

GreenEnergy – Produção de Energia Elétrica a partir de Fontes de Energia Renovável para Sistemas de Microprodução

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Carlos Manuel Mendes Francisco

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
E REDES DE ENERGIA



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

setembro | 2012

UMa

A Gre

T/M UHA

62

FRA Gae

71307

GreenEnergy – Produção de Energia Elétrica a partir de Fontes de Energia Renovável para Sistemas de Microprodução

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Carlos Manuel Mendes Francisco

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
E REDES DE ENERGIA

UNIVERSIDADE DA MADEIRA
SECTOR DE DOCUMENTAÇÃO
E ARQUIVO

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros

CONSTITUIÇÃO DO JÚRI

PRESIDENTE

Prof. Doutor Fernando Manuel Rosmaninho Morgado Ferrão Dias,
Professor Auxiliar da Universidade da Madeira,

ARGUENTE

Prof. Doutor Alberto de Jesus Nascimento,
Professor Auxiliar da Universidade da Madeira,

ORIENTADOR

Prof. Doutor João Dionísio Simões Barros,
Professor Auxiliar da Universidade da Madeira,

Funchal, 18 de Dezembro de 2012

RESUMO

O uso de energias renováveis está cada vez mais presente no nosso quotidiano. A forte aposta por parte de várias empresas, grupos privados e habitações domésticas na produção de energia renovável tem vindo a crescer bastante nos últimos anos, porque além de ser uma energia limpa, é economicamente vantajosa. No âmbito residencial na Ilha da Madeira, tem havido um grande crescimento na microprodução de energia fotovoltaica.

Para que se consiga converter energia garantindo os critérios e qualidade da energia elétrica maximizando a eficiência são necessários conversores eletrónicos de potência, responsáveis pela conversão e gestão da energia produzida a partir de uma fonte de energia renovável e conversão para a REE (Rede Elétrica de Energia).

A oferta de soluções na área tem vindo a aumentar com o aumento dos pedidos do mercado, existindo cada vez mais concorrência, devido ao surgimento de sistemas mais compactos e eficientes.

Neste trabalho é desenvolvido um sistema para microprodução de energia renovável, através de uma ou mais fontes de energia, de maneira a que este seja compacto e eficiente, além de adicionar várias soluções a nível de *software* (automatismos) de maneira a aumentar as funções do sistema sem utilizar *hardware* adicional.

Apresentam-se também resultados de simulação de maneira a demonstrar todas as funcionalidades do sistema. Conseguiu-se demonstrar que é possível melhorar o rendimento, qualidade de energia e diminuir os custos dos sistemas de conversão de energia utilizando *software*, mantendo o *hardware* do sistema. Além das melhorias no sistema que o *software* permite, conseguiu-se adicionar novos modos de funcionamento ao sistema utilizando automatismos.

Palavras-chave: Seguidor do ponto de potência máxima (MPPT), Compensadores, Controlo PI (Proporcional – Integral), Conversores híbridos e comutados, Autatismos, Controladores de carga.

ABSTRACT

Nowadays, the use of renewable energy is a “must” in our lives. A strong commitment made by several companies, private groups and domestic houses in renewable energy production, has increased greatly in recent years.

In order to be able to convert energy with quality and efficiency, power electronic converters are needed. Because they are responsible for converting the energy provided by a source of renewable energy into the electrical power grid.

The systems solutions in renewable energy has increased alongside with the increasing market demand, existing more and more competition between products, due to the emergence of compact and efficient systems.

In this thesis, a system is developed for micro production of renewable energy, using one or more renewable energy sources, with the goal of being a compact and efficient system, while adding several solutions with software implementation (automation), to enhance the functions of system without using additional hardware.

Simulation results are also presented in order to demonstrate all the features of the system. It was found that, it is possible to improve the performance, power quality and reduce the cost of energy conversion systems using software, maintaining system hardware. In addition to the improvements in the system with software implementation, we were able to add new functioning modes to the system using automation.

Keywords: Maximum Power Point Tracker (MPPT), PI(Proportional – Integral) Control, Compensators, Hybrid switched converters, Automations, Charge controllers.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. João Dionísio Simões Barros pela paciência, dedicação, conhecimento transmitido e disponibilidade que teve comigo. Estarei para sempre grato pelo conhecimento adquirido.

Ao Eng.º Filipe Santos pelo apoio prestado durante toda esta dissertação.

À empresa INTELSOL, em especial ao Sr. Alfredo, pelo desafio proposto na realização deste trabalho e pela sua disponibilidade.

Aos meus pais que sempre me apoiaram e ajudaram, para chegar onde estou hoje. Sem eles isto tudo não seria possível.

Aos meus irmãos, amigos e namorada pela força e apoio ao longo deste trabalho.

A todos estes, o meu muito obrigado.

LISTA DE ABREVIATURAS

AC – Corrente alternada (*Alternating Current*)

Ah – Amperes-hora

BT – Baixa Tensão

CÉNÉLEC - Comité Européu de Normalização Eletrotécnica

DC – Corrente contínua (*Direct Current*)

DOD – Profundidade de descarga (*Depth Of Discharge*)

DSP – Digital Signal Processor

FP – Fator de Potência

HAWT – Horizontal-Axis Wind Turbines

IC – Condutância Incremental (*Incremental Conductance*)

IEC - International Electrotechnical Commission

IEEE - Institute of Electrical and Electronic Engineers

IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor

MD – Modo de deslizamento

MPP – Máximo Ponto de Potência

MPPT – Seguidores de máxima transferência de potência (*Maximum Power Point Tracker*)

PWM – Modulação por largura de impulso (*Pulse Width Modulation*)

P&O – Perturbação e Observação

PI – Referente ao controlo Proporcional – Integral

PV – Pannel fotovoltaico (*Photovoltaic Panel*)

REE – Rede de Energia Elétrica

RMS – Valor eficaz das grandezas AC (*Root Mean Square*)

SOC – Estado de carga (*State Of Charge*)

THD – Distorção Harmónica Total

TSR – Razão de velocidade na pá (*Tip Speed Ratio*)

UPS - Sistema de alimentação ininterruptível (*Uninterruptible Power Supply*)

VAWT – Vertical-Axis Wind Turbines

LISTA DE SÍMBOLOS E VARIÁVEIS

- C_{10} – Corrente na bateria dada por 10% da sua capacidade total em Ah
- C_{50} – Corrente da bateria dada por 5% da sua capacidade total em Ah
- C_{100} – Corrente na bateria dada por 1% da sua capacidade total em Ah
- C_{BAT} – Capacidade da bateria
- C_{DCLink} – Capacidade do condensador do *link DC*.
- $C_{Filtragem}$ – Capacidade do condensador do *link DC*.
- C_p – Coeficiente de potência
- C_{PV} – Capacidade do condensador de filtragem do painel solar
- e_{iL} – Erro da corrente nas bobines em relação à sua referência
- f_c – Frequência de corte do filtro passa-baixo
- f_F – Frequência fundamental
- f_{MAX} – Frequência máxima de comutação dos IGBTs
- f_{rede} – Frequência da rede elétrica de energia
- f_{PWM} – Frequência de modulação por largura de impulso (PWM)
- G – Nível de radiação solar
- I – Corrente de saída dos modelos dos painéis solares
- $I_{C_{PV}}$ – Corrente no condensador de filtragem à saída do painel solar
- I_D – Corrente que passa no diodo
- I_{DC} – Corrente de saída do conversor DC-AC a funcionar como retificador
- I_L – Corrente na bobine do conversor DC-DC
- $I_{L_{inv}}$ – Corrente na bobine do conversor DC-AC
- i_{LRef} – Corrente de referência da bobine
- I_o – Corrente de saída do conversor DC-DC
- I_o – Corrente inversa de saturação do diodo.
- $I_{o_{array}}$ – Corrente inversa de saturação do diodo de uma associação de células

I_{PV} – Corrente de um célula solar dependente da radiação solar
 $I_{PV\ array}$ – Corrente de uma associação de células dependente da radiação solar
 I_{RMS} – Valor eficaz da corrente AC
 I_{SC} – Corrente de curto-circuito do painel solar
 I_U – Corrente de entrada do conversor DC-DC
 K – Contante de Boltzmann
 Ki_{AC} – Ganho integral para controlo da tensão AC
 Ki_{PV} – Ganho integral para controlo da tensão V_{PV}
 Ki_{THD} – Taxa de distorção harmónica
 Ki_{VDC} – Ganho integral para controlo da tensão V_{DC}
 k_L – Ganho do controlador não linear de corrente
 k_{LDC} – Ganho do controlador não linear de corrente para o conversor DC-DC
 Kp_{AC} – Ganho proporcional para controlo da tensão AC
 Kp_{PV} – Ganho proporcional para controlo da tensão V_{PV}
 Kp_{VDC} – Ganho proporcional para controlo da tensão AC
 L_{dcac} – Coeficiente de auto indução da bobine do conversor DC-DC
 L_{inv} – Coeficiente de auto indução da bobine do conversor DC-AC
 M_p – Máximo *overshoot* percentual
 N_p – Número de células fotovoltaicas em paralelo
 N_s – Número de células fotovoltaicas em série
 P – Potência nominal do sistema
 P_{AC} – Potência eléctrica AC
 P_{DC} – Potência existente no *Link DC*.
 $P_{eólica}$ – Potência eléctrica extraída de um gerador eólico
 P_{veio} – Potência no veio do motor/gerador eléctrico

P_{vento} – Potência do vento

P_o – Potência de saída do conversor DC-DC

R_{Ldcdc} – Resistência da bobine do conversor DC-DC

R_{Linv} – Resistência da bobine do conversor DC-AC

R_o – Resistência de carga

R_p – Resistência paralela equivalente do painel fotovoltaico

R_s – Resistência série equivalente do painel fotovoltaico

T – Torque (N/m)

t_d – Tempo de estabilização da resposta de um sistema de 2ª ordem

T_d – Tempo de atraso imposto pelo conversor comutado na resposta dinâmica da corrente

t_p – Tempo de pico da resposta de um sistema de 2ª ordem

t_r – Tempo de subida da resposta de um sistema de 2ª ordem

t_s – Tempo de estabilização da resposta de um sistema de 2ª ordem

U – Tensão de entrada do conversor DC-DC

u_{cmax} – Amplitude máxima da portadora triangular para modulação por largura de impulso

V – Tensão à saída dos modelos das células fotovoltaicas

V_{AC} – Tensão da rede elétrica

$V_{control}$ – Modulante para controlo PWM

V_{DC} – Tensão aos terminais do *link DC*

V_{DCRef} – Tensão de referência para o *link DC*

V_m – Valor da amplitude da modulante para controlo PWM

V_o – Tensão de saída do conversor DC-DC

V_{oc} – Tensão em circuito aberto do painel fotovoltaico.

V_{PV} – Tensão da associação de painéis fotovoltaicos

V_{PVRef} – Tensão de referência dos painéis fotovoltaicos dada pelo MPPT

V_{RMS} – Valor eficaz da tensão AC

V_{vento} – Velocidade do vento em m/s

ξ – fator de amortecimento de um sistema de 2ª ordem
 ξ_{AC} – fator de amortecimento para controlo da tensão AC
 ξ_{PV} – fator de amortecimento para controlo da tensão V_{PV}
 ξ_{VDC} – fator de amortecimento para controlo da tensão DC
 ε – Erro do comparador de histerese, dado pela variação máxima da corrente
 γ – Variável de estado gama
 Δi_{Lmax} – Variação máxima da corrente nas bobines
 δ – *duty-cycle* para os conversores DC-DC
 ΔI – Variação da corrente
 Δi_{Linv} – Variação da corrente na bobine do inversor
 ΔV – Variação da tensão
 ΔP – Variação da potência
 ΔV_{Ref} – Variação da tensão de referência
 $\eta_{5\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 5% do valor de radiação solar.
 $\eta_{10\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 10% do valor de radiação solar.
 $\eta_{20\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 20% do valor de radiação solar.
 $\eta_{30\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 30% do valor de radiação solar.
 $\eta_{50\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 50% do valor de radiação solar.
 $\eta_{100\%}$ – Eficiência do sistema fotovoltaico para 100% do valor de radiação solar.
 η_{EU} – Eficiência Europeia para os sistemas fotovoltaicos
 η_{MaxEf} – Máxima eficiência de conversão entre potência DC e potência AC
 ω – Velocidade angular (rad/s)
 $\omega_{rotação}$ – Velocidade angular da turbina eólica
 ω_n – Frequência angular natural
 ω_{nAC} – frequência natural para controlo da tensão AC
 ω_{nPV} – frequência natural para controlo da tensão V_{PV}
 ω_{nVDC} – frequência natural para controlo da tensão DC

