



UNIVERSIDADE D
COIMBRA

Filipe Manuel Rodrigues Romero

**SISTEMA DE ENERGIA FOTOVOLTAICO BASEADO
NUM CONVERTOR MULTINÍVEL EM CASCATA COM
CONTROLO PREDITIVO**

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores - Área de especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra.

Setembro de 2019

Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

SISTEMA DE ENERGIA FOTOVOLTAICO BASEADO NUM CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA COM CONTROLO PREDITIVO

Filipe Manuel Rodrigues Romero

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, área de especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra.

Júri:

Professor Doutor Aníbal Traça de Carvalho Almeida (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Tony Richard de Oliveira de Almeida (Vogal)

Setembro de 2019



UNIVERSIDADE D
COIMBRA



Esta dissertação foi realizada no Laboratório de Sistemas de Energia do Instituto de Telecomunicações – Coimbra, tendo sido financiado em parte pela FCT–OE através do projeto UID/EEA/50008/2019.

Cofinanciado por:



UNIÃO EUROPEIA
Fundo Europeu
de Desenvolvimento Regional



AGRADECIMENTOS

Este trabalho representa o culminar de todos os conhecimentos adquiridos ao longo de todo o meu percurso académico e marca por fim o término de mais uma etapa de vida, que só foi possível concluir devido às inúmeras pessoas que me apoiaram e motivaram ao longo desta etapa.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer a todos os professores que contribuíram para a minha formação ao longo da vida.

Agradeço ao meu orientador, o Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pelo apoio, dedicação, motivação e disponibilidade ao longo desta dissertação. Pela possibilidade de realizar este trabalho e por toda a experiência e conhecimentos transmitidos.

Agradeço, ao meu coorientador não oficial, o Eng. Paulo Almeida, por todo o trabalho que teve, dúvidas que me esclareceu e conhecimentos que me transmitiu, tanto para este projeto como para outros tópicos.

Agradeço também aos meus colegas do Laboratório de Eletrónica de Potência e do Laboratório de Sistemas de Energia do IT (Instituto de Telecomunicações), por toda a ajuda, auxílio e companheirismo que me deram ao longo de todo este projeto

Queria agradecer também ao IT, por todo o material disponibilizado que permitiu a realização deste projeto.

E por fim agradecer aos meus amigos e familiares que sempre me acompanharam ao longo destes anos e sempre me ajudaram quando precisei, tanto durante este trabalho como fora dele.

RESUMO

Nos últimos anos, tem acontecido um forte desenvolvimento de sistemas de controlo cada vez mais eficiente. Isto aliado a uma crescente eficiência de sistemas de eletrónica de potência e sistemas solares fotovoltaicos, ao mesmo tempo que existe uma cada vez maior preocupação ambiental e procura de soluções energéticas renováveis. Será um forte indicador do crescente peso que estes sistemas solares poderão ter no futuro da indústria energética.

Nesta dissertação, será explorado um sistema de geração fotovoltaico trifásico para injeção de potência na rede elétrica comum de baixa tensão. Para esse efeito, ir-se-á recorrer a painéis fotovoltaicos em comercialização e a um inversor trifásico multinível construído para o efeito, controlado através de uma estratégia de controlo preditivo. Com este sistema pretende-se a injeção na rede elétrica AC, a energia DC produzida pelos painéis fotovoltaicos. Para além disso será ainda explorado um algoritmo de MPPT (Maximum Power Point Tracking), de forma a se obter a máxima potência disponível no sistema e assim permitir o seu funcionamento ao rendimento máximo e com um fator de potência próximo do unitário.

Assim, o objetivo deste trabalho será o desenvolvimento de um sistema de geração fotovoltaica. Para esse efeito será desenvolvido um conversor multinível trifásico, assim como a criação e implementação de uma estratégia de controlo preditivo. Para a validação teórica do sistema proposto, serão efetuadas várias simulações computacionais em ambiente *Matlab/Simulink*. Por fim, será realizada a construção de um protótipo real, bem como de todas as interfaces necessárias para o seu controlo e monitorização por parte de um utilizador genérico. Após a construção do sistema experimental serão efetuados vários testes experimentais, de forma a se poder provar conceitualidade deste sistema e validar o trabalho aqui proposto nesta dissertação.

Nos testes experimentais, a estratégia de controlo preditivo será implementada através de uma plataforma digital da *dSPACE* no ambiente *ControlDesk*, que irá por sua vez governar o conversor trifásico do sistema bem como monitorizar os diversos parâmetros do sistema proposto.

Com base nos resultados adquiridos a partir das simulações computacionais, e a partir da implementação experimental, foi possível validar os princípios teóricos do sistema proposto. Bem como provar que se trata de um sistema plausível e com imenso potencial a explorar.

Palavras-Chave: Controlo Preditivo; Conversor Multinível; MPC; Sistema Solar Fotovoltaico; Geração de energia renovável.

ABSTRACT

In recent years, there has been a strong development of ever more increasingly efficient control systems. This coupled with the growing efficiency of power electronics and solar photovoltaic systems, while there is growing environmental concern and demand for renewable energy solutions. Could be a strong indicator of the growing weight these solar systems may have in the future of the energy industry.

In this dissertation, a three-phase photovoltaic generation system for power generation and distribution in the common low voltage grid will be explored. This will be done using commercially available photovoltaic panels and a purpose-built multi-phase inverter controlled through a predictive control strategy. This system is intended to inject the DC power generated from the solar panels into the AC power grid. In addition, a Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm will be explored in order to obtain the maximum power available in this system and thus allow its operation at maximum efficiency and with a power factor close to unity.

Thus, the objective of this work will be the development of a photovoltaic generation system. For this purpose, a three-phase multi-level converter will be developed, as well as the creation and implementation of a predictive control strategy. For the theoretical validation of the proposed system, several computer simulations will be performed in *Matlab/Simulink* environment. Finally, a real-life prototype will be built, as well as all the interfaces needed for its control and monitoring. After the construction of the experimental system, there will be performed several experimental tests, in order to prove the conceptuality of this system and also to validate the work proposed here in this dissertation.

In the experimental testing, the predictive control strategy will be implemented through a *dSPACE* digital platform in the *ControlDesk* environment, which will in turn govern the system's three-phase converter as well as monitor the various parameters of the proposed system.

Based on the results obtained from the computer simulations, and from the experimental implementation, it was possible to validate the theoretical principles of the proposed system. As well as proving that it is a plausible system with huge potential to explore.

Keywords: Predictive Control; Multi-Step Converter; MPC; Photovoltaic Solar System; Renewable Energy Generation.

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	III
RESUMO	V
ABSTRACT	VII
ÍNDICE	IX
LISTA DE FIGURAS	XI
LISTA DE TABELAS	XV
LISTA DE SIGLAS E SIMBOLOS	XVII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO	1
1.2 CONVERSORES DC-AC	3
1.2.1 <i>Inversores</i>	3
1.2.2 <i>Controlo e Modulação do Inversor</i>	9
1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	12
2. MODULAÇÃO E CONTROLO DO SISTEMA	13
2.1 INVERSOR MULTINÍVEL CHB.....	13
2.2 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS (PV) E MPPT.....	15
2.3 CONTROLO PREDITIVO.....	18
2.3.1 <i>Teoria Geral do FCS-MPC</i>	19
2.3.2 <i>Controlo Implementado</i>	21
3. SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO SISTEMA	26
3.1 OPERAÇÃO DO SISTEMA.....	28
3.2 MPPT.....	35
4. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	38
4.1 IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL	39
4.2 FUNCIONAMENTO COM POTÊNCIA IMPOSTA	42
4.3 MPPT.....	49
5. CONCLUSÃO	51
5.1 TRABALHO FUTURO	52
REFERÊNCIAS	53

APÊNDICE A	55
APÊNDICE B – CÓDIGO DO PREDITIVO	59
APÊNDICE C – PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	61
APÊNDICE D – PRINCIPAIS BLOCOS DE <i>SIMULINK</i> DA SIMULAÇÃO	62
APÊNDICE E – PARÂMETROS DA EXPERIÊNCIA	65
APÊNDICE F – PRINCIPAIS BLOCOS DE <i>SIMULINK</i> DA EXPERIÊNCIA	66
APÊNDICE G – COMPONENTES DA MONTAGEM EXPERIMENTAL.....	69

LISTA DE FIGURAS

FIG. 1.1 – PAINÉIS SOLARES FOTOVOLTAICOS.....	3
FIG. 1.2 – TIPOS DE INVERSORES.....	4
FIG. 1.3 – EXEMPLO DE UMA PONTE-H.....	5
FIG. 1.4 – TIPOLOGIAS DE INVERSORES MULTINÍVEL.....	6
FIG. 1.5 – EXEMPLO DE UM NPC TRIFÁSICO.....	7
FIG. 1.6 – EXEMPLO DE UM "FLYING CAPACITOR" TRIFÁSICO.....	8
FIG. 1.7 – COMPARAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DE CONVERSORES MULTINÍVEL COM UMA SINUSOIDE.....	8
FIG. 1.8 – EXEMPLO DE UMA PONTE-H.....	9
FIG. 1.9 – EXEMPLO DE CONTROLO DE ONDA QUADRADA.....	9
FIG. 1.10 – EXEMPLO DE PWM SINUSOIDAL.....	10
FIG. 1.11 – EXEMPLO DE UM SVM COM OITO VETORES.....	11
FIG. 2.1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA PROPOSTO.....	13
FIG. 2.2 – CÉLULA-H UTILIZADA.....	14
FIG. 2.3 – ESTADOS DE COMUTAÇÃO DA CÉLULA-H.....	15
FIG. 2.4 – MODELO ELÉTRICO DE UM PV.....	15
FIG. 2.5 – CURVAS DE POTÊNCIA DO PV UTILIZADO.....	16
FIG. 2.6 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO P&O.....	18
FIG. 2.7 – MODELO ELÉTRICO DE UM PV.....	18
FIG. 2.8 – ALGORITMO GENÉRICO DO FCS-MPC.....	21
FIG. 2.9 – CIRCUITO DO SISTEMA.....	22
FIG. 2.10 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA.....	25
FIG. 3.1 – SISTEMA IMPLEMENTADO.....	26
FIG. 3.2 – TENSÕES DE REDE E CORRENTES DE REFERÊNCIA.....	28
FIG. 3.3 – POTÊNCIA INJETADA NA REDE PELO SISTEMA.....	29
FIG. 3.4 – COMPARAÇÃO DAS TENSÕES COMPOSTAS.....	30
FIG. 3.5 – CORRENTES E TENSÕES DE REDE.....	30
FIG. 3.6 – CORRENTES E RESPECTIVAS REFERÊNCIAS.....	31
FIG. 3.7 – HARMÓNICOS DE CORRENTE COM UMA IRRADIÂNCIA DE $1000W/M^2$	32
FIG. 3.8 – TENSÕES DOS CONDENSADORES COM POTÊNCIA IMPOSTA.....	33
FIG. 3.9 – TENSÕES DOS CONDENSADORES COM O MPPT ATIVO.....	34
FIG. 3.10 – CORRENTES E TENSÕES DE LINHA.....	34
FIG. 3.11 – POTÊNCIA MÉDIA E TENSÃO DOS PV's 1, 3 E 5 E AS SUAS RESPECTIVAS REFERÊNCIAS.....	36
FIG. 3.12 – POTÊNCIA E REFERÊNCIA DO PV1.....	37
FIG. 3.13 – TENSÃO E REFERÊNCIA DO PV1.....	37
FIG. 4.1 – CÓDIGO SIMULINK IMPLEMENTADO.....	38

FIG. 4.2 –IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL.	39
FIG. 4.3 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL.	40
FIG. 4.4 – PAINEL DE CONTROLO DO SISTEMA.	41
FIG. 4.5 – TENSÕES DE REDE E CORRENTES DE REFERÊNCIA.	42
FIG. 4.6 – COMPARAÇÃO DAS POTÊNCIAS DO SISTEMA.	43
FIG. 4.7 – VISTA APROXIMADA DUMA ZONA DE POTÊNCIA.	43
FIG. 4.8 – COMPARAÇÃO DAS TENSÕES COMPOSTAS, COM UMA POTÊNCIA IMPOSTA DE 500W.	44
FIG. 4.9 – COMPARAÇÃO DAS TENSÕES COMPOSTAS, COM UMA POTÊNCIA IMPOSTA DE 660W.	45
FIG. 4.10 – CORRENTES DO SISTEMA E RESPECTIVAS REFERÊNCIAS COM UMA POTÊNCIA IMPOSTA DE 500W.	46
FIG. 4.11 – CORRENTES DO SISTEMA E RESPECTIVAS REFERÊNCIAS COM UMA POTÊNCIA IMPOSTA DE 660W.	46
FIG. 4.12 – TENSÕES DE REDE E CORRENTES INJETADAS.	47
FIG. 4.13 – HARMÓNICOS DE CORRENTE PARA UMA POTÊNCIA TOTAL DE 660W.	47
FIG. 4.14 – HARMÓNICOS DE TENSÃO PARA UMA POTÊNCIA TOTAL DE 660W.	48
FIG. 4.15 – TENSÕES DOS CONDENSADORES.	48
FIG. 4.16 – POTÊNCIAS DO SISTEMA.	49
FIG. 4.17 – POTÊNCIA DURANTE O FUNCIONAMENTO DO MPPT E A SUA REFERÊNCIA PARA O PV5.	50
FIG. 4.18 – TENSÃO DURANTE O FUNCIONAMENTO DO MPPT E A SUA REFERÊNCIA PARA O PV5.	50
FIG. A. 1 – CÓDIGO SIMULINK DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.	57
FIG. A. 2 – CÓDIGO SIMULINK DO ALGORITMO MPPT.	58
FIG. D. 1 – PLL E REFERÊNCIAS.	62
FIG. D. 2 – PROTEÇÃO DE CORRENTE.	62
FIG. D. 3 – SINAIS DE COMUTAÇÃO.	63
FIG. D. 4 – CHB.	64
FIG. D. 5 – CELL.	64
FIG. F. 1 – SINAIS DE COMUTAÇÃO.	66
FIG. F. 2 – ADC_1-12.	67
FIG. F. 3 – ADC_01-12 REMOVE OFFSETS.	67
FIG. F. 4 – ADC_13-20.	68
FIG. F. 5 – ADC_13-20 REMOVE OFFSETS.	68
FIG. G. 1 – IGBT COM SNUBBER DE ENTRADA.	69
FIG. G. 2 – IGBT BOARD E DRIVER “SKYPER 32R”	69
FIG. G. 3 – ISOLATION BOARD.	70
FIG. G. 4 – MAIN BOARD.	70

FIG. G. 5 – BOARD I.	70
FIG. G. 6 – INVERSOR.	71
FIG. G. 7- SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO.	71
FIG. G. 8 – SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO TRIFÁSICOS.	72
FIG. G. 9 – AUTO-TRANSFORMADOR.	72
FIG. G. 10 – DSPACE 1103.	73
FIG. G. 11 – DIODOS DE SCHOTTKY.	73
FIG. G. 12 – FILTRO L.	74
FIG. G. 13 – CARGA DC DE CONTROLO.	74

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – PARÂMETROS DO SISTEMA.....	27
TABELA 3.2 – PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO.	27
TABELA 3.3 – VALORES DE BASE PARA CALCULO EM PU.	29
TABELA 3.4 – THD'S DAS CORRENTES DO SISTEMA A DIFERENTES IRRADIÂNCIAS.	32
TABELA 4.1 – ACONTECIMENTOS DURANTE O TESTE.....	43

LISTA DE SIGLAS E SIMBOLOS

A	Fator de idealidade (=1.2 para painéis monocristalinos)
AC	Corrente Alternada (Alternating Current)
C	Capacitância (F)
CA	Circuito Aberto
CC	Curto-Circuito
CHB	Conversor em cascata de pontes-H (Cascaded H-Bridge)
CIGS	Cobre-Índio-Gálio-Selênio
C_L	Número de células de um conversor de potência
CTR	Sinais de controlo para o inversor
DC	Corrente Contínua (Direct Current)
DSP	Digital Signal Processor
e_z	Tensão instantânea de fase da rede com $z \in \{a, b, c\}$ (V)
E_z	Tensão de fase da rede com $z \in \{a, b, c\}$ (V)
E_{ab}	Tensão composta ab da rede (V)
f	Frequência (Hz)
FCS-MPC	Finite Control Set – Model Predictive Control
f_g	Função Tipo de Custo
f_p	Função Preditiva
g	Função Custo
i	Corrente instantânea (A)
I_B	Corrente de Base (A)
i_c	Corrente instantânea de entrada no inversor (A)
i_{CELL}	Corrente instantânea gerada pelo efeito fotoelétrico em cada célula (A)
i_D	Corrente instantânea de Díodo (A)
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
i_{mppt}	Corrente instantânea do MPPT (A)
i_{pv}	Corrente instantânea do Painel Solar (A)
i_v	Corrente instantânea do condensador (A)
i_s	Corrente instantânea de fase com $s \in \{a, b, c\}$ (A)
i_s^P	Previsão de Corrente instantânea de fase com $s \in \{a, b, c\}$ (A)
i_s^*	Referencia de Corrente instantânea de fase com $s \in \{a, b, c\}$ (A)
i^P	Previsão de Corrente instantânea (A)
i^*	Referencia de Corrente instantânea (A)
k	Constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$)

K_L	Número de Vetores de Tensão
L	Indutância (H)
L_B	Indutância de Choque/Filtro por fase (H)
L_{linha}	Indutância de linha por fase (H)
L_{S_x}	Indutância equivalente por fase com $x \in \{a, b, c\}$ (H)
m	Número de níveis de tensão
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor field effect transistor
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MPC	Model Predictive Control
N	Neutro do Conversor
n_c	Função de Comutação
N_p	Número de células em paralelo
NPC	Neutral-point Clamped
N_s	Número de células em série
O	Neutro da Rede
P	Potência Instantânea (W)
PID	Proportional-Integral-Derivative
PLL	Phase-Locked Loop
PM	Número de módulos em paralelo (Parallel Modules)
PWM	Pulse-Width Modulation
P_{pv}	Potência instantânea por painel fotovoltaico (W)
PV	Painel Fotovoltaico
pu	Por Unidade
P^*	Previsão de Potência instantânea (W)
P&O	Perturb and observe
q	Carga do elétron ($= 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$)
<i>rms</i>	Root Mean Square
R_p	Resistência equivalente de cada célula em paralelo (Ω)
R_s	Resistência equivalente de cada célula em série (Ω)
R_s	Resistência equivalente por fase (Ω)
S	Impulsos de comando para o conversor
S_B	Potência Aparente de Base (VA)
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SM	Número de módulos em série (Series Modules)
SVM	Space Vector Modulation
THD	Distorção Harmónica Total (Total Harmonic Distortion)

T_s	Período de Amostragem (s)
T_{test}	Temperatura nas condições de teste (°C)
V_{ab}	Tensão Composta ab do Inversor (V)
V_{LL}	Tensão Composta genérica (Line-to-Line) (V)
v_c	Tensão instantânea de conversor (V)
V_{DC}	Tensão instantânea do barramento DC (V)
V_{ref}	Tensão de Referência do SVM (V)
V_{pv}	Tensão instantânea do PV (V)
V_{pv}^p	Previsão de Tensão instantânea do PV (V)
V_{pv}^*	Referencia de Tensão instantânea do PV (V)
W_p	Potência máxima a 25°C com uma Irradiância de 1000 W/m ² de uma célula fotovoltaica (W)
x	Função genérica
x_p	Predição da Função genérica
x^*	Referência da Função genérica
ΔV	Diferença de Tensão (V)
e	Número de Neper
f	Fator de segurança
λ_c	Constante de Comutação
λ_i	Constante de Corrente
λ_v	Constante de Tensão
ω	Frequência Angular (rad/s)
π	Número Pi
θ	Ângulo de fase da rede elétrica

1. INTRODUÇÃO

As crescentes crises petrolíferas nos anos 70 do século XX, alertaram o mundo para a necessidade de formas de produção energéticas alternativas não dependentes do petróleo. Maiores evidências do aumento acelerado do efeito de estufa foram também verificadas desde meados do século passado até à atualidade, com a consequente subida das temperaturas globais. Estas questões conduziram ao desenvolvimento de energias renováveis não poluentes para combater estes problemas. Tal mudança de paradigma foi possível devido ao desenvolvimento da eletrónica de potência, bem como ao aumento do consumo energético e à imposição de regras e restrições ambientais. [1], [2].

A eletrónica de potência, após várias décadas de desenvolvimento, ganhou maturidade suficiente devido, em grande parte, ao progresso tecnológico de dispositivos semicondutores, conversores de potência aplicados em máquinas elétricas, e também ao desenvolvimento e otimização de técnicas de controlo e modulação. Assim, é expectável que o impacto da eletrónica de potência nos sistemas de produção/geração e transporte de energia seja extremamente elevado neste século. [1]

Uma das chamadas fontes renováveis de energia que mais tem ganho impulso e uma rápida evolução e comercialização tem sido a energia solar fotovoltaica, quer em pequena escala, tal como autoconsumos ou geração distribuída, quer em larga escala, com centrais fotovoltaicas a ocuparem dezenas ou centenas de hectares. Surgem assim novos desafios para retirar a máxima potência e aumentar os rendimentos, ao mesmo tempo que se mantêm os mesmos custos ou até menores de instalação e operação possíveis [2], [3], [4].

1.1 Sistema Solar Fotovoltaico

Sabendo que a energia solar que chega à Terra numa hora é superior a toda energia consumida no planeta durante um ano inteiro, torna-se evidente que a produção de energia elétrica a partir do Sol, é uma opção mais que viável como alternativa ao uso de combustíveis fósseis [4].

As células fotovoltaicas ou solares são usadas exatamente para esse fim, converter energia luminosa solar em energia elétrica através duma variação do efeito fotoelétrico, o efeito fotovoltaico. Foi em 1870 que se descobriu o efeito fotovoltaico no selénio. No entanto esta primeira tentativa de extrair energia elétrica a partir do sol tinha apenas uma eficiência de cerca de 1-2%, com um custo elevado. Em 1954, nos laboratórios Bell, desenvolveram-se células

fotovoltaicas de silício cristalino que atingiram uma eficiência de 11%, originando uma nova era na produção fotovoltaica [4].

O desenvolvimento das células fotovoltaicas deveu-se em muito à exploração espacial, sendo o único método de baixo custo e relativamente seguro de obtenção de energia elétrica em órbita. A grande maioria das tecnologias tem como base cristais de silício. Existem ainda outras que possuem rendimentos maiores às tecnologias de silício, mas que apresentam um maior custo de produção, (p.ex. o Arsenieto de Gálio que possui a maior eficiência conseguida até hoje de quase 29%) ou que representam um risco de segurança por se tratarem de materiais tóxicos, como as de Telureto de Cádmio. [5], [6]

Atualmente as células fotovoltaicas mais usadas são constituídas por uma junção P-N em silício cristalino, por se tratarem das que melhor apresentam uma relação de eficiência-custo. Quando a camada do tipo N (rica em elétrons) recebe energia luminosa (sob a forma de fótons), é gerada uma diferença de potencial entre a camada do tipo P e a do tipo N. Se o circuito existente entre as duas camadas for fechado por um circuito externo, a diferença de potencial irá originar uma corrente. Essa corrente gerada irá depender essencialmente do fluxo luminoso que incide sobre a própria célula solar (a Irradiância). A tensão da célula irá depender sobretudo do tipo de material de que esta é composta e da temperatura de operação da mesma. [4]

Tipicamente uma célula individual tem uma potência elétrica reduzida e que varia entre $2 W_p$ e $3 W_p$ (potência máxima a 25°C com uma Irradiância de 1000 W/m^2), com uma tensão de cerca de 0,5 Volt. Para se conseguir potências mais elevadas, as células são associadas em série e/ou em paralelo, formando assim um módulo ou um painel fotovoltaico que é um conjunto de módulos. Presentemente os módulos disponíveis variam numa gama de potências entre $3 W_p$ e $200 W_p$. Num sistema fotovoltaico comercial, os conjuntos de painéis são associados em série e/ou paralelo de forma a obter a potência pretendida, através do aumento da tensão ou da corrente, respetivamente [2].

A tensão obtida aos terminais de um painel fotovoltaico é contínua no tempo e não regulada. De forma a controlar a tensão de saída do painel é necessário o uso de conversores de potência, conversores DC-DC, se a tensão pretendida à saída for DC, ou conversores DC-AC (Inversores) se se pretender corrente alternada na saída. Na figura 1.1 temos uma fotografia de um conjunto de oito painéis fotovoltaicos.



Fig. 1.1 – Painéis solares fotovoltaicos.

1.2 Conversores DC-AC

1.2.1 Inversores

Os conversores DC-AC, mais conhecidos por Inversores, são conversores de potência usados para criar tensões Monofásicas ou Polifásicas AC, a partir de uma fonte de tensão DC.

Desde o uso mais generalizado de energia elétrica que a necessidade de conversão de energia entre estes dois sistemas (AC e DC) se manifestava. Desde o final do século XIX, e até meados do século XX, a solução encontrada e mais barata foi o uso de conversores rotacionais ou grupos de Motor-Geradores (motor DC acoplado a um gerador AC). No início do século XX começaram a surgir os primeiros circuitos Inversores construídos à base de Tubos de Vácuo e de Tubos de Gases Ionizáveis sendo o mais popular e usado o Tiratron. No entanto estes inversores iniciais eram demasiado caros para produção em larga escala, mantendo-se ainda por várias décadas o uso dos conversores rotacionais. [7]

Com o advento dos interruptores semicondutores, tornou-se possível o fabrico de circuitos inversores de menor custo. No entanto, os primeiros semicondutores não apresentavam tensões e correntes de funcionamento suficientemente elevados para as aplicações necessárias. Apenas com o surgimento do Tirístor e outros SCR's (Silicon Controlled Rectifier), é que se tornou possível o uso de circuitos inversores de estado sólido em todas as aplicações que a indústria exige, tornando-se a topologia prevalecente em qualquer aplicação Inversora e mais frequentemente, neste século XXI, o uso de MOSFET's e IGBT's [8], [9].

Atualmente, existe uma panóplia de circuitos inversores de uso geral ou para aplicações específicas, que se podem inserir num ou mais dos diferentes tipos descritos na figura 1.2. Tendo em conta a sua forma de comutação, estes podem-se dividir em dois principais tipos, os de comutação externa (ou comutação natural). Estes dividem-se em comutação pela linha (onde é a linha que determina a comutação destes), e em comutação pela carga (em que é esta que determina a comutação). Existem ainda o de comutação interna, onde a sua comutação é independente das condições da linha ou da carga. A configuração mais usada de circuitos inversores é a chamada “Ponte H” ou o inversor de ponte completa (figura 1.3). Esta é tipicamente utilizada em inversores de comutação interna não ressonantes.

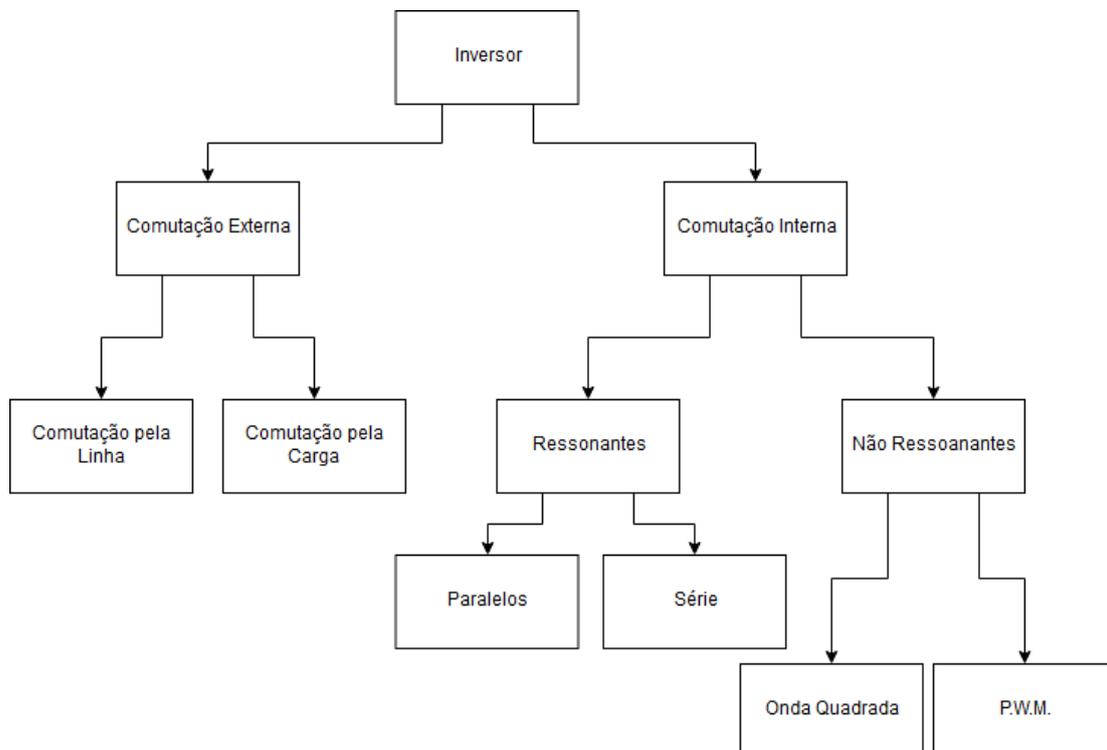


Fig. 1.2 – Tipos de Inversores.

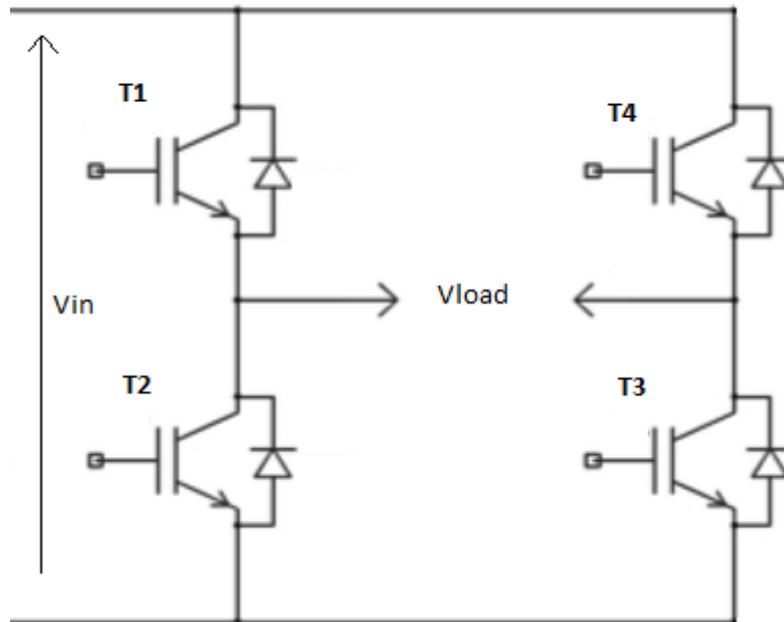


Fig. 1.3 – Exemplo de uma Ponte-H.

Aqui o inversor possui dois braços, cada um com dois dispositivos semicondutores controlados. Estes podem ainda possuir um diodo em antiparalelo para a circulação de correntes da carga, sempre que o respetivo semicondutor esteja desligado, sendo a carga ligada no ponto médio dos dois braços. Para aplicar um meio período positivo na carga, é dado o pulso de comando nos interruptores nº1 e nº3 para permitir a circulação de corrente entre o polo positivo da fonte DC e a carga AC estando desligados os restantes interruptores. Para se aplicar um meio período negativo à carga o pulso de comando é enviado para o interruptor nº2 e nº4 estando os restantes desligados para existir a circulação entre o polo negativo da fonte DC e a carga AC. [8]

As configurações mais usais de inversores são as de um andar onde a tensão convertida apenas apresenta um valor de tensão em cada meio período (com a exceção do zero). No entanto para aplicações que necessitem de variações de tensão menos bruscas e mais próximas de uma quase-sinusoide, em que são os casos de motores alimentados por inversores ou para geração em ilha, de forma a que a onda final contenha menos harmónicos e se assemelhe mais a uma sinusoide, é comum associarem-se várias pontes H em série e/ou paralelo de forma a se obter inversores multinível. Esta associação leva ainda a uma melhoria de compatibilidade eletromagnética. [8], [10]

Existem três principais topologias de conversores multinível como ilustrado na figura 1.4, cada uma delas com as suas vantagens e desvantagens [11].

