (DMTimer0 até DMTimer 7), em que o DMTimer1 está dedicado ao sistema operativo. Os temporizadores DMTimer2 até ao DMTimer7 estão associados às interrupções TINT2 até TINT7, respetivamente, podendo utilizar o relógio do sistema de 24 MHz. O relógio do temporizador DMTimer0 está fixado em 32 kHz [53].

Relativamente aos conetores, possui dois módulos de 46 pinos, onde estão ligados às várias portas analógicas e digitais. As portas digitais podem funcionar como entradas ou saídas com uma tensão que varia entre 0 V e 3,3 V.

Tal como um computador, a BeagleBone Black, possui um sistema operativo que, por defeito é Linux, podendo ser utilizando o *Angstrom* ou *Debian*. É possível a ligação à internet através de uma porta Ethernet *on-board*, possuindo os serviços básicos, tais como FTP, Telnet e SSH. Os utilizadores poderão descarregar projetos diretamente de servidores e guarda-los em memória. A programação nesta placa faz uso de várias linguagens como, C,

C++, *Python*, entre outras. Sem a necessidade de *hardware* extra, a placa consegue atualizar a hora e data do ano realizando *pings* a servidores específicos através do protocolo NTP [51].

Inicialmente começou-se por explorar este microcontrolador através da porta USB, utilizando o sistema operativo *Debian*, em que, através de bibliotecas específicas [54] conseguiu-se realizar algoritmos para o funcionamento das portas da placa. No entanto, verificou-se que, por não estar a utilizar um sistema operativo que desse garantias em tempo real, o *duty cycle* variava de forma não controlada. Esta situação é indesejável para a realização de processamento em tempo real, como o caso do controlador por modo de deslizamento, originando instabilidade no controlo.

Uma vez que o processo anteriormente baseia-se num sistemas operativo para desempenhar as funções pretendidas, começou-se por explorar a conexão da BBB por JTAG para que fosse possível programar diretamente no processador e interagir diretamente com o *Code Composer Studio* sem ter por base um sistema operativo. Após a aquisição do material de acoplamento à placa, começaram-se os testes. Os testes de conexão foram através de *StarterWare*, que consiste num pacote de desenvolvimento de *software* para os processadores ARM [55]. A informação de realização deste método com a BBB em comparação com outras placas de processamento é escassa, o que torna mais difícil a sua prática. No entanto, conseguiu-se estabelecer uma conexão com o programa.

O primeiro teste a ser realizado foi a realimentação da uma porta ADC com uma saída digital, para verificarmos a velocidade de leitura das portas ADC. Verificou-se que com 4 portas ADC em funcionamento em simultâneo conseguia-se uma frequência de, aproximadamente, 38,46 kHz. No entanto, ao adicionar o algoritmo do controlo por modo de deslizamento, a frequência diminuía até, aproximadamente 15 kHz, o que influenciava bastante no desempenho do controlo. Ao adicionar mais duas portas ADC, no controlo a frequência baixava até, aproximadamente, 11 kHz, aproximadamente, não conseguindo executar o controlo da melhor forma. Desta forma, houve a necessidade de recorrer a outro microcontrolador capaz de um melhor desempenho.

Apêndice I – Tabelas dos parâmetros de simulação e experimental dos modelos do conversor multinível

Neste apêndice estão descritos, em tabelas, os parâmetros de simulação e experimentais das várias configurações do conversor multinível NPC de três braços.

Tabela I.1 – Valores dos parâmetros do conversor multinível NPC trifásico de três braços, no MATLAB/SIMULINK e no protótipo experimental, a funcionar como inversor utilizando o controlo por modo de deslizamento para controlo das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores.