ÍNDICE

1.	Introdução	1
1.1	Motivação.....	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura do trabalho	2
1.4	Contribuições originais.....	3
2.	Revisão do estado de arte.....	4
2.1	Energia Renovável	4
2.1.1	Energia Solar (Painéis Fotovoltaicos)	4
2.2	Energia Eólica	8
2.2.1	Tipos de turbinas eólicas	10
2.2.2	Geradores utilizados em aerogeradores	10
2.3	Extração da máxima potência nas fontes de energia renovável.....	12
2.3.1	MPPT de painéis fotovoltaicos	12
2.3.2	MPPT de geradores eólicos	13
2.4	Conversão de energia.....	16
2.4.1	Topologias de conversão sem transformador.....	17
2.4.2	Conversores DC-DC	19
2.5	Armazenamento de energia.....	21
2.5.1	Baterias.....	22
2.5.2	Carregamento das baterias	24
2.6	Rede de energia	25
2.6.1	Sistemas de micro geração isolados.....	25
2.6.2	Sistemas ligados à rede de energia elétrica	26
2.7	Técnicas de controlo de conversores eletrónicos de potência	28
2.7.1	Controlo por modo de deslizamento	28
2.7.2	Modulação de largura de impulso (PWM)	29
2.7.3	Compensadores PI.....	31
3.	Conversão de energia a partir de um painel fotovoltaico para microprodução.....	35
3.1	Painel fotovoltaico	35
3.2	MPPT Solar	38
3.3	Conversor DC-AC Monofásico	39
3.3.1	Controlo não linear da corrente do conversor DC-AC.....	45

3.3.2	Controlo linear da tensão dc através do controlo não linear de corrente do conversor DC-AC.	47
3.4	Dimensionamento do Conversor DC-DC Reversível em corrente.....	51
3.4.1	Controlo não linear de corrente do conversor dc-dc.....	54
3.4.1	Controlo linear de tensão através do controlo não linear de corrente do conversor dc-dc.	55
3.5	Resultados da simulação da conversão de energia solar.....	58
3.5.1	Resultados do MPPT IC com o controlador PI.....	59
3.5.2	Rendimento total do sistema.....	61
3.5.3	Distorção harmónica em função do comando utilizado no conversor dc-ac.....	62
3.5.4	Distorção harmónica total (THD) vs radiação solar.....	63
3.5.5	Resposta dinâmica do conversor DC-AC a variações de potência	65
4.	Conversão de energia eólica	67
4.1	Sistema eólico PRAMAC 1kW.....	67
4.2	Modelo e simulação da turbina eólica.....	69
4.3	MPPT Eólico.....	73
4.3.1	MPPT P&O.....	73
4.3.2	MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$	74
4.3.3	MPPT P&O com passo dinâmico	76
4.3.4	Comparação entre os MPPTs P&O, P&O com passo dinâmico e $TSR_{ÓTIMO}$	77
5.	Sistema híbrido (PV/Eólico + Baterias).....	79
5.1	MPPT Híbrido	79
5.2	Carregamento das baterias.....	82
5.3	Alimentação da habitação sem a rede elétrica – UPS Híbrida.....	86
5.4	Automatismos de transição e estados de funcionamento	91
6.	Conclusão e trabalhos futuros	95
6.1	Conclusão	95
6.2	Trabalhos futuros	97
	Referências Bibliográficas	99
	Anexos.....	103
	Anexo A – Algoritmo do MPPT Solar por IC.	104
	Anexo B – Algoritmo para verificação do comportamento da turbina eólica	105
	Anexo C – Algoritmo para simulação em tempo real da turbina eólica	106
	Anexo D - Mppt eólico por P&O. (Fluxograma)	107

Anexo E - Mppt eólico por P&O com passo dinâmico. (Fluxograma)	108
Anexo F - Mppt eólico por $tsr_{ótimo}$. (Fluxograma)	109
Anexo G – Comando do conversor DC-AC a dois níveis. (Fluxograma).....	109
Anexo H - Comando do inversor a três níveis. (Fluxograma).....	110
Anexo I - Automatismos para escolha de modos de funcionamento. (Fluxograma).....	112
Anexo J - Modos de carregamento das baterias. (Fluxograma).....	113
Anexo K – Sistema de conversão de energia solar PV (Esquema elétrico)	114
Anexo L – Sistema de conversão de energia eólico (Esquema elétrico)	114
Anexo M – Sistema de conversão de energia híbrido (Esquema elétrico)	115
Anexo N - Diagrama de blocos do controlo do sistema.	117
Anexo O - Diagrama de blocos para o carregamento das baterias	118
Anexo P - Diagrama de blocos para controlo de cargas da habitação através de um algoritmo de gestão de potência.	119
Anexo Q - Fluxograma do algoritmo de gestão de potência.....	120
Anexo R - Diagrama de blocos no comando dos IGBT's.....	121

1. INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O aumento constante da procura energética, a diminuição dos combustíveis fósseis e as preocupações com o meio ambiente estão levando a que se invista cada vez mais nas energias renováveis, as chamadas energias limpas. Um dos aspetos importantes na área da energia é a eficiência, que faz com que se estude novas e melhores maneiras de converter a energia proveniente da natureza ou de outra fonte. Sendo a ilha da Madeira um local onde existem todas as condições para que se aproveite várias fontes de energia, devido à grande exposição solar em quase toda a ilha, declives acentuados com muitos fluxos de água, lugares ventosos e uma vasta área de mar que pode ser aproveitada para que sejamos menos dependentes dos combustíveis fósseis.

O consumo energético continua a aumentar com o aumento da população e qualidade de vida, sendo que hoje em dia, a utilização de energia é indispensável para o nosso dia-a-dia. Temos que reconhecer que o uso de eletricidade enriquece as nossas vidas tornando-as mais produtivas e seguras, o que levou à utilização generalizada doutras formas de energia [1].

As energias renováveis podem ser utilizadas em vários cenários: fontes de microprodução de energia elétrica, carregamento de bancos de baterias para posterior utilização, alimentação direta de habitações e iluminação de via pública são alguns exemplos.

Em alguns países onde a rede elétrica sofre cortes com elevada duração de tempo, devido à escassez de recursos ou mau dimensionamento da rede, podem ser utilizados sistemas de microprodução de energia renovável com armazenamento por baterias para minimizar essas falhas.

Tendo a energia elétrica um papel tão preponderante nas nossas vidas, sendo que as falhas de produção provocam grande constrangimento, torna-se necessário desenvolver sistemas que suprimam estas falhas. Neste trabalho foi desenvolvido um sistema de microprodução de energia com múltiplas funções, permitindo que este se adequasse às condições ambientais (radiação solar, vento), falhas de energia e carregamento das

baterias para armazenamento de energia se necessário, de forma a garantir a continuidade do fornecimento de energia e melhoria da qualidade de energia elétrica.

1.2 OBJETIVOS

Com esta dissertação de mestrado pretende-se desenvolver um sistema de microprodução de energia elétrica a partir de uma ou mais fontes de energia com ligação à rede elétrica de energia (REE). Os objetivos a alcançar são os seguintes:

- ✓ Revisão do estado da arte dos sistemas de produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável;
- ✓ Desenvolvimento, modelação e simulação do sistema de conversão de energia elétrica;
- ✓ Introdução de automatismos de comando para acionar os conversores;
- ✓ Resolver problemas relacionados com a falha constante de energia elétrica nas habitações da Venezuela através de um sistema híbrido, sugerido pela empresa INTELSOL;
- ✓ Verificação através de simulação do sistema desenvolvido.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho foca-se no dimensionamento e controlo de conversores de energia comutados, como também os seus automatismos de comando. O trabalho desenvolvido está organizado em seis capítulos.

No capítulo 1, “Introdução”, é feita de uma maneira geral a introdução do trabalho, apresentação dos objetivos e contribuições originais.

No segundo capítulo, “Revisão do estado da arte”, é feita uma revisão do estado da arte sobre os MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) solares e eólicos, sobre as topologias de conversão de energia fotovoltaica sem transformador e energia eólica, sobre o carregamento de baterias e sobre as principais normas europeias referentes à distorção harmónica, e controlo de conversores comutados.

No terceiro capítulo, Conversão de energia a partir de um painel fotovoltaico, é feita a modelação e simulação de um sistema de microprodução fotovoltaico ligado à rede

elétrica, e são indicados os resultados mais importantes para este tipo de sistema: rendimento, distorção harmónica, etc.

No quarto capítulo, “Conversão de energia eólica”, é feita a descrição do sistema de conversão de energia eólica e são apresentados vários tipos de MPPTs eólicos para extração potência máxima do vento. São comparados os resultados de simulação do sistema de conversão de energia eólica.

No quinto capítulo, “Sistema híbrido de conversão de energia”, é feita a junção de todos os módulos desenvolvidos nos capítulos 3 e 4, inserindo mais funcionalidades ao sistema. Aborda-se o carregamento de baterias em três modos: corrente constante (*Bulk*) e tensão constante (*Absorption* e *Float*), alimentação de uma habitação sem a REE (Rede de Energia Elétrica) e automatismos de transição entre funcionalidades.

No sexto e último capítulo, “Conclusão e trabalhos futuros”, é feita uma análise dos resultados obtidos, e são apresentadas as conclusões retiradas do trabalho realizado indicando as perspectivas de trabalhos futuros.

1.4 CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS

Nesta dissertação de mestrado sobre produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável para sistemas de microprodução, as contribuições originais são:

- I. Criação de automatismos utilizando técnicas de controlo de modo a implementar vários modos de funcionamento, permitindo:
 - i. que uma topologia com dois andares de conversão faça MPPT de duas fontes de energia renovável simultaneamente;
 - ii. que um conversor DC-AC funcione como inversor (microprodução e como sistema de apoio para uma habitação utilizando energia renovável e/ou energia armazenada) e retificador (carregamento de baterias através da rede elétrica).
- II. Comparação entre o MPPT eólico de $TSR_{ÓTIMO}$ (*Optimum Tip Speed Ratio* – Razão de velocidade na pá ótima) e MPPT P&O (Perturbação & Observação) de passo dinâmico.

2. REVISÃO DO ESTADO DE ARTE

2.1 ENERGIA RENOVÁVEL

Existem várias formas de energia renovável, desde a energia solar, hídrica, eólica, a energia das marés, etc. A utilização de formas de energia providenciadas pela natureza já está presente na Humanidade desde muito cedo. De todas estas fontes de energia destacam-se: a energia do vento, utilizado na propulsão dos barcos que teve um papel importante na nossa história, na época dos Descobrimentos, e energia da água e o vento para movimentação dos moinhos de cereais.

Atualmente as energias renováveis estão ganhando cada vez mais prospeção para produção de energia elétrica dada as suas vantagens, relativamente ao custo de produção e impacto ambiental reduzido.

Um dos problemas que advém da utilização das energias renováveis nas redes de energia elétrica são as flutuações de potências que estas provocam, por exemplo, nas centrais fotovoltaicas quando passa uma nuvem existe um rápido decréscimo de produção de energia fotovoltaica, que necessita de alguma maneira de ser estabilizada. As centrais hidroelétricas nestas situações são muito úteis pois conseguem entrar em funcionamento rapidamente o que por vezes são utilizadas para compensar as variações da produção eólica e fotovoltaica. Além das variações bruscas a produção de energia a partir de energia renovável não garante o fornecimento constante.

2.1.1 ENERGIA SOLAR (PAINÉIS FOTOVOLTAICOS)

É das fontes de energia renovável mais relevantes. A quantidade de energia solar fornecida ao planeta Terra num dia é suficiente para alimentar toda a necessidade energética da Terra durante um ano [2].

A conversão de energia solar em energia elétrica tem muitos campos de aplicação, tais como:

- Aquecimento dos edifícios;
- Força motriz dos veículos;
- Alimentação das naves espaciais (Satélites);
- Aplicações navais.

Os painéis fotovoltaicos são constituídos por uma junção semicondutora PN de silício, que com um tratamento adequado, tem a propriedade de libertar elétrons na camada de junção do seu estado natural quando exposto à radiação solar. Este movimento orientado de elétrons é responsável pela criação de uma corrente elétrica [3].

Na Tabela 2.1 podemos ver os vários tipos de painéis que existem no mercado, e as várias gerações.

Tabela 2.1. Várias tecnologias de painéis solares baseado em [3].

1ª Geração	2ª Geração	3ª Geração
Silício cristalino	Filmes finos	
Silício monocristalino	Telureto de Cádmio	Células orgânicas
Silício policristalino	Disseleneto de Cobre-Índio-Gálio	Células sensibilizadas por corantes
Fitas de silício	Silício amorfo	Nanoantenas
	Silício microcristalino	
	Silício microamorfo	
	Silício cristalino em vidro	

O rendimento dos painéis que são comercializados anda atualmente à volta dos 20%. Mas em laboratório já se conseguiram obter valores mais elevados de rendimento utilizando uma célula solar de tripla junção InGaP/GaAs/Ge, chegando aos 36,2 % [4]. Nos PV (Painéis fotovoltaicos) o custo por watt do painel para a energia tem vindo a decrescer exponencialmente ao longo dos anos, estando atualmente fixado em cerca de 0,76 € (1\$) por watt [IHS iSuppli, Junho 2011].

Existem atualmente vários modelos de células fotovoltaicas que ajudam a compreender o seu funcionamento. Alguns dos modelos utilizados na engenharia eletrotécnica, são os modelos das figuras Figura 2.1, Figura 2.3, Figura 2.4 e Figura 2.5, e representam células fotovoltaicas de silício (1ª Geração) [3].

Dos modelos apresentados o da Figura 2.5 é o mais complexo e da Figura 2.1 o mais simples. O modelo da Figura 2.4 equilibra a complexidade com a proximidade aos resultados práticos. Este modelo utiliza a resistência em série (R_s) para simular a queda de tensão do circuito das células PV “reais” até o aos contatos exteriores, e a resistência (R_p) para descrever as correntes de fuga [3].