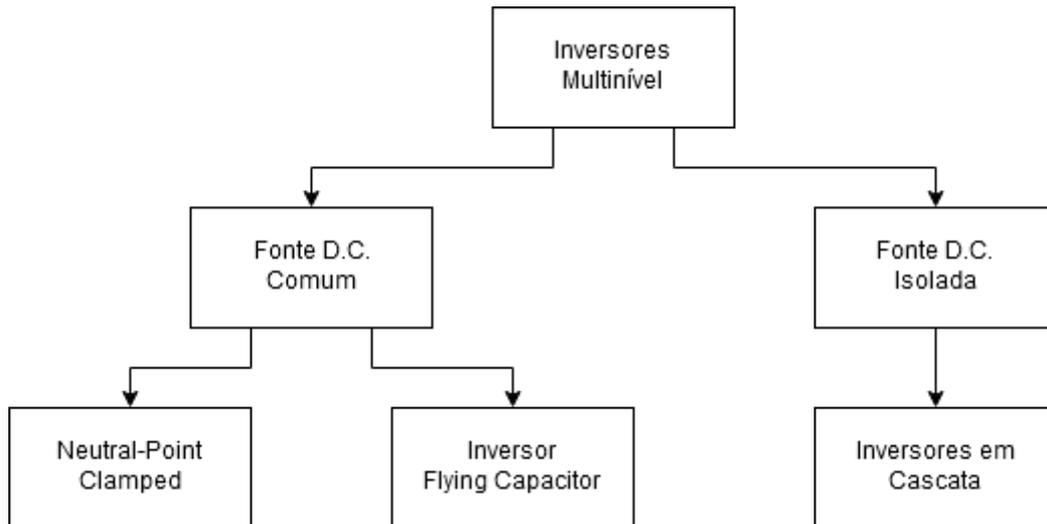


Fig. 1.4 – Tipologias de Inversores Multinível.

A primeira trata-se da apelidada “Neutral-point Clamped” (NPC), também chamada de “Diode Clamped Inverter”, que consiste na ligação em série de diferentes semicondutores e colocando díodos em paralelo com essas ligações, formando assim um ponto neutro no conversor. Tipicamente, uma topologia destas com m níveis de tensão (o número de níveis será escolhido pelo projetista), necessita de $(2 \cdot m - 2)$ semicondutores controlados e $(m - 1) \cdot (m - 2)$ díodos no circuito. Tem como vantagens gerais: A tensão por semicondutor ser apenas metade da tensão do barramento DC; os harmônicos da tensão estão centrados no dobro da frequência de comutação; as capacitâncias dos condensadores serem baixas; grande eficiência na frequência fundamental. Como desvantagens apresenta: grande número de díodos com o aumento de níveis; caso o controle dos impulsos do conversor não seja preciso, o barramento DC poderá descarregar; e também grandes dificuldades técnicas para aplicações de grande potência. [10], [11], [12] Na figura 1.5, pode-se observar o exemplo de um NPC trifásico.

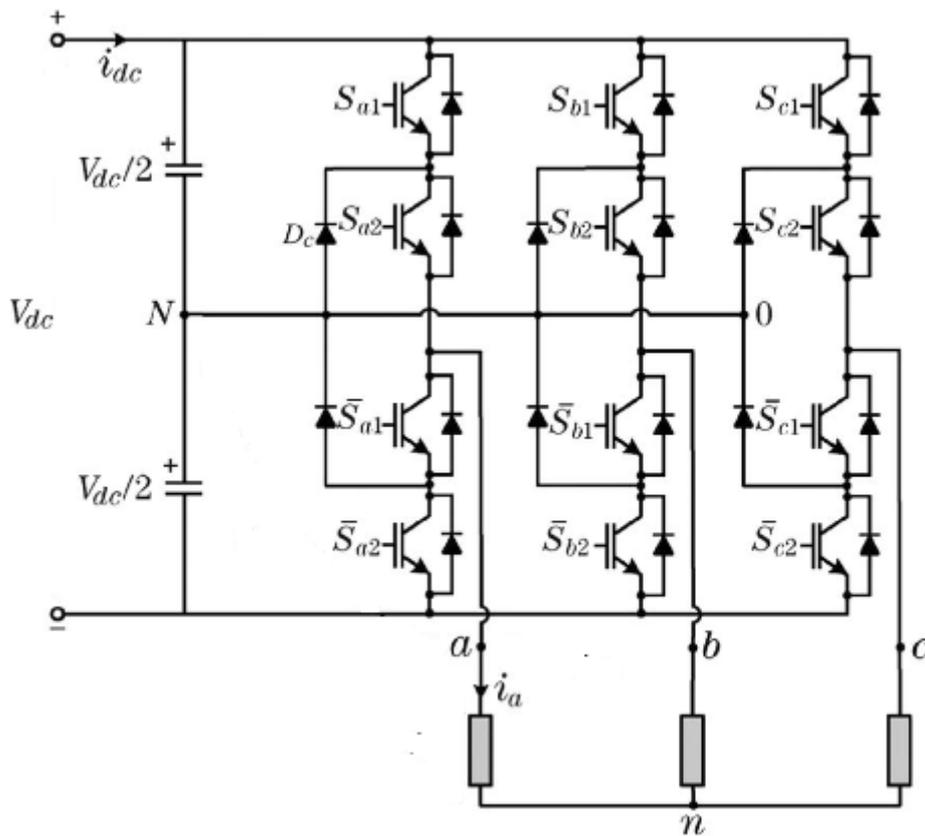


Fig. 1.5 – Exemplo de um NPC trifásico.

A segunda topologia chamada de “Flying Capacitor Inverter”, essencialmente é a mesma topologia da anterior. No entanto ao invés de usar díodos, são usados condensadores. Aqui, para um conversor com m níveis de tensão serão necessários $(2 \cdot m - 2)$ semicondutores controlados e $(m - 1)$ condensadores. Apresenta como vantagens: não haver problemas relacionados com díodos, pois não possui nenhum; baixas variações de tensão ao longo do conversor. Como desvantagens: tem um início de funcionamento complexo; menor eficiência de comutação; condensadores são mais caros que os díodos; difícil balanceamento da tensão em todos os condensadores. [11], [12] É apresentado um exemplo desta topologia na figura 1.6.

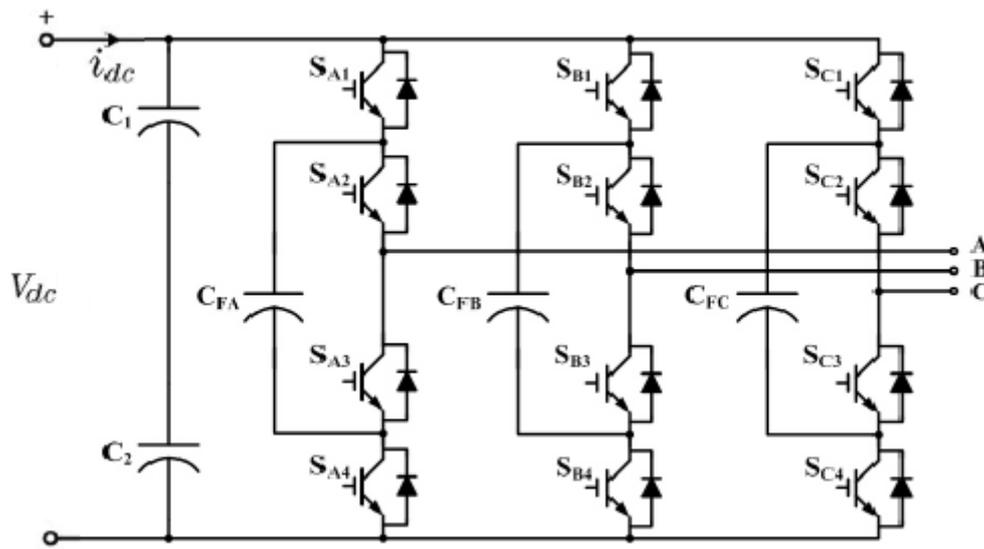


Fig. 1.6 – Exemplo de um "Flying Capacitor" trifásico.

A terceira topologia, e a que será utilizada neste trabalho, é a denominada “Cascaded H-Bridge” (CHB), em português “Cascata de Pontes H”. Esta topologia consiste na associação em série de várias Pontes H, cada uma com a sua respetiva fonte DC independente. Para um conversor com m níveis de tensão, serão necessários $2 \cdot (m - 1)$ semicondutores e $\frac{m-1}{2}$ condensadores. Como vantagens apresenta ser de dimensões reduzidas em relação aos restantes; produz tensões de modo comum; poucas distorções nas correntes de entrada; a distorção harmónica de saída é baixa mesmo sem o uso de filtros. Como desvantagens: precisa de fontes DC isoladas, uma para cada modulo/ponte; necessita de um controlador mais complexo devido ao número de condensadores. [9], [10], [11]

Na figura 1.7 pode-se observar a comparação duma onda sinusoidal com a saída de um inversor de 3, 5 e 7 níveis respetivamente. Como se pode ver, quantos mais níveis se usar, mais próxima será a onda de saída de uma onda sinusoidal, obtendo-se assim uma onda com menor teor de harmónicos.

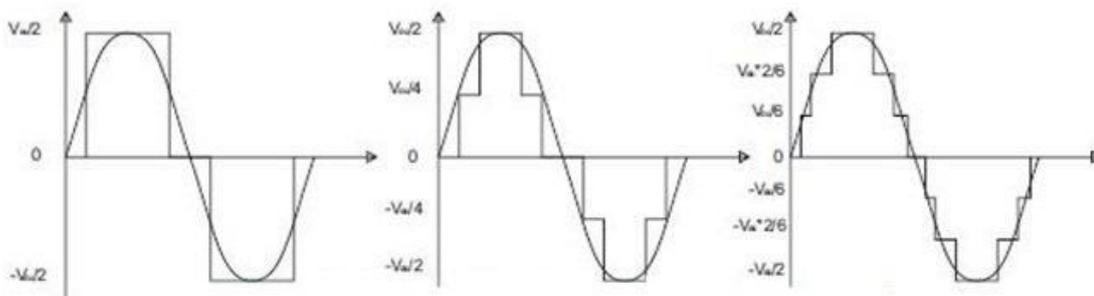


Fig. 1.7 – Comparação da tensão de saída de conversores multinível com uma sinusoide.

1.2.2 Controlo e Modulação do Inversor

O inversor por si só não é capaz de gerar qualquer potência. Apenas através de impulsos de comando aplicados nos semicondutores será possível transformar tensão DC em tensão AC e controlar a potência fornecida à carga pela fonte. O funcionamento do inversor está assim dependente da “Estratégia de Controlo” que lhe é aplicada, bem como da “Modulação” da onda à saída deste.

A estratégia de controlo mais simples que se pode aplicar a um inversor é a denominada “Controlo da Onda Quadrada com Desfasamento” (também chamada de “Phase-Shift PWM.”). [8], [9]

Esta estratégia consiste na aplicação de meio período numa onda de sinal positivo (responsável por ativar os semicondutores que controlam a tensão positiva de saída) e no meio período seguinte uma onda de sinal negativo (que fará o mesmo pelos semicondutores responsáveis pela tensão negativa de saída), onde o resultado deste desfasamento consiste essencialmente numa parte do período em que a onda quadrada será nula, não havendo assim corrente à saída do inversor. Variando esse tal ângulo de desfasamento é possível controlar a potência da fonte aplicada à carga. Considerando um período completo (independentemente das unidades de medida) como 1 pu (p.ex. 1 $pu = 360^\circ$), aplicando um desfasamento de 0 ou 1 pu irá ser obtida a potência máxima da fonte (excetuando as perdas inerentes ao circuito) à carga, caso se aplique um desfasamento de 0,5 pu a potência à saída do inversor será nula (tomando como origem do desfasamento o meio período da onda original). [9], [10]

Um exemplo da tensão de saída e dos pulsos de controlo é mostrado na figura 1.9, onde a onda de controlo azul controla os semicondutores T1 e T3 da figura 1.3 e a onda de controlo vermelha os semicondutores T2 e T4.

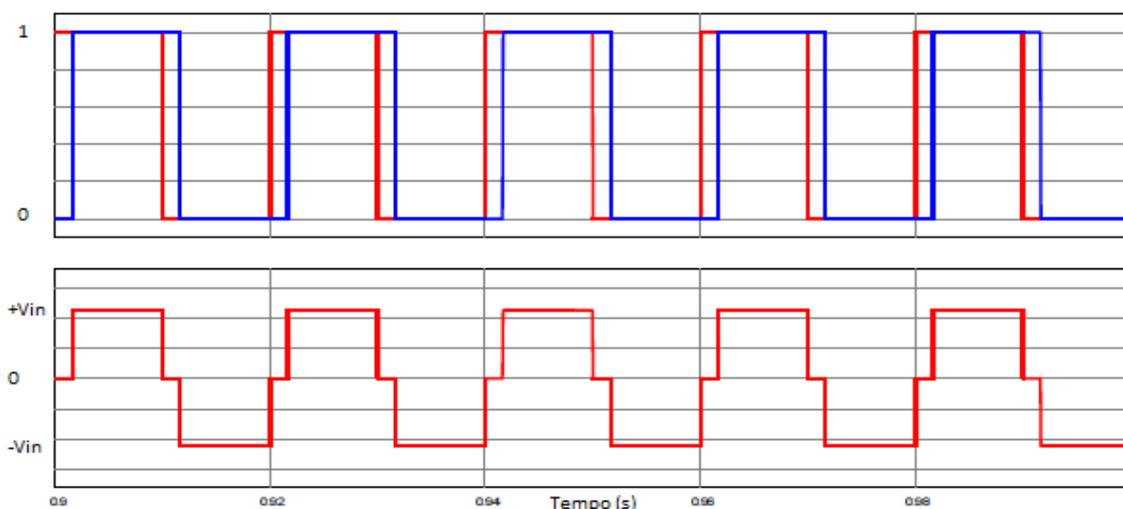


Fig. 1.9 – Exemplo de Controlo de Onda Quadrada.

Outras técnicas mais comumente usadas em inversores são as técnicas de PWM (Pulse-Width Modulation), sendo um conjunto de várias técnicas todas baseadas no princípio do “PWM Sinusoidal”. Destaque ainda para a técnica de “Space-Vector PWM” ou “Space-Vector Modulation” (SVM). [9] A técnica de PWM Sinusoidal consiste na comparação de duas ondas diferentes, uma sinusoidal e outra triangular, para determinar quais os semicondutores a serem ligados e desligados. A primeira onda é uma onda sinusoidal de referência sendo responsável por determinar a amplitude e frequência da tensão de saída do inversor. A segunda onda é uma onda triangular transportadora, que deverá possuir uma amplitude idêntica à onda sinusoidal. A frequência desta segunda onda, irá determinar a frequência de comutação dos semicondutores do conversor. Tendo estas duas ondas, irá ser feita a comparação dos seus valores instantâneos, sempre que a comparação for positiva, isto é, sempre que o valor instantâneo da onda sinusoidal de referência seja superior ao da onda triangular, irá ser enviado um impulso aos semicondutores responsáveis pela parte positiva da onda de saída (T1 e T3, tendo como base a figura 1.3), para estes conduzirem, verificando-se o mesmo na parte negativa da onda. [8], [9] Pode-se observar o exemplo desta comparação e da onda de saída resultante, na figura 1.10.

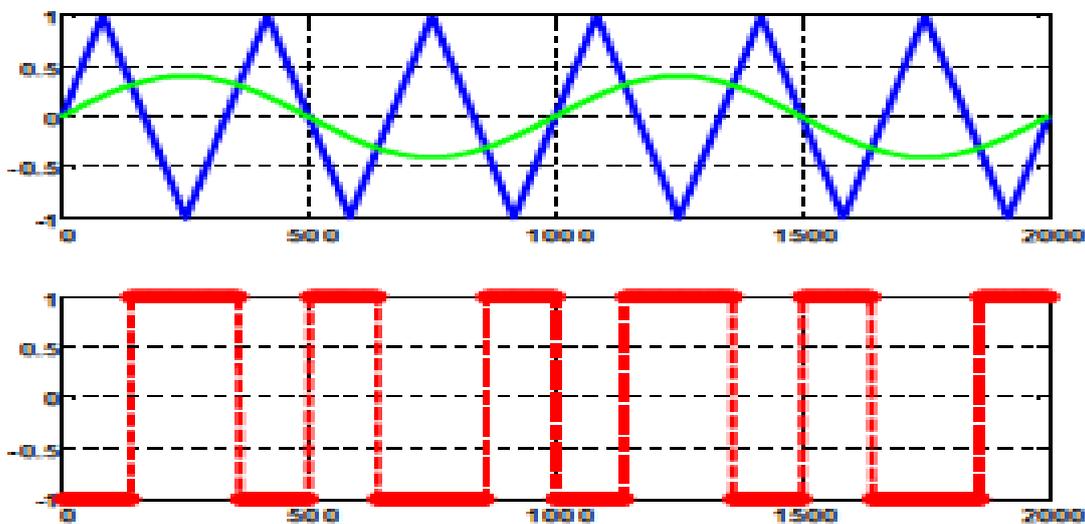


Fig. 1.10 – Exemplo de PWM Sinusoidal.

Uma outra estratégia muito usual dentro da variedade das técnicas de PWM em inversores de mais de uma fase é a Space-Vector Modulation (SVM). No caso mais básico para um inversor trifásico, os semicondutores têm que ser controlados de forma a garantir que exista apenas um em cada braço ligado ao mesmo tempo de forma a evitar um curto-circuito na fonte. Esta condição pode ser conseguida por combinações de diferentes semicondutores entre os três braços do inversor, isto leva a oito possíveis vetores de tensão aplicada à saída do inversor, dois vetores de tensão nula e outros seis de tensão ativos, isto não é exclusivo da estratégia SVM. Para ser

implementada a Modulação do Vetor Espacial, é preciso gerar um sinal de referência (V_{ref}) a uma dada frequência f . Após gerado o sinal de referência, este será sintetizado usando uma combinação dos dois vetores ativos mais próximos do valor deste e com um ou os dois vetores nulos. Existem várias estratégias de controle de forma a escolher a combinação mais eficiente de vetores espaciais a aplicar, desde controladores PID, Controle Difuso ou Controle Preditivo (que será usado deste trabalho), entre outros.[8], [9], [10]

Na figura 1.11 pode-se observar os vetores de tensão do SVM mais básico.

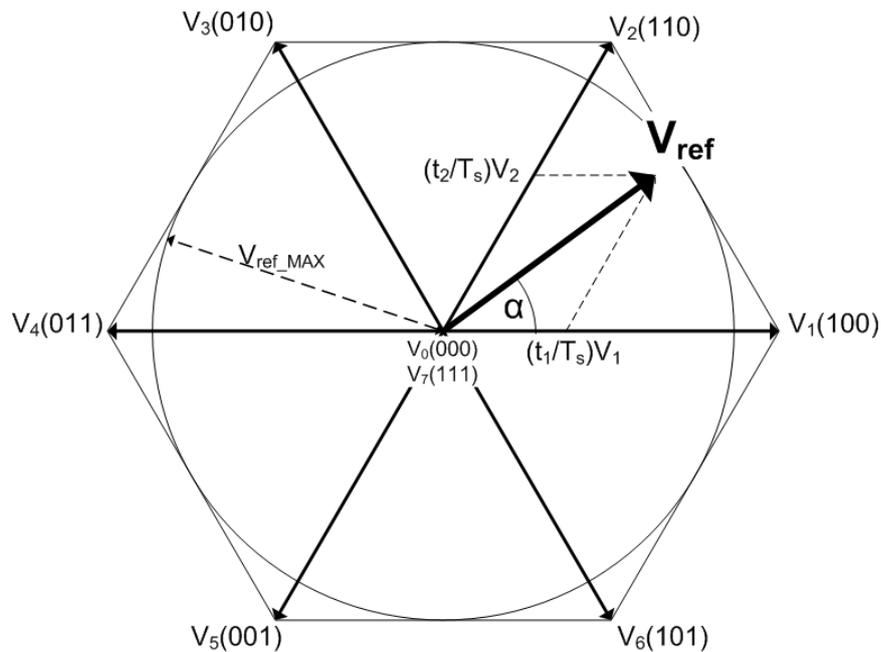


Fig. 1.11 – Exemplo de um SVM com oito vetores.

Essencialmente, cada vetor de tensão corresponde a um conjunto de valores booleanos, um valor por braço (três valores para o caso de este exemplo), onde cada valor corresponde a um braço e valor esse que é o sinal de comando a enviar ao respectivo braço. Como por braço existem dois semicondutores, o valor apresentado corresponde por norma ao valor de comando enviado ao semicondutor superior, sendo o valor negado para o seu homólogo inferior nesse braço.

1.3 Motivação e Objetivos

A crescente preocupação ambiental e económica relacionada com o uso de combustíveis fósseis na produção energética, tem levado a uma mudança de paradigma com cada vez maior aposta no uso de energias renováveis tais como a eólica, a hídrica ou a solar. Em conjunto com o crescimento explosivo das tecnologias de eletrónica de potência, tem impulsionado uma maior procura, adoção e conseqüente rentabilização destes sistemas de energia renovável, quer na produção em grande escala, quer como na produção descentralizada. Estes fatos têm levado a uma maior procura destas tecnologias e métodos para os tornar mais eficiente, quer a nível energético, quer a nível económico. Assim, este trabalho irá abordar a energia solar fotovoltaica que tem crescido de ano para ano sem fim à vista de abrandar. Optou-se por explorar uma estratégia de Controlo Preditivo para modular e controlar o conversor de potência que interliga os painéis fotovoltaicos com a rede pública de energia eléctrica.

Os objetivos desta dissertação são os seguintes:

- Pesquisa sobre o funcionamento das células fotovoltaicas e dos principais componentes que constituem um sistema de geração fotovoltaica.
- Pesquisa sobre as diferentes topologias existentes de Conversores DC-AC e dos seus principais componentes.
- Pesquisa sobre várias estratégias de controlo a implementar no sistema com especial atenção nas estratégias de Controlo Preditivo usado em outras aplicações e trabalhos semelhantes.
- Implementar um algoritmo que permita extrair a potência máxima dos painéis fotovoltaicos.
- Dimensionamento, modulação e controlo do conversor multinível de forma a controlar potência do barramento DC, transformá-lo em potência AC e permitir o seu envio para a rede.
- Implementação em *Matlab/Simulink* do sistema em questão de geração fotovoltaica.
- Validação dos métodos implementados através da montagem experimental deste sistema de geração e análise dos resultados obtidos.

2. MODULAÇÃO E CONTROLO DO SISTEMA

Neste capítulo irá ser apresentado o sistema proposto, bem como a modulação do sistema, desde os Painéis Fotovoltaicos, até ao inversor em cascata, finalizando na injeção de energia na rede. Em relação ao sistema fotovoltaico (PV), será apresentado o modelo matemático utilizado para a simulação dos painéis fotovoltaicos, assim como o algoritmo usado que permite extrair a máxima potência a partir destes. Para o inversor e controlo do mesmo, será deduzido o modelo matemático preditivo usado e testado, bem como uma explicação do funcionamento do conversor e dos sinais de controlo enviados para o mesmo. Por fim, será apresentada a interligação deste sistema a um sistema elétrico de barramento infinito. Na figura 2.1 é possível observar o diagrama de blocos do sistema proposto.

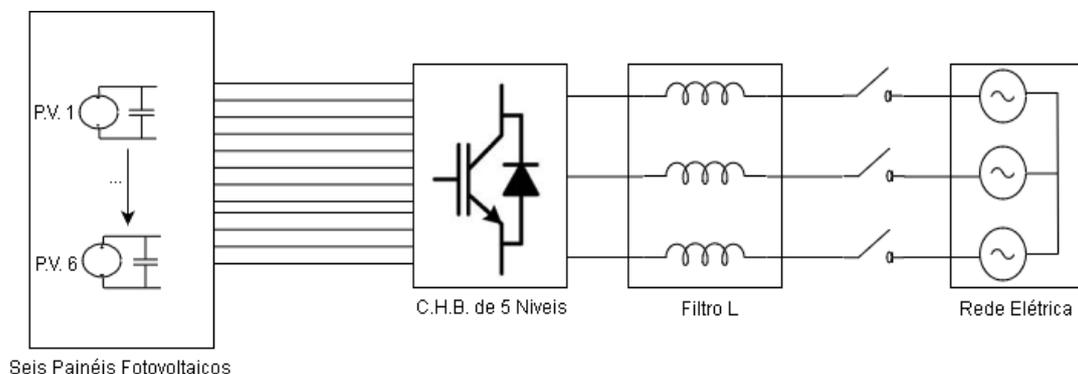


Fig. 2.1 – Diagrama de blocos do sistema proposto

2.1 Inversor Multinível CHB

O inversor a ser utilizado neste trabalho, será um inversor multinível de 5 níveis de tensão com base na topologia de Pontes-H em Cascata (“Cascaded H-Bridge”). A razão por que foi escolhida tal topologia foi pelo fato de que cada Ponte-H (ou Célula-H) usar uma fonte DC isolada, o que pode ser facilmente conseguido na geração PV, tratando cada Painel (ou aglomerado de Painéis) como uma fonte isolada. Para além disso, com a melhor qualidade de energia, inerente do multinível, é possível reduzir o tamanho do filtro indutivo de saída, bem como da frequência de comutação, melhorando no geral o rendimento do sistema. Os PV’s e o CHB aparentam ser uma parilha idela, pelo fato de se explorar uma qualidade do CHB que poderia ser um defeito noutras aplicações, o uso de fontes DC isoladas. Este fato permite ainda adotar uma estratégia de MPPT individual e independente por painel, permitindo assim uma maior conversão e eficiência de energia do sistema do que em comparação com outros conversores multiníveis descritos acima, onde teria que haver um MPPT geral para todos os painéis do sistema. No entanto, apesar do seu

maior uso em sistemas PV, a maioria das abordagens feitas, são na sua maioria destinadas a sistemas monofásicos. A principal razão disto deve-se ao inerente desequilíbrio de energia processado entre fases num conversor polifásico. Caso este fato não seja contemplado no controlo do sistema, poderá levar a correntes desequilibradas a serem injetadas na rede, algo que não é permitido do ponto de vista do operador da rede elétrica.[13], [14]

Assim, o inversor CHB usado neste trabalho será um inversor trifásico com duas células-H por fase e com cinco níveis de tensão diferentes por fase, no total. Como demonstrado aplicando a equação (2.1), onde “ m ” é o número de níveis de tensão e “ C_L ” o número de células ligadas em série num braço do conversor. Nota que tipicamente o projetista é que define o número de níveis de tensão à priori e depois irá verificar o número de células necessárias.

$$m = 2 \cdot C_L + 1 \quad (2.1)$$

Sendo assim, num inversor trifásico de cinco níveis com controlo SVM, o número de vetores de tensão disponíveis será dado por (2.2), existindo um total de 125 vetores de tensão que se podem aplicar ao inversor. [15]

$$K_L = m^3 \quad (2.2)$$

Deste ponto em diante neste trabalho sempre que se referir a uma Célula-H, esta não será apenas a ponte-H, mas sim o conjunto do PV e o Condensador em paralelo (barramento D.C.) ligados à ponte-H, como exemplificado na figura 2.2. Como se pode observar pela imagem, no mesmo braço, um semicondutor recebe o comando de um controlo genérico e o outro semicondutor irá receber o mesmo sinal, mas negado.

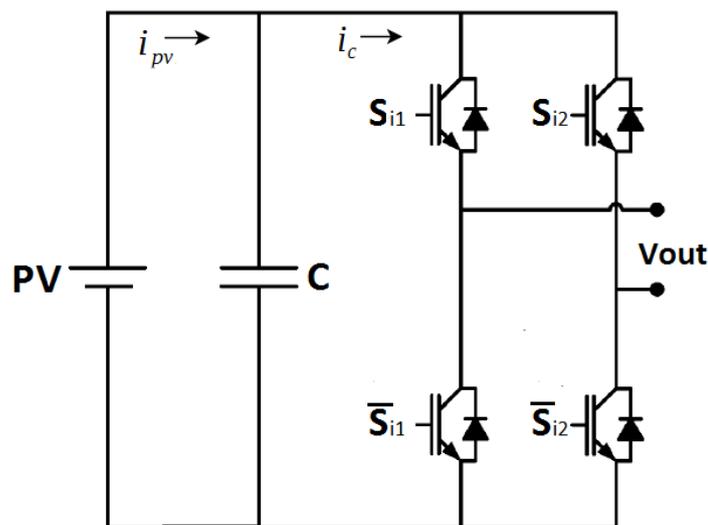


Fig. 2.2 – Célula-H utilizada.

Na figura 2.3 são apresentadas as quatro ligações possíveis que existem dentro de uma célula e que originam diferentes valores de tensão na sua saída[13]. Nos casos de “OFF state” o controlo irá pôr a conduzir ambos o semicondutores superiores (ou inferiores no outro caso) efetuando assim um curto-circuito à carga e isolar esta do lado DC, não havendo assim qualquer caminho disponível para fluir corrente do lado DC para a carga. Nos casos “ON state” o funcionamento é idêntico ao descrito no capítulo anterior sobre a ponte-H, existe caminho disponível para a corrente fluir do lado DC para a carga, estando em condução os IGBT’s em diagonal.

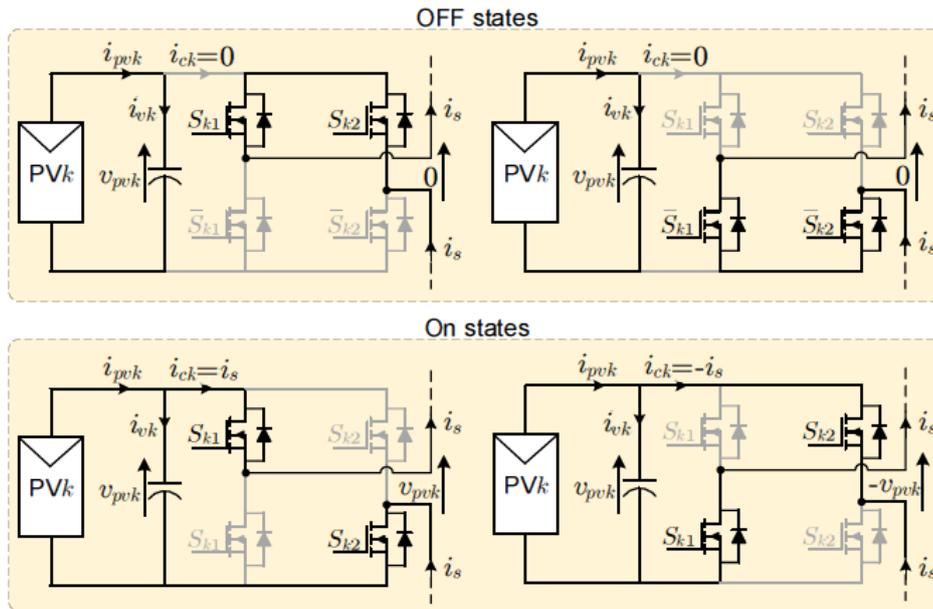


Fig. 2.3 – Estados de Comutação da Célula-H.

2.2 Painéis Fotovoltaicos (PV) e MPPT

O modelo elétrico dos painéis fotovoltaicos é proposto em [16] e é representado na figura 2.4. O modelo matemático é demonstrado em [17] e é expresso pela equação (2.3)

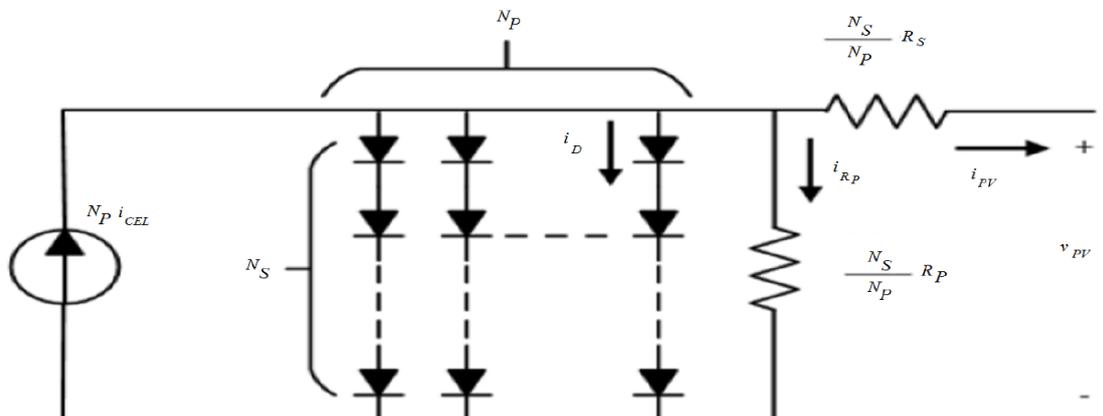


Fig. 2.4 – Modelo elétrico de um PV.

$$i_{pv} = N_p \cdot \left[i_{CEL} - i_D \cdot \left(\frac{e^{\left(\frac{V_{pv} \cdot N_p}{N_s} - \frac{i_{pv} \cdot R_s}{N_p} \right)}}{A \cdot k \cdot (T_{test} + 273.15)} - 1 \right) - \frac{\frac{V_{pv}}{N_s} + \frac{i_{pv} \cdot R_s}{N_p}}{R_p} \right] \quad (2.3)$$

Na figura e na equação N_s representa o número de células em série, N_p o número de células em paralelo, R_s a resistência equivalente série (de cada célula) em Ω , R_p a resistência paralela (de cada célula) em Ω , i_{CEL} a corrente gerada pelo efeito fotoelétrico (em cada célula) em A, i_D a corrente de saturação do díodo em A, i_{Rp} a corrente na resistência paralela em A, i_{pv} a corrente fornecida pelo PV em A, v_{pv} a tensão aos terminais do PV em V, A o fator de idealidade(=1,2 para painéis monocristalinos), q a carga do eletrão(= $1,6 \times 10^{-19}$ C), k a constante de Boltzman(= $1,38 \times 10^{-23}$ J/°K) e T_{test} a temperatura às condições do teste em °C. Os valores i_{CEL} , i_D e i_{Rp} são definidos pelas equações presentes no Apêndice H.