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
U_{dc}	70 V	Tensão de alimentação contínua
R_{dc}	0,1 Ω	Resistência série de perdas da fonte de tensão contínua
C_1	2,2 mF	Capacidade de condensador C_1
C_2	2,2 mF	Capacidade de condensador C_2
ΔT	50 μ s	Período de amostragem
f_s	20 kHz	Frequência de amostragem
$i_{1Ref} = i_{2Ref} = i_{3Ref}$	3 A	Amplitude das correntes de referência alternadas
L_1	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 1
L_2	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 2
L_3	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 3
R_1	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_1
R_2	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_2
R_3	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_3
\mathcal{E}_{UC}	1 V	Erro máximo admissível das tensões dos condensadores
Δ_{e3}	0,4 A	Erro máximo admissível da quarta janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e2}	0,3 A	Erro máximo admissível da terceira janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e1}	0,2 A	Erro máximo admissível da segunda janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e0}	0,1 A	Erro máximo admissível da primeira janela de histerese de erro das correntes
$\mathcal{E}_{i_b-i_b'}$	0,4 A	Erro máximo admissível da corrente no ponto neutro
f	50 Hz	Frequência das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais

Tabela I.2 – Valores dos parâmetros do conversor multinível NPC trifásico de três braços, no MATLAB/SIMULINK e no protótipo experimental, a funcionar como inversor utilizando o controlo por modo de deslizamento para controlo das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, com ligação à REE.

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
U_{dc}	70 V	Tensão de alimentação contínua
R_{dc}	0,1 Ω	Resistência série de perdas da fonte de tensão contínua
C_1	2,2 mF	Capacidade de condensador C_1
C_2	2,2 mF	Capacidade de condensador C_2
ΔT	50 μ s	Período de amostragem
f_s	20 kHz	Frequência de amostragem
$i_{1Ref} = i_{2Ref} = i_{3Ref}$	3 A	Amplitude eficaz de referência das correntes alternadas
L_1	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 1
L_2	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 2
L_3	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 3
R_1	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_1
R_2	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_2
R_3	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_3
ϵ_{UC}	1 V	Erro máximo admissível das tensões capacitivas
Δ_{e3}	0,4 A	Erro máximo admissível da quarta janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e2}	0,3 A	Erro máximo admissível da terceira janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e1}	0,2 A	Erro máximo admissível da segunda janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e0}	0,1 A	Erro máximo admissível da primeira janela de histerese de erro das correntes
$\epsilon_{i_b-i_b'}$	0,4 A	Erro máximo admissível da corrente no ponto neutro
f	50 Hz	Frequência das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
$U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	2,5 V	Valor eficaz da tensão alternada das cargas
R_{1TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
R_{2TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
R_{3TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{1TI}	3,35 mH	Coefficiente de autoindução da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{2TI}	3,94 mH	Coefficiente de autoindução da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{3TI}	3,9 mH	Coefficiente de autoindução da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento

Tabela I.3 – Valores dos parâmetros do conversor multinível NPC trifásico de três braços, no MATLAB/SIMULINK e no protótipo experimental, a funcionar como regulador da tensão dc, com uma carga dc resistiva, com fator de potência quase unitário utilizando o controlo por modo de deslizamento para controlo das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, e um controlador PI para controlo da tensão U_{dc} .

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
U_{dcRef}	70 V	Tensão contínua de referência
R_{dc}	103,4 Ω	Resistência da carga dc
C_1	2,2 mF	Capacidade de condensador C_1
C_2	2,2 mF	Capacidade de condensador C_2
ΔT	50 μ s	Período de amostragem
f_s	20 kHz	Frequência de amostragem
L_1	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 1
L_2	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 2
L_3	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 3
R_1	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_1
R_2	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_2
R_3	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_3
ϵ_{UC}	1 V	Erro máximo admissível das tensões capacitivas
Δ_{e3}	0,4 A	Erro máximo admissível da quarta janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e2}	0,3 A	Erro máximo admissível da terceira janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e1}	0,2 A	Erro máximo admissível da segunda janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e0}	0,1 A	Erro máximo admissível da primeira janela de histerese de erro das correntes
$\epsilon_{i_b-i_b'}$	0,4 A	Erro máximo admissível da corrente no ponto neutro
f	50 Hz	Frequência das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
$U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	28 V	Amplitude eficaz da tensão alternada das cargas
R_{1TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
R_{2TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
R_{3TI}	3,8 Ω	Resistência de perdas da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{1TI}	3,35 mH	Coefficiente de autoindução da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{2TI}	3,94 mH	Coefficiente de autoindução da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{3TI}	3,9 mH	Coefficiente de autoindução da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
ω	$2\pi 50$ rad/s	Frequência angular das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
ω_n	$2\pi 5$ rad/s	Frequência natural do sistema de segunda ordem
ζ	0,707	Fator de amortecimento do sistema de segunda ordem

Tabela I.4 – Valores dos parâmetros do conversor multinível NPC trifásico de três braços, no MATLAB/SIMULINK e no protótipo experimental, com a introdução de um conjunto de painéis fotovoltaicos utilizando o controle por modo de deslizamento para controle das correntes ac e equilíbrio das tensões dos condensadores, e um controlador PI para controle da tensão U_{dc} .