Apenas serão explicados com algum pormenor o modelo de díodo único sem resistências (Figura 2.1), e o modelo de díodo único com resistência série e paralelo (Figura 2.4).

✓ Modelo de díodo único

- Sem resistências

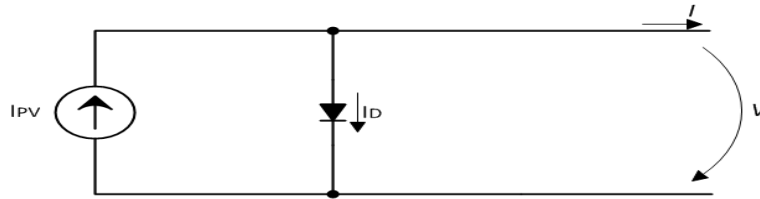


Figura 2.1. Modelo de díodo único sem resistências.

A corrente de saturação do díodo é dada por [3]

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

onde I_O é a corrente inversa de saturação do díodo, V a tensão aos terminais da célula, m o fator de idealidade do díodo e V_T o potencial térmico dado por

$$V_T = \frac{KT}{q}, \quad (2.2)$$

em que, K é a constante de Boltzmann [$1.36806503 \times 10^{-23}$ J/K], q é a carga do eletrão [$1.60217646 \times 10^{-19}$ C] e T a temperatura da célula em K(Kelvins).

Pela lei dos nós do Kirchhoff a corrente à saída da célula fotovoltaica (Figura 2.1), resulta da subtração entre a corrente originada pela radiação solar e a corrente inversa de saturação do díodo (2.3) [5][6][3].

$$I = I_{PV} - I_D \Leftrightarrow I = I_{PV} - I_O \left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

Na equação (2.3) a corrente I_{PV} é proporcional à radiação solar, e I_D é a corrente que passa no díodo. Da equação (2.3) consegue-se obter a curva característica $I - V$ da célula fotovoltaica (Figura 2.2).

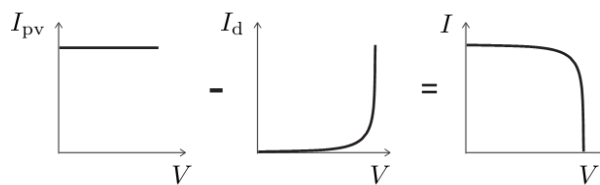


Figura 2.2. Curva característica $I - V$ das células fotovoltaicas [6].

Na Figura 2.2 observa-se que a corrente que uma célula fotovoltaica comporta-se inicialmente como uma fonte de corrente e posteriormente como uma fonte de tensão.

- Sem resistência em paralelo

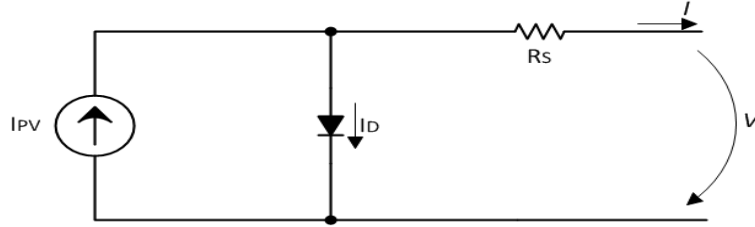


Figura 2.3. Modelo de díodo único sem resistência em paralelo.

- Com resistência em série e em paralelo

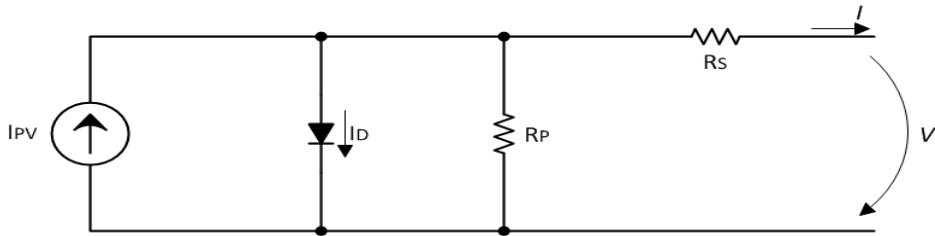


Figura 2.4 Modelo de díodo único com resistência em série e em paralelo.

A corrente de saída do modelo da célula PV da Figura 2.4 é dada por (2.4) [5][6]

$$I = I_{PV} - I_D \Leftrightarrow I = I_{PV} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.4)$$

Na equação (2.4) I_{PV} é a corrente gerada pela radiação incidente, I_0 é a corrente inversa de saturação do díodo, V a tensão aos terminais da célula, I a corrente aos terminais da célula, R_s a resistência série, R_p a resistência paralelo e V_T o potencial térmico.

✓ Modelo de dois díodos

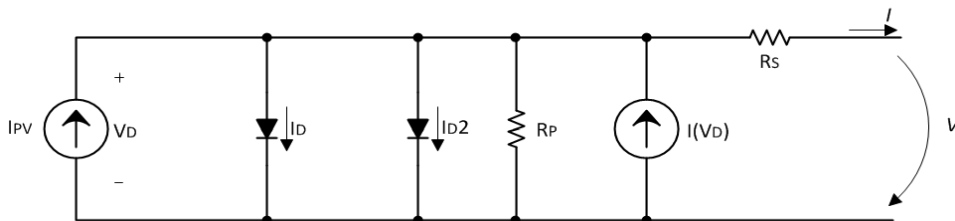


Figura 2.5. Modelo de dois díodos.

Para simular o painel fotovoltaico foi utilizado o modelo de um díodo e cinco parâmetros da célula fotovoltaica, que está representado na Figura 2.4. A simulação deste modelo foi baseada no trabalho “*Modeling and circuit-based simulation of*

photovoltaic arrays” [5][6]. Para construção do *array* de células para formação do painel PV, o potencial térmico do *array* é dado por

$$V_T = \frac{N_s K T}{q} \quad (2.5)$$

onde N_s são o número de células ligadas em série. As células em série aumentam a tensão de saída do painel PV e as células ligadas em paralelo aumentam a corrente do painel PV. Se o *array* tiver células em paralelo as correntes I_{PV} e I_O são dadas por (2.6) e (2.7) respetivamente.

$$I_{PV_{array}} = I_{PV} * N_p \quad (2.6)$$

$$I_{O_{array}} = I_O * N_p \quad (2.7)$$

2.2 ENERGIA EÓLICA

A energia disponível no vento é dada por [3]

$$P_{vento} = \frac{1}{2} \rho A V_{vento}^3, \quad (2.8)$$

onde $P_{vento}(W)$ é a potência disponível no vento, ρ a densidade do ar dada em Kg/m^3 , $A(m^2)$ é a secção plana transversal, V_{vento} é a velocidade do vento em m/s. Esta potência não pode ser totalmente convertida em potência mecânica, e tendo esta conversão eolomecânica um rendimento teórico máximo de 59,23%, também conhecido como limite de Betz [3].

O parâmetro C_p (coeficiente de potência) varia de turbina para turbina, sendo o valor máximo definido pelo limite de Betz, na Figura 2.6 pode-se ver os valores típicos de C_p para os vários tipos de turbinas.

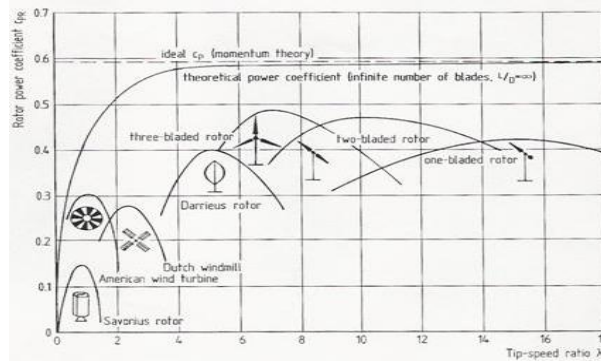


Figura 2.6. Valores típicos do coeficiente de potência C_p [39].

Quanto maior for o coeficiente de potência mais eficiente se torna a conversão de energia. O coeficiente de potência é um parâmetro característico das turbinas, dado pela (2.9), que dá a relação entre a potência mecânica no veio (P_{veio}) e a potência máxima dada pelo vento (P_{vento}).

$$C_P = \frac{P_{veio}}{P_{vento}} = \frac{\omega T}{\frac{1}{2} \rho A V_{vento}^3} \quad (2.9)$$

A potência elétrica, que pode ser extraída de um gerador eólico é dada por [3]

$$P_{eólica} = \frac{1}{2} C_P \rho A V_{vento}^3, \quad (2.10)$$

onde $P_{eólica}(W)$ é a potência elétrica extraída de um gerador eólico, ρ a densidade do ar dada em Kg/m^3 , $A(\text{m}^2)$ é secção plana transversal, V_{vento} é a velocidade do vento em m/s e C_P é o coeficiente de potência.

Da aerodinâmica sabe-se que se a turbina rodar devagar, as perturbações do vento são pequenas, ao contrário do que se rodar depressa, passando o vento a encarar a turbina como uma parede. Sendo assim para uma otimização da conversão é necessário que a velocidade de rotação da turbina seja ajustada à velocidade do vento, de modo a se maximizar a extração da potência do vento [3].

A razão de velocidades na pá (TSR - *Tip Speed Ratio*) é um aspeto importante nos sistemas eólicos e caracteriza a relação entre a velocidade linear (m/s) da extremidade da pá da turbina de raio R (m), rodando à velocidade ω (rad/s) e a velocidade do vento V_{vento} (m/s). O TSR é dado por [3]

$$TSR = \lambda = \frac{\omega * R}{V_{vento}} \quad (2.11)$$

Para que se consiga fazer um estudo teórico dos aerogeradores é necessário utilizar expressões que descrevam o seu comportamento. Uma das expressões mais utilizadas na literatura para descrever esse comportamento é a (2.12) [3][7].

$$C_P = 0,22 * \left(\frac{116}{\lambda_i} - 5 \right) \exp \left(- \frac{12,5}{\lambda_i} \right)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda} - 0,035} \quad (2.12)$$

Em (2.12) consegue-se relacionar a variação do coeficiente de potência C_p com a razão da velocidade da pá, TSR. Na Figura 2.7 estão representados os resultados do C_p (2.12) para diferentes velocidades de vento e diferentes velocidades de rotação do eixo da turbina.

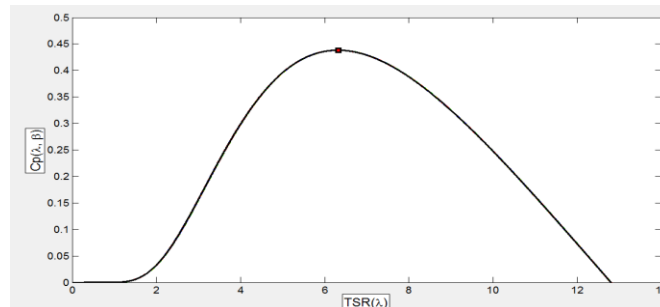


Figura 2.7. Variação do C_p com o λ

Por (2.11) e observando a Figura 2.7 é possível observar que de modo a manter o valor de C_p no máximo é necessário que a velocidade da turbina ω acompanhe as variações da velocidade de vento.

2.2.1 TIPOS DE TURBINAS EÓLICAS

Existem dois tipos de turbinas eólicas, as VAWT (*Vertical-Axis Wind Turbines*) e as HAWT (*Horizontal-Axis Wind Turbines*). As turbinas HAWT são mais utilizadas em locais em que a direção do vento é quase constante, ou quando o vento tem uma direção bem definida. Apesar de serem em geral mais eficientes do que as VAWT só conseguem aproveitar o vento vindo de uma certa direção. Nos locais onde a direção do vento tem muita variação de direção, as turbinas VAWT são mais indicadas, pois conseguem aproveitar o vento em qualquer direção. Por [3] um dos inconvenientes das VAWT são as baixas velocidades de vento junto à base.

2.2.2 GERADORES UTILIZADOS EM AEROGERADORES

De um modo simplista os geradores elétricos utilizados nos aerogeradores são os equipamentos que fazem a conversão de energia mecânica para energia elétrica.

A escolha do gerador elétrico depende das características específicas da turbina. Algumas dessas características são: o rendimento, a velocidade nominal e de embalamento, constante de inércia e o tipo de regulação. Um dos geradores elétricos que podem ser utilizados é a máquina síncrona de ímanes permanentes. Uma máquina síncrona é definida por ser uma máquina onde a forma de onda da tensão gerada está

sincronizada com a rotação da máquina [41]. Podemos ver na Figura 2.8 e na Figura 2.9, o interior de uma máquina síncrona de ímanes permanentes e um gerador síncrono de ímanes permanentes utilizado numa turbina VAWT respetivamente.



Figura 2.8. Interior de uma máquina síncrona de ímanes permanentes [37].



Figura 2.9. Gerador síncrono de ímanes permanentes utilizado numa turbina VAWT [38].