A partir da implementação em *Matlab/Simulink* do modelo apresentado, obteve-se a Figura 2.5, correspondentes às curvas I-V e as curvas P-V, para diferentes valores de irradiância e com uma temperatura de operação de 25°C. Estas curvas são não lineares tendo um comportamento quasi-exponencial, pois a corrente gerada pelos painéis varia linearmente com a irradiância e a sua tensão de circuito aberto aumenta logarithmicamente com a irradiância incidente nos mesmos.

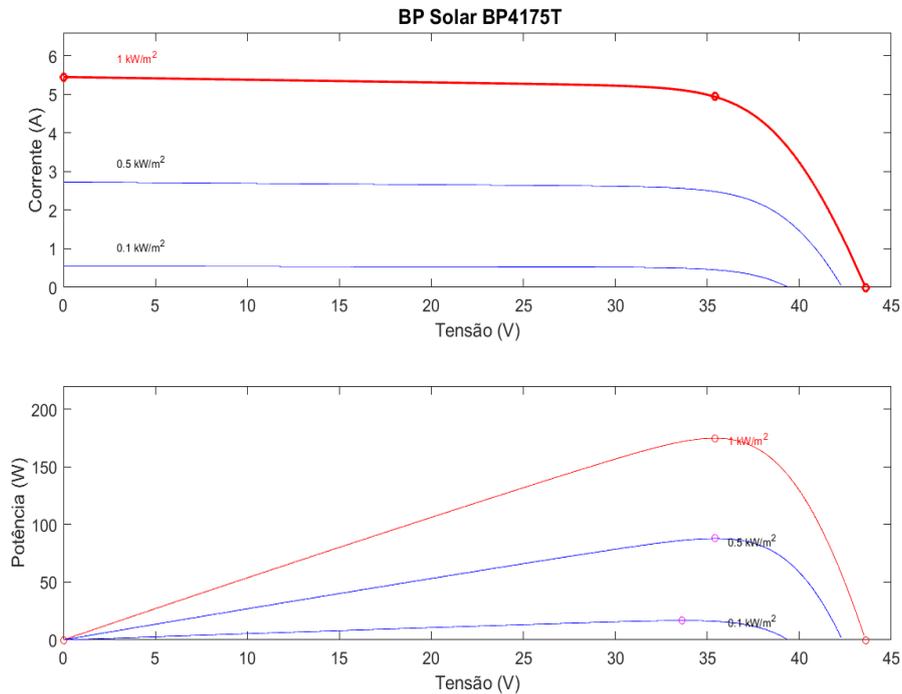


Fig. 2.5 – Curvas de Potência do PV utilizado.

Sabendo que potência de saída dum painel fotovoltaico é dada por $P_{pv} = I_{pv} \cdot V_{pv}$, é possível concluir que existe uma combinação I-V para a qual a potência extraída é máxima, sendo o ponto de potência máxima designado por MPP (Maximum Power Point), localizado no “joelho” (no

gráfico P-V, esses pontos estão assinalados com um pequeno círculo) das curvas e depende tanto da irradiância incidente como da temperatura de operação do painel. No gráfico I-V é possível observar três pontos importantes (neste caso assinalados para uma irradiância de 1000 W/m^2). O primeiro do lado esquerdo corresponde à corrente máxima do PV, isto é a sua corrente em curto-circuito (tensão fornecida pelo PV é 0 V).

O segundo ponto, corresponde ao MPP e indica a tensão e corrente fornecida pelo painel nesse ponto. E por fim o último ponto assinala a tensão máxima em circuito-aberto (corrente fornecida é 0 A), que este produz.

Existem múltiplos métodos para encontrar o MPPT, servindo-se de diferentes características/medidas obtidas do painel. Alguns destes algoritmos são descritos em [18]. Os mais populares são os denominados “Hill-climbing”, devido à sua eficiência e simplicidade de implementação, dos quais, foi usado para este trabalho o conhecido “Perturb & Observe” (P&O), pertencente ao conjunto dos “Hill-climbing”. Este algoritmo mede as grandezas elétricas do painel (tensão e corrente), sendo calculada a potência instantânea através delas. Após a introdução de uma perturbação na tensão do painel (por exemplo, provocar o aumento da tensão de saída), determina-se qual o seu efeito na potência instantânea. Se a potência produzida aumentou, a próxima perturbação na tensão será idêntica à anterior. Caso a potência tenha diminuído, a perturbação seguinte será em sentido inverso. Sendo este processo repetido sucessivamente, fazendo com que a potência oscile em torno do ponto de potência máxima. A amplitude da oscilação em torno do MPP, vai depender da dimensão da perturbação introduzida na tensão, a qual deve ser superior ou igual ao ripple da tensão dos condensadores colocados à saída dos PV's, caso contrário poderá levar a que o sistema tenha comportamentos anormais. O período de amostragem usado para atualizar a tensão de referência, também precisa de ser grande o suficiente para possibilitar que o conversor atinja o regime permanente antes de ser reintroduzida uma perturbação.

Na Figura 2.6 é apresentado o fluxograma do algoritmo P&O aqui utilizado, onde V_{oc} é a tensão em circuito aberto do painel, SM o número de PV's em série por célula, PM o número de PV's em paralelo por célula e I_{mppt} a corrente de inicialização escolhida pelo utilizador e n a iteração atual do algoritmo.

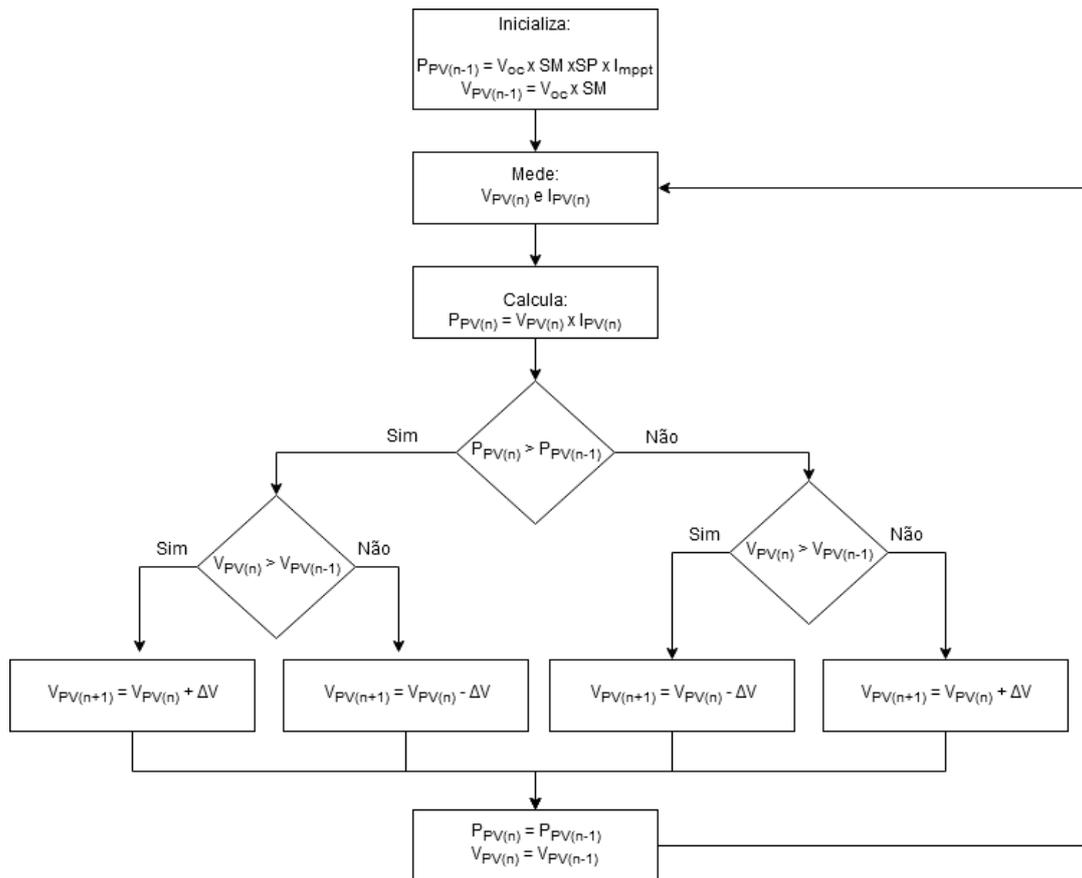


Fig. 2.6 – Fluxograma do algoritmo P&O.

2.3 Controlo Preditivo

Como já foi discutido no capítulo anterior, existe um grande número de estratégias de controlo para inversores multinível. Nos primórdios do controlo aplicado à eletrónica de potência, apenas era possível usar implementações analógicas de malhas de controlo. Assim, apenas estratégias mais básicas, como controladores lineares acoplados a esquemas de modulação e controladores não lineares baseados em comparadores de histerese eram possíveis de aplicar. Estes métodos de controlo foram mais tarde adaptados a implementações digitais em tempo discreto, que são atualmente amplamente aceites como um padrão da indústria [12]. Por outro lado, os sistemas de processamento digital de sinal “DSP” (Digital Signal Processor) tiveram uma evolução exponencial ao longo das últimas décadas, permitindo um maior número de técnicas de controlo mais complexas e emergentes, tais como Controlo Difuso, Controlo Adaptativo ou o Controlo Preditivo [19]. O Controlo Preditivo mais conhecido por MPC (Model Predictive Control), é um conceito de controlo amplo que pode ser subdividido ou classificado em várias categorias, dependendo das suas características e princípios de operação. Em termos gerais, o controlo preditivo engloba qualquer algoritmo que usa um modelo do sistema onde é aplicado, para prever

o comportamento futuro do mesmo e selecionar a ação de controle mais apropriado segundo um critério de otimização. [20], [21]

O MPC é uma abordagem onde é usado um modelo do sistema de forma a prever o comportamento futuro das variáveis ao longo dum determinado espaço de tempo (um múltiplo do tempo de amostragem). Estas predições são avaliadas numa função de custo e a sequência de comando dos interruptores semicondutores que minimizar essa função será a escolhida, obtendo-se assim as ações de controle futuro. Apenas essa sequência será aplicada, sendo o algoritmo recalculado outra vez para cada período de amostragem. O MPC tem várias vantagens tais como a inclusão mais fácil de restrições e não-linearidades. Este modelo tem tido alguma dificuldade inicial em ser aplicado a conversores de potência e acionamentos, devido ao elevado número de cálculos que necessita para resolver o problema de otimização em tempo-real, o que o torna incompatível com os pequenos tempos de amostragem necessários nestes sistemas elétricos. Uma solução encontrada para contrariar esta incompatibilidade foi o de resolver o problema de otimização de antemão, implementando essencialmente uma árvore de pesquisa com todas as soluções possíveis, reduzindo assim o tempo de computação, tornando possível períodos de amostragem mais pequenos e a sua consequente implementação nestes sistemas, tal como demonstrado em [22]. Uma outra abordagem à implementação do MPC em conversores de potência e acionamentos é tirar proveito da sua natureza discreta. Como os conversores de potência têm um número finito de estados de comutação, a otimização do MPC pode ser simplificado e reduzido apenas para a predição do sistema para os estados de comutação possíveis, que serão avaliados posteriormente pela função de custo e consequentemente escolhido e gerado aquele estado que tenha um custo mínimo. Esta abordagem é conhecida como “Finite Control Set - MPC” (FCS-MPC), dado que as ações de controle possíveis (estados de comutação) são finitas. [21], [23], [24], [25], [26].

2.3.1 Teoria Geral do FCS-MPC

Determinando uma ação apropriada de controle “ $S(t)$ ” (que neste caso é os impulsos a enviar ao conversor), que terá que fazer com que uma variável dum sistema genérico, “ $x(t)$ ”, seja levada o mais próximo possível dum valor de referencia, $x^*(t_k)$, ao longo de um período de tempo T_s para um sistema com um numero finito de n ações de controle possíveis. Onde todas as medições, cálculos e ações de controle a processar pelo controle serão realizadas instantaneamente (caso ideal), ou mais próximo possível disso. Como existem um numero finito de ações S_i com i sendo o número de iterações como: $i = 1, \dots, n$ estas podem ser todas avaliadas em conjunto com o valor medido $x(t_k)$ baseado numa função preditiva, f_p para prever todas as transições possíveis do sistema $x_{pi}(t_{k+1}) = f_p\{x^*(t_k); S_i\}$, para $i = 1, \dots, n$, sendo a função preditiva diretamente derivada dos parâmetros e do modelo discreto do sistema. Para determinar qual a ação de controle

a implementar, deve ser feita uma decisão numa função de custo f_g que é normalmente dependente do valor de referência desejado e das predições, $g = f_g\{x^*(t_{k+1}), xp_i(t_{k+1})\}$.

Para $i = 1, \dots, n$ constata-se que o valor de referência futuro, $x^*(t_{k+1})$, a ser usado na função de custo, pode ser assumido como idêntico ao valor atual de referencia, $x^*(t_k)$, dado que o T_s é suficientemente pequeno em comparação com a dinâmica do sistema, e assim a referência pode ser considerada constante ao longo de T_s . Caso seja requerido uma referência mais exata, por parte de sistemas de maior dinâmica, a referência futura, $x^*(t_{k+1})$ pode ser estimada por métodos de extrapolação apropriados.

Um exemplo típico de uma função de custo seria o erro absoluto entre predições e a referência $g_i = x^*(t_{k+1}) - xp_i(t_{k+1})$. A avaliação efetuada pela função de custo ao longo de n predições irá originar n custos diferentes, naturalmente a ação de controlo que tenha o menor custo será a seleccionada para aplicar ao sistema, $\min\{g_i\}$ com $i = 1, \dots, n$. O fluxograma genérico do algoritmo da implementação do FCS-MPC num conversor de potência pode ser observado na figura 2.7, considerando uma variável genérica $x(t)$. [19]

Vale ainda a pena referir que este método de controlo não está apenas limitado a uma única variável de controlo. Pode operar com uma multitude de variáveis, saturações, perturbações, restrições de sistema ou qualquer outra característica do sistema que possa ser matematicamente modelada e medida, para ser inserida no modelo preditivo e na função de custo. Esta é a base da grande flexibilidade e potencial de controlo conseguido com o FCS-MPC. Para além disso, dado que os conversores de potência têm um número limitado de estados de comutação, faz com que este método seja implementável em microprocessadores disponíveis atualmente. Dado que apenas é necessário o modelo discreto do sistema, ao invés de outros métodos que requerem um modelo linear aproximado em conjunto com teorias de controlo dedicadas e algoritmos de modulação, é conseguida uma implementação mais simples e direta para o controlador [19]. Deste ponto em diante neste trabalho por uma questão de simplicidade sempre que se mencionar MPC tal corresponde ao FCS-MPC.

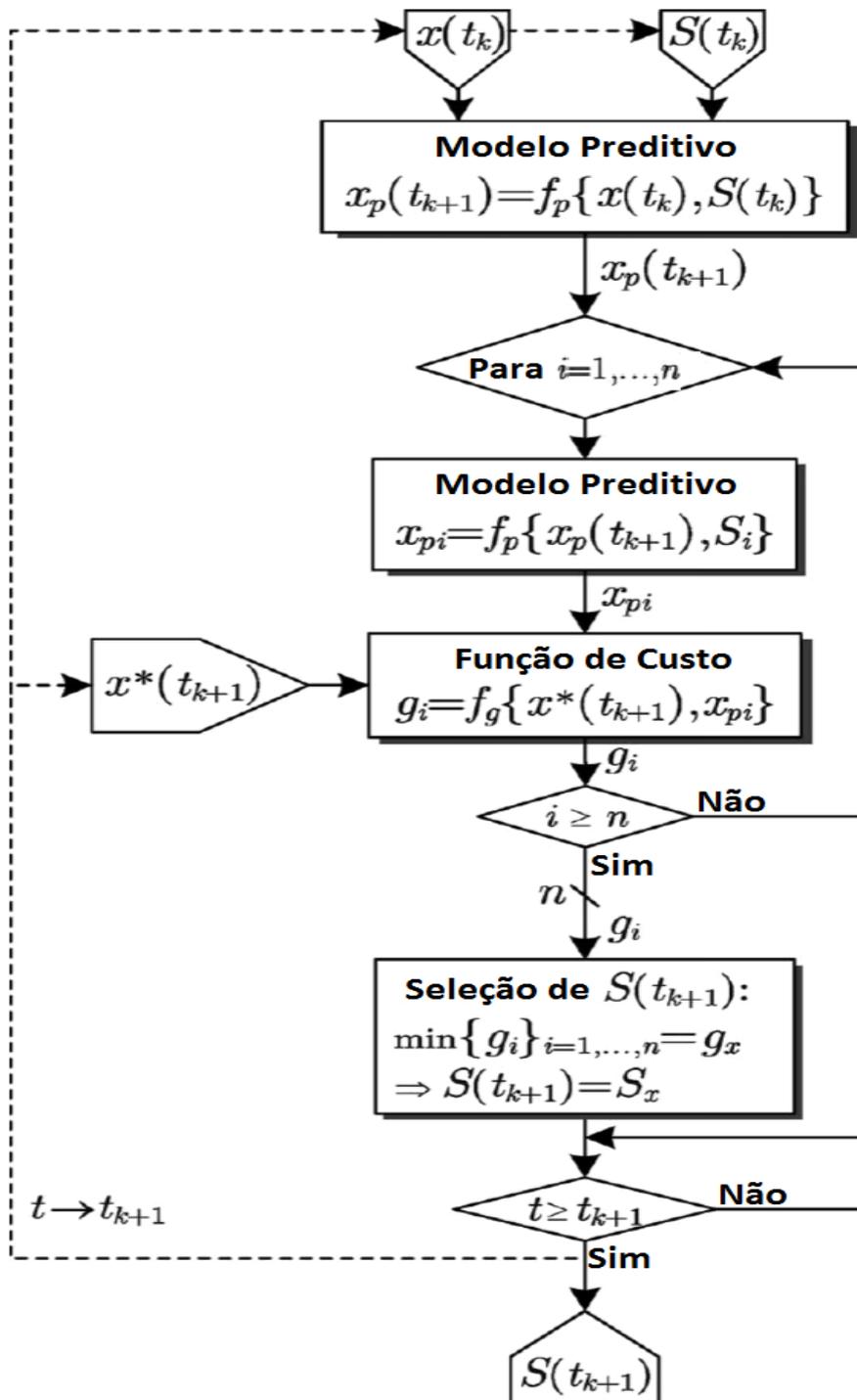


Fig. 2.8– Algoritmo genérico do FCS-MPC.

2.3.2 Controlo Implementado

O controlo desenvolvido e apresentado nesta dissertação foi baseado em [15], [27]. O circuito do sistema implementado é mostrado na figura 2.9, o qual é constituído por um CHB trifásico, com duas Células-H por fase, ligado à rede elétrica dum edifício, através duma ligação trifásica. $Rs_{a,b,c}$ representa a resistência equivalente de linha por fase e $Ls_{a,b,c}$ a indutância equivalente de

linha em série com uma bobine de choque, ou filtro L , para se obter uma onda de corrente mais sinusoidal à entrada da rede. $LS = L_{Linha} + L_B$, onde L_B é a indutância do filtro por fase.

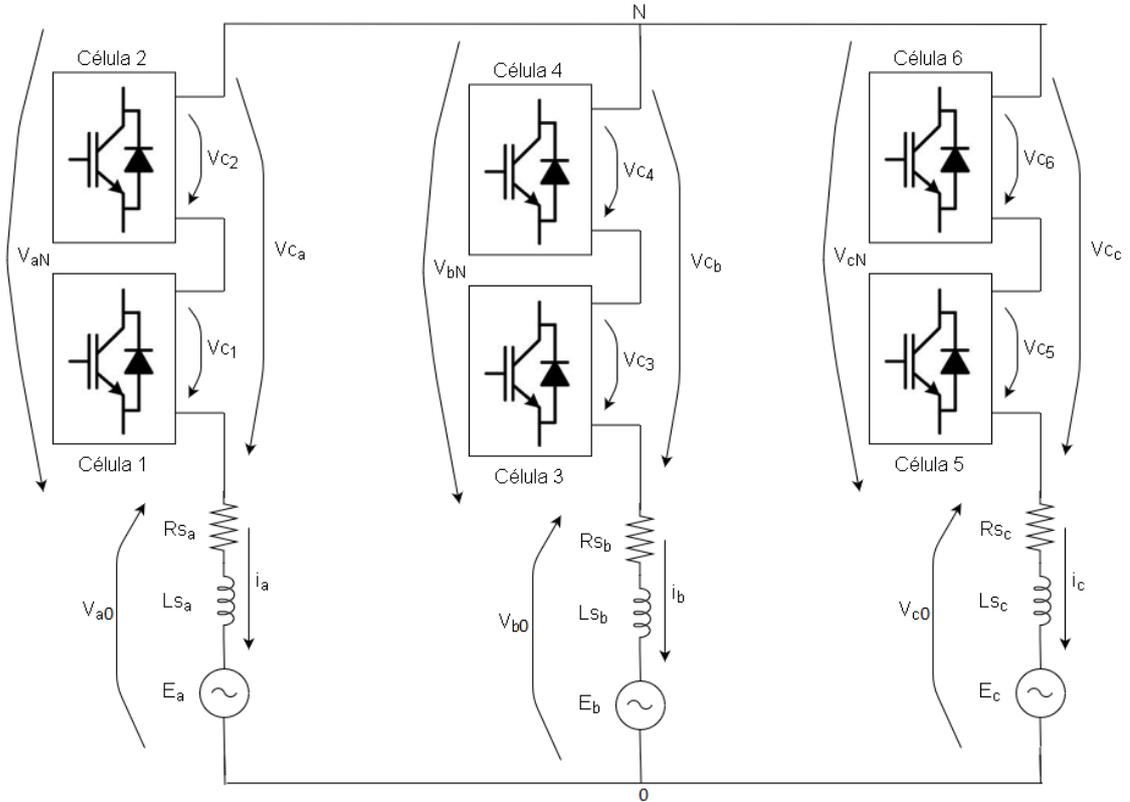


Fig. 2.9 – Circuito do Sistema.

Tal como descrito anteriormente, cada célula-H tem quatro estados de comutação possíveis. Como tal, e dado que cada fase possui duas células-H, a tensão de saída de cada fase do inversor é dada pela equação 2.4, onde $V_{c_{a,b,c}}$ é a tensão de saída de cada fase respetiva, V_{pvi} a tensão de entrada da célula i e S_{i1} e S_{i2} o estado de comutação da célula i . Sendo estes estados considerados booleanos, apenas assumem o valor zero ou um.

$$V_{c_{a,b,c}} = V_{c1} + V_{c2} + \dots + V_{cn} = \sum_{i=1}^n (S_{i1} - S_{i2}) \cdot V_{pvi} \quad (2.4)$$

Dado que existem duas células por fase do conversor e existindo um total de seis células no inversor, tem-se $n = 6$. Aplicando na equação 2.4, obtém-se o sistema de equações 2.5 que determina a tensão à saída do inversor, por fase [27].

$$\begin{aligned} V_{c_a} &= \sum_{i=1}^2 (S_{i,1} - S_{i,2}) \cdot V_{pvi} = (S_{1,1} - S_{1,2}) \cdot V_{pv1} + (S_{2,1} - S_{2,2}) \cdot V_{pv2} \\ V_{c_b} &= \sum_{i=3}^4 (S_{i,1} - S_{i,2}) \cdot V_{pvi} = (S_{3,1} - S_{3,2}) \cdot V_{pv3} + (S_{4,1} - S_{4,2}) \cdot V_{pv4} \\ V_{c_c} &= \sum_{i=5}^6 (S_{i,1} - S_{i,2}) \cdot V_{pvi} = (S_{5,1} - S_{5,2}) \cdot V_{pv5} + (S_{6,1} - S_{6,2}) \cdot V_{pv6} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Para a implementação do controlo preditivo neste sistema, é preciso definir primeiro o tipo de controlo que se pretende para saber a função de custo a implementar e assim quais as variáveis a controlar dentro dessa função. Neste trabalho, optou-se por realizar um controlo de corrente, de forma a obter a máxima transferência de potência, dado que a tensão de saída será fixa e imposta pela rede. Assim, a função de custo é derivada da equação 2.6 e representada na equação 2.7.

$$g = \lambda_i \cdot [i_s^* - i_s^p]^2 + \lambda_v \cdot [(v_{pv1}^* - v_{pv1}^p)^2 + \dots + (v_{pvn}^* - v_{pvn}^p)^2] + \lambda_c \cdot n_c \quad (2.6)$$

$$g = \lambda_i \cdot [(i_a^* - i_a^p)^2 + (i_b^* - i_b^p)^2 + (i_c^* - i_c^p)^2] + \lambda_v \cdot [(v_{pv1}^* - v_{pv1}^p)^2 + (v_{pv2}^* - v_{pv2}^p)^2 + (v_{pv3}^* - v_{pv3}^p)^2 + (v_{pv4}^* - v_{pv4}^p)^2 + (v_{pv5}^* - v_{pv5}^p)^2 + (v_{pv6}^* - v_{pv6}^p)^2] + \lambda_c \cdot n_c + f \quad (2.7)$$

Nesta equação estão incluídos os erros quadráticos da corrente da rede e os erros quadráticos das tensões DC. Optou-se pela utilização dos erros quadráticos, para que o sistema seja mais sensível a pequenas variações que ocorram durante o funcionamento. O parâmetro n_c está relacionado com o número de comutações e é incluído para limitar a frequência de comutação do comutador. As constantes λ são fatores de ponderação de forma a normalizar as diferentes ordens de magnitude dos erros e a relevância de cada objetivo de controlo na função de custo e neste caso estão definidos como:

$$\lambda_i = \frac{1}{i_{s,nominal}}; \lambda_v = \frac{10}{v_{pv,nominal}}; \lambda_c = \frac{1}{1000} \quad (2.8)$$

A variável f é fator de segurança referente à corrente máxima estipulada que pode circular por cada fase do conversor assumindo os valores de zero, caso a corrente em qualquer uma das fases não atinge esse limite e passando a ser $f = 1 \cdot 10^9$, caso alguma fase ultrapasse esse limite de corrente definido pelo utilizador. Caso isso aconteça, o controlo deixará de enviar sinais para o conversor e essencialmente irá desligar o sistema.

A primeira parte do controlo deste sistema, de forma a que seja garantida a máxima transferência de potência, será o algoritmo de MPPT descrito anteriormente, o qual irá fornecer ao MPC as tensões de referência e de potência total disponível a entregar pelo sistema. As referências das correntes de fase do sistema também serão calculadas a partir da potência dado pelo MPPT de cada célula por fase e pela tensão da rede da respectiva fase, deduzidas a partir da equação 2.9 e implementadas no controlo pelo sistema de equações 2.10.

$$i_s^*(k) = \frac{P_{pv1}^*(k) + \dots + P_{pvn}^*(k)}{E_{s,rms}(k)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta) \quad (2.9)$$

Onde $i_s^*(k)$ é a corrente de fase na iteração k , $P_{pvn}^*(k)$ a referência de potência do PV n na iteração k , $E_{s,rms}(k)$ o valor rms da tensão de rede da fase e θ o ângulo de fase da rede elétrica.

De forma a garantir sincronismo com a rede, a frequência angular das referências será extrapolada a partir das tensões de rede através de um algoritmo genérico de Phase-locked loop (PLL).

$$\begin{aligned} i_a^*(k) &= \frac{P_{pv1}^*(k) + P_{pv2}^*(k)}{E_{a,rms}(k)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta) \\ i_b^*(k) &= \frac{P_{pv3}^*(k) + P_{pv4}^*(k)}{E_{b,rms}(k)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \\ i_c^*(k) &= \frac{P_{pv5}^*(k) + P_{pv6}^*(k)}{E_{c,rms}(k)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

A corrente da rede pode ser prevista resolvendo a equação da tensão do conversor (vc), a queda de tensão no filtro L_s , a queda de tensão na resistência R_s e a tensão da rede (e_s). Discretizando a equação e usando o método de Euler para resolver em ordem a $i_s(k+1)$ obtém-se assim a equação 2.11.

$$i_s^p = i_s(k+1) = \left(1 - \frac{T_s \cdot R_s}{L_s}\right) \cdot i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} \cdot [vc(k) - e_s(k) - v_{No}(k)] \quad (2.11)$$

Note-se que a predição vai depender da corrente medida ($i_s(k)$), da tensão da rede ($e_s(k)$) dos parâmetros do sistema (R_s e L_s) e do período de amostragem (T_s). A tensão do conversor ($vc(k)$) é calculada a partir de (2.5) com base nos estados de comutação. Em relação à tensão de modo comum ($v_{No}(k)$) neste trabalho foi assumido que se trata dum sistema trifásico perfeitamente equilibrado e como tal é nula. Caso não seja essa a situação, pode ser definida como $v_{No} = v_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}$. As equações de corrente por fase são demonstradas em 2.12.

$$\begin{aligned} i_a^p &= i_a(k+1) = \left(1 - \frac{T_s \cdot R_{sa}}{L_{sa}}\right) \cdot i_a(k) + \frac{T_s}{L_{sa}} \cdot [vc_a(k) - e_a(k) - v_{No}(k)] \\ i_b^p &= i_b(k+1) = \left(1 - \frac{T_s \cdot R_{sb}}{L_{sb}}\right) \cdot i_b(k) + \frac{T_s}{L_{sb}} \cdot [vc_b(k) - e_b(k) - v_{No}(k)] \\ i_c^p &= i_c(k+1) = \left(1 - \frac{T_s \cdot R_{sc}}{L_{sc}}\right) \cdot i_c(k) + \frac{T_s}{L_{sc}} \cdot [vc_c(k) - e_c(k) - v_{No}(k)] \end{aligned} \quad (2.12)$$

As outras predições utilizadas em 2.7 são as tensões dos PV's. Estas podem ser previstas através da equação de tensão do condensador, usando o método de Euler.

$$v_{pvn}^p = v_{pvn}(k+1) = v_{pvn}(k) + \frac{T_s}{C} \cdot [i_{pvn}(k) - i_{cn}(k)] \quad (2.13)$$

v_{pvn} e i_{pvn} são medidos para o MPPT e estão disponíveis para o resto do controlo. T_s e C (a capacidade do condensador) são valores conhecidos e $i_{cn}(k)$ é a corrente que entra na ponte-H como se pode observar na figura 2.2, corrente essa que não precisa de ser medida já que pode ser calculada pela equação (2.14).

$$i_{ci}(k) = (S_{i,1} - S_{i,2}) \cdot i_s(k) \quad (2.14)$$

Com $i = 1, \dots, n$ e $i_s(k) = i_a(k); i_b(k); i_c(k)$ para a respetiva fase.

Por fim, o último fator da função de custo, o n_c , usado para prever se o próximo estado de comutação irá produzir uma comutação, pode ser calculado pela equação 2.15. Este termo irá adicionar um custo ao evento de comutar reduzindo assim a frequência de comutação do conversor.

$$n_c = \sum_{i=1}^n \left([S_{i,1}(k+1) - S_{i,1}(k)]^2 + [S_{i,2}(k+1) - S_{i,2}(k)]^2 \right) \quad (2.15)$$

Na figura 2.9 é apresentado o diagrama de blocos do sistema.