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
U_{dcRef}	70 V	Tensão contínua de referência
C_1	2,2 mF	Capacidade de condensador C_1
C_2	2,2 mF	Capacidade de condensador C_2
ΔT	50 μ s	Período de amostragem
f_s	20 kHz	Frequência de amostragem
L_1	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 1
L_2	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 2
L_3	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 3
R_1	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_1
R_2	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_2
R_3	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_3
\mathcal{E}_{UC}	1 V	Erro máximo admissível das tensões capacitivas
Δ_{e3}	1 A	Erro máximo admissível da quarta janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e2}	0,7 A	Erro máximo admissível da terceira janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e1}	0,4 A	Erro máximo admissível da segunda janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e0}	0,1 A	Erro máximo admissível da primeira janela de histerese de erro das correntes
$\mathcal{E}_{i_b-i_b'}$	0,4 A	Erro máximo admissível da corrente no ponto neutro
f	50 Hz	Frequência das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
$U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	5,5 V	Amplitude eficaz da tensão alternada das cargas
R_{1TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do primeiro enrolamento do transformador de isolamento
R_{2TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do segundo enrolamento do transformador de isolamento
R_{3TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do terceiro enrolamento do transformador de isolamento
L_{1TI}	0,35 mH	Coefficiente de autoindução da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{2TI}	0,44 mH	Coefficiente de autoindução da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{3TI}	0,39 mH	Coefficiente de autoindução da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
ω	$2\pi 50$ rad/s	Frequência angular das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
ω_n	$2\pi 5$ rad/s	Frequência natural do sistema de segunda ordem
ζ	0,707	Fator de amortecimento do sistema de segunda ordem

Tabela I.4 – Continuação da tabela anterior.

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
N_s	72	Número de células ligadas em série do PV
a	1,5	Fator de idealidade do díodo
G	570 W/m ²	Radiação atual na superfície de incidência
G_n	1000 W/m ²	Radiação nominal na superfície de incidência
k	1,3807e-23 J/K	Constante de <i>Boltzmann</i>
q	1,6022e-19 C	Carga do elétron
T	40 °C	Temperatura atual da junção p-n
T_n	313,15 °K	Temperatura nominal da junção p-n
V_{oc}	44,38 V	Tensão de circuito aberto do PV
I_{cc}	5,7 A	Corrente de curto-circuito
K_I	(0,04+0,015)%/°C	Coefficiente de corrente/temperatura em curto-circuito
K_V	-(0,325+0,1))%/°C	Coefficiente de tensão/temperatura em circuito aberto
R_s	0,23 Ω	Resistência série equivalente do PV
R_p	601,3 Ω	Resistência paralela equivalente do PV
N_{ser}	2	Número de PV ligados em série

Tabela I.5 – Valores dos parâmetros do conversor multinível trifásico, com um conjunto de painéis fotovoltaicos do lado contínuo, sendo as correntes ac a tensões dos condensadores do conversor multinível controladas pelo modo de deslizamento, e as tensões contínuas controladas dependendo da existência de um ou dois MPPT, para idênticas condições de irradiação solar.