O campo magnético do rotor é alimentado pelos ímanes permanentes, substituindo o circuito de excitação DC e eliminando a utilização de escovas. Sem as escovas o tamanho físico da máquina é menor e com baixo momento de inércia, o que significa mais fiabilidade e aumento da relação volume por densidade de potência. Além destas vantagens com a utilização de ímanes permanentes no circuito do rotor, as perdas elétricas neste são eliminadas. Por estas vantagens, este tipo de geradores é uma solução interessante para os aerogeradores [41].

As formas de onda da tensão trifásica, perante uma carga puramente resistiva são mostradas na Figura 2.10.

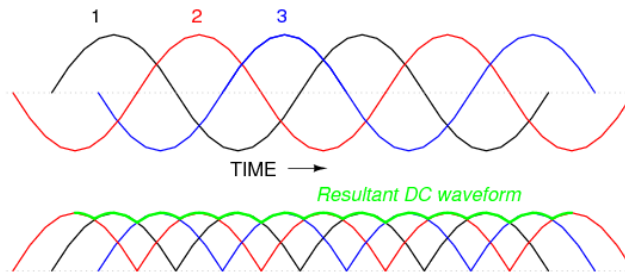


Figura 2.10. Formas de ondas da tensão trifásica do gerador de ímanes permanentes e a tensão DC resultante da retificação [40].

Nos geradores trifásicos de ímanes permanentes, a tensão gerada é dada pelas equações (2.13), (2.14) e (2.15).

$$V_A(t) = \sqrt{2}V_{RMS} \cos(\omega_n t + \phi) \quad (2.13)$$

$$V_B(t) = \sqrt{2}V_{RMS} \cos(\omega_n t + \phi), \text{ com } \phi = 120^\circ \quad (2.14)$$

$$V_C(t) = \sqrt{2}V_{RMS} \cos(\omega_n t + \phi), \text{ com } \phi = -120^\circ \quad (2.15)$$

onde, $V_A(t)$, $V_B(t)$ e $V_C(t)$ são as tensões geradas nas fases A,B e C respetivamente, sendo V_{RMS} o valor eficaz da tensão (V), ω_n a frequência angular (Hz) e ϕ o desfasamento das tensões.

2.3 EXTRAÇÃO DA MÁXIMA POTÊNCIA NAS FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEL

Nas fontes de energia renovável, em especial nas PV e na eólica, é necessário fazer um ajuste constante da potência extraída em função da potência disponível. Utilizam-se seguidores de máxima transferência de potência (MPPT).

Os MPPT têm de ter em consideração as características dos sistemas de energia, que são afetadas pelo meio envolvente. Sujidade, radiação, temperatura, e o vento, são exemplos que podem influenciar a extração da potência máxima. Existem várias técnicas e várias topologias de circuitos para alcançar o ponto de máxima transferência, e novas topologias continuam a ser investigadas sempre no sentido de melhorar o rendimento e a qualidade nos sistemas de energia [8][9][11].

2.3.1 MPPT DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

A característica $I - V$ das células solares é afetada essencialmente pelas condições de radiação e temperatura. Para atingir o ponto de máxima transferência de potência (MPP) é necessário controlar a corrente e a tensão à saída do painel PV. Para sistemas que são compostos por vários módulos é difícil encontrar um MPP que extrai a máxima potência de módulos ligados em série ou em paralelo, pois estes podem estar em diferentes posições, ter características ligeiramente diferentes ou estarem parcialmente com sombra. Nestes casos, pode-se utilizar vários MPPTs um para cada módulo. Independentemente, do tipo de algoritmo utilizado para encontrar o ponto de máxima transferência de potência, o objetivo dos MPPTs, em painéis PV, é procurar uma carga que assegure o ponto de funcionamento P-V de máxima potência. Pode ser visto um exemplo na Figura 2.11.

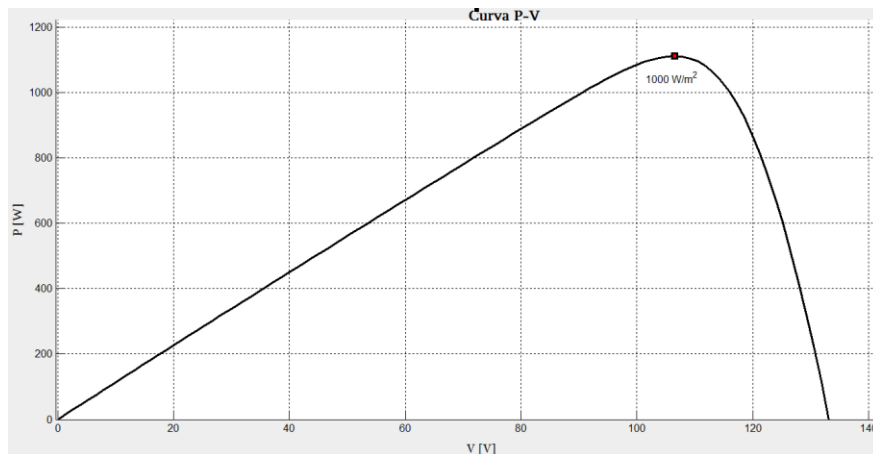


Figura 2.11. Curva característica P-V de um painel PV [5][6].

Os MPPTs de perturbação e observação (P&O) e de condutância incremental (IC), são exemplos de MPPTs utilizados em painéis PV. O método P&O consiste em incrementar e decrementar a tensão à saída do painel PV, periodicamente, comparando a potência obtida no ciclo atual com a potência do ciclo anterior. O método IC é baseado no facto que o declive da potência do painel PV é nulo no MPP ($dP/dV = 0$), positivo à esquerda e negativo à direita. A introdução de controladores PI (Proporcional Integral) reduz as oscilações de *ripple* em regime estacionário e são soluções adaptativas, pois apresentam maiores valores de passo longe do MPP e reduzindo-os com a redução da distância para o MPP [10]. Os métodos Beta e de Temperatura, são algoritmos dependentes das características do painel PV e podem ser consultados em [10]. Na Tabela 2.2 estão indicadas algumas características de vários algoritmos de MPPT para painéis PV.

Tabela 2.2. Características dos algoritmos de MPPT para painéis PV [10].

Método	Dependência do painel	Fator de seguimento	Implementação	Sensores
P&O	Não	Bom	Simples	V,I
IC	Não	Bom	Média	V,I
P&O baseado em PI	Não	Excelente	Média	V,I
IC baseado em PI	Não	Excelente	Média	V,I
Beta	Sim	Excelente	Média	V,I
Temperatura	Sim	Muito Bom	Simples	V, Temperatura

2.3.2 MPPT DE GERADORES EÓLICOS

Na Figura 2.12 mostra-se um sistema que pode ser utilizado para controlar sistemas de geração de energia eólica através do controlo do fluxo de potência da máquina elétrica [11][12].

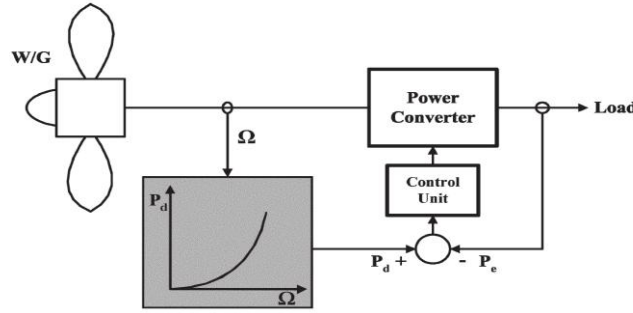


Figura 2.12. MPPT eólico baseado na curva de potência ótima [11][12].

Neste MPPT as grandezas medidas são a velocidade de rotação da máquina, Ω , e a velocidade do vento. Com essas medições é calculada a potência ótima a converter do gerador eólico e comparada com a potência de referência. O erro entre a potência de referência e a potência entregue a carga entra num compensador, *Control Unit*, para fazer o ajuste no conversor de potência, *Power Converter*, para atingir o ponto de máxima transferência de potência [12].

O MPPT da Figura 2.12, é baseado na potência ótima de extração em função da velocidade de rotação da turbina, que normalmente é guardada numa tabela na memória de um microcontrolador ou um DSP (*Digital Signal Processing*). Na Figura 2.13 está representada a curva característica da potência ótima de extração para várias velocidades de vento em função da velocidade de rotação da máquina.

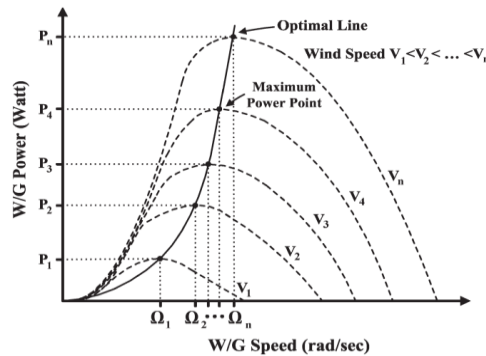


Figura 2.13. Curva da potência ótima de extração versus velocidade angular da máquina [12].

O MPPT da referência [13][12] utiliza um procedimento semelhante. Nesse trabalho o controlo da conversão de energia é feita pela velocidade angular da máquina. O erro entre a velocidade angular ótima retirada da curva característica da Figura 2.13 e a velocidade angular atual passa a controlar o sistema de conversão de energia de modo a se poder extrair a máxima potência da turbina eólica. Na Figura 2.14 está representado um MPPT com controlo da velocidade da máquina.

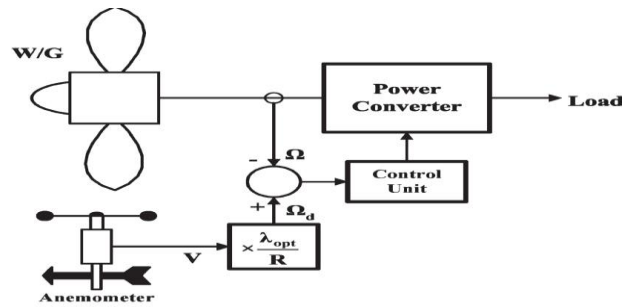


Figura 2.14. MPPT eólico baseado na curva de potência ótima, com controlo da velocidade de rotação da máquina [12][13].

Este tipo de MPPTs da referência [12][13] possuem a desvantagem de dependerem das características da máquina, que podem sofrer alterações durante o tempo útil de vida, o que levará a alterações da curva ótima de potência se mantêm constantes.

Além da redução de exatidão devido à aproximação das características da turbina eólica, é necessário um anemómetro para que se possa utilizar os MPPTs enunciados acima, sendo necessário processar a velocidade de vento, para um bom cálculo da potência de vento disponível.

Na referência [12] é proposto um MPPT que mede a potência do sistema eólico através da corrente e da tensão de saída. Neste sistema é feito o ajuste de potência a extrair pelo sistema de conversão de energia, comparando a potência medida a ver se esta tinha aumentado ou diminuído. Um dos sistemas propostos pode ser visualizado na Figura 2.15 [12].

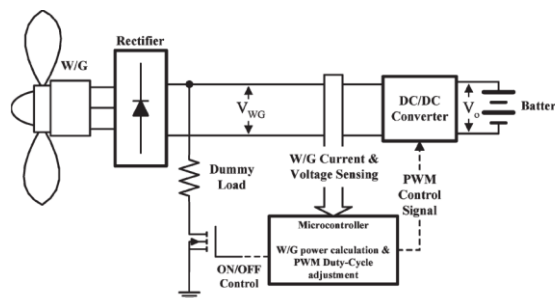


Figura 2.15. Exemplo de um sistema que utiliza o MPPT eólico independente das características do sistema eólico [12].

Neste sistema, não é necessário medir a velocidade de rotação da máquina, a velocidade do vento nem conhecer a curva característica da potência ótima versus a velocidade de rotação do rotor, o que diminui o custo do sistema e o simplifica. Como desvantagem perde-se precisão na obtenção do MPP pois o aerogerador é controlado de maneira indireta.

2.4 CONVERSÃO DE ENERGIA

A energia proveniente das fontes de energia renováveis tem de ser convertida em grandezas AC para que se adapte à tensão da carga. Os conversores de energia, que utilizam geralmente eletrónica de potência, têm que assegurar elevado rendimento e qualidade da energia elétrica.

Os sistemas fotovoltaicos que estão ligados a redes de energia de baixa tensão têm um papel importante na geração distribuída de energia.

Os inversores dos sistemas fotovoltaicos são caracterizados por [14]:

- ✓ Compactos e peso reduzido;
- ✓ Alta fiabilidade para ser compatível com a fiabilidade dos painéis fotovoltaicos;
- ✓ Elevado rendimento de conversão;
- ✓ Seguras à interação humana

Durante a última década, a tecnologia de conversão de energia solar evoluiu significativamente, como pode ser visto na Figura 2.16. O preço dos inversores baixou em cerca de 50% nas últimas duas décadas e a sua eficiência aumentou consideravelmente [14].

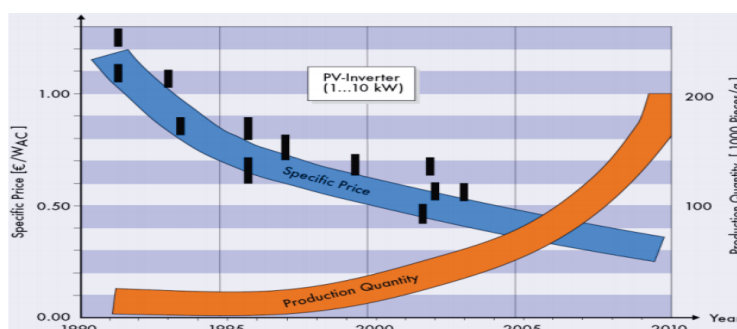


Figura 2.16. Desenvolvimento e prognóstico do custo e quantidade de produção de inversores solares de potência nominal entre 1 a 10 kW, nas últimas duas décadas [14].