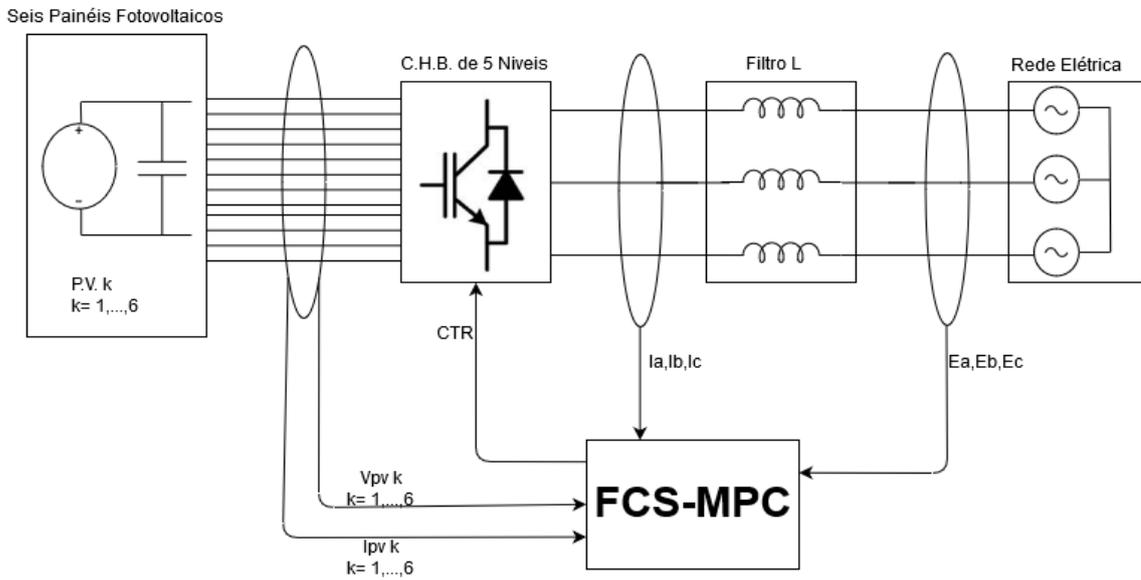


Fig. 2.10 – Diagrama de blocos do sistema.

3. SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO SISTEMA

De forma a testar o comportamento do sistema proposto nos capítulos anteriores, foram realizadas simulações em ambiente *Matlab/Simulink v2017a* sendo apresentado neste capítulo os respectivos resultados. Na figura 3.1 temos apresentado a simulação computacional efetuada.

Irá ser analisado o comportamento do sistema com o controlo preditivo estando este a injetar potência na rede, tanto com uma referência de potência imposta pelo utilizador, como também a referência de potência dado pelo algoritmo de MPPT em funcionamento. Será também demonstrado o funcionamento da proteção de corrente implementado no código. À saída do inversor foi ainda colocado um filtro L de forma a melhorar as formas de onda da corrente.

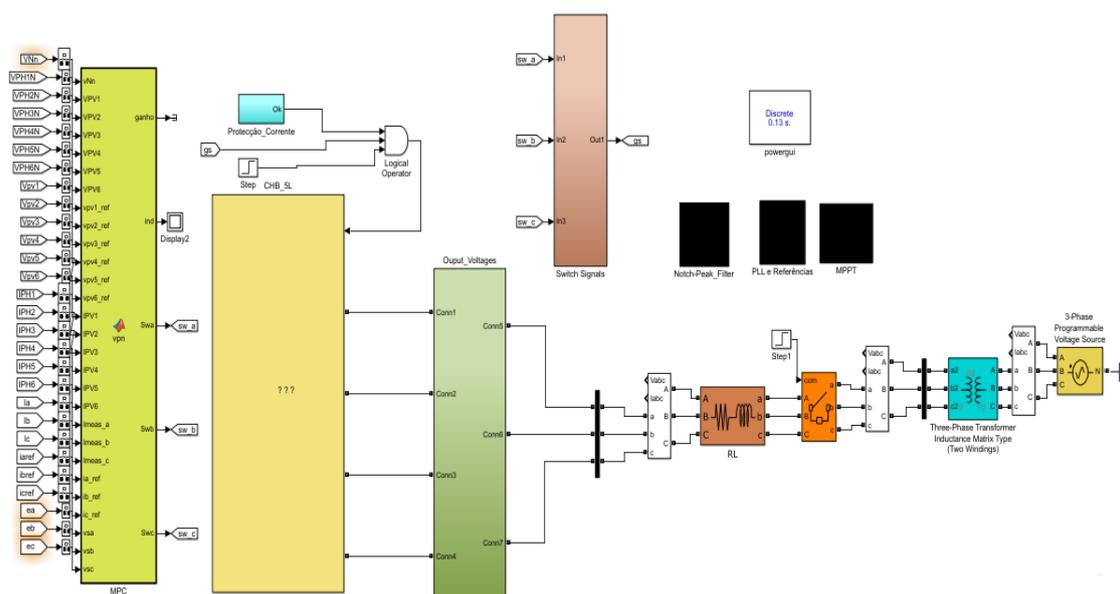


Fig. 3.1 – Sistema implementado.

Uma vez que tanto o conversor como a sua estratégia de controlo deveram ser capazes de operar em qualquer sistema de geração, optou-se por simular o sistema que seria testado na prática, de forma a se poder conhecer e prever melhor seu comportamento.

Como tal, foi usado um modelo matemático dos PV's "BP4175T", usados na implementação experimental à posteriori (o modelo está disponível no Apêndice A.2), para a geração de energia elétrica. Dado que estes PV's têm uma tensão máxima de cerca de 40V e uma vez que a tensão máxima à saída de cada fase do conversor é equivalente à soma de todas as tensões de entrada dessa fase, como neste caso existe apenas dois PV's por fase, o conversor apenas é capaz de impor uma tensão de 80V à sua saída. Assim como na pratica nunca seria possível ligar diretamente a tensão de 80V do conversor diretamente à rede elétrica de 230V, foi colocado um autotransformador após o interruptor de rede (colocado entre o filtro L e o autotransformador), para permitir a ligação do conversor à rede, razão essa pela qual também este foi colocado na

simulação, de forma a se prever o comportamento do sistema na sua implementação experimental de forma mais fidedigna.

O sistema foi analisado para uma irradiância inicial de 500W/m^2 tendo esta subido para os 750W/m^2 aos 4 segundos e para os 1000W/m^2 aos 7 segundos, mantendo-se neste patamar até ao final da simulação. Os parâmetros do sistema (incluindo o valor dos condensadores colocados à entrada das Pontes-H) estão disponíveis na Tabela 3.1 e Tabela 3.2. Para além do MPPT implementado foi adicionado um modo manual de controlo de potência que permite ao utilizador escolher a potência fornecida por cada painel. Antes de ser ativado o MPPT, foi inserido uma referência manual de potência de 70W por PV (cerca de 420W de potência total), em que os PV's a seguiram até ao início do controlo de MPPT aos 2.5 segundos, mantendo-se este ativo até ao fim da simulação.

Tabela 3.1 – Parâmetros do Sistema.

PV e Inversor		Ligação à Rede e Filtro L		Controlo	
Condensador	4700 μC	Indutância equivalente	2,9866666 mH	T _s de Controlo	130 μs
Tensão do PV em CA	44,5 V	Resistência equivalente	0,16653333 Ω	T _s do MPPT	130 ms
Corrente do PV em CC	5.5 A	Autotransformador (V _{LL})	37.5 / 400 V, 50 Hz	-	-

Tabela 3.2 – Parâmetros da Simulação.

Instantes de tempo		Potência Manual	Proteção
Tempo de Controlo	0,02 s	70W	20 A
Tempo de Interruptor	0,5 s		
Tempo de MPPT	2,5 s		
Alteração de Irradiância 1	4 s		
Alteração de Irradiância 2	7 s		

Onde o “Tempo de Controlo” é o momento em que o controlo é ativado e o inversor começa a funcionar. O “Tempo de Interruptor” é quando é fechado o interruptor principal e é estabelecida a ligação entre o inversor e a rede. O “Tempo de MPPT” é o momento em que é desligada a referência manual para a potência e entra em funcionamento o algoritmo de MPPT. A “Alteração de Irradiância 1” é o momento em que é alterada a irradiância de 500W/m^2 para 750W/m^2 e “Alteração de Irradiância 2” é o momento em que é alterada a irradiância de 750W/m^2 para 1000W/m^2 . Por fim a “Proteção de Corrente” é o valor limite de corrente de pico a circular no sistema que provocará o acionamento da proteção contra sobre correntes incorporada no código de *Simulink* e assim desligar o sistema de forma a evitar danos no futuro sistema experimental. O sistema foi analisado para casos com valores de irradiância inferiores a 500W/m^2 (a denominada

meia-potência do sistema), no entanto esses resultados não serão aqui analisados detalhadamente, pois, apesar do bom funcionamento geral do sistema, à saída apresenta taxas de harmônicos de corrente demasiadas elevadas para cumprir com as normas internacionais em vigor. [28]

3.1 Operação do Sistema

Em primeiro lugar e de forma a ser possível que o sistema possa injetar potência na rede, é necessário garantir que as correntes de saída do sistema estejam em sincronismo com as tensões da rede. Para o efeito optou-se por usar uma PLL trifásica.

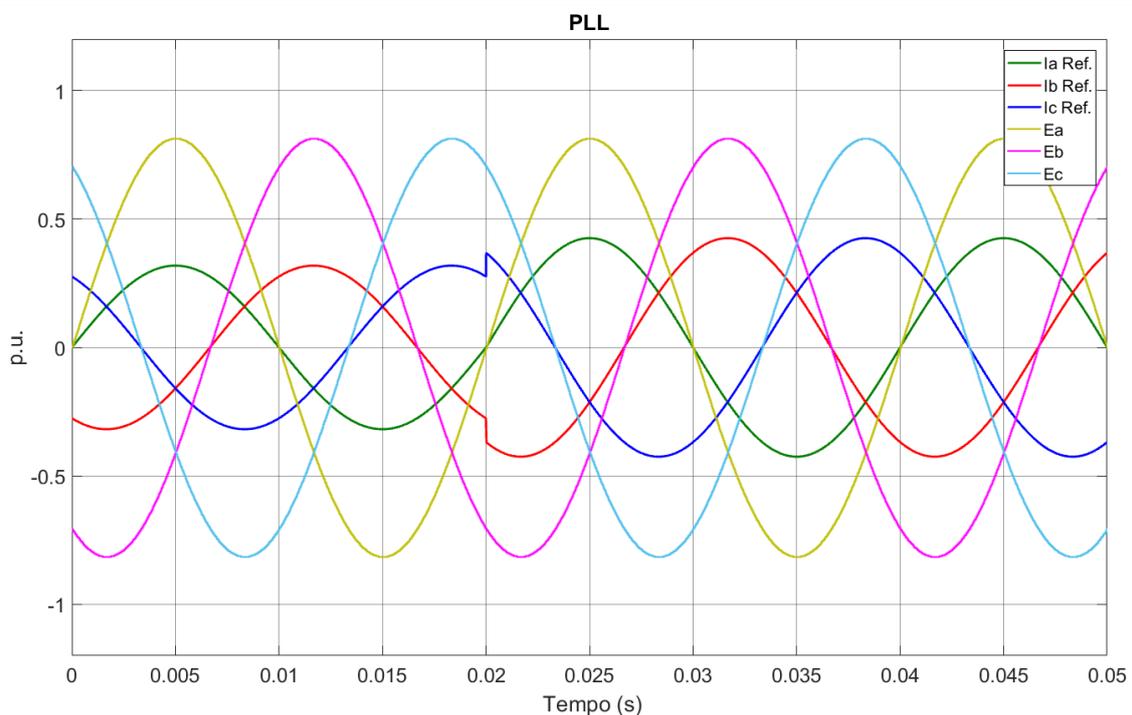


Fig. 3.2 – Tensões de Rede e Correntes de Referência.

Como pode ser observado na figura 3.2, as correntes de referência do sistema apresentam um completo sincronismo com as tensões de rede. Na Tabela 3.3 são apresentados os valores de base usados nesta dissertação para a transformação em valores pu.

O sistema em funcionamento deverá ser capaz de extrair a máxima potência dos PV's e injetá-la de forma controlada e equilibrada durante toda a sua operação e sem interrupções ou fluxos de potência contrários aos desejados. De forma a poder haver transferência de potência do sistema para a rede, a tensão gerada pelo inversor terá de ser ligeiramente superior à da rede (neste caso em relação ao autotransformador), de forma a provocar uma diferença de potencial entre o inversor e a rede e assim conseguir-se a desejada injeção de potência na rede.

Tabela 3.3 – Valores de Base para calculo em pu.

Grandeza	Valor
Corrente de Base (I_B)	20 A
Tensão de Base (V_B)	40 V

Na figura 3.3 é possível observar a potência injetada pelo sistema na rede. Idealmente, a potência fornecida por cada fase deverá ser equilibrada ou com pequenas discrepâncias entre si. Para casos de irradiâncias médias ($500\text{W}/\text{m}^2$) e superiores a estas, o sistema aparenta funcionar sem qualquer percalço injetando de forma substancial potência na rede.

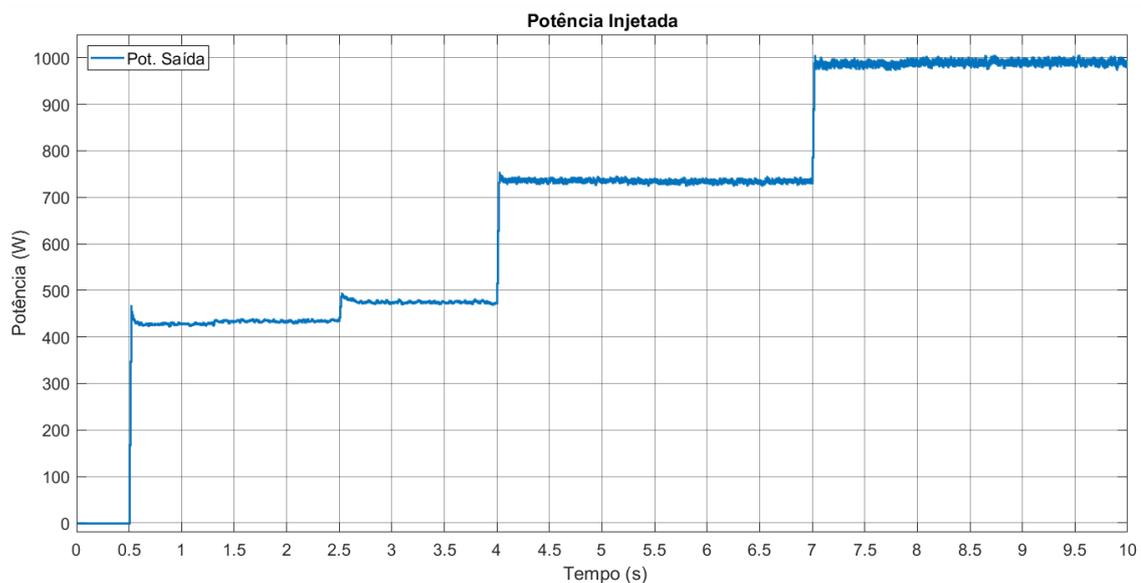


Fig. 3.3 – Potência injetada na rede pelo sistema.

Na figura 3.4 é possível comparar a tensão composta “ab” do inversor com o seu equivalente da rede, ou mais corretamente a tensão composta de saída após esta passar pelo filtro L. Pode ser observado claramente os seus cinco níveis de tensão distintos e ainda constatar que quanto maior for a potência a injetar, maior será a modulação sofrida pela tensão de saída do inversor.

Isto é possível observar pelo aumento de mudanças de níveis (ou patamares) de tensão na onda de saída, por cada período. Especificamente, na figura 3.4 é possível observar este comportamento, comparando a forma de onda da tensão antes e depois dos sete segundos, momento em que ocorre uma subida de irradiância e conseqüente subida da potência imposta ao sistema pelo MPPT. Dado que se trata de um sistema equilibrado, o mesmo é válido para as restantes fases.

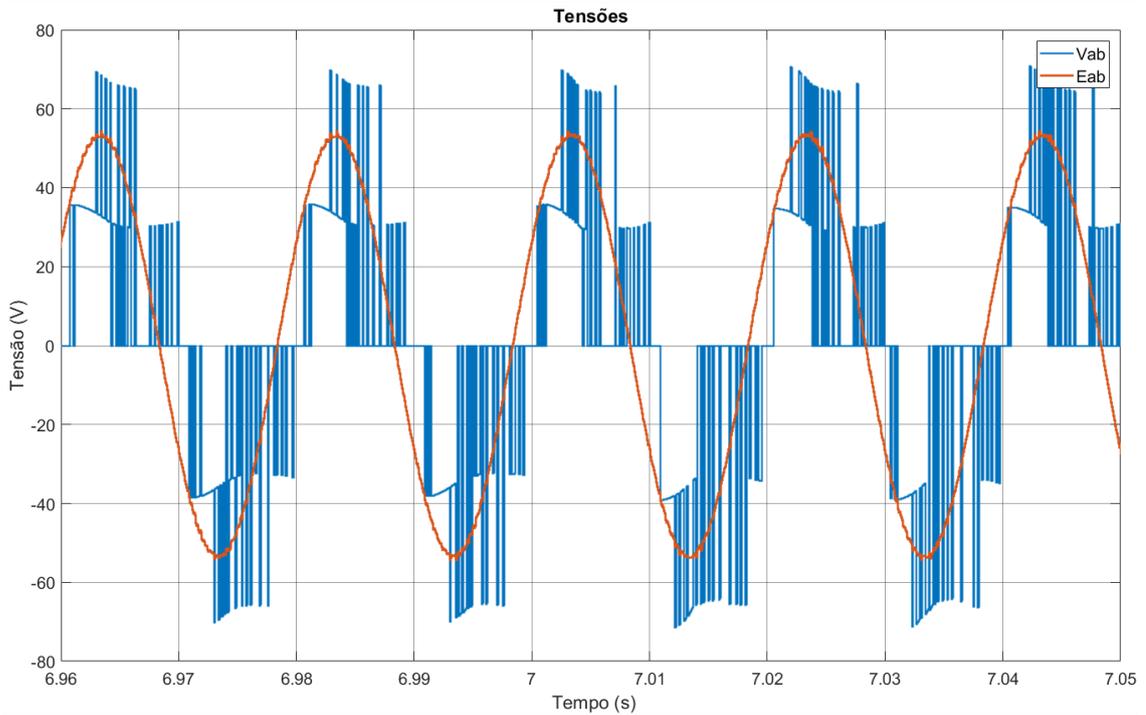


Fig. 3.4 – Comparação das tensões compostas.

De notar ainda na figura 3.4, que as ondas de tensão do inversor e da rede não se encontram em sobreposição de fase. Este desfasamento entre as mesmas é esperado e deve-se ao efeito da impedância do filtro L, que está na causa desse desfasamento. Tal fato não afeta o normal funcionamento do sistema, desde que a PLL continue o seu normal funcionamento e mantenha as correntes geradas pelo inversor em sincronismo com as respectivas tensões de rede, tal como é observado na figura 3.5.

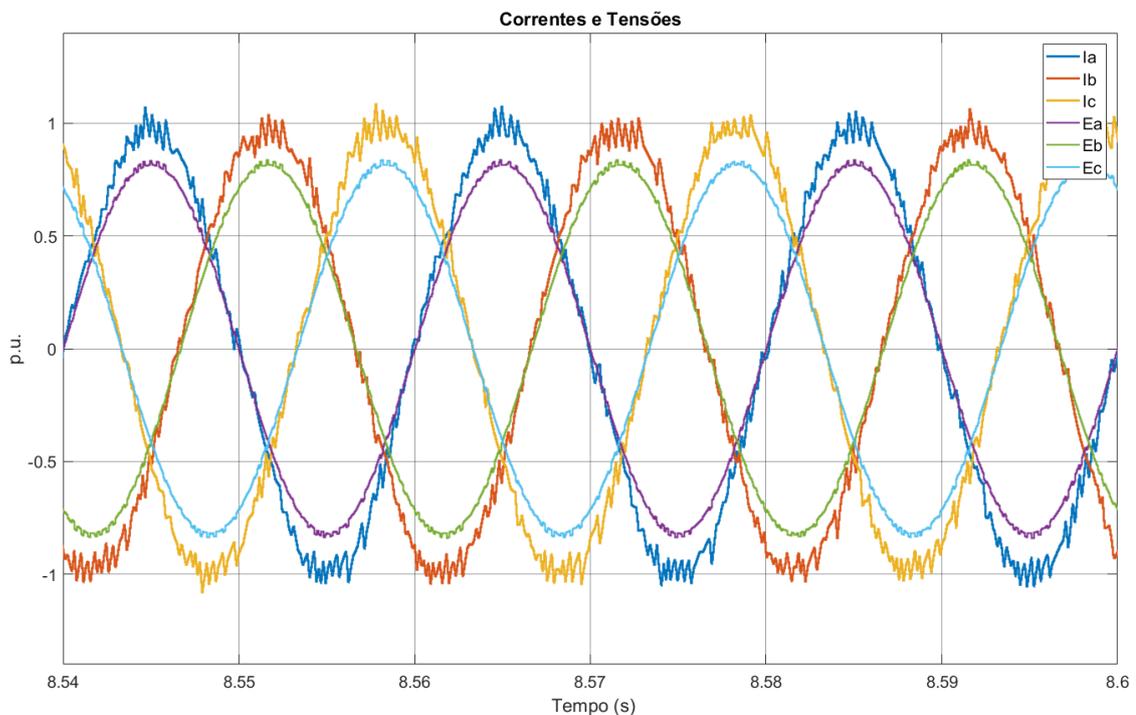


Fig. 3.5 – Correntes e Tensões de Rede.

Na figura 3.6 é possível observar que as correntes de saída do inversor seguem as referências impostas pelo controlador, à exceção dos picos destas, que sofrem algumas flutuações, algo que era expetável. Estas flutuações podem ser atenuadas com a implementação de filtros adicionais no sistema ou com o aumento de potência do sistema quer através da introdução de PV's adicionais por cada célula, quer através da introdução de mais células por cada fase. Com a vantagem de esta última medida para além de contribuir para o aumento de potência irá também aumentar o número de níveis de tensão e assim melhorar a qualidade da tensão gerada e por consequência também a qualidade da corrente.

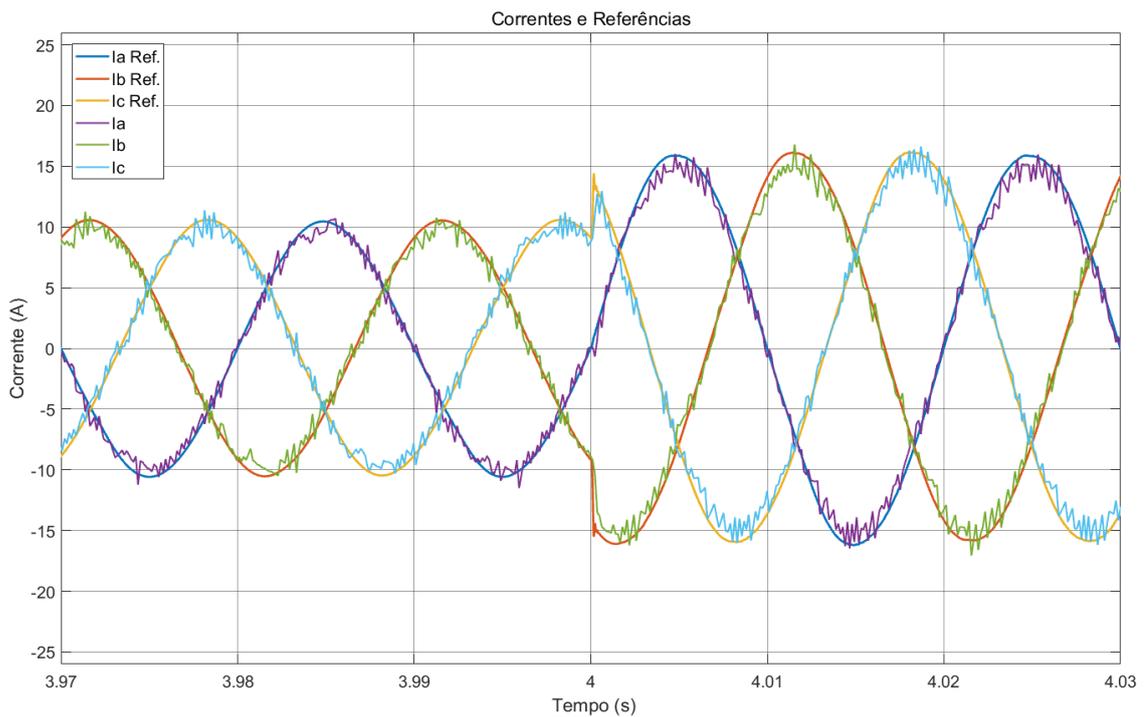


Fig. 3.6 – Correntes e respetivas referências.

Abaixo na figura 3.7 está representado o espetrograma da distorção harmónica da corrente para uma irradiância total de 1000W/m^2 e na tabela 3.4 os valores de THD para diferentes valores de irradiâncias. Como se pode observar nos casos de meia potência (500W/m^2) para cima estes apresentam valores de THD bem dentro dos limites impostos pelas normas internacionais. Normas essas que determinam que para sistema de geração deste tipo, no ponto de ligação com a rede, não deve existir uma distorção total superior a 5% (IEEE Standard 519-2014).

Devido a este fato não é de todo recomendado o uso deste sistema para casos de baixa potência. De resto o sistema apresenta um bom comportamento geral e com grandes possibilidades de expansão e de melhoramento para o futuro.

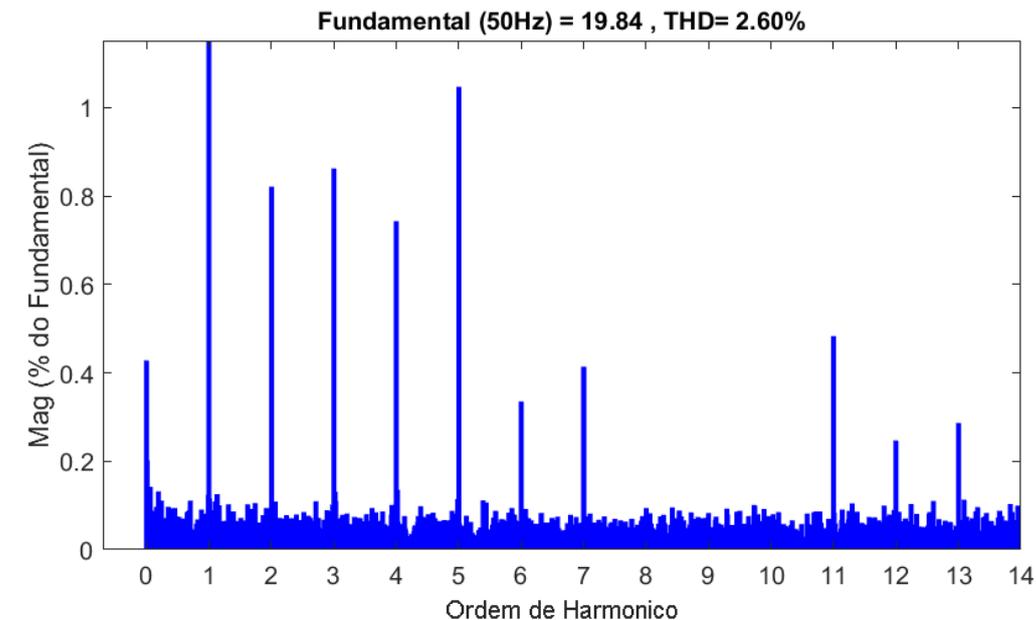


Fig. 3.7 – Harmônicos de corrente com uma irradiância de 1000W/m².

Tabela 3.4 – THD's das correntes do sistema a diferentes irradiâncias.

Irradiância (W/m ²)	THD (%)
100	21.08
250	7.25
500	4.23
750	2.72
1000	2.67

Como descrito anteriormente, a função de custo do controlo proposto tinha dois objetivos. O primeiro e principal seria o de garantir que se efetuasse a injeção de potência de forma controlada e equilibrada na rede, garantindo que as correntes geradas seguissem ao mesmo tempo as referências.

O segundo objetivo da função custo é o de garantir o equilíbrio das tensões de entrada de todas as células do inversor, mais concretamente o equilíbrio das tensões dos condensadores. Por equilíbrio, neste caso, entenda-se que o objetivo é de garantir que as tensões médias de todos os condensadores, seja idêntica ou muito próxima disso, podendo haver pequenas discrepâncias, mas não muito significativas. Para além disso, cada condensador também não poderá exibir diferenças muito grandes entre o seu valor médio e os seus valores máximos e mínimos.

Na figura 3.8 são apresentadas as tensões aos terminais dos seis condensadores existentes no sistema durante o período de controlo de potência manual (70W por PV). Como se pode observar, tirando algumas flutuações, inerentes aos vetores de tensão escolhidos pelo controlo, todas as seis tensões se comportam de forma idêntica e sem discrepâncias de maior peso entre os seus

respetivos valores médios, que pudessem vir a comprometer o funcionamento do sistema. Verifica-se também que as diferenças quer entre os mínimos da tensão com o seu valor médio respectivo ou a diferença dos máximos desta com o respetivo valor médio, apresentam na pior das hipóteses uma variação de ripple de 1%, valor negligenciável no comportamento geral do sistema.

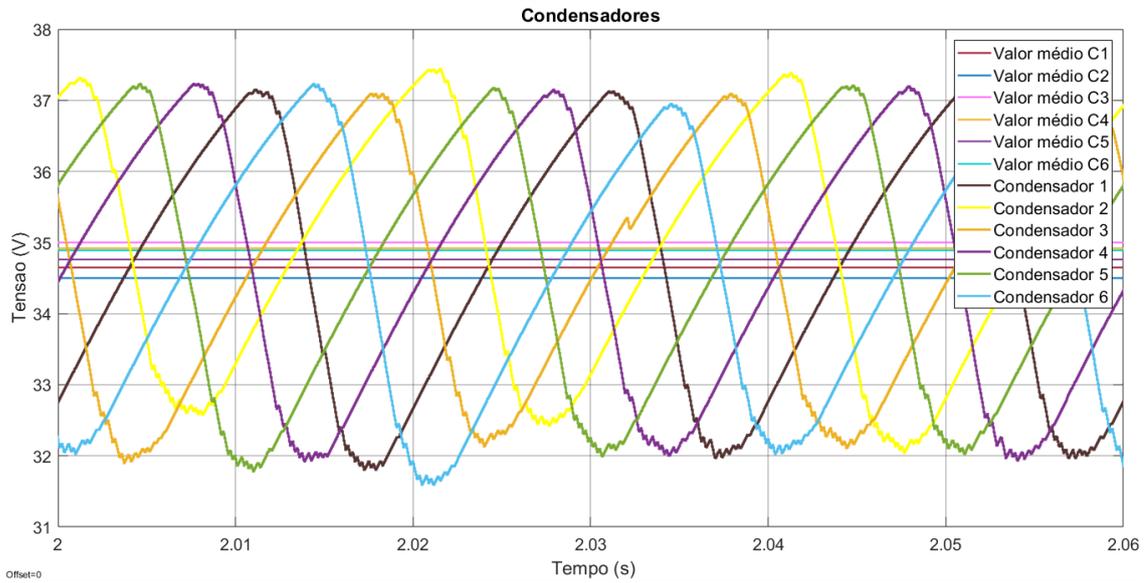


Fig. 3.8 – Tensões dos Condensadores com potência imposta.

O comportamento dos condensadores, já com o MPPT ativo, pode ser analisado na figura 3.9. Verifica-se, que existe uma maior discrepância entre os valores médios de cada condensador, no entanto essa discrepância não é grande o suficiente para afetar a operação do sistema, mantendo-se as tensões médias muito próximas umas das outras relativamente. Também neste caso as diferenças entre os extremos das ondas e os seus valores médios são desprezáveis, sendo que no pior dos casos a diferença entre um máximo e um médio não chega a 1% de ripple de tensão, tal como no caso anterior e a diferença máxima entre um valor médio e um mínimo é de 1% de ripple.