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
U_{dcRef}	70 V	Tensão contínua de referência
C_1	2,2 mF	Capacidade de condensador C_1
C_2	2,2 mF	Capacidade de condensador C_2
ΔT	50 μ s	Período de amostragem
f_s	20 kHz	Frequência de amostragem
L_1	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 1
L_2	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 2
L_3	15 mH	Coefficiente de autoindução da bobina na fase 3
R_1	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_1
R_2	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_2
R_3	0,5 Ω	Resistência de perdas da bobina L_3
\mathcal{E}_{UC}	1 V	Erro máximo admissível das tensões capacitivas
Δ_{e3}	1 A	Erro máximo admissível da quarta janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e2}	0,7 A	Erro máximo admissível da terceira janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e1}	0,4 A	Erro máximo admissível da segunda janela de histerese de erro das correntes
Δ_{e0}	0,1 A	Erro máximo admissível da primeira janela de histerese de erro das correntes
$\mathcal{E}_{i_b-i_b'}$	0,4 A	Erro máximo admissível da corrente no ponto neutro
f	50 Hz	Frequência das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
$U_{L1} = U_{L2} = U_{L3}$	5,5 V	Amplitude eficaz da tensão alternada das cargas
R_{1TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do primeiro enrolamento do transformador de isolamento
R_{2TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do segundo enrolamento do transformador de isolamento
R_{3TI}	0,5 Ω	Resistência de perdas do terceiro enrolamento do transformador de isolamento
L_{1TI}	0,35 mH	Coefficiente de autoindução da primeira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{2TI}	0,44 mH	Coefficiente de autoindução da segunda fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
L_{3TI}	0,39 mH	Coefficiente de autoindução da terceira fase do enrolamento secundário do transformador de isolamento
ω	$2\pi 50$ rad/s	Frequência angular das grandezas elétricas alternadas e sinusoidais
ω_n	$2\pi 5$ rad/s	Frequência natural do sistema de segunda ordem
ζ	0,707	Fator de amortecimento do sistema de segunda ordem

Tabela I.5 – Continuação da tabela anterior.

Parâmetro	Valor	Descrição do parâmetro
N_s	72	Número de células ligadas em série do PV
a	1,5	Fator de idealidade do díodo
G	420 W/m ²	Radiação atual na superfície de incidência
G_n	1000 W/m ²	Radiação nominal na superfície de incidência
k	1,3807e-23 J/K	Constante de <i>Boltzmann</i>
q	1,6022e-19 C	Carga do elétron
T	40 °C	Temperatura atual da junção p-n
T_n	313,15 °K	Temperatura nominal da junção p-n
V_{oc}	44,38 V	Tensão de circuito aberto do PV
I_{cc}	5,7 A	Corrente de curto-circuito
K_I	(0,04+0,015)%/°C	Coefficiente de corrente/temperatura em curto-circuito
K_V	-(0,325+0,1))%/°C	Coefficiente de tensão/temperatura em circuito aberto
R_s	0,23 Ω	Resistência série equivalente do PV
R_p	601,3 Ω	Resistência paralela equivalente do PV
N_{ser}	2	Número de PV ligados em série
Passo	0,01	Passo de incremento no MPPT

Apêndice J – Programas em linguagem C aplicados na placa de processamento digital de sinal Delfino F28377s

Nesta secção são apresentados os programas com o controlo do sistema de conversor multinível NPC de três braços, realizado no programa *Code Composer Studio* para o processador digital de sinal Delfino TMS320F28377s.

J.1 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor de corrente

O programa de controlo encontra-se em anexo digital.

J.2 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como retificador com fator de potência quase unitário

O programa de controlo encontra-se em anexo digital.

J.3 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor com PV no lado dc

O programa de controlo encontra-se em anexo digital.

J.4 Algoritmo de controlo das grandezas do conversor multinível com funcionamento como inversor de corrente, com PV, com o algoritmo MPPT

O programa de controlo encontra-se em anexo digital.

Apêndice L - Controlo da tensão do lado contínuo aos terminais de uma carga resistiva

O controlo da tensão dc no conversor multinível com uma carga resistiva é semelhante ao controlo realizado na secção 4.2.

A Figura F.1 representa o conversor multinível NPC, na configuração como retificador. Apenas difere na topologia inversora na medida em que a fonte de tensão do lado contínuo é substituída por uma carga. O conversor mantém a bidirecionalidade da transferência de energia, sendo o principal sentido do lado alternado para o lado contínuo.