O rendimento dos inversores dos sistemas fotovoltaicos pode ser calculado pelo rendimento global para diferentes níveis de radiação ou pelo rendimento máximo de conversão DC-AC. Estes rendimentos são conhecidos por “*European Efficiency*” (2.16) [15] e por “*Maximum Efficiency*” (2.17) respetivamente.

O rendimento Euro, η_{EU} , é o rendimento dinâmico calculado para o clima Europeu e foi criado de maneira a simplificar a comparação entre diferentes inversores. De modo a

considerar diferentes cenários de carga, η_{EU} é calculado através de uma média pesada dos rendimentos estáticos, sendo estes definidos para seis regimes de carga distintos (carga nominal e cinco cargas parciais) [15][36].

Na situação nominal de radiação solar (1000 W/m^2) a potência do painel fotovoltaico corresponde à potência nominal do inversor. O rendimento calculado nesta situação corresponde a $\eta_{100\%}$. Na equação (2.16) em média assume-se que o inversor está sujeito a 100% da carga nominal durante 20% do tempo de operação anual, 0,2 $\eta_{100\%}$. Em (2.16) $\eta_{50\%}$, $\eta_{30\%}$, $\eta_{20\%}$, $\eta_{10\%}$ e $\eta_{10\%}$ correspondem ao rendimento estático para as situações de radiação de 50%, 30%, 20%, 10% e 5% e assume-se que o seu tempo de operação anual é de 48%, 10%, 13%, 6% e 3% respetivamente.

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,1\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,2\eta_{100\%} \quad (2.16)$$

$$\eta_{MaxEf} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \quad (2.17)$$

Apesar do rendimento Euro, considerar mais parâmetros do que o rendimento máximo do inversor, estes são aproximadamente equivalentes.

2.4.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSÃO SEM TRANSFORMADOR

A Figura 2.17 foi apresentada numa revista comercial sobre a indústria fotovoltaica [16] mostra-nos vários tipos de inversores fotovoltaicos existentes no mercado, dando detalhes sobre a eficiência máxima, peso e tamanho dos inversores. Na Figura 2.17, os inversores de topologia sem transformador são representados pelos pontos (o), enquanto as estrelas (*) representam as topologias com transformadores DC-DC de alta frequência e restando os triângulos (▼) representam as topologias que utilizam transformadores de baixa frequência do lado da rede, adicionando isolamento galvânico entre a rede e os painéis fotovoltaicos.

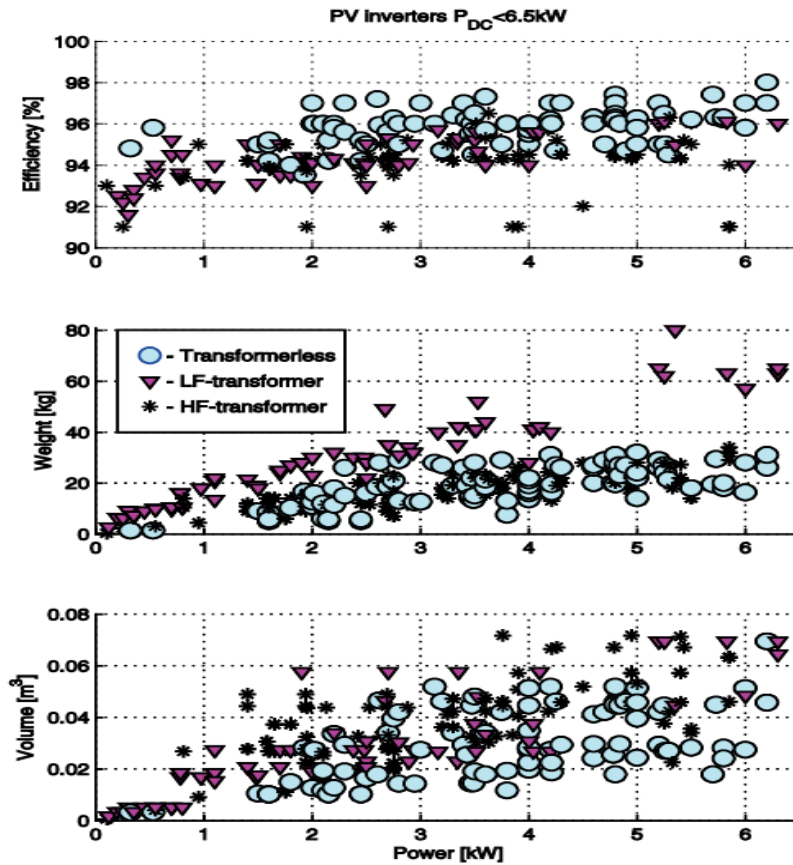


Figura 2.17. Comparação de inversores fotovoltaicos baseados na base de dados da PHOTON [16].

Pode-se observar (Figura 2.17) que um sistema que utilize inversores sem transformador, tem um maior rendimento e menor peso. Devido a essas características (Figura 2.17) decidiu-se apenas exemplificar as topologias de sistemas fotovoltaicos sem transformador. Na Figura 2.18, está esquematizado um sistema fotovoltaico com um único nível de conversão utilizando um inversor sem transformador.

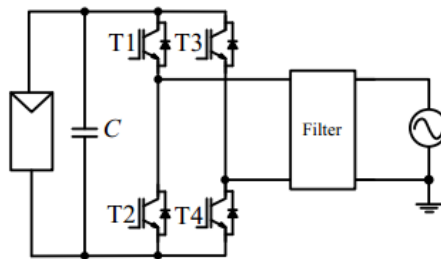


Figura 2.18. Sistema fotovoltaico ligado à rede por um inversor sem transformador [17].

Os sistemas fotovoltaicos podem possuir um ou mais níveis de conversão, ou seja, níveis onde a energia é convertida na mesma ordem de grandeza (DC-DC) ou para ordens de grandeza diferentes (DC-AC). Na Figura 2.19, estão representados duas topologias de um sistema de conversão com um nível (Figura 2.19 (a)) e dois níveis de conversão (Figura 2.19 (b)).

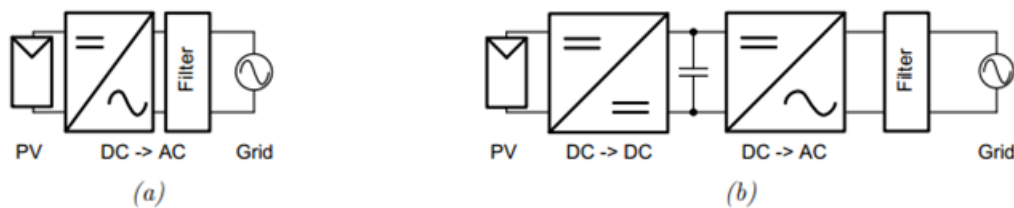


Figura 2.19. Topologias de inversores sem transformador.

(a) de um único nível (b) e de duplo nível utilizando um conversor DC-DC [17].

A escolha de topologias de um ou mais níveis, dependem das características do sistema fotovoltaico (níveis de tensão, corrente e potência) e das características da REE.

2.4.2 CONVERSORES DC-DC

Os conversores DC-DC permitem que se eleve ou reduza tensões contínuas, conversão essa que utiliza um circuito comutado, caracterizado por ter rendimento elevado. Existem várias topologias de conversores DC-DC, mas as mais usuais são os conversores DC-DC do tipo elevador (*Boost*) e redutor (*Buck*). Como o próprio nome indica os conversores *Boost* elevam a tensão da entrada para a saída e os conversores *Buck* reduzem a tensão da entrada para a saída. Na Figura 2.20. Conversor DC-DC elevador (*Boost*). está esquematizado o circuito do conversor DC-DC elevador (*Boost*).

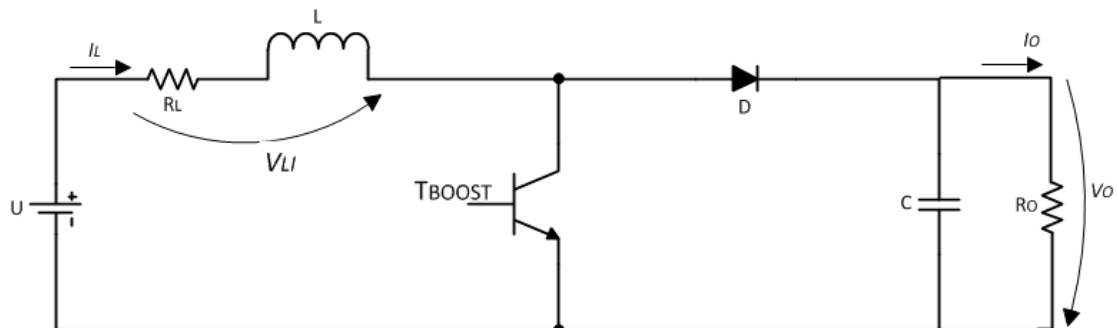


Figura 2.20. Conversor DC-DC elevador (*Boost*).

Na Figura 2.21 está esquematizado um conversor DC-DC redutor (*Buck*).

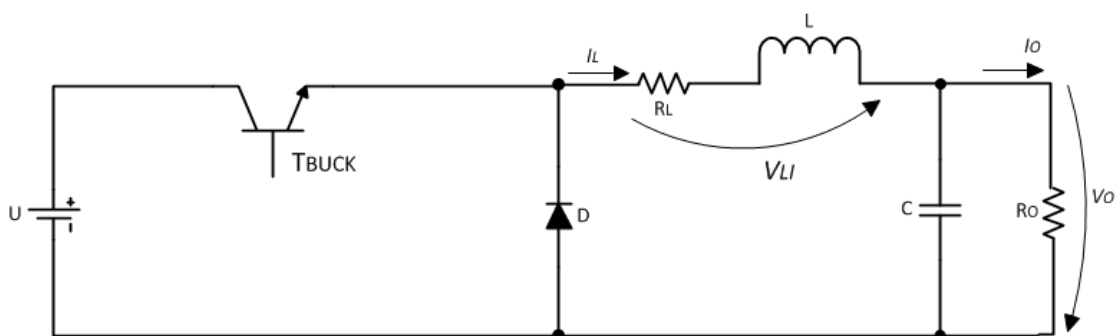


Figura 2.21. Conversor DC-DC redutor (*Buck*).

Os conversores DC-DC são unidirecionais (a potência só pode ser transformada da entrada para a saída). Consequentemente, a corrente nestas duas topologias flui da entrada para a saída. A relação da tensão de entrada em função da tensão de saída está relacionada com o fator de ciclo dos semicondutores de comutação forçada. Tomando como exemplo o conversor DC-DC elevador (Figura 2.20. Conversor DC-DC elevador (*Boost*).), com as formas de onda da Figura 2.22, pode-se obter a relação entre a tensão de entrada e saída do conversor.

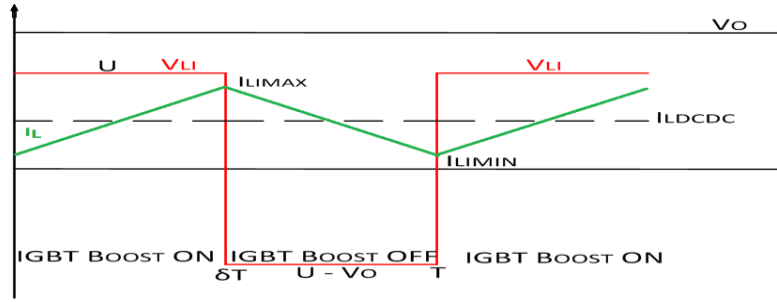


Figura 2.22. Formas de onda da tensão e corrente na bobine num conversor DC-DC elevador.

A tensão aos terminais da bobine é dada por [18].

$$V_{Li}(t) = \begin{cases} U, & 0 < t < T_{ON} \\ U - V_o, & T_{ON} < t < T \end{cases} ; \quad (2.18)$$

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} ; \quad (2.19)$$

$$f_{PWM_{DCDC}} = \frac{1}{T} ; \quad (2.20)$$

onde V_{Li} é a tensão aos terminais da bobine, U a tensão de entrada, V_o a tensão de saída, δ o fator de ciclo, T_{ON} o período em que o semicondutor está ligado, T o período e $f_{PWM_{DCDC}}$ a frequência de comutação.

E pelas equações (2.19) e (2.20), e assumindo que o valor médio da tensão aos terminais da bobine é zero, retira-se as relações de conversão do conversor DC-DC elevador que são dadas pelas equações (2.21), (2.22) e (2.23) [18].

$$\frac{V_o}{U} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (2.21)$$

$$\frac{I_o}{I_u} = 1 - \delta \quad (2.22)$$

$$P_o = \frac{1}{R_o(1 - \delta)^2} \quad (2.23)$$

Considerando as formas de onda do conversor redutor, Figura 2.23, e procedendo de forma semelhante ao circuito elevador obtém-se as relações de conversão, dadas pelas equações (2.24), (2.25) e (2.26) [18].