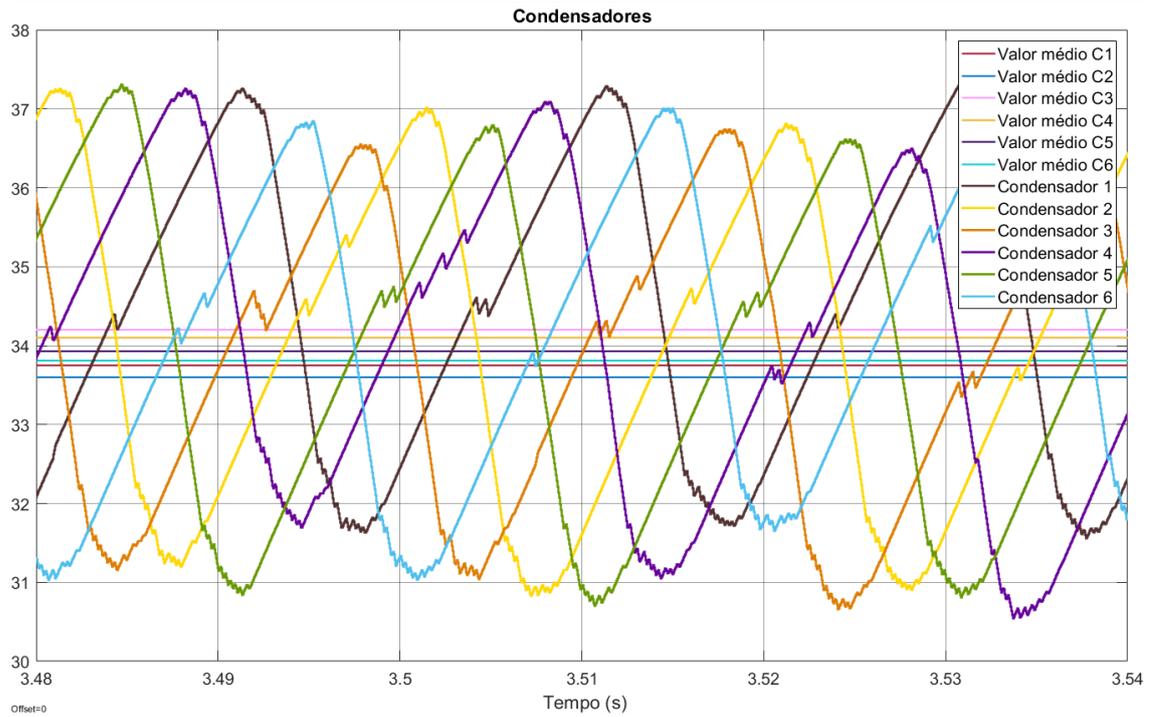


Fig. 3.9 – Tensões dos Condensadores com o MPPT ativo.

Testar-se à agora o comportamento da proteção de corrente implementado no controlo. Nesta simulação irá ser imposta uma perturbação aos dois segundos na leitura da corrente da fase A, que levará o controlo a pensar que essa irá ultrapassar o valor de segurança, estipulado pelo utilizador (neste caso 20 A de pico), o resultado é observado na figura 3.10.

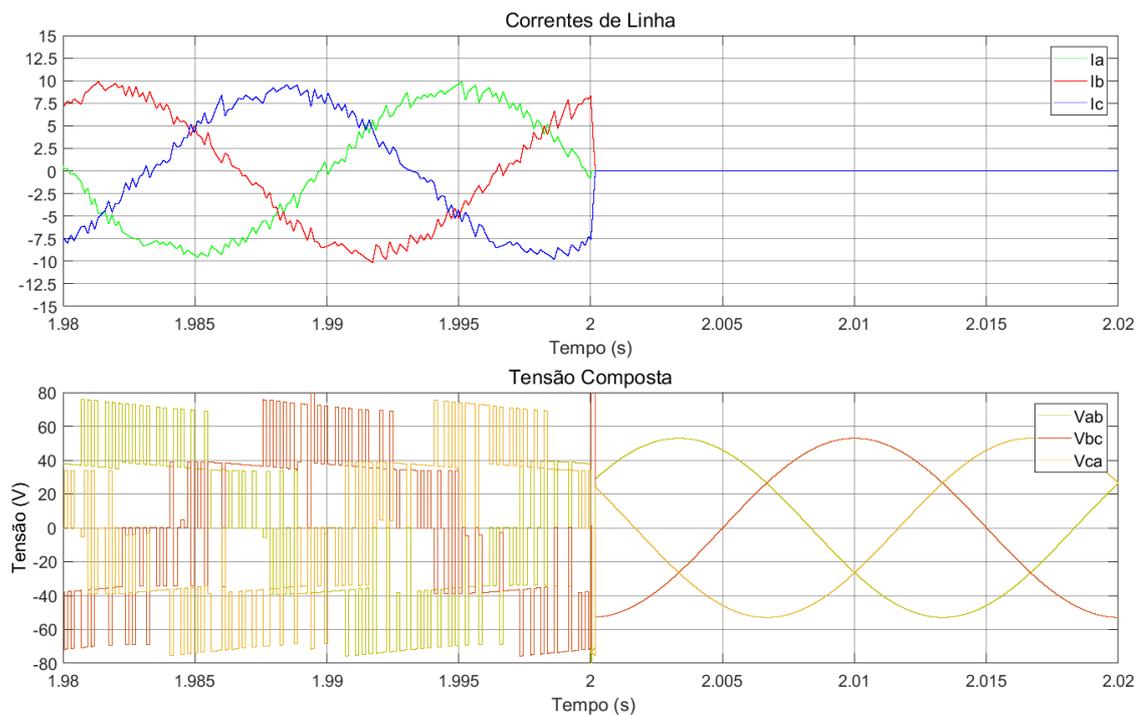


Fig. 3.10 – Correntes e Tensões de Linha.

Constata-se que, assim que o controlo deteta uma sobrecorrente, este desliga imediatamente os impulsos de comando do conversor e assim levar este a deixar de produzir uma tensão à sua saída e por consequência também correntes, impedindo assim danos que pudessem ocorrer devido a sobre correntes na futura implementação experimental. De notar que as tensões sinusoidais após os dois segundos são as tensões de rede, pois o interruptor que liga o conversor à rede continua fechado.

3.2 MPPT

Por fim irá ser avaliado o comportamento do algoritmo de MPPT do sistema. O modelo usado para simular o comportamento dos painéis fotovoltaicos usados, foi feito em código *Matlab* baseado no código usado em [4] e implementado num bloco de *Simulink* de “*Matlab Function*”. O código foi feito de modo a modelar o comportamento dos painéis usados na experiência laboratorial, o painel BP4175T e está disponível no apêndice A.2. Como a tensão à saída dos condensadores (e por consequência, indiretamente também a corrente dos PV's) é controlada pelo conversor, é possível assim controlar a corrente pedida aos PV's, provocando perturbações na tensão dos condensadores colocados em paralelo com estes. O algoritmo P&O implementado e descrito no apêndice A.3, irá monitorizar constantemente a corrente e tensão de cada PV's, calculando a potência que cada um é capaz de produzir individualmente, verificando constantemente se é ou não a máxima (como enunciado no capítulo 2).

Sempre que houver uma alteração da irradiância, o algoritmo irá detetar um aumento ou diminuição de potência disponível (consoante o caso) e como tal a corrente a ser extraída dos painéis irá sofrer alterações. Devido a esta variação de corrente, o valor da tensão à saída de cada painel, também irá sofrer alterações, passando a ter um valor de acordo com a sua curva I-V. Assim, com sucessivas perturbações que são impostas pelo algoritmo P&O na tensão, a potência extraída irá variar em torno de um intervalo de potência calculado a cada iteração do algoritmo. No caso do correto funcionamento do algoritmo e do controlo, a potência média à saída de cada painel será aproximadamente igual à referência dada pelo algoritmo, bem como a tensão e a sua respetiva referência, como observado na figura 3.11.

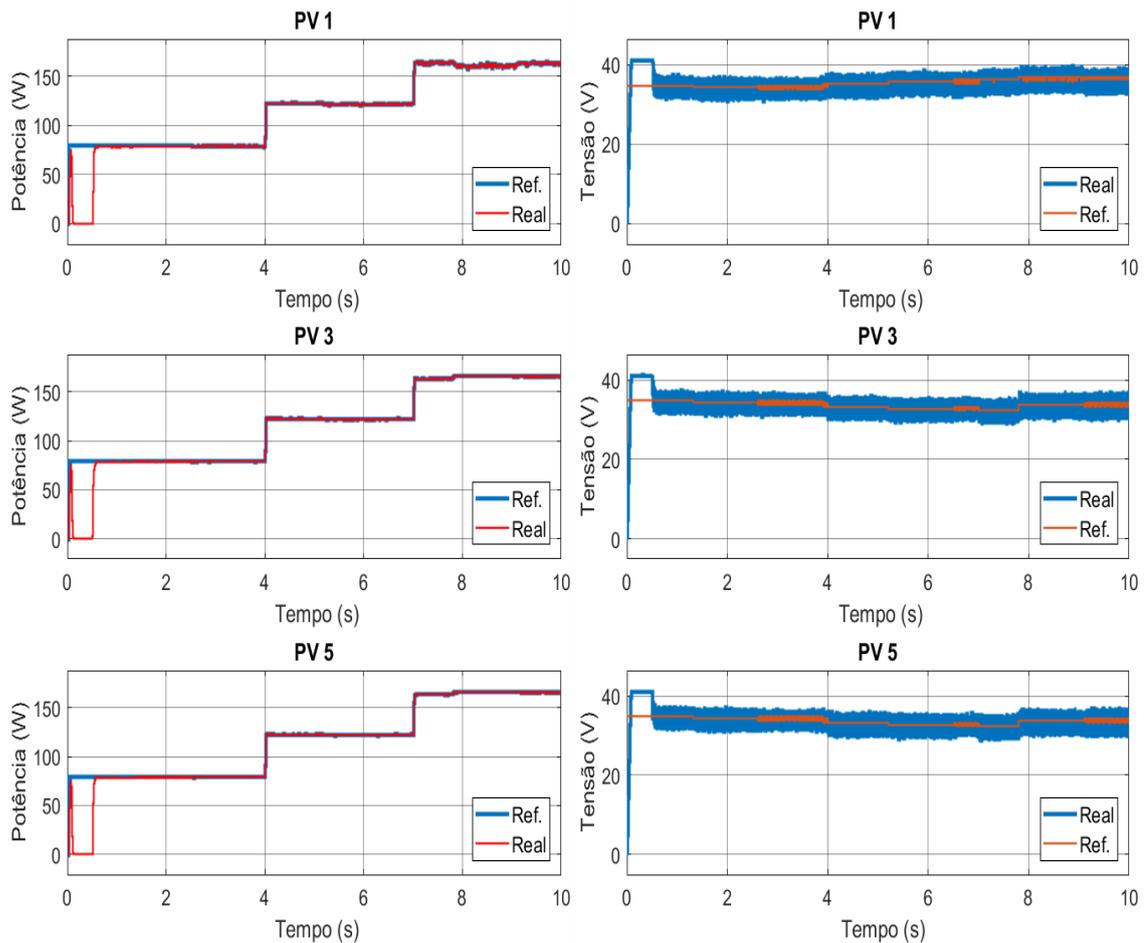


Fig. 3.11 – Potência média e tensão dos PV's 1, 3 e 5 e as suas respectivas referências.

Como se observa, independentemente da irradiância disponível, após a mudança do modo de potência manual para o MPPT aos 2.5 segundos o algoritmo consegue com que os painéis forneçam uma potência média em conformidade com a referência imposta por este. O pico inicial de potência antes do sistema ser ligado à rede aos 0,5 segundos, deve-se ao carregamento dos condensadores colocados à saída de cada PV. Nas figuras 3.12 e 3.13, pode ser observado mais ao pormenor o algoritmo em funcionamento, em busca do MPP e da tensão (respetivamente por figura), correspondente a uma irradiância de 750W/m^2 e após a sua transição (aos 7 segundos) para uma irradiância de 1000W/m^2 . É possível observar ainda que este gera referências consistentes com as curvas P-V e I-V do capítulo 2.

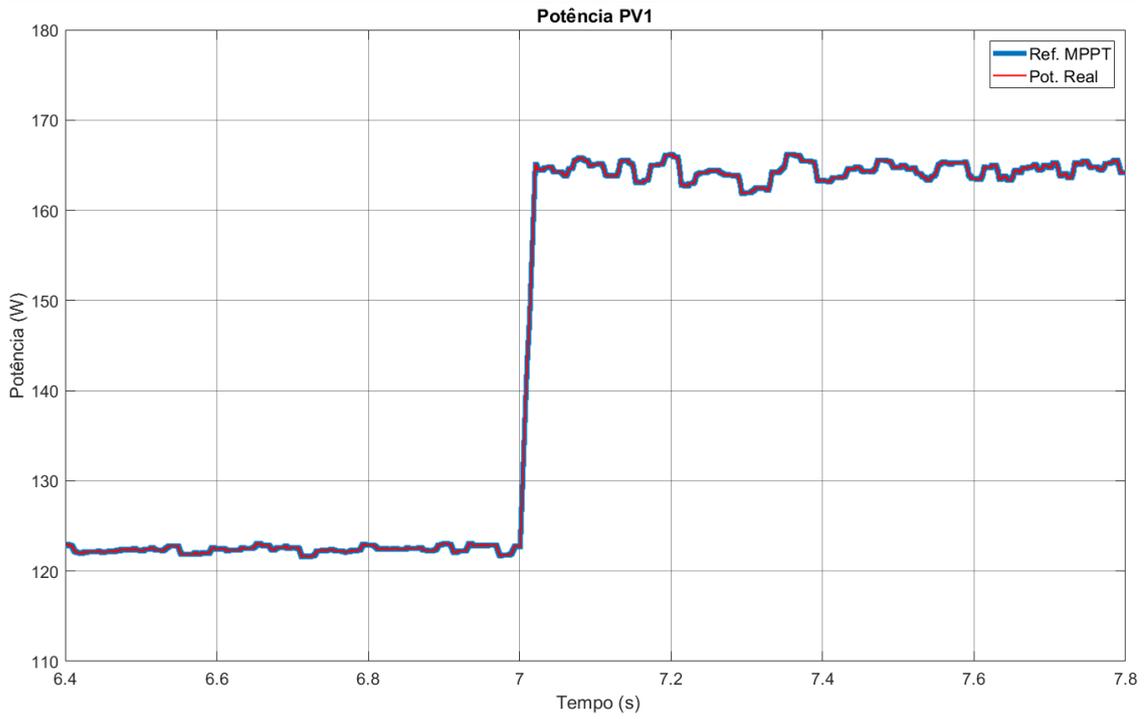


Fig. 3.12 – Potência e Referência do PV1.

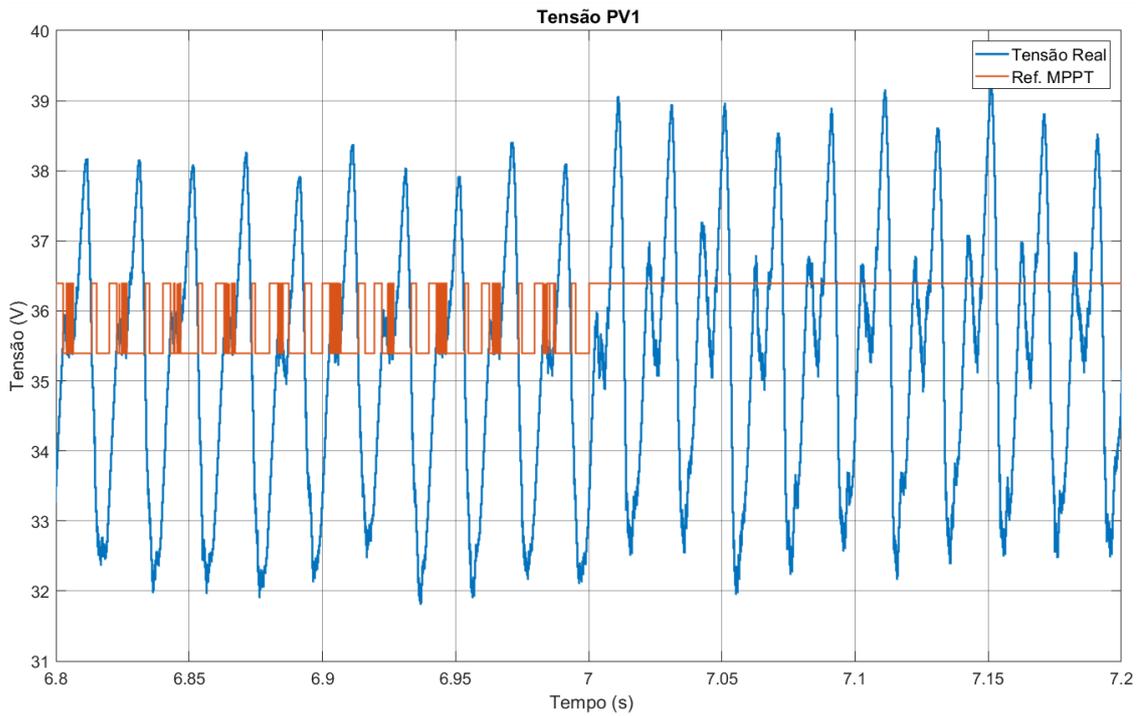


Fig. 3.13 – Tensão e Referência do PV1.

4. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

De forma a validar experimentalmente o método de controlo enunciado e desenvolvido, tal como a dinâmica do sistema, procedeu-se à sua montagem experimental e análise dos resultados obtidos. Na figura 4.1 pode-se observar o código de *Simulink* do controlo implementado na *dSPACE*.

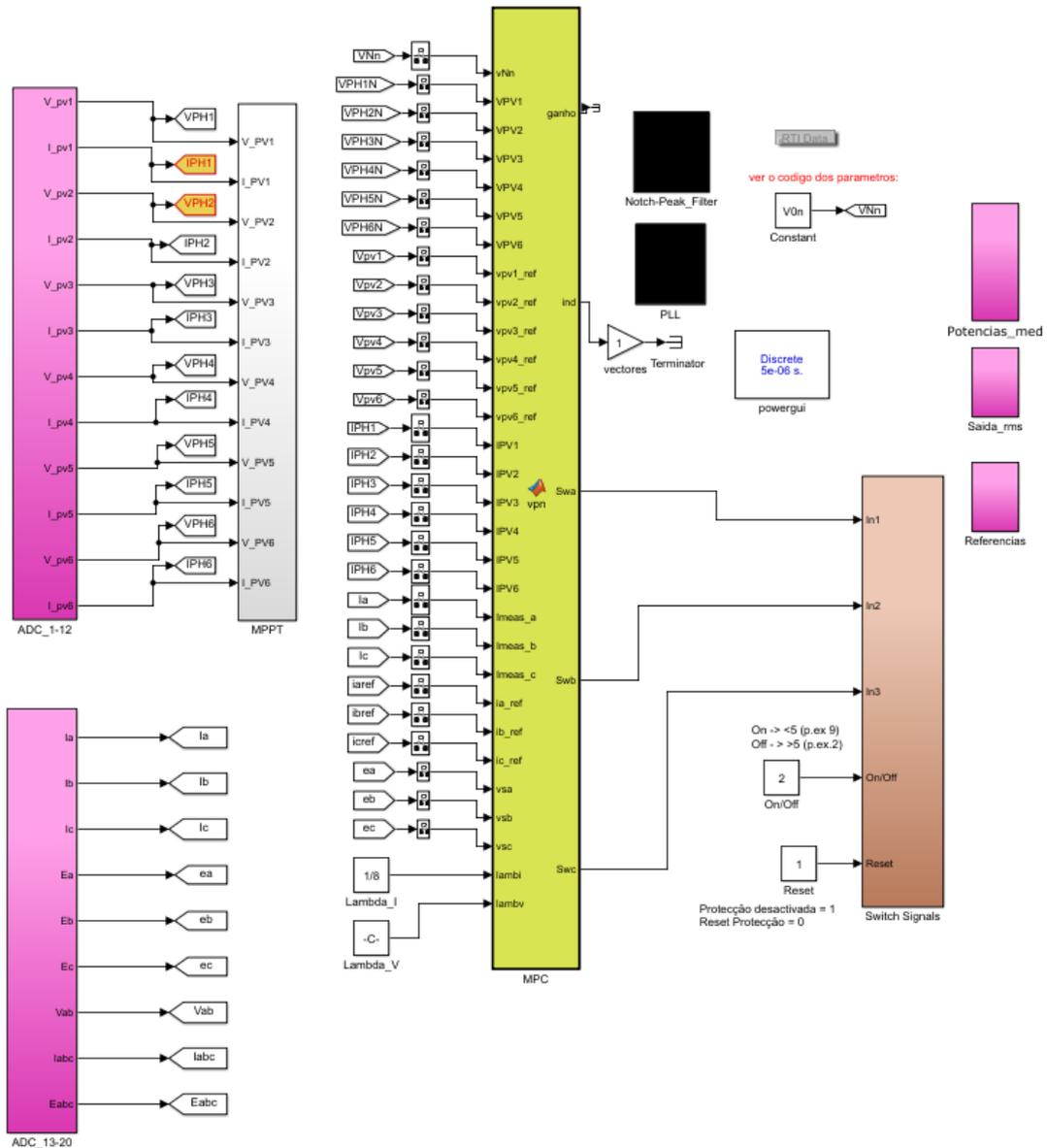


Fig. 4.1 – Código Simulink Implementado.

4.1 Implementação Experimental

Para validar os métodos de controlo procedeu-se à montagem experimental da Figura 4.2. Para a implementação experimental do sistema, optou-se por utilizar a plataforma de controlo digital *dSPACE DS1103* e o programa *ControlDesk 6.1*. Optou-se por esta plataforma pelo fato de permitir a receção de sinais dos diferentes sensores do sistema e envio dos sinais de controlo em tempo real, e possuir um suficiente poder de processamento para o controlo implementado, permitindo assim obter resultados fidedignos. Pode-se observar a implementação experimental na figura 4.2.

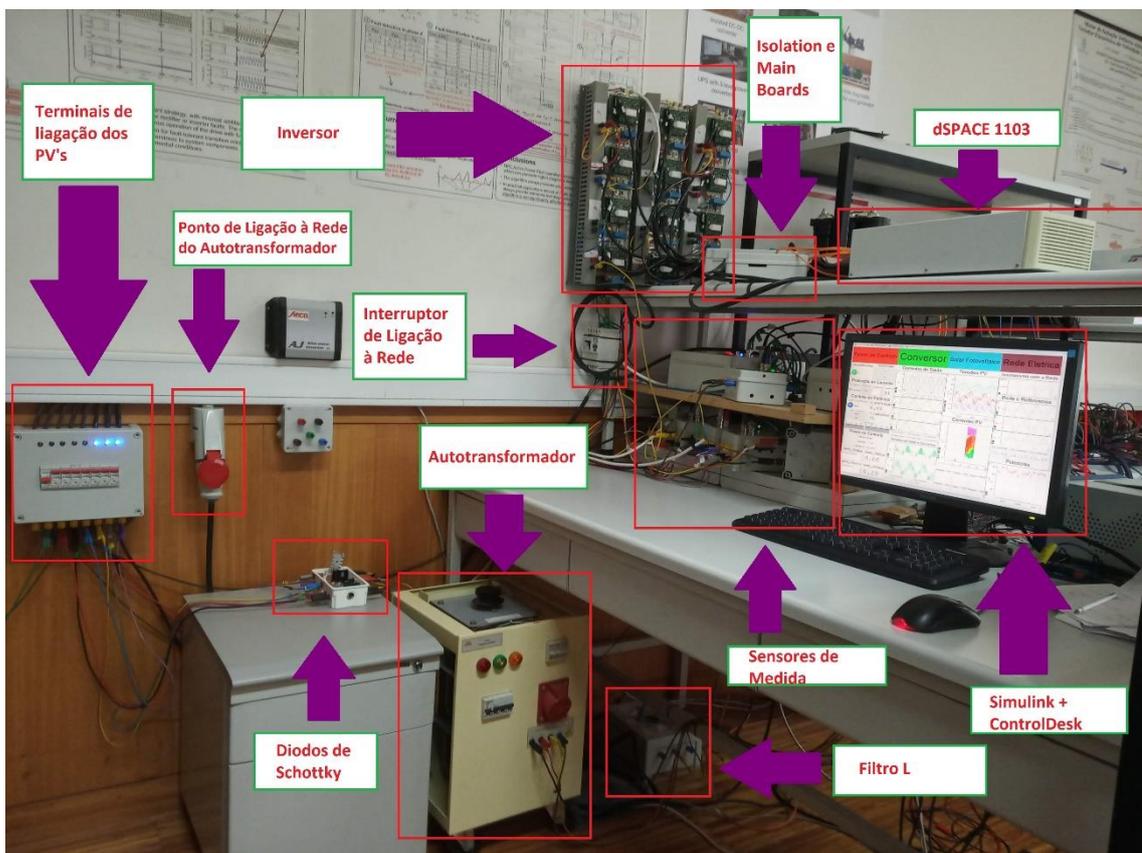


Fig. 4.2 – Implementação experimental.

Para a construção do inversor optou-se por usar os IGBT's da *Semikron*, "*Semix202GB066HDs*" em conjunto com a "*SKYPER 32R Board*", também da *Semikron*, estas boards são responsáveis por enviar os sinais de comando da *dSPACE* para os IGBT's e possuem também várias proteções incorporadas (temperatura, sobre correntes, etc) para os IGBT's. De forma a se poder interligar a plataforma de controlo e o inversor, construíram-se placas PCB de isolamento e encaminhamento de sinais e que para além da comunicação, servissem também como fonte de alimentação dos respetivos IGBT's. Como referido no capítulo anterior, os PV's usados foram os "*BP4175T*", tendo sido utilizados díodos de Schottky na sua ligação com o

inversor de forma a impedir que eventuais fluxos de corrente inversa pudessem danificar os painéis. À saída do inversor existe um filtro L de forma a melhorar as formas de onda da corrente e ajudar a atenuar diferenças de potenciais grandes no momento da ligação à rede. Uma vez que estes PV's têm uma tensão máxima de cerca de 40V, e uma vez que a tensão máxima à saída de cada fase do conversor é equivalente à soma de todas as tensões de entrada dessa fase e como neste caso existem apenas dois PV's por fase, o conversor apenas é capaz de impor uma tensão de 80V à sua saída. Assim como nunca seria possível ligar a tensão de 80V do conversor diretamente à rede elétrica de 230V, foi colocado um autotransformador, para permitir a ligação do conversor à rede. Entre o filtro e o autotransformador existe um contactor trifásico que permite desligar e ligar o sistema à rede.

De forma a medir as grandezas necessárias para o controlo, existe um total de seis sensores de tensão e seis sensores de corrente no lado DC (um sensor de cada por PV), um sensor trifásico de tensão e de corrente à saída do inversor (antes do filtro L) de forma a fornecer as leituras das correntes produzidas ao controlo (e também as formas de onda da tensão ao utilizador, caso este deseje visualizar no *ControlDesk*) e por fim, mais um sensor de tensão trifásico colocado entre o filtro e o autotransformador, para que o controlo tenha acesso às medidas das tensões de rede, necessárias para o seu funcionamento. De notar que os condensadores existentes em paralelo com os PV's e as entradas das células-H, encontram-se embutidos dentro do inversor. Os valores das indutâncias, resistências de linha e condensadores são iguais aos utilizados na simulação, tal como o T_s de controlo que tem um valor de 130 μ s e o T_s do MPPT de 130ms.

Na figura 4.3 está disponível o diagrama de blocos da montagem implementada. Uma visão mais detalhada de todos os componentes da montagem experimental está disponível no Apêndice G.

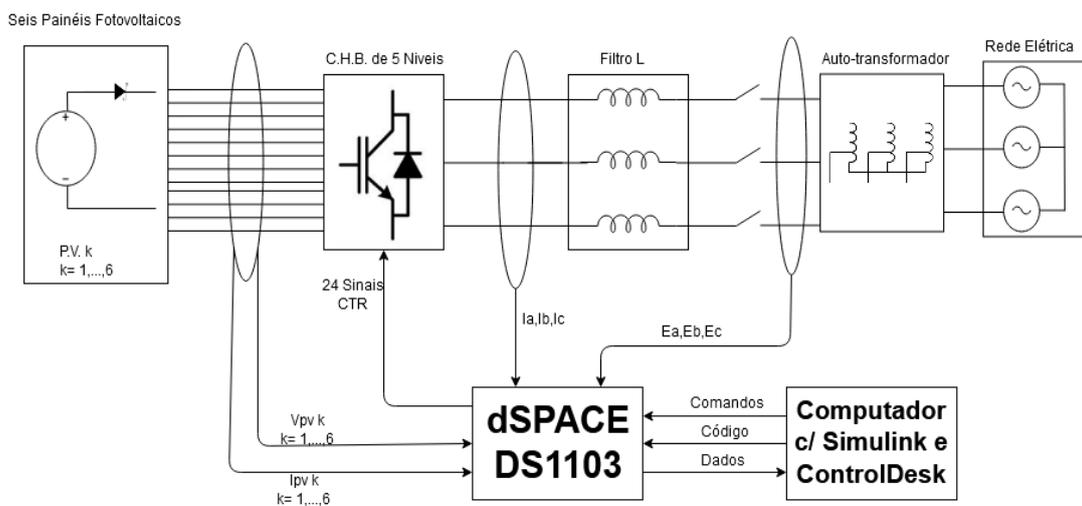


Fig. 4.3 – Diagrama de Blocos da Implementação Experimental.

A visualização dos dados obtidos a partir da plataforma *dSpace* é realizada no software *ControlDesk* no qual foi desenvolvido um painel de interface com o utilizador, representado na figura 4.4. Este painel permite a visualização e monitorização do comportamento do sistema, bem como modificar alguns parâmetros em tempo real. O painel encontra-se dividido em quatro áreas distintas, uma de controlo e três de visualização e monitorização de dados.

A primeira área de monitorização denominado “Conversor”, permite observar as três correntes geradas pelo conversor em tempo real e compará-las com as suas respetivas referências geradas pelo controlador, bem como observar os valores *rms* das mesmas. Permite ainda visualizar as formas de onda de tensão composta geradas pelo conversor e respetivos valores eficazes (V_{rms}) e compará-las com as formas de onda da tensão da rede de cada fase (a tensão da fase c não é observada por falta de canais de leitura de dados na *dSpace*).

A segunda área de visualização de dados designada por “Solar Fotovoltaico” mostra ao utilizador dados dos painéis fotovoltaicos (e por continuidade os dados dos condensadores em paralelo com estes). Nesta área é possível observar as suas tensões e correntes de saída, permitindo assim ao utilizador aperceber-se de qualquer problema ou avaria que possa ocorrer no lado DC do sistema.

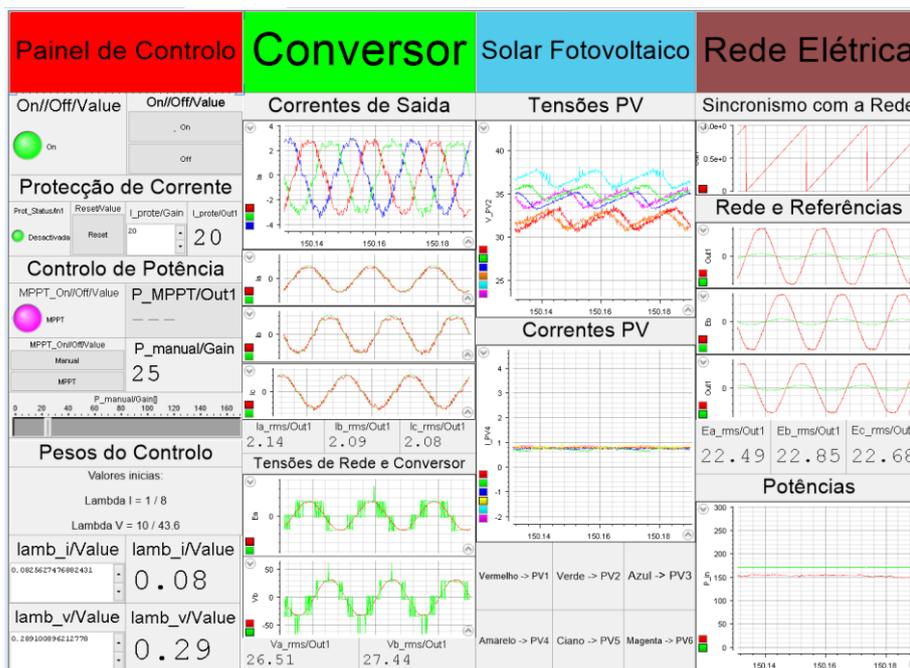


Fig. 4.4 – Painel de controlo do sistema.

A terceira e última área de monitorização de dados, a “Rede Elétrica” proporciona ao utilizador informação sobre o estado de sincronismo da PLL com a Rede elétrica, permite confirmar se as referências de corrente estão em fase com as respetivas tensões de rede e por fim, permite que o utilizador observe a evolução das potências de todo o sistema.

A área de controlo do sistema está representada no lado esquerdo do painel. Aqui o utilizador pode ligar ou desligar o conversor e programar os valores de atuação das proteções de corrente, pode ainda alternar entre o modo de funcionamento de Potência Imposta (ou manual), selecionando o valor da potência por painel, e o modo de funcionamento de Potência Automática (MPPT), para que o sistema trabalhe constantemente à potência máxima disponível.