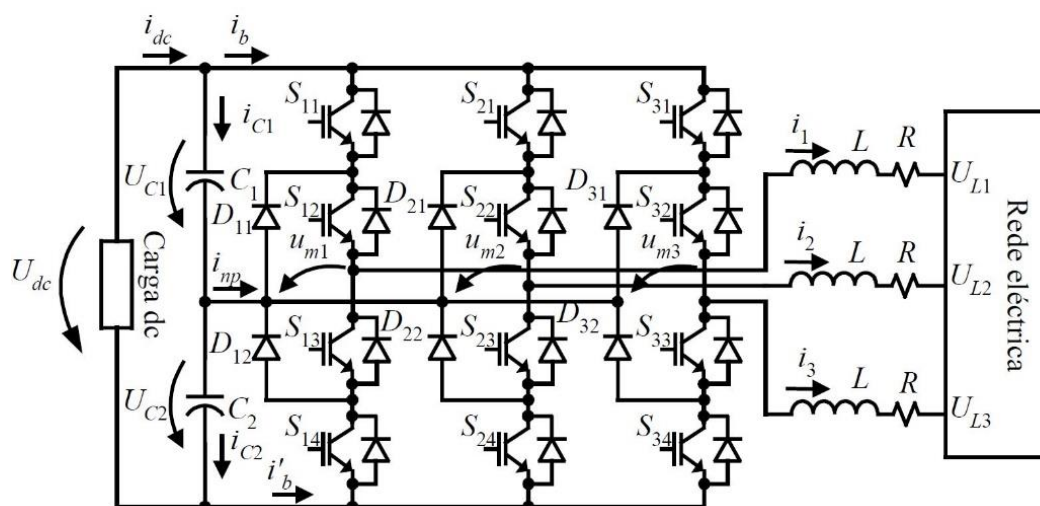


Fig. L.1 – Conversor multinível NPC trifásico na configuração como retificador [12].

Da mesma forma que no controlo da tensão dc para painéis fotovoltaicos, partem-se das mesmas equações da equações da dinâmica do conversor multinível nos sistemas de coordenadas 123, $\alpha\beta$ e dq obtém-se dos sistemas matriciais (3.30), (3.41) e (3.56), respetivamente, em que se obtêm as equações (4.21), (4.22) e (4.23). De igual forma considerando que as componentes homopolares são nulas ($i_0 = 0$, $\Gamma_{10} = 0$, $\Gamma_{20} = 0$), obtém-se a equação (4.24).

A corrente contínua na carga, i_{dc} , pode ser considerada como uma perturbação, em que R_{dc} é a carga do lado contínuo.

Considerando que a carga do retificador é resistiva, que as capacidades dos condensadores do lado contínuo são iguais, $C = C_1 = C_2$, e que o controlador da malha

interna é capaz de convergir as correntes ac para as suas referências ($i_d = i_{dRef}$ e $i_q = 0$), através da transformada de Laplace, obtém-se,

$$sU_{dc} = -\left(\frac{2}{C}\right)\frac{U_{dc}}{R_{dc}} - \left(\frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C}\right)i_{dRef} . \quad (L.1)$$

A função de transferência em malha aberta é dada por

$$H(s) = \frac{U_{dc}}{i_{dRef}} = -\frac{\frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C}}{s + \frac{2}{R_{dc}C}} . \quad (L.2)$$

A equação (L.2) mostra que a tensão do lado contínuo, U_{dc} , está relacionado com a corrente de controlo, i_{dRef} , através de uma função de transferência em malha aberta com um polo em $s = -2/R_{dc}C$. O sistema fica estável e controlável em malha fechada, se utilizar o compensador do tipo PI, $C_{U_{dc}}(s)$, na equação (4.30).

O diagrama da Figura L.2 mostra o sistema em malha que inclui o compensador (4.30) e a função de transferência (F.2).

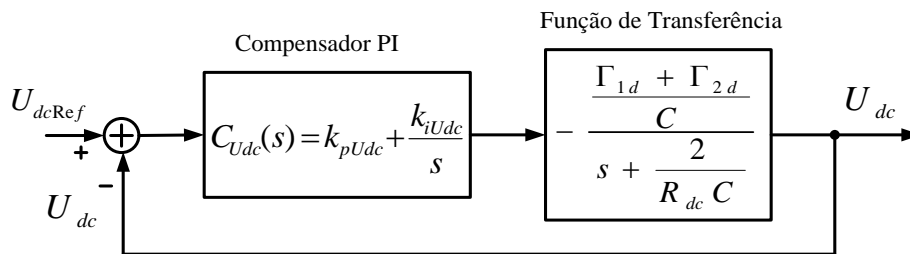


Fig. L.2 – Diagrama de blocos do retificador multinível com o controlador PI em malha fechada (adaptado de [12]).