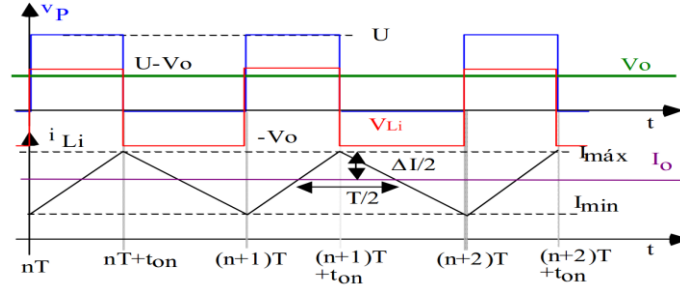


Figura 2.23. Formas de onda da tensão e corrente na bobine no conversor DC-DC Redutor [18].

$$\frac{V_o}{U} = \delta \quad (2.24)$$

$$\frac{I_U}{I_o} = \delta \quad (2.25)$$

$$P_o = \frac{U^2 \delta^2}{R_o} \quad (2.26)$$

Na Figura 2.24 está representada uma topologia de um conversor elevador reversível em corrente [18].

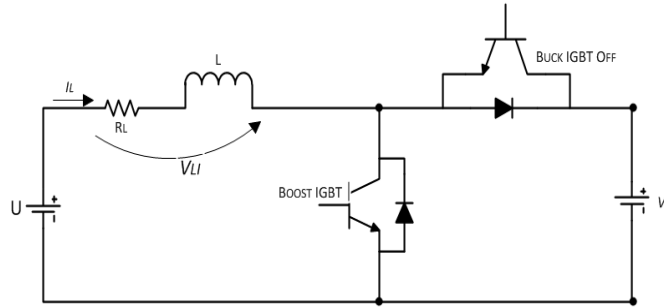


Figura 2.24. Conversor DC-DC reversível em corrente.

Esta topologia funciona como um conversor elevador de tensão U para V_o , ou como redutor de tensão V_o para U , podendo a corrente variar em qualquer um dos sentidos. Este conversor é bidirecional. As relações de conversão deste conversor DC-DC são iguais às do elevador e redutor, para cada modo de funcionamento.

2.5 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Nos sistemas que utilizam fontes de energia renovável por vezes é necessário parte da energia para posterior utilização, pois a energia renovável não é constante durante todo o dia, assim como as necessidades de consumo também não o são. Nos sistemas de

baixa potência (até a ordem dos kW) geralmente são utilizadas baterias para armazenar a energia.

2.5.1 BATERIAS

A bateria é um dispositivo que converte energia química em energia elétrica e vice-versa. É constituída por células, que são configuradas em série e em paralelo de maneira a aumentar a tensão ou corrente da bateria [19].

O estado de uma bateria pode ser caracterizado pelos seguintes parâmetros [19]:

- ✓ SOC (*State Of Charge*) – Representa a percentagem de capacidade das bateria em relação à sua capacidade máxima em Ah. Pode ser calculada através da integração da corrente em função do tempo;
- ✓ DOD (*Depth Of Discharge*) – Percentagem da capacidade da bateria que já foi descarregada em função da capacidade máxima. Uma descarga de 80% DOD é considerada uma descarga profunda;
- ✓ Resistência interna - Resistência interna da bateria, é caracterizada pela resistência interna de carga e descarga, que geralmente têm diferentes valores e dependem do parâmetro SOC. O aumento da resistência interna da bateria faz diminuir o rendimento, corrente e instabilidade térmica pois a energia para carregar a bateria é transformada em calor (Perdas por efeito de Joule).

As baterias devem ficar situadas em locais arejados, pois a temperatura elevada faz aumentar a corrente de auto-descarga e diminui o rendimento no processo de carregamento da bateria. Alguns carregadores de bateria têm o cuidado de medir a temperatura na bateria de modo a ajustar as correntes (no carregamento em corrente) ou tensões (no carregamento em tensão) caso a temperatura estiver a subir para valores fora do nominal de temperaturas dadas pelo fabricante [19].

Normalmente, o armazenamento de energia, em sistemas de energia renovável, é feito em baterias de ácido de chumbo ou nas de baterias de gel. Na Tabela 2.3 podemos ver um quadro comparativo entre as duas tecnologias.

Tabela 2.3. Tabela comparativa entre baterias de Ácido de Chumbo e baterias de Gel [20].

Baterias de ácido de chumbo	Baterias de gel
Vantagens	

Baixo custo	Não tem manutenção
Bastante disponibilidade	Maior número de ciclos de carga e descarga
Bom ratio entre tamanho e capacidade	Baixa taxa de auto descarregamento
Boa performance para grandes descargas	Excelente performance para grandes descargas
Desvantagens	
Precisam de manutenção	Mais caras
Facilmente estragam se existir um DOD elevado	Razão entre tamanho e capacidade mais pequeno do que as de ácido de chumbo
Taxa de auto descarregamento é alta	Sensíveis a sobrecargas
Lugar ventilado para carregamento	

Na Figura 2.25, está representada uma topologia de ligação com baterias. O conversor DC-DC entre o painel e a bateria é utilizado para extrair a máxima potência do painel PV. O banco de baterias serve como *buffer* de energia, que é carregado pelo painel PV e descarregado pelo inversor DC-AC. O controlador de carregamento define a corrente de carregamento das baterias dependendo do MPP dos painéis solares [33].

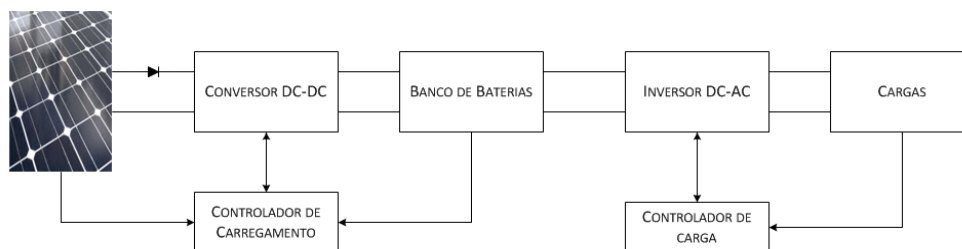


Figura 2.25. Topologia de ligação com bateria a servir de *buffer* e armazenamento de energia.

Na Figura 2.26, é apresentada uma topologia de ligação com baterias, com dois conversores DC-DC independentes, um ligado ao inversor e outro à bateria. A utilização de dois conversores permite ajustar a tensão de entrada do inversor de forma independente da tensão das baterias, como também permite o ajuste do MPP do painel PV. O conversor DC-DC que está ligado ao painel fotovoltaico é unidirecional ao contrário do que está ligado à bateria que tem que ser bidirecional, para permitir o carregamento e descarregamento da bateria [33].

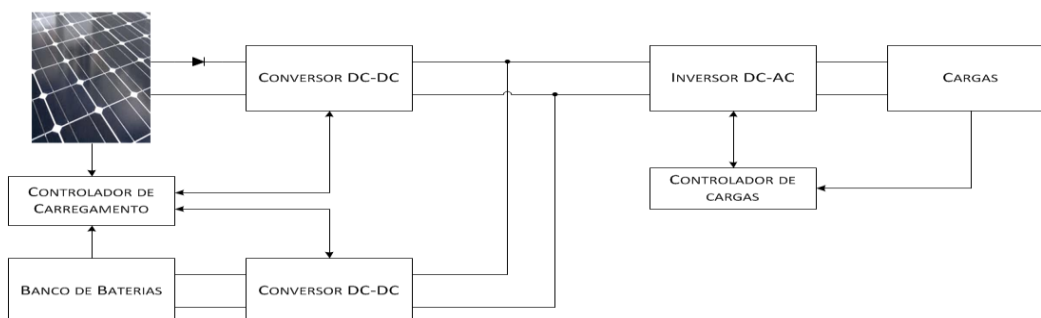


Figura 2.26. Topologia de ligação com bateria, com conversores DC-DC individuais.

A escolha da topologia de ligação com baterias, depende dos parâmetros da bateria ou de banco de baterias a utilizar. Na topologia apresentada em Figura 2.25 a tensão nas baterias tem que estar em conformidade com a tensão de entrada do inversor e na Figura 2.26 isso não acontece. O preço a pagar na topologia Figura 2.26 é a utilização de mais um conversor DC-DC.

2.5.2 CARREGAMENTO DAS BATERIAS

O carregamento de baterias, existem de um modo simplificado, pode ser feito em dois modos: carregamento em corrente ou em tensão. No modo de carregamento em corrente a bateria é carregada com uma corrente bem definida e limitada pela corrente máxima que a bateria pode receber. No carregamento em tensão é aplicada uma tensão constante aos terminais da bateria.

Na Figura 2.27, estão representadas as formas de onda da corrente e tensão do podemos ver o modo de carregamento em corrente constante (*Bulk*) e o modo em tensão constante (*Float*) [21].

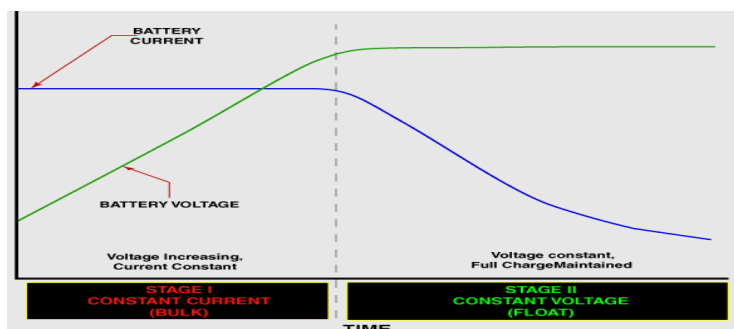


Figura 2.27. Modo de carregamento em corrente (*Bulk*) e em tensão (*Float*) [21].

Partindo do princípio que a bateria está descarregada, o carregador opera no modo de carregamento por corrente (aplicando uma corrente constante) permitindo que a tensão na bateria suba ao mesmo tempo que esta é carregada. Normalmente, até aos 80% da capacidade da bateria, esta é carregada em modo de corrente. No restante carregamento da capacidade da bateria a tensão é mantida constante com 2,25V por célula (este valor pode variar, de fabricante para fabricante, em função da tecnologia da bateria, com a temperatura, etc.), ou aproximadamente 13,5V para uma bateria de 12V. Esta tensão é mantida sem danificar a bateria ou sem a sobrecarregar. (ver Figura 2.27) [21].

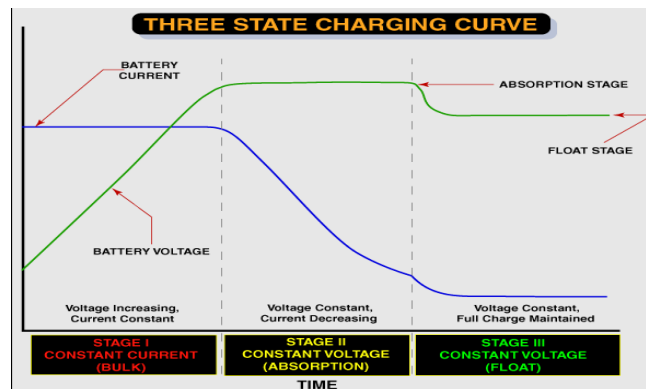


Figura 2.28. Curva de carregamento de uma bateria com 3 modos [21].

Além dos dois modos mais comuns referidos acima, o carregamento pode ser feito em três modos, modo de corrente constante, modo de absorção (tensão constante acima do valor nominal) e modo de flutuação (tensão constante próxima do valor nominal).

O modo intermédio (de absorção) é ativado quando a tensão da bateria chega aos 2,4V por célula, ou 14,6V numa bateria de 12V. A queda de tensão é mantida constante e a corrente vai diminuindo progressivamente. É neste modo que os restantes 20% da bateria são carregados. Este modo é mantido até que a corrente da bateria reduza aproximadamente entre $C_{BAT}/50$ e $C_{BAT}/100$, sendo C_{BAT} a capacidade da bateria em Ah. Quando a corrente chega a este nível o carregador da bateria passa ao modo de flutuação, mantendo a tensão constante aproximadamente a 2,25V por célula.

Se tomarmos o exemplo das topologias de ligação de baterias num sistema fotovoltaico (Figura 2.25 e Figura 2.26), com a topologia da Figura 2.25 só podemos carregar as baterias em modo corrente, se quisermos retirar o máximo da potência do painel fotovoltaico, sendo que na topologia da Figura 2.26 já é possível carregar a bateria em vários modos, sem sacrificar a eficiência do sistema pois a bateria possui um conversor DC-DC apenas para efetuar o carregamento da bateria e outro para efetuar o MPPT do painel PV.

2.6 REDE DE ENERGIA

2.6.1 SISTEMAS DE MICRO GERAÇÃO ISOLADOS

Os sistemas isolados de conversão de energia renovável são utilizados em locais remotos onde não existe possibilidade de conexão com REE. A solução de alimentação tem geralmente uma alimentação em fontes de energias renováveis ou geradores elétricos o combustível fóssil. A energia renovável é uma solução interessante pois permite a utilização de energia elétrica de uma maneira limpa e a um custo acessível.