Por fim, em caso de necessidade o utilizador poderá alterar os pesos internos da função de custo do controlo preditivo.

4.2 Funcionamento com Potência Imposta

Tal como na simulação, para garantir um correto funcionamento do sistema, há que garantir em primeiro lugar que este se encontra em sincronismo com a rede. Tal como se pode observar na figura 4.5, o funcionamento da PLL garante o correto sincronismo com a rede durante toda a operação do sistema. Os valores de base utilizados para obter os dados em pu, são os mesmos da Tabela 3.3. Na tabela 4.1, são descritos os acontecimentos durante o teste.

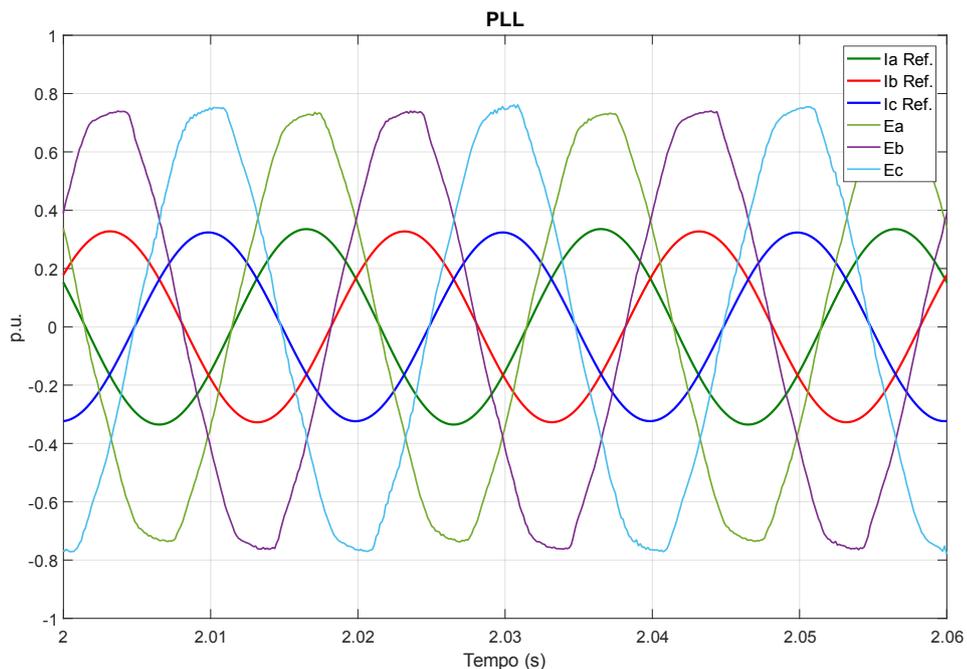


Fig. 4.5 – Tensões de Rede e Correntes de Referência.

Na figura 4.6 pode-se observar as potências de entrada e saída do conversor, e na figura 4.7 pode-se observar um dos instantes onde existe maior diferença entre a potência de entrada e de saída.

Tabela 4.1 – Acontecimentos durante o teste.

Acontecimentos	Momento de Tempo
Ligação à Rede com Potência de 200W (a subir progressivamente para 300W)	5 s
Aumento da Potência Imposta para os 500W	30 s
Aumento da Potência Imposta para os 660W	58 s

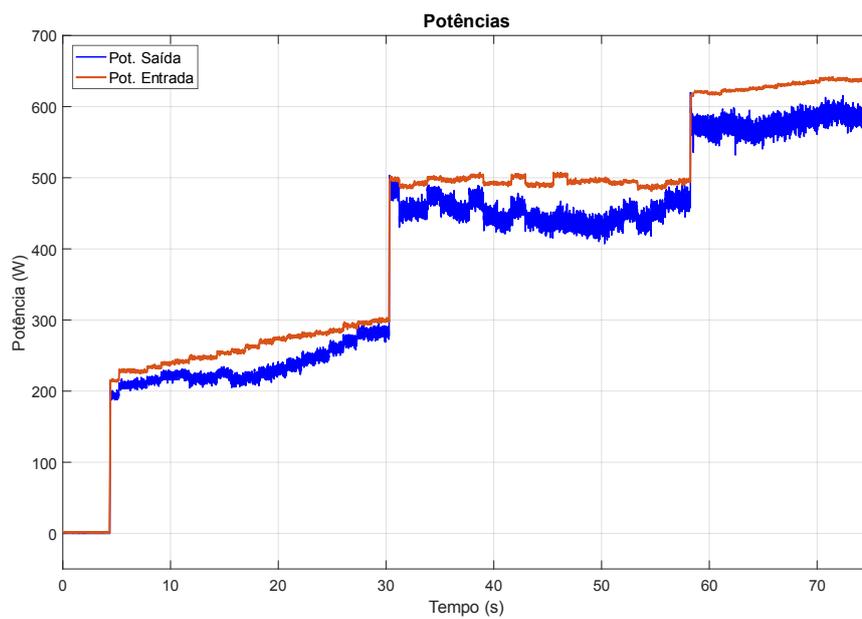


Fig. 4.6 – Comparação das potências do sistema.

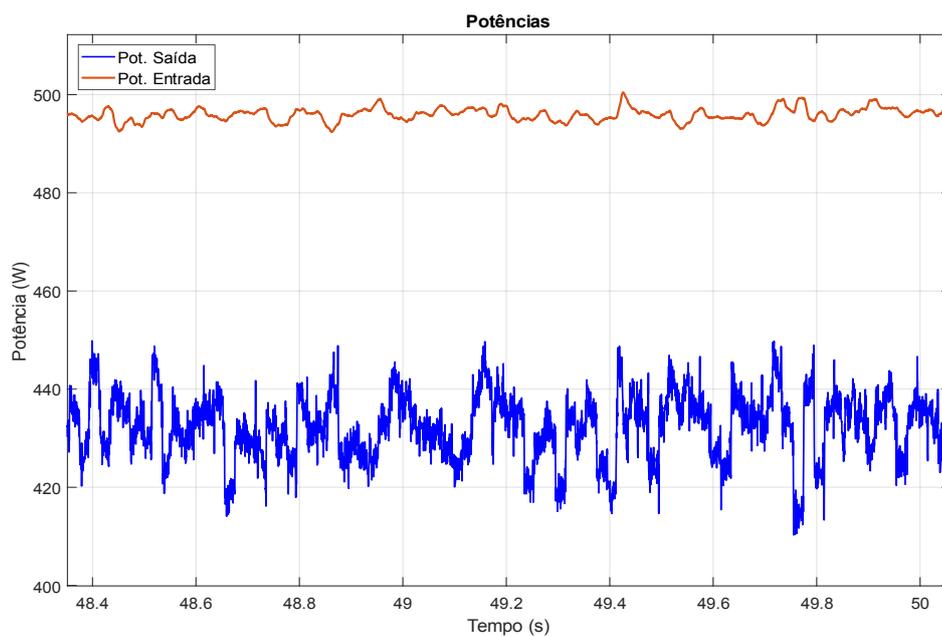


Fig. 4.7 – Vista aproximada duma zona de potência.

Por esta imagem (Fig. 4.7) é possível supor que o sistema neste caso tem uma potência de perdas de cerca de 50W, demonstrando que num dos piores casos de funcionamento como neste momento, apresenta um rendimento de cerca 90%.

Tal como na simulação, as tensões compostas da rede e as do inversor, encontram-se com um ligeiro desfasamento devido ao efeito da impedância do filtro. Na tensão do inversor é perfeitamente visível os seus cinco níveis de tensão. E tal como na simulação, quanto maior for a potência imposta, maior será a modulação da onda gerada. Tal é possível de observar nas figuras 4.8 e 4.9 referentes à tensão composta “ab” (do conversor e da rede) em dois momentos de potência distintos, sendo possível observar pelo aumento do número de patamares de tensão numa figura para a outra.

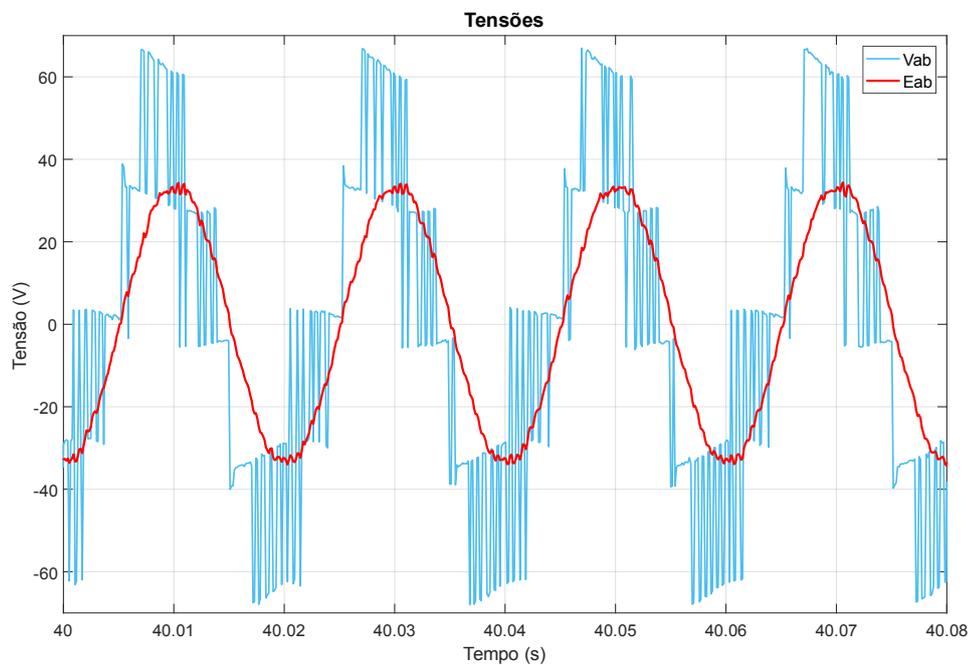


Fig. 4.8 – Comparação das Tensões Compostas, com uma potência imposta de 500W.

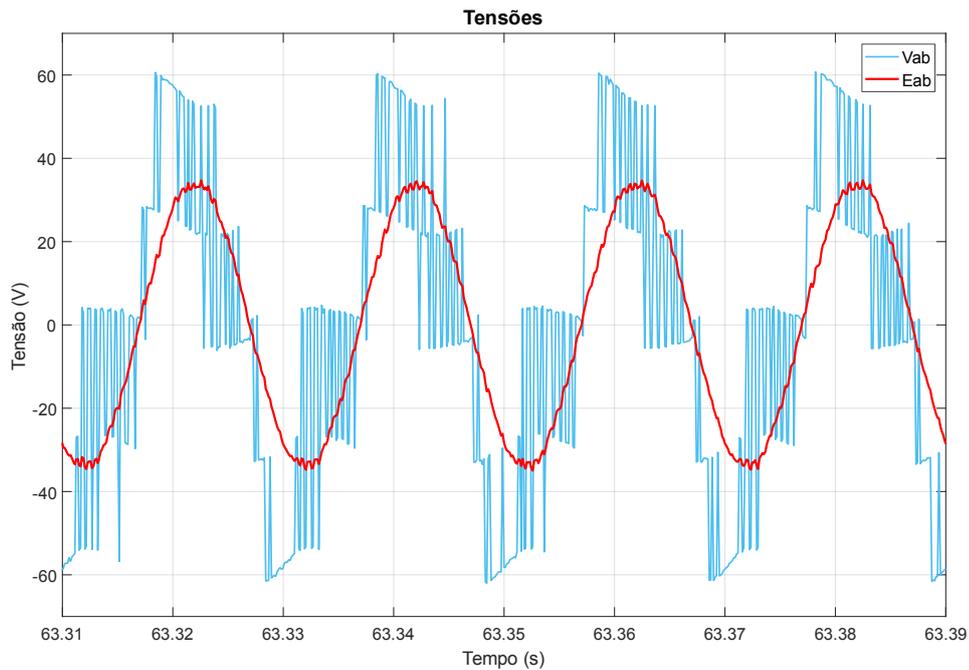


Fig. 4.9 – Comparação das Tensões Compostas, com uma potência imposta de 660W.

Em relação às correntes, é possível verificar nas figuras 4.10 e 4.11 que têm um comportamento muito semelhante ao que se passa na simulação, seguindo as referências de uma forma muito aproximada. Apenas alguns picos visíveis nas cristas das ondas que podem ser atenuados, tal como descrito no capítulo anterior, pela introdução de filtros adicionais ou do número de PV's por célula ou ainda pela introdução de mais células-H no conversor, obtendo-se assim um maior número de níveis de tensão e conseqüentemente, uma onda de corrente mais fluida.

De notar que na prática, no ato de alteração do nível de potência e assim de corrente pedida ao sistema, o controlo tem uma resposta um pouco mais lenta que na simulação, algo que é também esperado e que poderá ser resolvido com o uso de DSP's ou FPGA's com maior capacidade de processamento.

Na figura 4.12 é possível observar que as correntes injetadas na rede mantêm o sincronismo com a tensão da rede, demonstrando assim o correto funcionamento da PLL e do sistema como descrito no capítulo anterior.

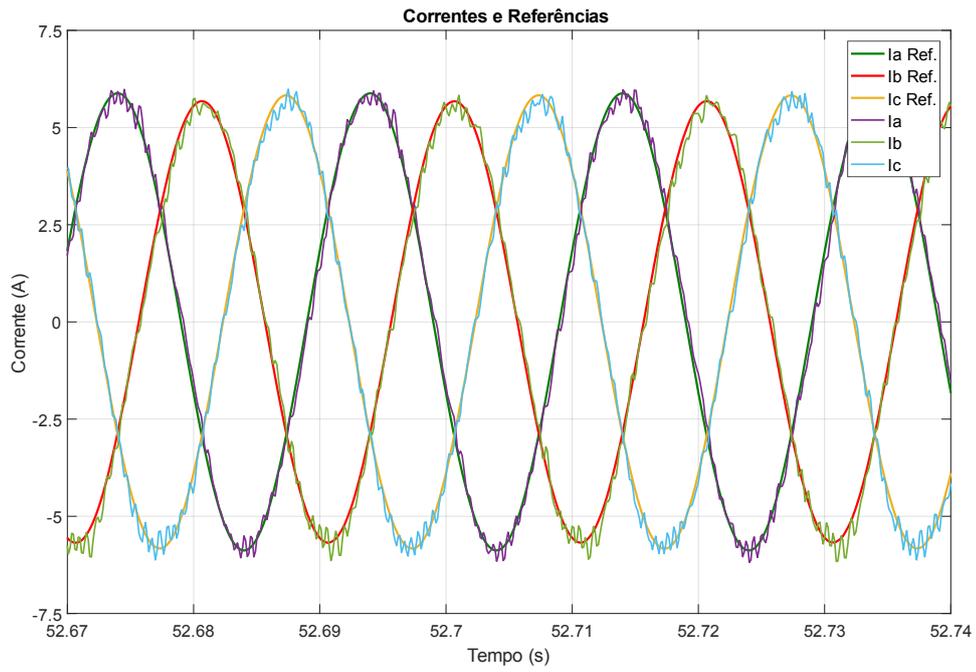


Fig. 4.10 – Correntes do Sistema e respectivas referências com uma potência imposta de 500W.

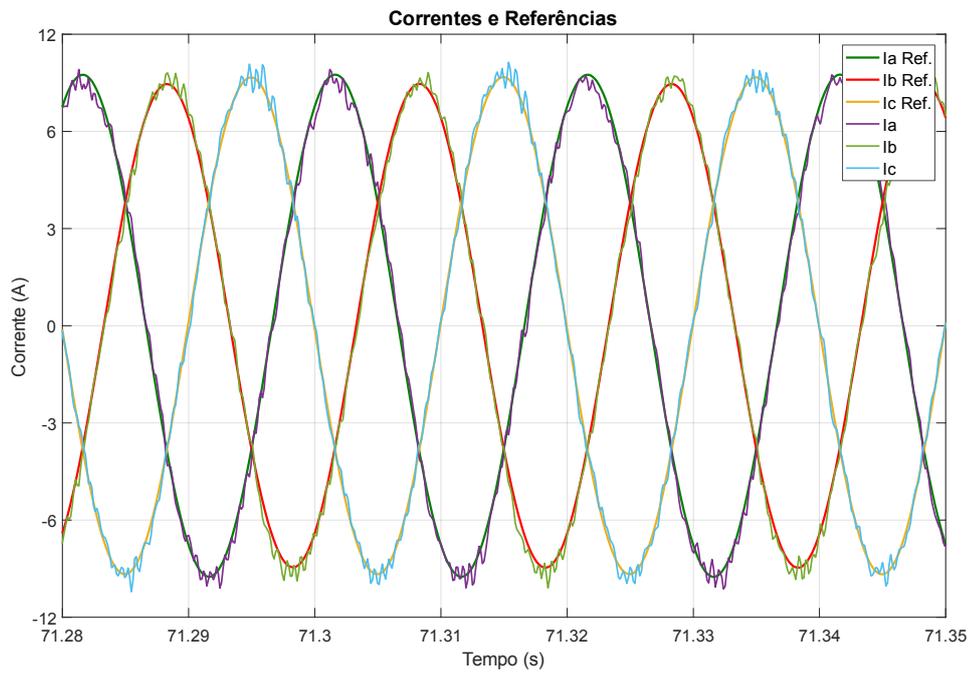


Fig. 4.11 – Correntes do Sistema e respectivas referências com uma potência imposta de 660W.

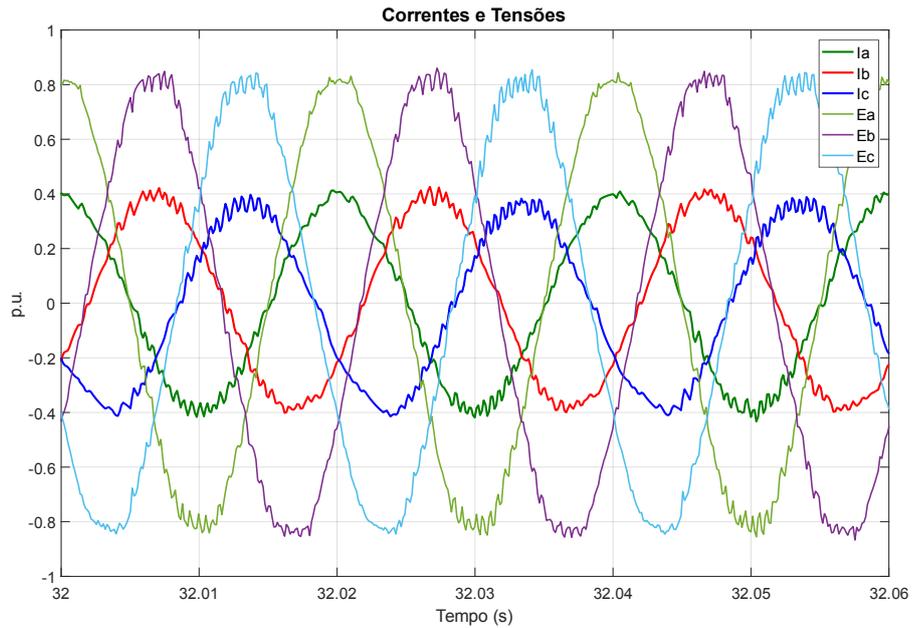


Fig. 4.12 – Tensões de Rede e Correntes injetadas.

Nas figuras 4.13 e 4.14 estão representados os harmônicos da corrente e tensão do sistema respectivamente, para uma potência total de 660 W que corresponde aproximadamente ao MPP de uma irradiância de 600 W/m². Como se pode verificar estes apresentam valores dentro da norma IEEE Standard 519-2014, que determinam que a THD total da corrente não possa ultrapassar os 5% e que a THD da tensão possa atingir no máximo 8%. No entanto estes resultados são possíveis de serem melhorados, uma vez que este é ainda um sistema em fase embrionária possível de inúmeras melhorias e adaptações possíveis.

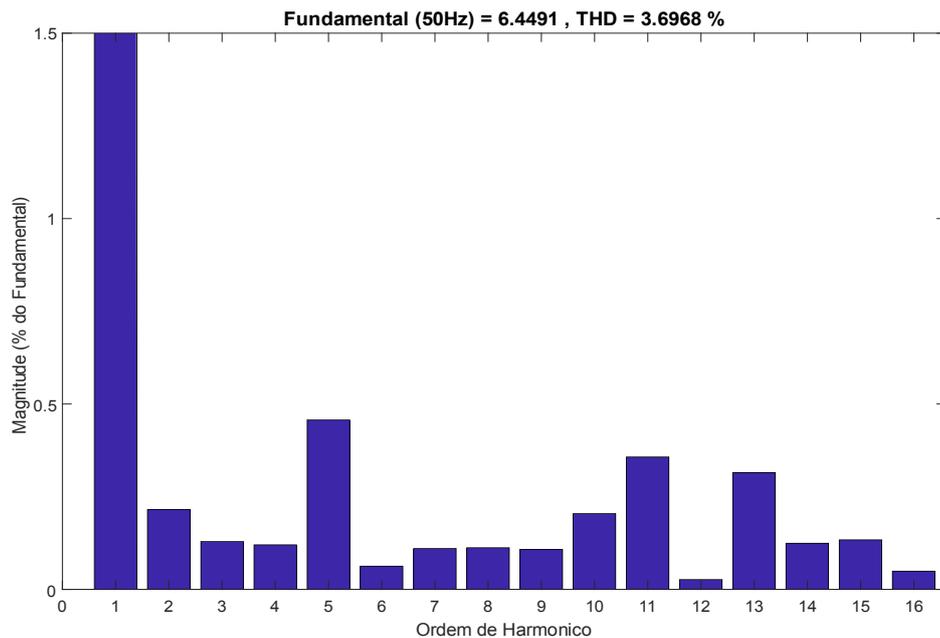


Fig. 4.13 – Harmônicos de corrente para uma potência total de 660W.

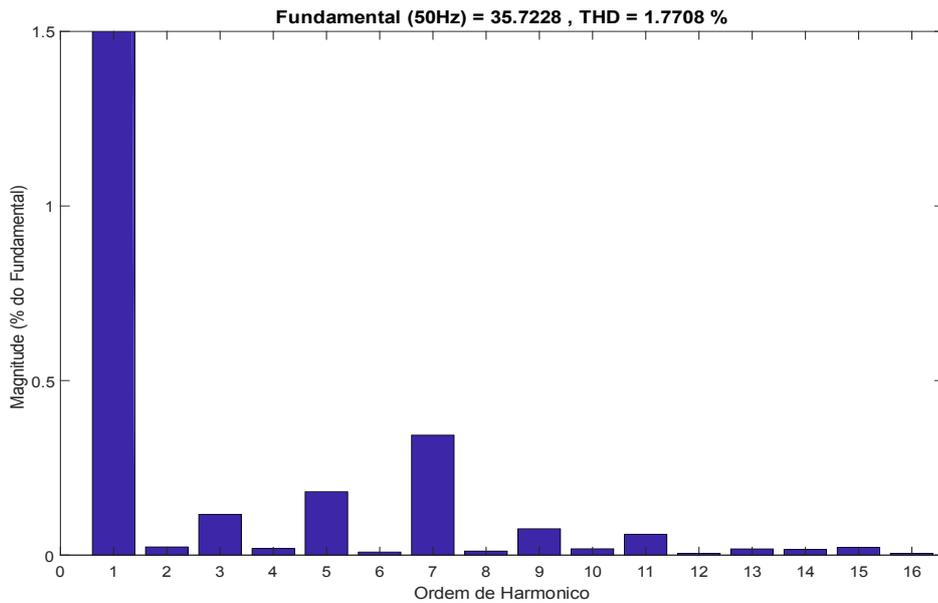


Fig. 4.14 – Harmônicos de tensão para uma potência total de 660W.

Relativamente ao equilíbrio dos condensadores na entrada do conversor, é possível constatar na figura 4.15 que existe um maior esforço do controlo em relação à simulação em mantê-los equilibrados, apesar de os seus valores médios serem parecidos, observa-se uma maior dispersão entre estes. Tal fato é justificável, por não se tratarem de condensadores ideais, tendo estes resistências equivalentes. Por isto e apesar dos esforços por parte dos fabricantes, nenhum condensador consegue ter exatamente o valor especificado, existindo sempre tolerâncias de erro e também nenhum será perfeitamente igual ao outro, existindo pequenas diferenças de capacidade entre eles.

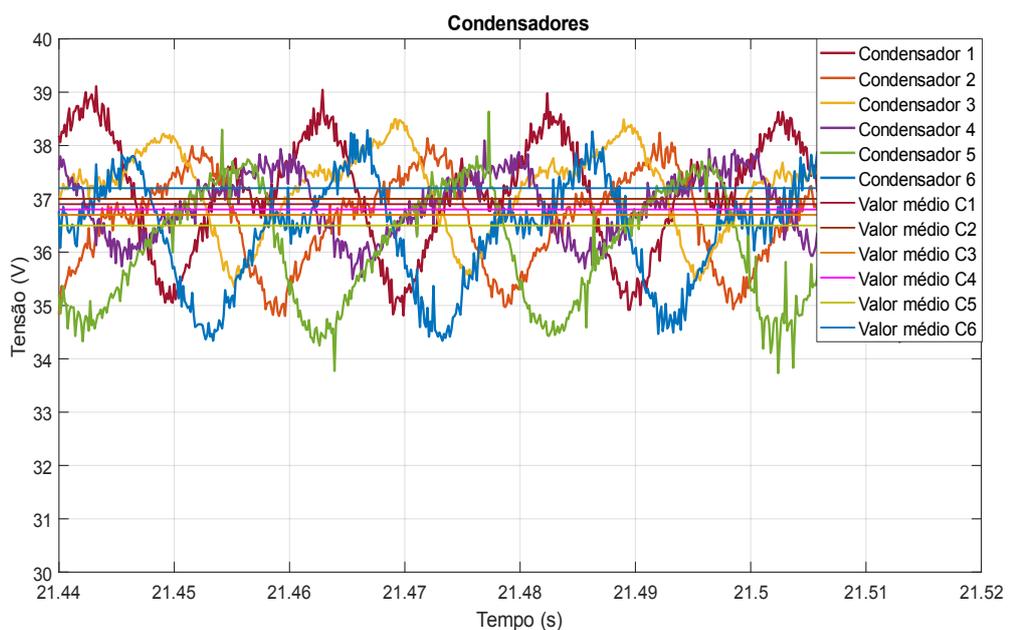


Fig. 4.15 – Tensões dos Condensadores.

Todos estes fatos bem como eventuais erros de medida e processamento por parte do hardware e software do sistema, irão contribuir para que não exista um comportamento tão excelente como os obtidos na simulação. Não obstante, os resultados obtidos com este primeiro protótipo, demonstram que o sistema e controlo são exequíveis e com bastante potencial para futura exploração nesta área.

4.3 MPPT

Por fim iremos verificar o comportamento do algoritmo MPPT. Neste teste, o sistema foi iniciado tal como no anterior com uma potência manual imposta de 200W a subir progressivamente para os 300W. Aos 30 segundos do teste o MPPT é ativado e nesse mesmo instante o sistema sobe para a máxima potência que consegue gerar nessa altura, como observado na figura 4.16. Pode-se observar nela através da mesma análise anterior que o rendimento do sistema se mantém na casa dos 90%.

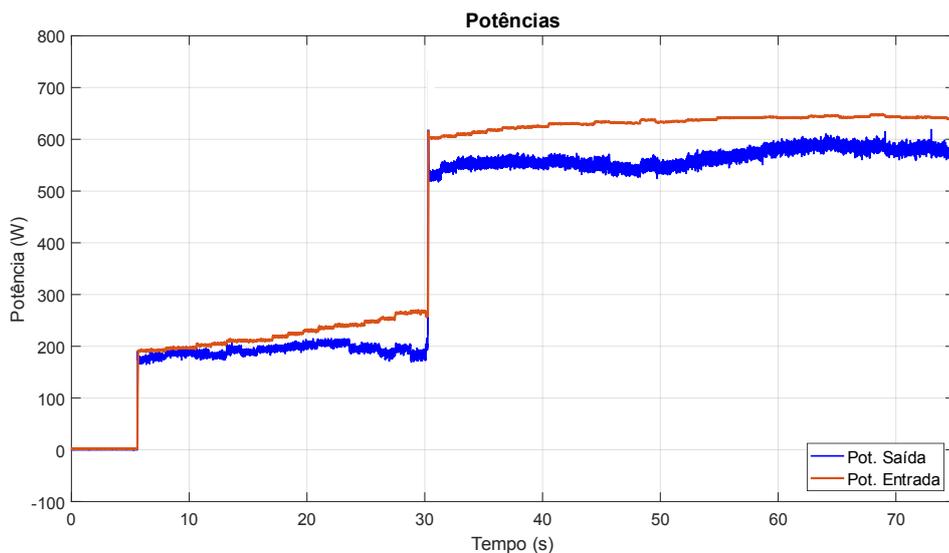


Fig. 4.16 – Potências do Sistema.

Este valor de potência máxima apresentado pelo MPPT foi confirmado recorrendo a um sétimo PV de controlo, igual aos usados no sistema, estando este ligado a uma carga DC programável e através da variação constante dessa carga era possível determinar a potência máxima que este conseguia gerar. Foi assim verificado que ambos os valores do MPPT como o do PV de controlo eram aproximadamente idênticos. Na figura 4.17 e 4.18 pode-se observar as referências de potência e de tensão respetivamente dadas pelo MPPT ao PV5 e também a sua potência e tensão gerada comparativamente a essas referências.

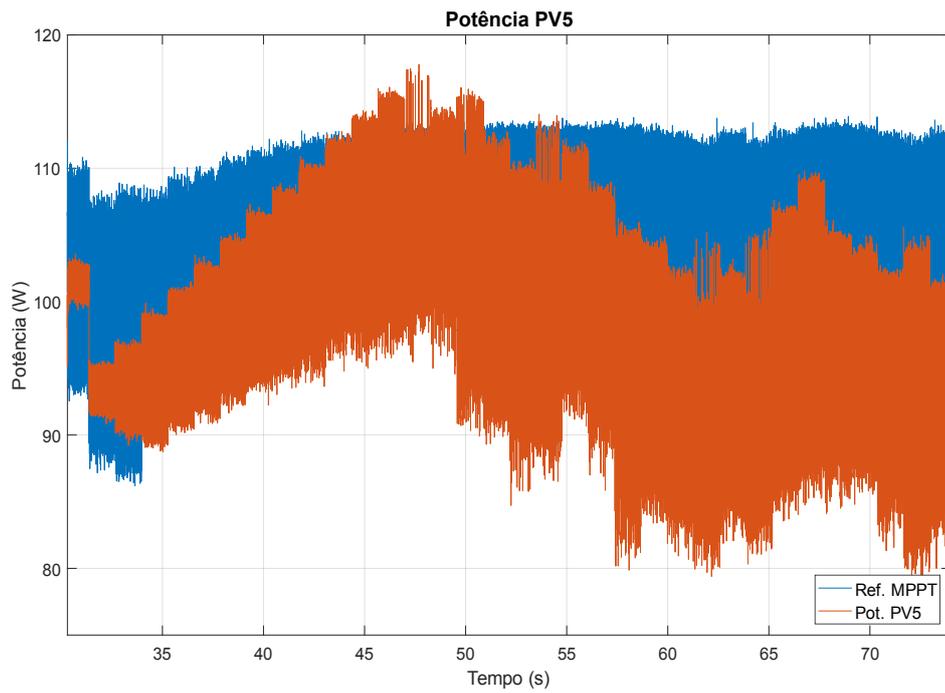


Fig. 4.17 – Potência durante o funcionamento do MPPT e a sua referência para o PV5.

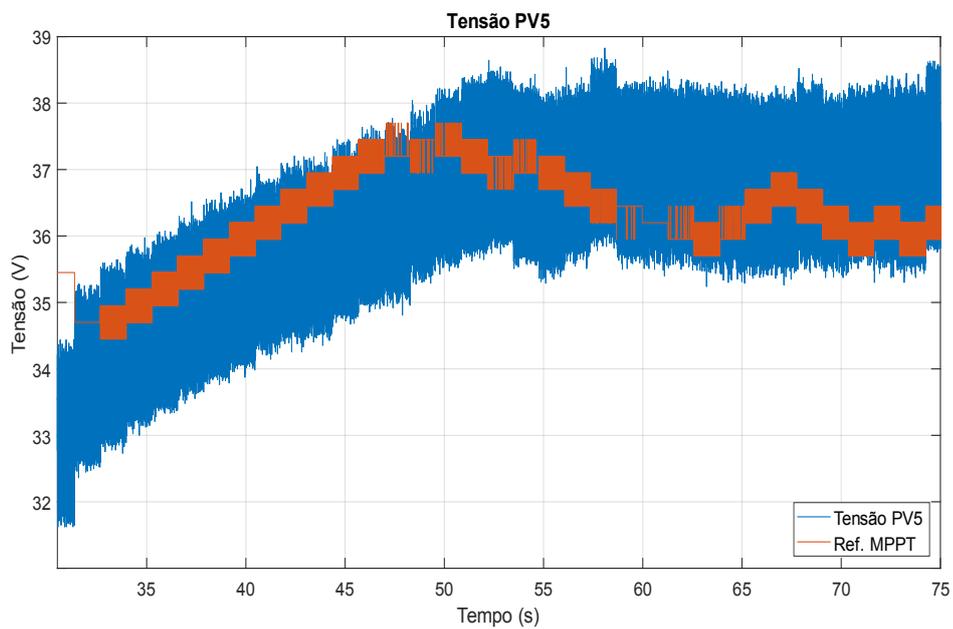


Fig. 4.18 – Tensão durante o funcionamento do MPPT e a sua referência para o PV5.