Substituindo na equação (4.31) a função de transferência $H(s)$, (L.2), e o compensador $C_{U_{dc}}(s)$, (4.30), obtém-se

$$U_{dc} = \frac{\left(k_{pU_{dc}} + \frac{k_{iU_{dc}}}{s} \right) \left(\frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C} \right)}{s + \frac{2}{R_{dc}C}} U_{dcRef} \cdot \frac{1}{1 + \left(k_{pU_{dc}} + \frac{k_{iU_{dc}}}{s} \right) \left(\frac{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}}{C} \right)} \quad (L.3)$$

Simplificando a equação (L.3) para representar na forma canónica de um sistema de 2º ordem, obtém-se

$$\frac{U_{dc}}{U_{dcRef}} = \frac{-\frac{1}{C}(s \times k_{pU_{dc}} + k_{iU_{dc}})(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})}{s^2 + s \left(\frac{2}{R_{dc}C} - \frac{k_{pU_{dc}}(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})}{C} \right) - \frac{k_{iU_{dc}}(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})}{C}} \quad (L.4)$$

A função da transferência em malha fechada dada pela equação (L.4), compara-se com um sistema de 2º ordem na representação na forma canónica $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$. Os valores de $k_{pU_{dc}}$ e $k_{iU_{dc}}$ são dados por:

$$k_{pU_{dc}} = \frac{2 - 2\zeta\omega_n R_{dc}C}{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})R_{dc}} \quad (L.5)$$

$$k_{iU_{dc}} = -\frac{\omega_n^2 C}{\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}} \quad (L.6)$$

As variáveis de comutação do conversor, Γ_{1d} e Γ_{2d} , podem ser consideradas constantes, em termos de valor médio em regime estacionário, como se viu na secção 4.2.

Após a substituição da equação (4.46), nas equações (L.5) e (L.6), obtém-se:

$$k_{pU_{dc}} = \frac{U_{dcRef} - U_{dcRef} \zeta \omega_n R_{dc} C}{\sqrt{6} R_{dc} U_L}; \quad (4.38)$$

$$k_{iU_{dc}} = -\frac{U_{dcRef} \omega_n^2 C}{2\sqrt{6} U_L} \quad (4.39)$$

O sistema, com controlo PI, tem, em malha fechada, uma função de transferência de segunda ordem.

O diagrama da Figura L.3 mostra os controladores do conversor multinível. O erro da tensão do lado contínuo do conversor (dada pela soma das tensões dos condensadores), entra no compensador PI para dar a corrente de referência, corrente necessária para tender a tensão dc para referência. A amplitude da corrente entra no controlador por modo de deslizamento, controlando as correntes ac e as tensões dos condensadores. De notar a existência do limitador da corrente para evitar sobreintensidades e curto-circuitos [12].