Nos sistemas isolados é necessário fazer um dimensionamento da capacidade de produção de energia renovável disponível, para satisfazer a necessidade de consumo da carga. Nos sistemas isolados recorre-se a sistemas de armazenamento de energia, para alimentar as cargas quando não há energia na fonte primária de micro geração.

2.6.2 SISTEMAS LIGADOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA

Quando se liga um sistema de micro geração à rede, é necessário garantir que a energia gerada satisfaça os critérios da qualidade de energia elétrica definidos em padrões específicos, que são regulados no país de utilização do equipamento. A norma EN 50160 publicada pelo CÉNÉLEC [22] (Comité Européen de Normalização Eletrotécnica), enuncia as características importantes a ser consideradas em redes públicas de baixa tensão tais como a frequência, a amplitude, a forma de onda, as cavas de tensão, as sobretensões, os harmónicos entre outras. Relativamente às redes de baixa tensão (BT), os harmónicos de tensão em condições normais de exploração, não devem ultrapassar, durante o período de uma semana, os 95% dos valores eficazes de cada harmónico de tensão (Valores retirados em médias de 10 minutos) que estão indicados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4. Valores dos primeiros 25 harmónicos de tensão nos pontos de entrega de energia [23].

Harmónicas Ímpares				Harmónicas Pares	
Não múltiplas de 3		Múltiplas de 3			
Ordem n	Peso relativo [%]	Ordem n	Peso relativo [%]	Ordem n	Tensão relativa [%]
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,5	6...24	0,5
13	3,0	21	0,5		
17	2,0				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Existem três classes, para três ambientes electromagnéticos diferentes dados pela norma CEI 61000-2-4:

- ✓ Classe 1 – Redes protegidas. Utilização de aparelhos muito sensíveis às perturbações da energia elétrica;
- ✓ Classe 2 – Redes públicas de energia;

- ✓ Classe 3 – Pontos de ligação interna dos ambientes industriais. As cargas variam rapidamente.

Na Tabela 2.5 caracterizado o THD nas redes públicas de BT, a THD não pode ser superior a 8%, respeitando os critérios da Tabela 2.4.

Tabela 2.5. Níveis de compatibilidade para harmônicos [23].

	Classe 1	Classe 2	Classe 3
Distorção Harmónica Total	5%	8%	10%

Nos sistemas fotovoltaicos que são ligados à REE, a qualidade da energia elétrica tem que cumprir os padrões definidos pela entidade reguladora de eletricidade de cada país. Os requisitos de qualidade de energia elétrica que os sistemas ligados à rede têm que cumprir são os seguintes:

- ✓ Distorção Harmónica Total (THD) e níveis das harmónicas individuais de corrente e tensão;
- ✓ Fator de potência (FP);
- ✓ Nível de corrente DC injetada na rede;
- ✓ Intervalo da variação da tensão e da frequência de operação normal;
- ✓ Conexão e sincronismo automático;
- ✓ Massas do sistema (Proteção de terra).

Alguns dos padrões internacionais que lidam com os sistemas fotovoltaicos ligados à rede são os seguintes:

- ✓ IEEE 1547.1-2005 IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems [24];
- ✓ IEEE 929-2000. Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems [25];
- ✓ IEC 61727 (1995-06) Photovoltaic Systems – Characteristics of the Utility Interface [26].

2.7 TÉCNICAS DE CONTROLO DE CONVERSORES ELETRÓNICOS DE POTÊNCIA

Os conversores comutados, que são utilizados para converter a energia elétrica das fontes renováveis para as cargas AC têm que ser controlados em malha fechada, de modo:

- ✓ A que possam prover as formas de onda e frequência adequadas de tensões e ou correntes;
- ✓ Satisfazer requisitos de:
 - Regulação exigidos pela carga que é alimentada;
 - Geração de energia, caso existam graus de liberdade para o efeito.

Para projetar os sistemas de controlo em malha fechada de conversores comutados por [18] é necessário ter conhecimento de:

- ✓ Modelo dos moduladores, conversores e cargas;
- ✓ Técnicas de controlo em malha fechada de sistemas lineares e não lineares;
- ✓ A implementação analógica e digital dos reguladores ou dos compensadores projetados.

Existem várias técnicas de controlo de conversores de energia, como por exemplo o controlo por modo de deslizamento (MD) e a modulação por largura de impulso (PWM). As técnicas de controlo de conversores servem para controlar as variáveis de estado do conversor para obter uma resposta adequada às características do conversor e assegurar a estabilidade dinâmica, robusta, e insensível a perturbações nos parâmetros [18]. Normalmente, as grandezas de tensão e corrente, que dependem das variáveis de estado do conversor, podem ser modelizadas para sistemas lineares. Frequentemente são utilizados compensadores PI (Proporcional Integral), em cerca de 90% dos controladores industriais, para fazer com que as grandezas sigam as suas referências sem erro estático e com uma resposta dinâmica e adequada [18][27][28].

2.7.1 CONTROLO POR MODO DE DESLIZAMENTO

O controlo por modo de deslizamento é uma técnica de controlo não linear que a controladores robustos no que toca às variações dos parâmetros do sistema. Na Figura 2.29 está representado o diagrama de blocos ao conversor para o modo de deslizamento.

Os conversores de energia comutados, são constituídos por semicondutores de comutação comandados em dois estados, ligado ou desligado, que quando comutado à frequência infinita é possível, com a atuação adequada colocar o sistema a seguir o sinal de referência. Nos semicondutores reais a frequência de comutação é limitada, originando um tremor, nas variáveis de estado do conversor. Na Figura 2.29 está representado um sistema com controlo por modo de deslizamento utilizando semicondutores ideais, que podem ser comutados com uma frequência infinita, o que permite que o comparador possua ter uma largura de histerese igual a zero. Na Figura 2.29 se o sinal de referência ($s_{ref}(t)$) for maior do que o sinal proveniente do sistema ($f(X)$) então o comparador manda um sinal positivo de modo a que o sinal de ($f(X)$) cresça. Se o sinal de referência ($s_{ref}(t)$) for menor do que ($f(X)$) o comparador manda um sinal negativo de maneira a decrescer o sinal ($f(X)$).

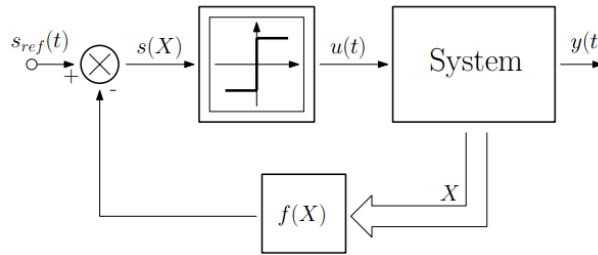


Figura 2.29. Diagrama do controlo por modo de deslizamento. ^[29]

O método de controlo por modo de deslizamento caracteriza-se pela simplicidade de implementação em DSP (Digital Signal Processor) é a maneira simples de como é feito, ainda mais se as variáveis de estado tiverem combinações lineares.

2.7.2 MODULAÇÃO DE LARGURA DE IMPULSO (PWM)

A modelação de largura de impulso é caracterizada por uma portadora, geralmente triangular de frequência elevada (dezenas de kHz) e uma modulante. A onda modulante é comparada com a portadora para comandar o disparo dos semicondutores com sinais de comando.

Na Figura 2.30 e Figura 2.31 estão representados dois exemplos de comando PWM utilizando moduladoras de onda triangular, comandando os semicondutores de potência a dois níveis e a três níveis respetivamente. Seja n , o índice de pulsação, dado pela divisão entre a frequência de comutação e a frequência fundamental $n = f_{PWM}/f_F$, o

comando a dois níveis elimina as harmônicas até a de ordem $n-4$, mas as harmônicas de ordem $n-2$ e $n+2$ tem amplitudes significativas. No comando a três níveis, apesar de um pouco mais complexo, consegue-se eliminar todas as harmônicas de ordem inferior a $2P-1$, dado que passam a existir pares de impulsos (P_{ulse}) por cada quarto de ciclo da harmônica fundamental, eliminando as harmônicas pares, além de a amplitude de todas as harmônicas tenderão para zero quando a amplitude da moduladora também tender.

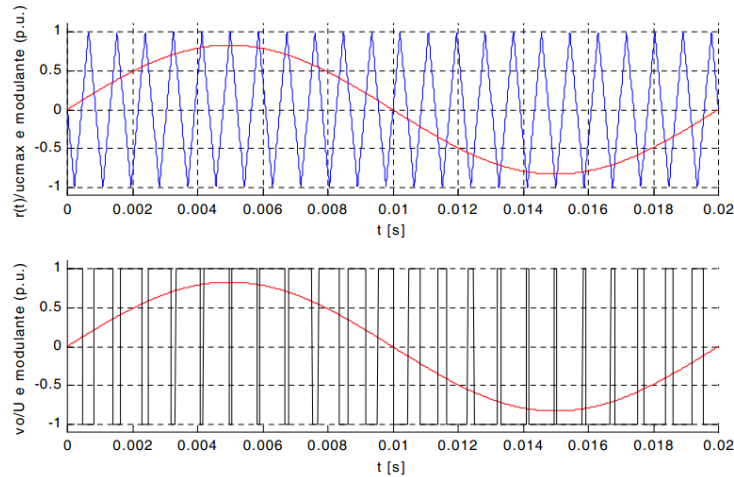


Figura 2.30. Modulação de largura de impulso de dois níveis utilizando uma moduladora triangular (Double Edge) [18].

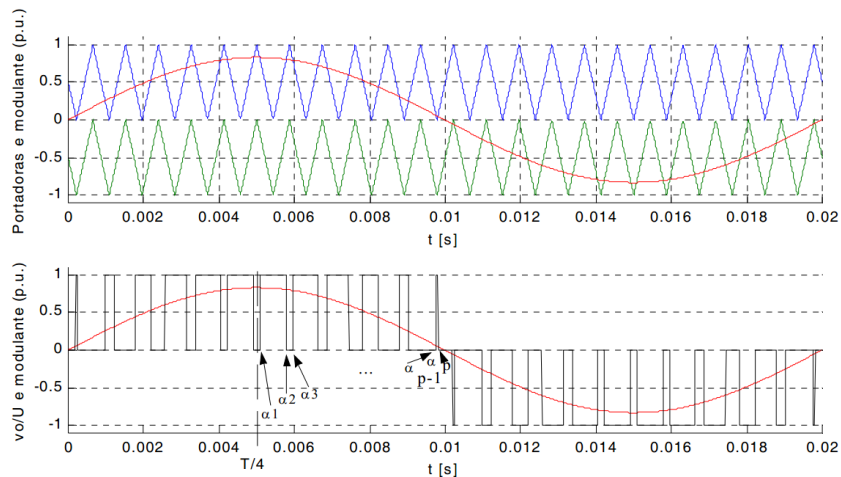


Figura 2.31. Modulação de largura de impulso de três níveis utilizando duas moduladoras triangulares [18].

Na modulação PWM de três níveis, a observar na Figura 2.31, a tensão de saída é positiva caso a onda modulante seja maior do que as duas portadoras, nula caso esteja entre as duas portadoras e negativa se for menor do que as duas portadoras.

Considerar o exemplo de um conversor em ponte completa, representado na Figura 2.32.

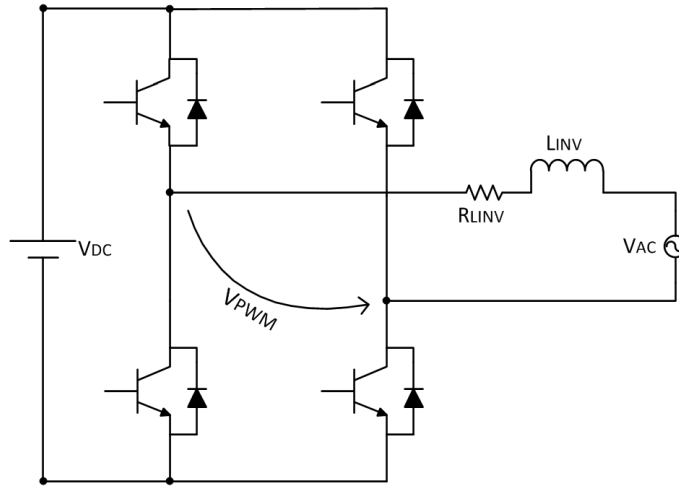


Figura 2.32. Conversor de potência em ponte completa.

O sinal de controle, $V_{controle}$, é calculado através das equações (2.27), (2.28) e (2.29) [18].

$$V_{control} = V_m \sin(\omega_n t - \phi) \quad (2.27)$$

$$V_m = \frac{u_{cmax}}{V_{DC}} \sqrt{2(V_{PWM})^2} \quad (2.28)$$

$$\phi = -\arctan\left(\frac{Im(V_{PWM})}{Re(V_{PWM})}\right) \quad (2.29)$$

Na modulação por largura de impulso a frequência de comutação é aproximadamente constante à frequência da portadora.

No controle por modo de deslizamento tem frequência variável, sendo o valor máximo dado pela equação (2.30) [18].

$$f_{MAX} = \frac{Vo * k_L}{4 * \varepsilon * L} \quad (2.30)$$

2.7.3 COMPENSADORES PI

Os compensadores PI são normalmente utilizados para controlar sistemas de 1ª e 2ª ordem. Estes controladores são importantes porque apresentam um bom compromisso entre a eliminação do erro estático e a resposta dinâmica do compensador [28]. A forma canônica de um sistema de 2ª ordem é dada pela equação (2.31) [18].