Pode-se observar que o controlo não segue na perfeição as referências, mas mesmo assim mantem-se muito perto destas, extraindo quase a potência total que o algoritmo disponibiliza.

5. CONCLUSÃO

Nesta dissertação foi proposta a criação de um sistema de geração fotovoltaica com recurso a um conversor multinível controlado por uma estratégia de controlo preditivo. Para este propósito foi escolhido um conversor CHB de cinco níveis e idealizado o sistema onde este iria ser aplicado.

Para esse mesmo sistema foi obtido um modelo matemático e desse modelo matemático foram derivadas as equações de controlo que seriam usadas no preditivo. Esse sistema consistiria em vários PV's e condensadores ligados em paralelo do lado DC do sistema, um filtro L de forma a filtrar as ondas de saída, e um autotransformador para garantir a ligação à rede de baixa tensão do lado AC do sistema e por fim o conversor para efetuar a ponte entre os dois lados. Por fim, foi ainda desenvolvido um método de MPPT independente que pudesse ser aplicado ao sistema sem o uso de variáveis para além daquelas necessárias e usadas pelo controlo preditivo. Para esse efeito optou-se pelo algoritmo P&O, já bastante testado e utilizado em diversas aplicações.

De forma a se poder estudar o comportamento do sistema, foi criado um modelo de simulação em ambiente *Matlab/Simulink*, do conversor, algoritmos e sistema elétrico baseado nos componentes para a sua implementação experimental mais para o futuro, para assim se poder obter uma aproximação fidedigna do comportamento futuro do sistema real. Depois de implementadas estas simulações, verificou-se que o sistema é capaz de injetar potência na rede de forma controlada e equilibrada, que as referências de corrente são seguidas quase na perfeição e conseguindo-se assim controlar a potência desejada a injetar. Verificou-se também que o segundo objetivo da função de custo do preditivo, o de manter equilibradas as tensões dos condensadores de entrada de cada ponte-H, foi igualmente cumprido. E por fim que o algoritmo MPPT desenvolvido funcionava e foi capaz de ser integrado no sistema, com perturbações mínimas a influenciarem o controlo principal. Realizaram-se várias simulações que demonstraram o bom funcionamento do sistema perante múltiplas variações de irradiância de forma a se obter os resultados mais fidedignos possíveis.

Por último para que se fosse possível validar o método de controlo e o sistema proposto, procedeu-se à montagem experimental do sistema. Para o efeito, enviou-se o controlo desenvolvido em *Matlab* e *Simulink* para a plataforma *DS1103* da *dSpace*. Para ler os sinais necessários, utilizou-se o software *ControlDesk* em que se desenvolveu um painel de controlo, com os comandos e dados pertinentes ao funcionamento do sistema. Através da análise dos resultados experimentais, foi possível validar os resultados de simulação, onde mesmo com as diferenças inerentes entre um sistema ideal (simulação) e um real, verificou-se que o sistema cumpriu os objetivos propostos no início desta dissertação.

5.1 Trabalho Futuro

Como sugestões de complemento a esta dissertação como futuro trabalho, enumera-se os seguintes pontos:

- Otimização do MPPT e Preditivo e implementação da predição a duas iterações futuras.
- Implementação do controlo numa plataforma mais rápida de maior capacidade de processamento, como por exemplo uma FPGA.
- Implementação de uma maior capacidade de potência no sistema, quer através de PV's de maior potência, ou introdução de mais células-H por fase.
- Estudo e impacto de avarias no sistema, como por exemplo, avaria de PV, conversor, transformador, entre outros.
- Implementação de tolerância a falhas.
- Adaptação para funcionamento em Ilha (isolado da rede).

REFERÊNCIAS

- [1] H. Abu-Rub, M. Malinowski, e K. Al-Haddad, *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. John Wiley & Sons, 2014.
- [2] M. H. Rashid, *Electric Renewable Energy Systems*. Academic Press, 2015.
- [3] T. Markvart e L. Castaner, *Photovoltaics Fundamentals and Applications*. .
- [4] P. D. Gonçalves, Fábio, *Conversor Mulinível Monofásico para Sistemas Fotovoltaicos*, Master Thesis, DEEC «, University of Coimbra, 2015.
- [5] M. S. Imamura, P. Helm, W. Palz, e Europäische Kommission, Eds., *Photovoltaic system technology: a European handbook*. Bedford: Stephens, 1992.
- [6] U. Eicker, *Solar technologies for buildings*. Chichester ; Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
- [7] E. L. Owen, «History [origin of the inverter]», *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 2, n. 1, pp. 64–66, Jan. 1996.
- [8] T. L. Skvarenina, Ed., *The Power Electronics Handbook*. Boca Raton, Fla.: CRC Press, 2002.
- [9] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [10] B. Wu, *High-power converters and AC drives*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience [u.a.], 2006.
- [11] R. A. Krishna e L. P. Suresh, «A brief review on multi level inverter topologies», em 2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2016, pp. 1–6.
- [12] J. Rodriguez, J.-S. Lai, e F. Z. Peng, «Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, n. 4, pp. 724–738, Ago. 2002.
- [13] S. Kouro, B. Wu, Á. Moya, E. Villanueva, P. Correa, e J. Rodríguez, «Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems», em 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009, pp. 3976–3982.
- [14] S. Rivera, B. Wu, S. Kouro, H. Wang, e D. Zhang, «Cascaded H-bridge multilevel converter topology and three-phase balance control for large scale photovoltaic systems», em 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012, pp. 690–697.
- [15] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, e H. Abu-Rub, «Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n. 8, pp. 2691–2699, Ago. 2010.
- [16] A. Kumar, «MATLAB/Simulink Model of Solar PV Module and MPPT Algorithm Kinal KachhiyaMakarand Lokhande».
- [17] D. Sera, R. Teodorescu, e P. Rodriguez, «PV panel model based on datasheet values», em 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007, pp. 2392–2396.
- [18] M. A. Eltawil e Z. Zhao, «MPPT techniques for photovoltaic applications», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 25, n. C, pp. 793–813, 2013.

- [19] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, e J. Rodriguez, «Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [20] R. Kennel e A. Linder, «Predictive control of inverter supplied electrical drives», em 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018), 2000, vol. 2, pp. 761–766 vol.2.
- [21] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, e J. Rodriguez, «Predictive Control in Power Electronics and Drives», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n. 12, pp. 4312–4324, Dez. 2008.
- [22] A. Linder e R. Kennel, «Model Predictive Control for Electrical Drives», em 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 1793–1799.
- [23] P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, e C. Silva, «Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n. 2, pp. 612–618, Mar. 2008.
- [24] J. Rodriguez et al., «Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n. 1, pp. 495–503, Fev. 2007.
- [25] A. G. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, S. Wang, e M. Morari, «Explicit Model Predictive Control of DC–DC Switched-Mode Power Supplies With Extended Kalman Filtering», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 6, pp. 1864–1874, Jun. 2009.
- [26] M. Cychowski, K. Szabat, e T. Orłowska-Kowalska, «Constrained Model Predictive Control of the Drive System With Mechanical Elasticity», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 6, pp. 1963–1973, Jun. 2009.
- [27] P. Cortes, S. Kouro, F. Barrios, e J. Rodriguez, «Predictive control of a single-phase cascaded h-bridge photovoltaic energy conversion system», em Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012, vol. 2, pp. 1423–1428.
- [28] IEEE Standard 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.

APÊNDICE A

A.1 Modelo Matemático de um Painel Fotovoltaico

O restante modelo matemático de um painel fotovoltaico é dado pelas equações apresentadas neste apêndice. As variáveis I_{CEL} , I_D e I_{Rp} são definidas pelas seguintes equações:

$$I_{cel} = I_D \times e^{\frac{V_{CA}}{N_S \frac{Ak(T_{test}+273,15)}{q}}} + \frac{V_{CA}}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \quad (A.1)$$

$$I_D = \left(I_{CC} - \frac{V_{CA} - I_{CC} \frac{N_S}{N_P} R_S}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \right) e^{-\frac{V_{CA}}{N_S \frac{Ak(T_{test}+273,15)}{q}}} \quad (A.2)$$

$$I_{Rp} = \frac{\left(\frac{V_P}{N_S} + \frac{I_P}{N_P} R_S \right)}{R_P} \quad (A.3)$$

Nas equações (A.1) e (A.2), V_{CA} é a tensão em circuito aberto em V e I_{CC} a corrente de curto-circuito em A, ambas nas condições de teste.

A dependência do modelo com a irradiância são dadas por:

$$\begin{aligned} I_{CC}(I_{irr}) &= I_{CC} I_{irr} \\ I_{cel}(I_{irr}) &= I_{cel} I_{irr} \end{aligned} \quad (A.4)$$

$$V_{CA}(I_{irr}) = \ln \left(\frac{I_{cel}(I_{irr}) \frac{N_S}{N_P} R_P - V_{CA}(I_{irr})}{I_D \frac{N_S}{N_P} R_P} \right) N_S \frac{Ak(T_{test} + 273,15)}{q} \quad (A.5)$$

Por último, a dependência do modelo com temperatura de operação é dada pelas seguintes equações:

$$V_{CA}(T_{op}) = V_{AC} \left(1 + k_v (T_{op} - T_{test}) \right) \quad (\text{A.6})$$

$$I_{CC}(T_{op}) = I_{CC} \left(1 + k_i (T_{op} - T_{test}) \right) \quad (\text{A.7})$$

$$I_D(T_{op}) = \left(I_{CC}(T_{op}) - \frac{V_{CA}(T_{op}) - I_{CC}(T_{op}) \frac{N_S}{N_P} R_S}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \right) e^{-\frac{V_{CA}(T_{op})}{N_S \frac{Ak(T_{test}+273,15)}{q}}} \quad (\text{A.8})$$

$$I_{cel}(T_{op}) = I_D(T_{op}) \times e^{\frac{V_{CA}(T_{op})}{N_S \frac{Ak(T_{test}+273,15)}{q}}} + \frac{V_{CA}(T_{op})}{\frac{N_S}{N_P} R_P} \quad (\text{A.9})$$

Das equações (A.4) à (A.9), I_{irr} representa a irradiância em W/m^2 , T_{op} a temperatura de operação dos painéis em $^{\circ}\text{C}$, k_v o coeficiente de temperatura de V_{CA} por V V e k_i o coeficiente de temperatura de I_{CC} por A .

A.2 Modelo Painéis Fotovoltaicos

O modelo utilizado nesta dissertação foi implementado com base em [4], permitindo a associação de painéis fotovoltaicos em série, então adaptou-se o modelo para ser possível associar painéis em série e paralelo. Na Figura A.1 está representado o diagrama de blocos dos painéis fotovoltaicos em que a função “Modelo PV” corresponde ao modelo matemático do conjunto de painéis que se pretende associar em série/paralelo.

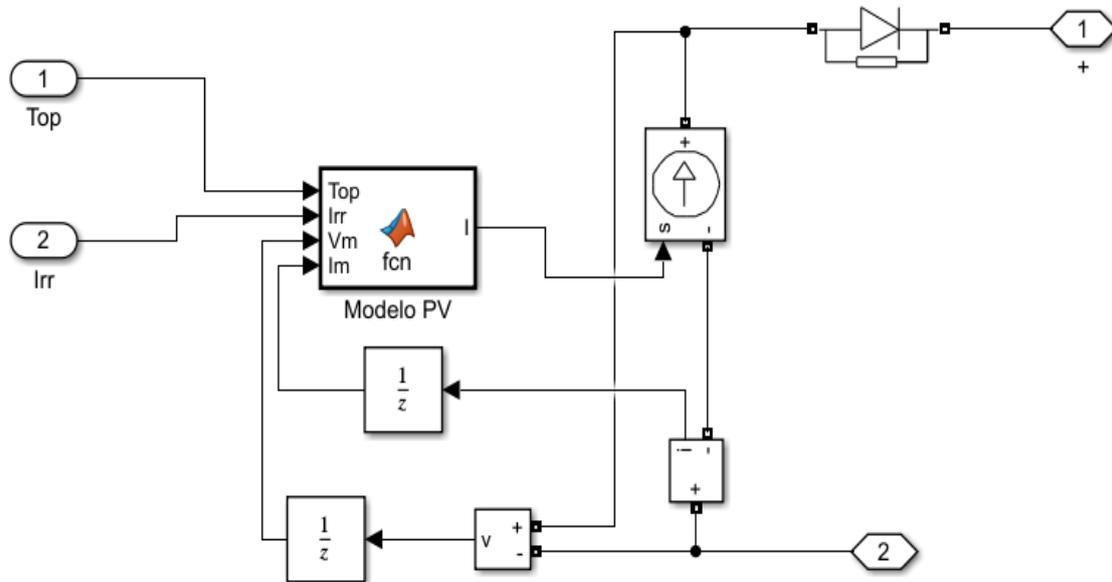


Fig. A. 1 – Código Simulink dos painéis fotovoltaicos.

O código da função “Modelo PV” é o seguinte:

```
function I = fcn(Top,Irr, Vm, Im)
%inicializacao variaveis
%%
Panel_parallel=1; %N° de paineis em paralelo
Panel_serie=1; %N° de paineis em série
q=1.6e-19; % Carga do eltrão
A=1.2; % Fator de idealidade (=1,2 para painéis monocristalinos)
k=1.38e-23; % Constante de Boltzman (J/°K)
Tstc=25+273.15; %Temperatura de condições de teste
ki=6.5e-4; % Coeficiente de temperatura de Icc (datasheet)
kv=-3.6e-3;% Coeficiente de temperatura de Vca (datasheet)
Isc_0=5.45*Panel_parallel; %Corrente de cc (datasheet)
Voc_0=43.6*Panel_serie; %Tensão CA (datasheet)
Ns=72*Panel_serie; %Numero de celulas em série
Vt=(A*k*Tstc)/q;
Rs=0.4*Panel_serie/Panel_parallel; %Resistência série
Rp=186*Panel_serie/Panel_parallel; %Resistência paralelo
Top=Top+273.15; %Temperatura de operação
Irr=Irr/1000; % Pk nas condições de teste é considerado um nivel de
irradiância de 1000W/m2

I0_0=(Isc_0-((Voc_0-Isc_0*Rs))*exp((-Voc_0)/(Ns*Vt)));
Iph_0=I0_0*exp((Voc_0)/(Ns*Vt))+Voc_0/Rp;
```

```

Isc=Irr*Isc_0;
Iph=Irr*Iph_0;
%%
% Newton's method: Ia2 = Ia1 - f(Ia1)/f'(Ia1)
Voc = zeros(size(Voc_0));
for j=1:5;
Voc = Voc - ((log(((Iph*Rp)-Voc)/(I0_0*Rp))*Ns*Vt)-Voc)/(((Ns*Vt)/(Voc-
(Iph*Rp)))-1);
end
%%
Voc=(Voc*(1+(kv*(Top-Tstc))));
Isc=Isc*(1+ki*(Top-Tstc));
I0=(Isc-(Voc-Isc*Rs)/Rp)*exp((-Voc)/(Ns*Vt));
Iph=I0*exp(Voc/(Ns*Vt))+Voc/Rp;
I = Iph-I0*(exp((Vm+Im*Rs)/(Ns*Vt))-1)-(Vm+Im*Rs)/(Rp);

```

A.3 Algoritmo MPPT

De forma a extrair a máxima potência dos PV, o algoritmo M.P.P.T. baseado no método P&O implementado, já descrito no capítulo 2 foi o seguinte:

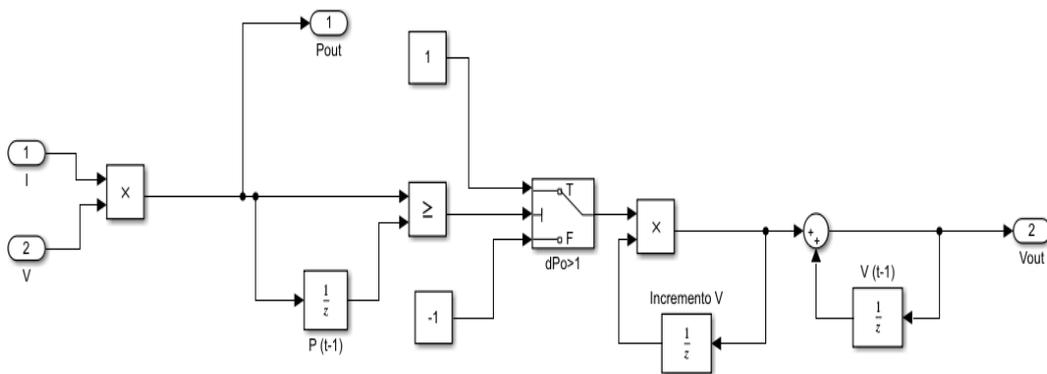


Fig. A. 2 – Código Simulink do algoritmo MPPT.

Onde as condições dos atrasos unitários são as seguintes:

Tabela A 1 – Parâmetros dos blocos.

Bloco	Initial Condition	Sample Time
P (t-1)	Pi = 18	Tspv = 130e-3
V (t-1)	35,4	Tspv = 130e-3
Incremento V	dpv = 0,5	Tspv = 130e-3

APÊNDICE B – CÓDIGO DO PREDITIVO

```
function [ganho, ind, Swa, Swb, Swc]=
vpn (vNn,VPV1,VPV2,VPV3,VPV4,VPV5,VPV6,vpv1_ref,vpv2_ref,vpv3_ref,vpv4_
ref,vpv5_ref,vpv6_ref,...

IPV1,IPV2,IPV3,IPV4,IPV5,IPV6,Imeas_a,Imeas_b,Imeas_c,ia_ref,ib_ref,ic
_ref,vsa,vsb,vsc,Tsp,C,R,states,L,lambi,lambv,lambsw,imax)

%% Inicialização de variaveis
persistent VP1prev VP2prev VP3prev VP4prev VP5prev VP6prev x_opt f
if isempty(VP1prev)
    VP1prev = 43.6*1;
    VP2prev = 43.6*1;
    VP3prev = 43.6*1;
    VP4prev = 43.6*1;
    VP5prev = 43.6*1;
    VP6prev = 43.6*1;
end
if isempty(x_opt), x_opt = 1; end
persistent state_1;
if isempty(state_1)
    state_1 = 1;
end
if isempty(f)
    f = 0;
end
g_opt = 1e9;

%% Calculo preditivo
for i = 1:125
    %% Braço A
    % Corrente de entrada da celula 1
    IC1 = double(states(i,1)-states(i,2))*Imeas_a;
    % Predicao da tensao PV 1
    vpv1k1 = VP1prev + (Tsp/C)*(IPV1 - IC1);
    % Corrente de entrada da celula 2
    IC2 = double(states(i,3)-states(i,4))*Imeas_a;
    % Predicao da tensao PV 2
    vpv2k1 = VP2prev + (Tsp/C)*(IPV2 - IC2);
    % Tensao de saida do braço A
    vca = double(states(i,1)-states(i,2))*VPV1 + double(states(i,3)-
states(i,4))*VPV2;
    % Predicao da Corrente de saida do braço A
    ika1 = (1 - ((R*Tsp)/L))*Imeas_a + (Tsp/L)*(vca - vsa);% - vNn);
    %% Braço B
    % Corrente de entrada da celula 3
    IC3 = double(states(i,5)-states(i,6))*Imeas_b;
    % Predicao da tensao PV 3
    vpv3k1 = VP3prev + (Tsp/C)*(IPV3 - IC3);
    % Corrente de entrada da celula 4
    IC4 = double(states(i,7)-states(i,8))*Imeas_b;
    %Predicao da tensao PV 4
    vpv4k1 = VP4prev + (Tsp/C)*(IPV4 - IC4);
    % Tensao de saida do braço B
    vcb = double(states(i,5)-states(i,6))*VPV3 + double(states(i,7)-
states(i,8))*VPV4;
    % Predicao da Corrente de saida do braço B
```

```

ikb1 = (1 - ((R*Tsp)/L))*Imeas_b + (Tsp/L)*(vcb - vsb );% - vNn);
%% Braço C
% Corrente de entrada da celula 5
IC5 = double(states(i,9)-states(i,10))*Imeas_c;
% Predicao da tensao PV 5
vpv5k1 = VP5prev + (Tsp/C)*(IPV5 - IC5);
% Corrente de entrada da celula 1
IC6 = double(states(i,11)-states(i,12))*Imeas_c;
% Predicao da tensao PV 6
vpv6k1 = VP6prev + (Tsp/C)*(IPV6 - IC6);
% Tensao de saida do braço C
vcc = double(states(i,9)-states(i,10))*VPV5 + double(states(i,11)-
states(i,12))*VPV6;
% Predicao da Corrente de saida do braço C
ikc1 = (1 - ((R*Tsp)/L))*Imeas_c + (Tsp/L)*(vcc - vsc );% - vNn);

%% Calculo do nc
n = abs(states(i,1) - states(state_1,1)) + abs(states(i,2) -
states(state_1,2)) + abs(states(i,3) - states(state_1, 3))+...
abs(states(i,4) - states(state_1,4)) + abs(states(i,5) -
states(state_1,5)) + abs(states(i,6) - states(state_1, 6))+...
abs(states(i,7) - states(state_1,7)) + abs(states(i,8) -
states(state_1,8)) + abs(states(i,9) - states(state_1, 9))+...
abs(states(i,10) - states(state_1,10)) + abs(states(i,11) -
states(state_1,11)) + abs(states(i,12) - states(state_1,12));

%% fator f de segurança
if abs(ikal) > imax || abs(ikb1) > imax || abs(ikc1) > imax
    f = 1e9;
else
    f = 0;
end

%% Função de Custo
gp = (lambi)*((ia_ref - ikal).^2 + (ib_ref - ikb1).^2 + (ic_ref -
ikc1).^2) + (lambv^1)*((vpv1_ref - vpv1k1).^2 + (vpv2_ref - vpv2k1).^2
+ (vpv3_ref - vpv3k1).^2 + (vpv4_ref - vpv4k1).^2 + (vpv5_ref -
vpv5k1).^2 + (vpv6_ref - vpv6k1).^2)+lambsw*n+f;
if (gp<g_opt)
    g_opt = gp;
    x_opt = i;
end
end
%% Atualização de estados
VP1prev = VPV1;
VP2prev = VPV2;
VP3prev = VPV3;
VP4prev = VPV4;
VP5prev = VPV5;
VP6prev = VPV6;
% guardar e visualizar os valores de g_opt e x_opt
ganho = g_opt;
ind = x_opt;
% Guardar estado acutal
state_1 = ind;
%% Estados de comutação
Swa = [states(x_opt,1) states(x_opt,2) states(x_opt,3)
states(x_opt,4)]';
Swb = [states(x_opt,5) states(x_opt,6) states(x_opt,7)
states(x_opt,8)]';
Swc = [states(x_opt,9) states(x_opt,10) states(x_opt,11)
states(x_opt,12)]';

```

APÊNDICE C – PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

```
clc;
clear all;
%%
global R L C states
%% Potencia Imposta pelo utilizador
Pmanual = 80; % W
%% Tempos de comutação
T_ctr = .02; %Momento em que activa os impulsos do controlo
T_breaker = 0.5; %Momento em que é ligado o interruptor da rede
T_mppt = 2.5; %Momento em que é activado o mppt
%% Protecção de Corrente do Circuito
I_prot = 20*sqrt(2); %Valor da Corrente que activa a Protecção
%% Variaveis de Controlo
Tsp= 130e-6; %Ts de Controlo
Ts_sim= Tsp; %Ts de simulação
Tsl=Tsp; %Ts auxiliar
%% Numero de modulos PV em série (SM) e paralelo (PM)
SM=1; %Modulos em Série
PM=1; %Modulos em Paralelo
%% MPPT
dpv = .5; %Incremento
Tspv = 130e-3; %Tempo de amostragem do mppt
Vdc_ref_Init = 35.4; %Tensao inicial do mppt
I_mppt_i = 1; %Corrente inicial do mppt
Limits_MPPT= [ 43.6 30 ]; %Limites superior e inferior de tensao do
mppt
Pi= (SM*Vdc_ref_Init*PM*I_mppt_i); %Potencia inicial do MPPT
%%
% lambda v
lambv = 10/34.59;
% lambda i
lambi = 1/(12.112);
%lambda freq
lambsw=1e-3;
%% Parameteros eletricos
R = 0.16653333333333333; % Resistencia [Ohm]
L = 2.9866666666666666e-3;% Indutancia [H]
C = 4700e-6; % Condensadores das células [F]
%% Vetores de Tensao
load Sabc;
% Estados de comutação
states = boolean(Sabc);
```

APÊNDICE D – PRINCIPAIS BLOCOS DE *SIMULINK* DA SIMULAÇÃO

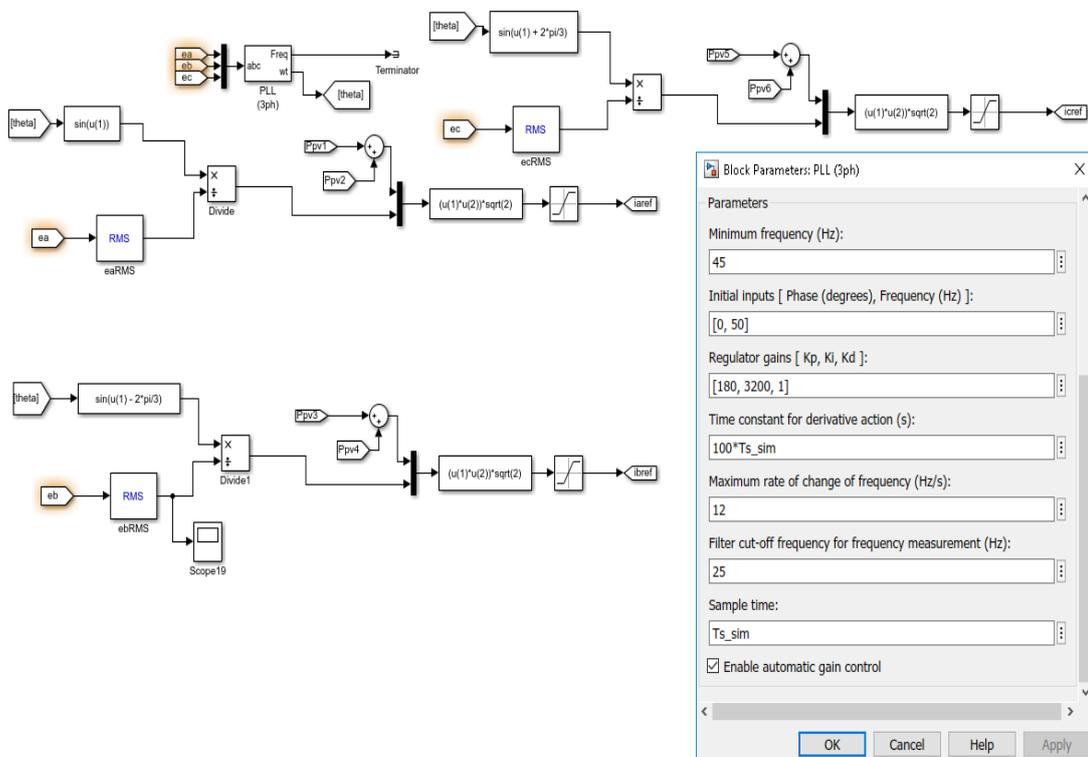


Fig. D. 1 – PLL e Referências.

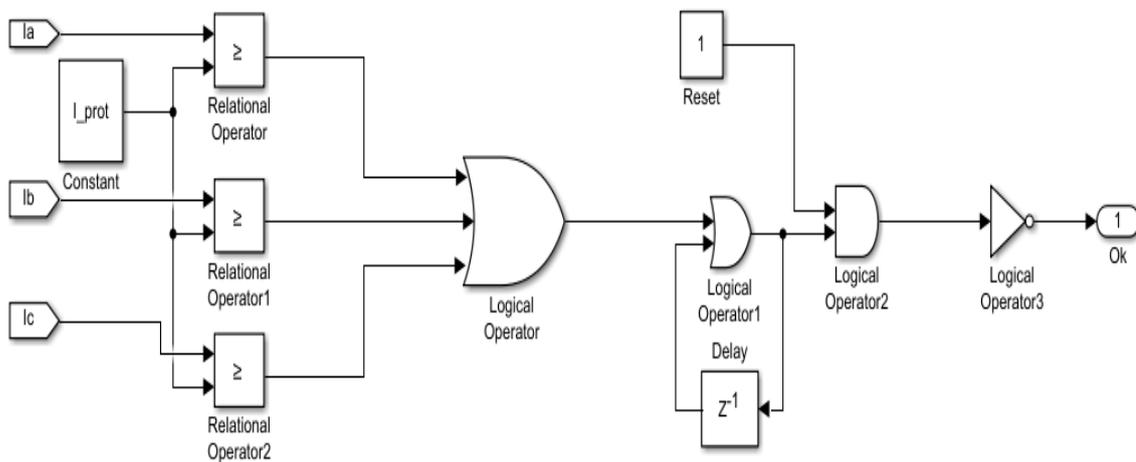


Fig. D. 2 – Proteção de Corrente.

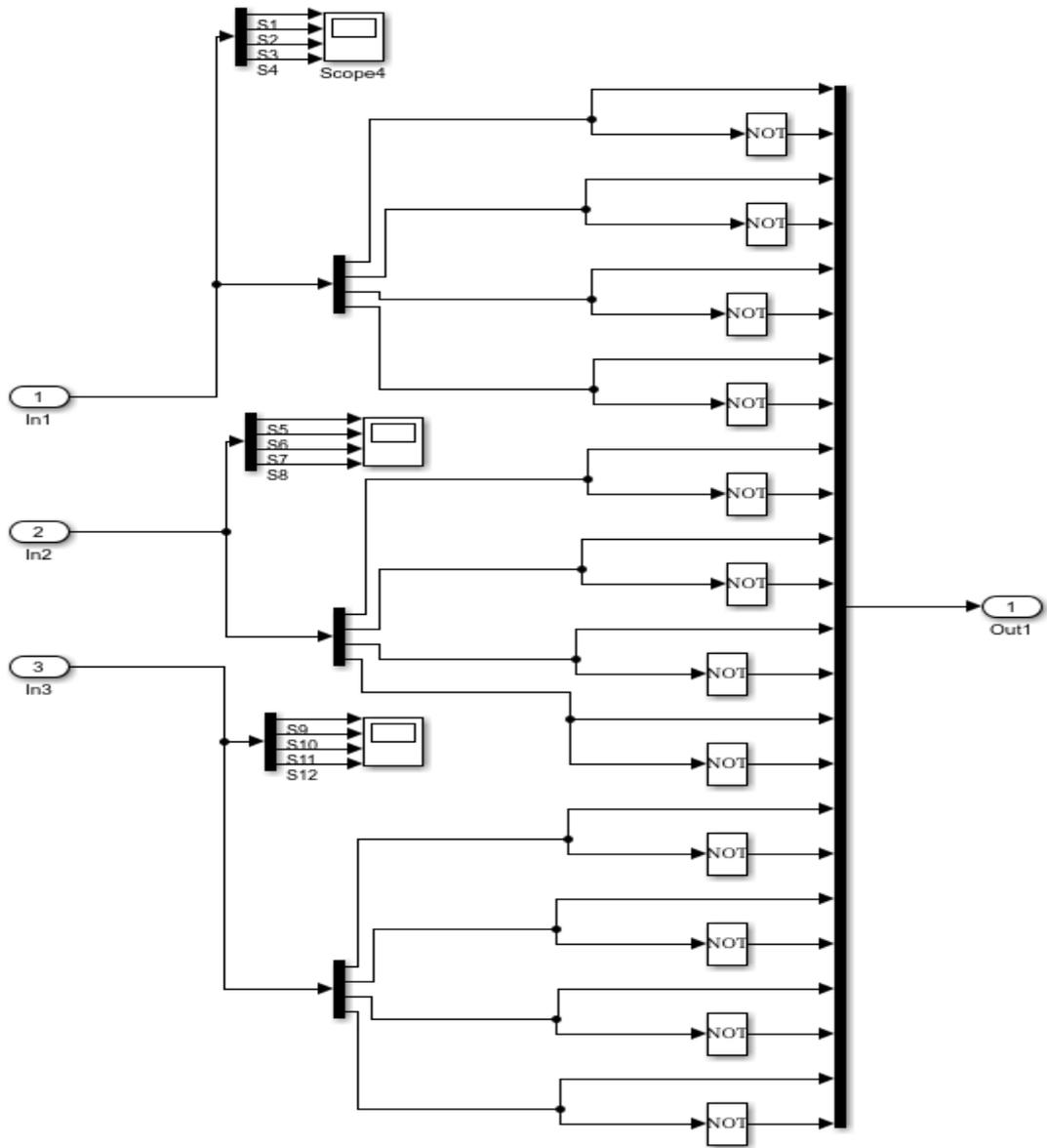


Fig. D. 3 – Sinais de Comutação.