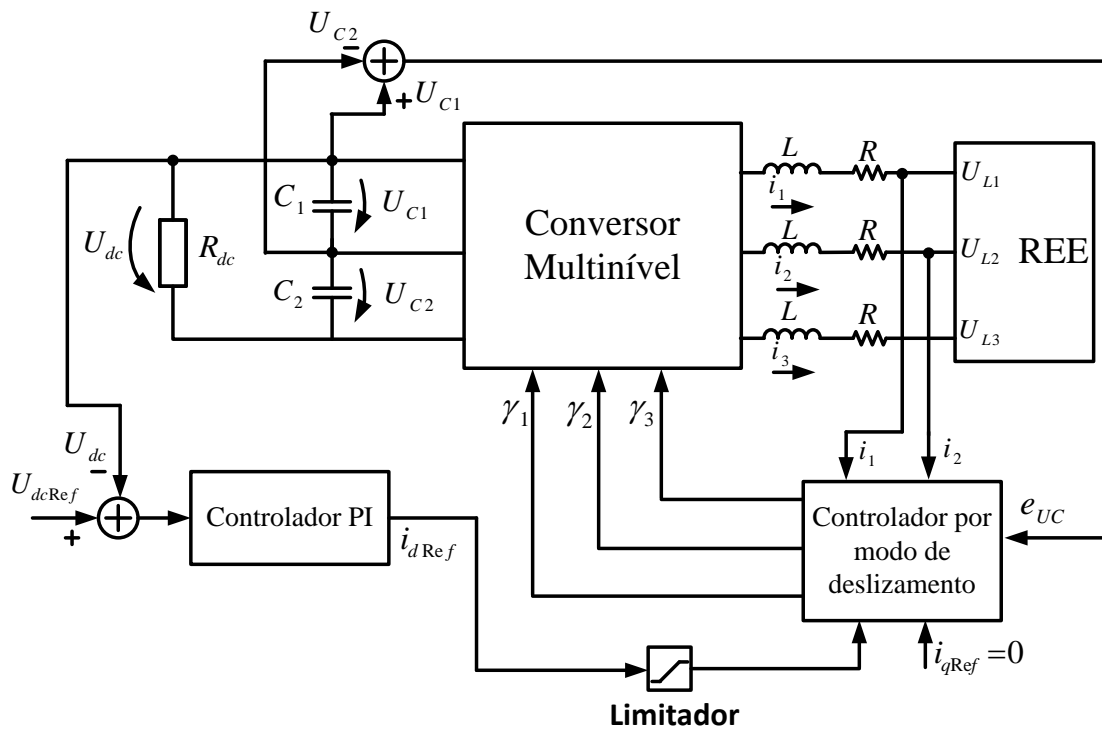


Fig. L.3 – Diagrama de controlo da tensão do lado contínuo do conversor multinível.

Apêndice M - Aplicação da transformada Z ao compensador de regulação da tensão do lado dc

Neste apêndice aplica-se a transformada Z Bilinear para implementar o compensador PI de regulação da tensão dc.

A transformada Z Bilinear é dada pela seguinte equação,

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \times \frac{z-1}{z+1}, \quad (\text{M.1})$$

em que T_s representa o tempo de amostragem.

Sabendo que o compensador é dado pela equação (4.30), obtém-se

$$C_{Udc}(z) = k_{pUdc} + \frac{k_{iUdc}}{\frac{2}{T_s} \times \frac{z-1}{z+1}}. \quad (\text{M.2})$$

Desenvolvendo a equação,

$$C_{Udc}(z) = \frac{k_{pUdc}(1-z^{-1}) + \frac{k_{iUdc}}{2} \times T_s \times (1+z^{-1})}{1-z^{-1}}. \quad (\text{M.3})$$

Sendo a entrada e saída do sistema, e_{vo} e i_{dRef} , respetivamente, é possível estabelecer a seguinte relação,

$$\frac{k_{pUdc}(1-z^{-1}) + \frac{k_{iUdc}}{2} \times T_s \times (1+z^{-1})}{1-z^{-1}} = \frac{i_{dRef}}{e_{vo}}, \quad (\text{M.4})$$

em que

$$e_{vo} = U_{dcRef} - U_{dc}. \quad (\text{M.5})$$

Assim sendo, obtém-se

$$i_{dRef} = i_{dRef} z^{-1} + \left(k_{pUdc} + \frac{k_{iUdc} T_s}{2} \right) e_{vo} + \left(\frac{k_{iUdc} T_s}{2} - k_{pUdc} \right) e_{vo} z^{-1}. \quad (\text{M.6})$$

Aplicando a transformada Z inversa de forma a passar para o domínio dos tempos, obtém-se

$$i_{d\text{Ref}}(t) = i_{d\text{Ref}}(t - T_s) + \left(k_{pUdc} + \frac{k_{iUdc}T_s}{2} \right) e_{vo}(t) + \left(\frac{k_{iUdc}T_s}{2} - k_{pUdc} \right) e_{vo}(t - T_s). \quad (\text{M.7})$$

Utiliza-se a equação (M.7) para implementar o controlador PI na placa de processamento digital.