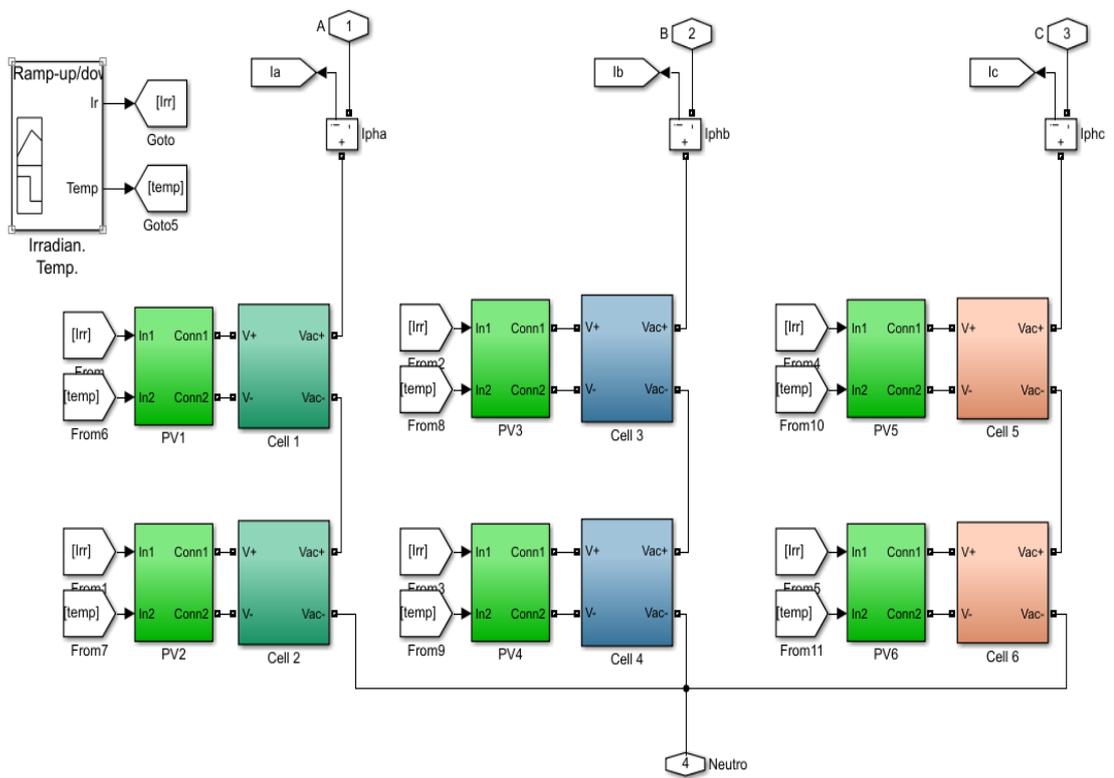


Fig. D. 4 – CHB.

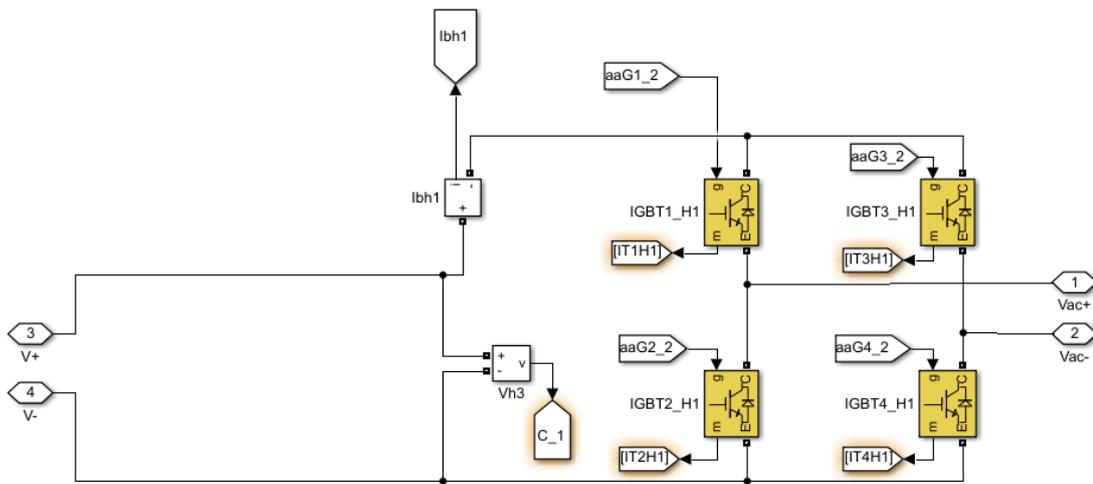


Fig. D. 5 – Cell.

APÊNDICE E – PARÂMETROS DA EXPERIÊNCIA

```
clear all;
clc;
%% Controle
Ts=130e-6;
%%
global R L C states
%% Numero de modulos PV em série (SM) e paralelo (PM)
SM=1; %Modulos em Série
PM=1; %Modulos em Paralelo
%% MPPT
dpv = .5; %Incremento
Tspv = 130e-3; %Tempo de amostragem do mppt
Vdc_ref_Init = 35.4; %Tensao inicial do mppt
I_mppt_i = 1; %Corrente inicial do mppt
Limits_MPPT= [ 43.6 30 ]; %Limites superior e inferior de tensao do
mppt
Pi= (SM*Vdc_ref_Init*PM*I_mppt_i); %Potencia inicial do MPPT%%
imax = 20;
%% lambdv
lambv = 10/34.59;
%% lambdi
lambdi = 1/(12.112);
%lambda freq
lambsw=1e-3;
%% Parametros eletricos
R = 0.1665333333333333; % Resistencia [Ohm]
L = 2.986666666666666e-3;% Indutancia [H]
C = 4700e-6; % Condensadores das células [F]
%% Vetores de Tensao
load Sabc;
% Estados de comutação
states = boolean(Sabc);
%% Ganhos de medidas:
ganho_dspace = 10;
ganho_sensor_v_1 = 65; %ganho de tensão 1
ganho_sensor_v_2 = 80; %ganho de tensão 2
ganho_sensor_v_3 = 70; %ganho de tensão 3
ganho_sensor_v_4 = 50; %ganho de tensão 4
ganho_sensor_i_1 = 3; %ganho de corrente 1
ganho_sensor_i_2 = 5; %ganho de corrente 2
```

APÊNDICE F – PRINCIPAIS BLOCOS DE *SIMULINK* DA EXPERIÊNCIA

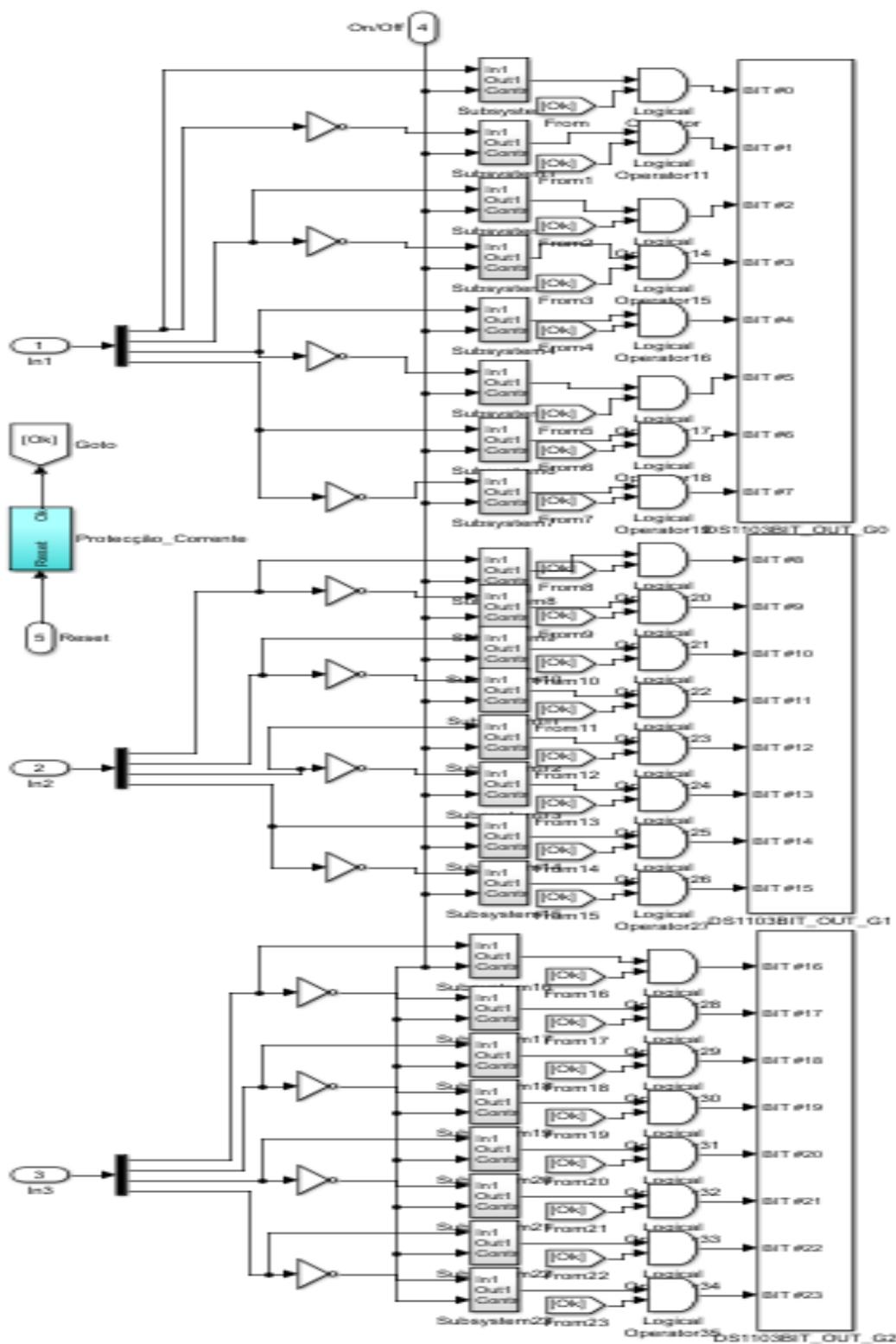


Fig. F. 1 – Sinais de Comutação.

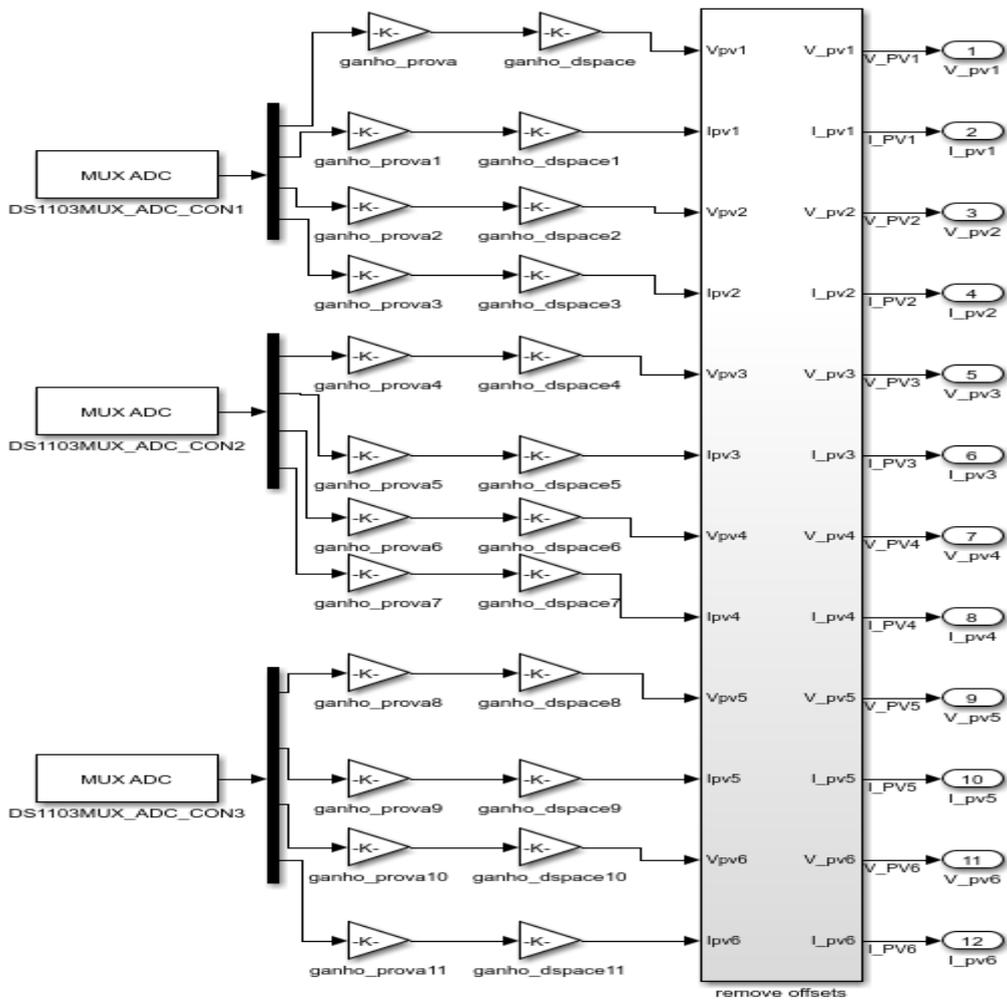


Fig. F. 2 – ADC_1-12.

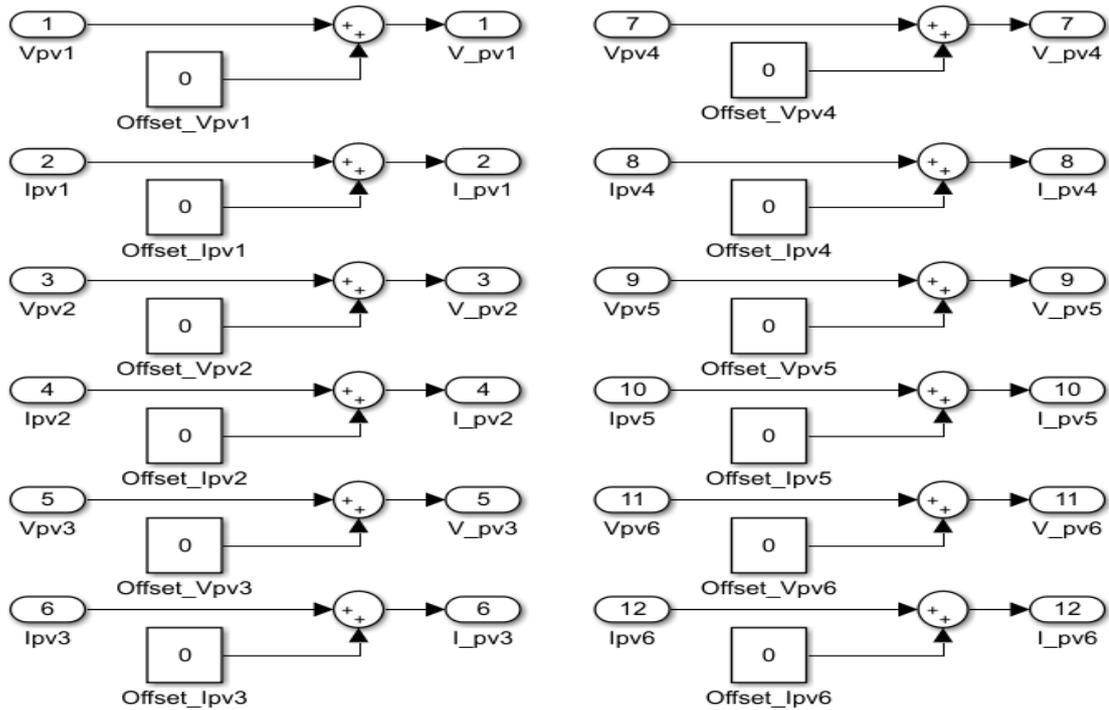


Fig. F. 3 – ADC_01-12 remove offsets.

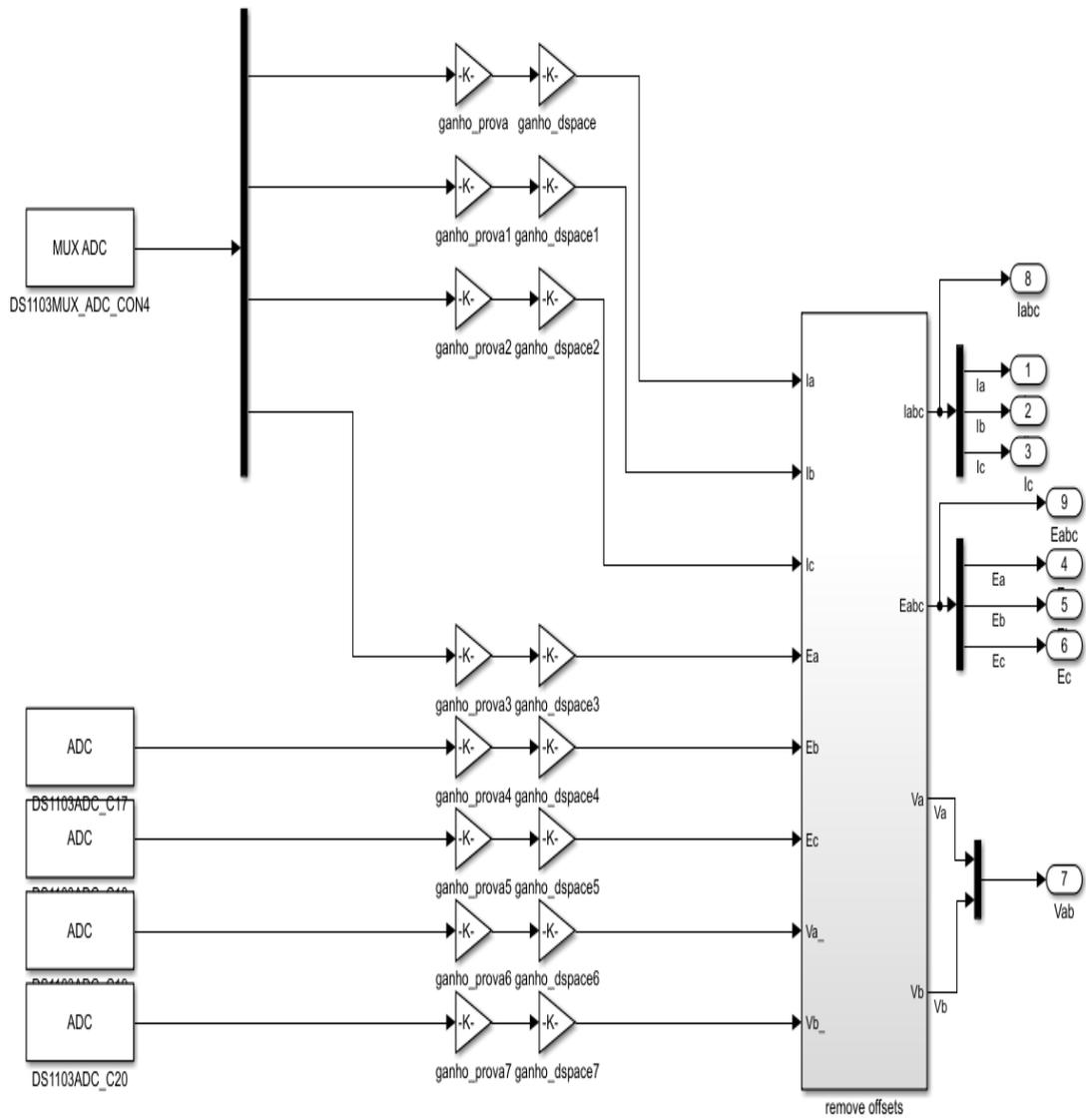


Fig. F. 4 – ADC_13-20.

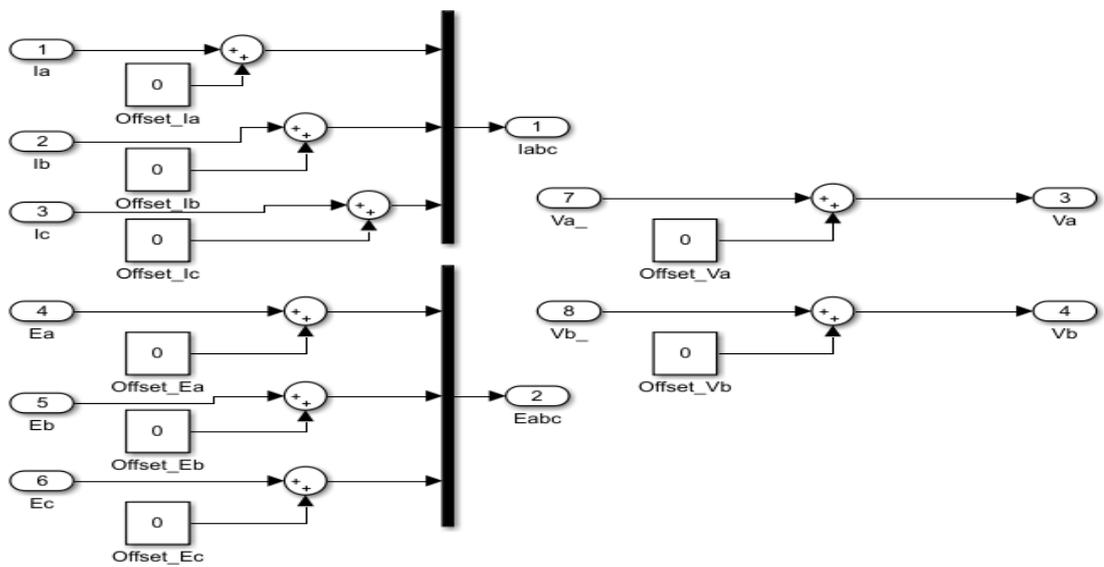


Fig. F. 5 – ADC_13-20 remove offsets.

APÊNDICE G – COMPONENTES DA MONTAGEM EXPERIMENTAL

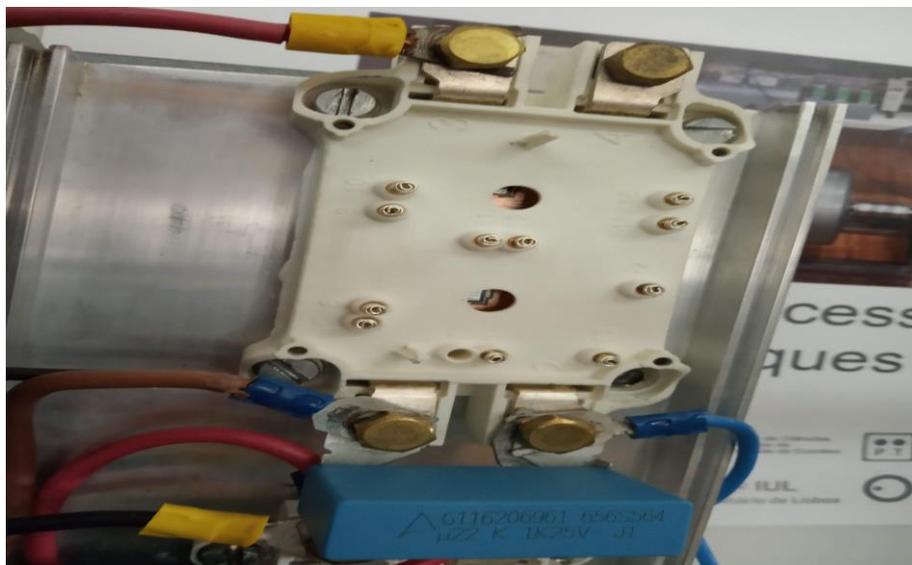


Fig. G. 1 – IGBT com snubber de entrada.



Fig. G. 2 – IGBT Board e Driver “SKYPER 32R”.



Fig. G. 3 – Isolation Board.



Fig. G. 4 – Main Board.



Fig. G. 5 – Board 1.

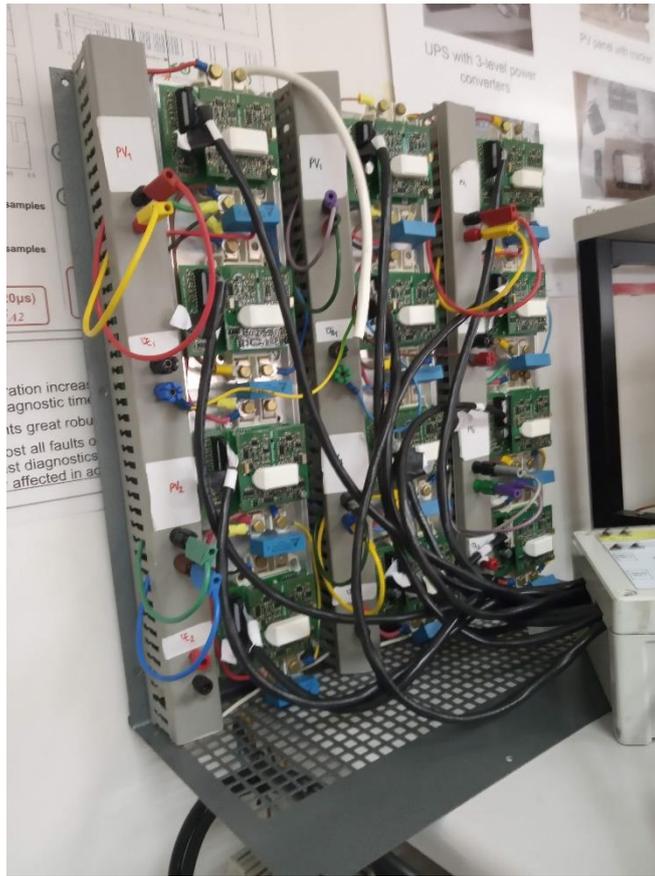


Fig. G. 6 – Inversor.

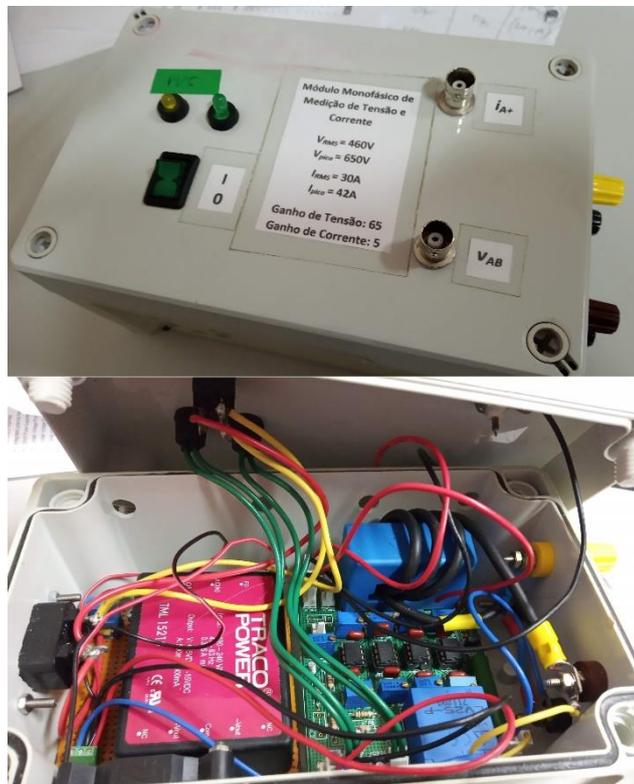


Fig. G. 7- Sensores de Corrente e Tensão.

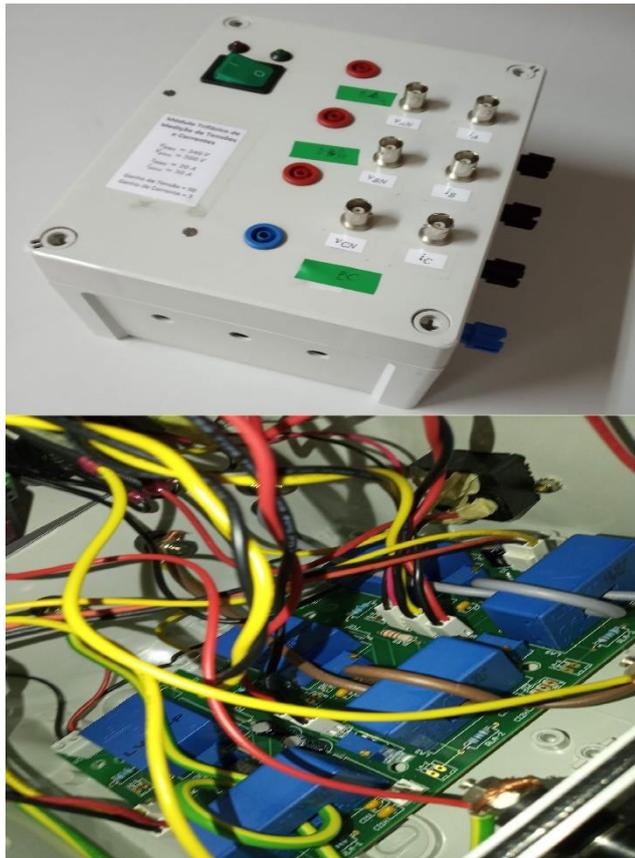


Fig. G. 8 – Sensores de Corrente e Tensão Trifásicos.



Fig. G. 9 – Auto-transformador.



Fig. G. 10 – dSPACE 1103.

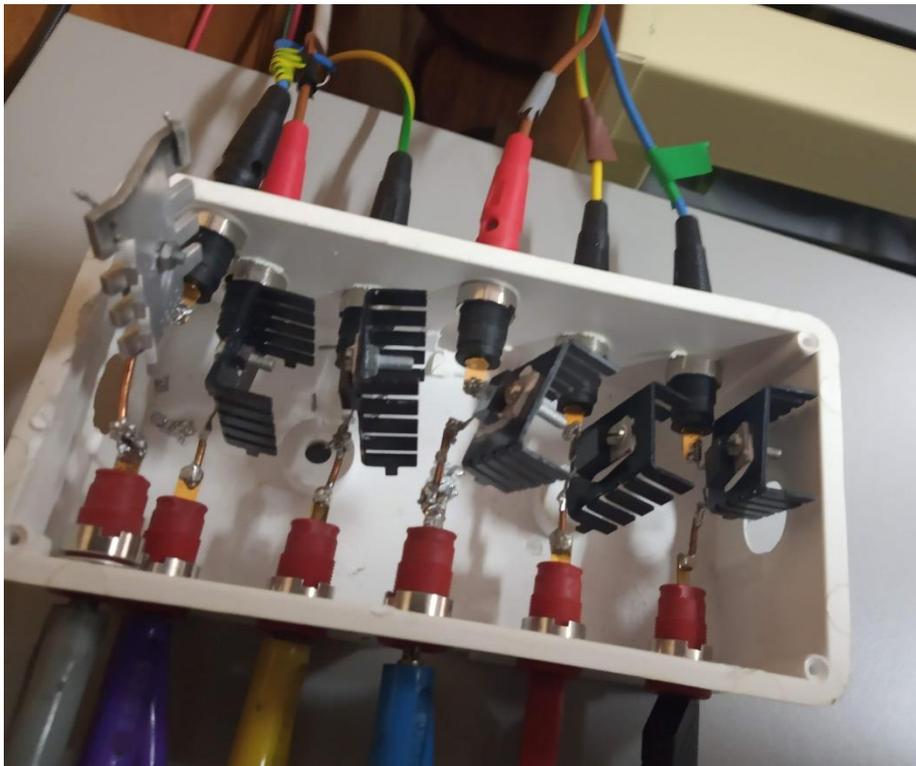


Fig. G. 11 – Diodos de Schottky.



Fig. G. 12 – Filtro L.



Fig. G. 13 – Carga DC de control.