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.31)$$

A resposta de um sistema de 2ª ordem varia com o fator de amortecimento, ξ . Na Figura 2.33 estão representados vários tipos de resposta de um sistema de 2ª ordem a um

degrau em função de, ξ . Se o valor de ξ for inferior a 0,4, o sistema tem uma resposta oscilatória. As oscilações diminuem com o aumento de ξ , mas essa diminuição torna a resposta do sistema mais lenta.

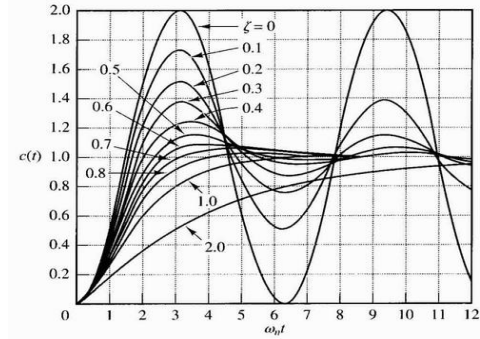


Figura 2.33. Resposta de um sistema de segunda ordem a um degrau unitário [30].

Na Figura 2.34 mostram-se as características da resposta a um degrau, para um sistema de 2ª ordem.

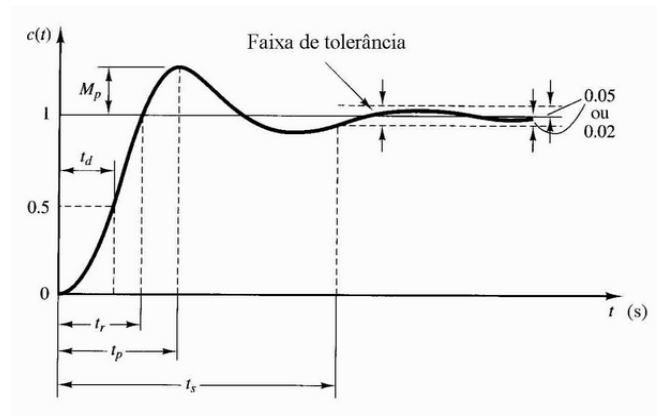


Figura 2.34. Características da resposta ao degrau [30].

A resposta (Figura 2.34) é caracterizada pelo máximo *overshoot* percentual (M_p) dado por (2.32), tempo de subida (t_r), tempo de estabilização (t_s) (2.33) e (2.34), tempo de atraso (t_d) e o tempo de pico (t_p) .

$$M_p = e^{\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi}}} \quad (2.32)$$

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n}, \text{ com } \xi < 0,7 \quad (2.33)$$

$$t_s = \frac{3}{\xi\omega_n}, \text{ com } \xi \geq 0,7 \quad (2.34)$$

A função de transferência do compensador PI é dada por (2.35), composto por um ganho proporcional (K_p) e um ganho integral (K_I).

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (2.35)$$

Acrescentado um compensador PI a um sistema de 2ª ordem consegue-se calcular os ganhos (K_p) e (K_I) para utilizar no controlador de modo a que este tenha uma resposta semelhante a um sistema de 2ª ordem. Cabe ao projetista do controlador escolher os valores adequados dos ganhos, de modo a obter a resposta desejada para o sistema.

3. CONVERSÃO DE ENERGIA A PARTIR DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO PARA MICROPRODUÇÃO

Na conversão de energia solar fotovoltaica para energia elétrica, optou-se por uma topologia sem transformador com dois níveis de conversão como mostra a Figura 3.1. Optou-se por uma topologia sem transformador por estas possuírem um rendimento mais elevado em relação a outras topologias [16].

Neste sistema de conversão é feito o projeto do conversor DC-DC reversível em corrente, do conversor DC-AC, o projeto do controlo das correntes e tensões do sistema, e da implementação de um MPPT Solar (Condutância Incremental) através do conversor DC-DC. O sistema deve, em regime normal, injetar corrente na rede elétrica de energia e/ou habitação e armazenar a energia excedente na bateria. Em caso de falha da REE deve alimentar todas as casas da habitação.

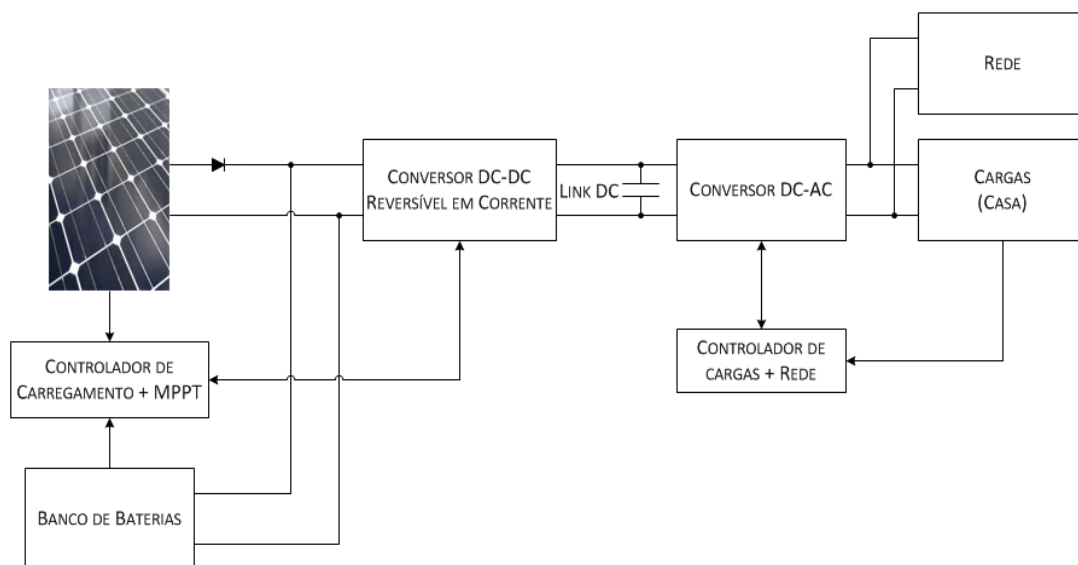


Figura 3.1. Esquema da topologia de duplo nível a implementar.

3.1 PAINEL FOTOVOLTAICO

Os painéis solares PV que foram utilizados na simulação são monocristalinos da PAIRAN EGM-185. Utilizaram-se estes painéis PV pois estavam disponíveis na Universidade da Madeira, facilitando a verificação experimental caso fosse necessário. Os dados do fabricante com as características dos painéis estão na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Dados fornecidos pelo fabricante dos painéis fotovoltaicos [31].

PAIRAN EGM-185	
Número de células	72
Tensão em circuito aberto Voc	44,38 V
Tensão no MPP	35,16 V
Corrente em curto-circuito	5,70 A
Corrente em MPP	5,27 A
Coefficiente de temperatura Isc	$(0.04 \pm 0.015) \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$
Coefficiente de temperatura Voc	$-(0.325 \pm 0.1) \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$

Com estes dados utilizou-se o MATLAB para simular o modelo do painel fotovoltaico EGM185 da PAIRAN, utilizando o modelo desenvolvido em [5] e [6].

Na Figura 3.2 encontra-se a curva característica I – V para diferentes temperaturas, e na Figura 3.3 para diferentes níveis de radiação solar do painel fotovoltaico da PAIRAN EGM-185.

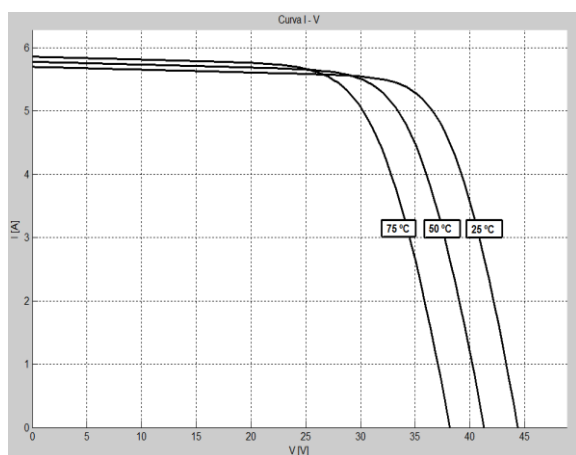


Figura 3.2. Curva característica I - V para diferentes temperaturas.

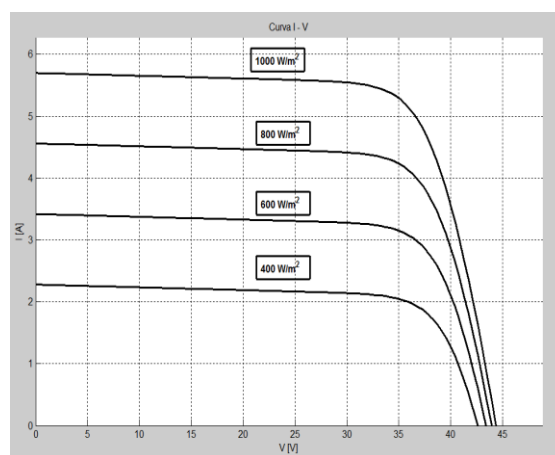


Figura 3.3. Curva característica I - V para diferentes radiações.

Na Figura 3.4 e na Figura 3.5 visualiza-se as curvas características P – V para diferentes temperaturas e diferentes níveis de radiação solar, respetivamente.

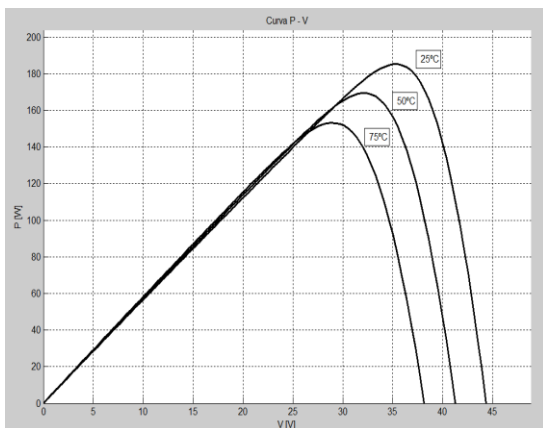


Figura 3.4. Curva característica P - V para várias temperaturas.

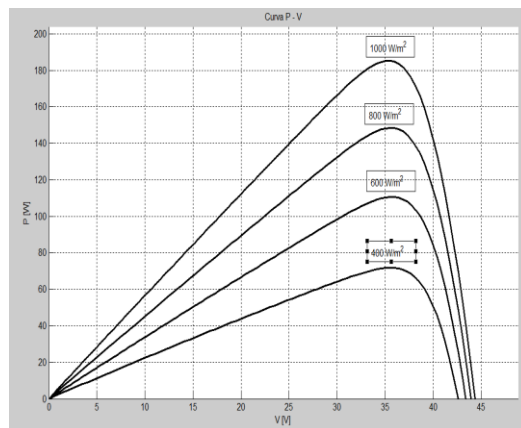


Figura 3.5. Curva característica P - V para diferentes radiações.

Os resultados da simulação mostram que o modelo desenvolvido em [5][6] é fiel às características fornecidas pelo fabricante (Tabela 3.1).

No sistema de microprodução é utilizada uma associação de painéis para gerar 100 VDC, que é ligado à entrada do conversor DC-DC reversível em corrente. Considera-se uma instalação fotovoltaica de 1,1 kW, então utilizou-se 6 painéis de 185 W. A configuração dos painéis, 3 painéis ligados em série e dois ligados em paralelo pode ser vista na Figura 3.6.

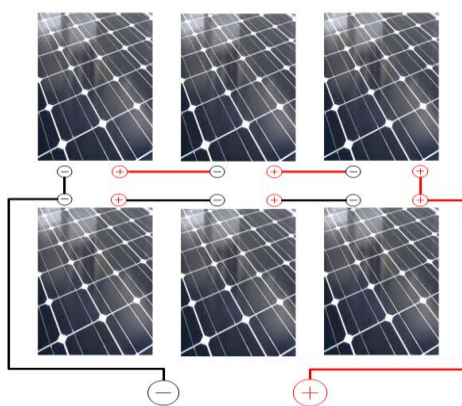


Figura 3.6. Configuração da ligação dos painéis fotovoltaicos.

Esta configuração proporciona aos terminais de entrada do conversor DC-DC os valores de tensão e corrente, indicados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2. Características da associação de painéis fotovoltaicos com a configuração da Figura 3.6.

Tensão em circuito aberto	133,14 V
Tensão em MPP	105,48 V
Corrente de curto-circuito	11,40 A
Corrente em MPP	10,54 A

3.2 MPPT SOLAR

Neste trabalho implementou-se um MPPT de condutância incremental (IC), devido a ter uma boa eficiência de seguimento do MPP, e a complexidade de implementação é média [10]. A técnica de seguimento deste MPPT baseia-se no princípio que no MPP a soma da condutância instantânea V/I é igual à condutância incremental $\Delta V/\Delta I$. A condutância incremental pode ser igual a zero, negativa do lado direito e negativo do lado esquerdo da curva da Figura 3.4 ou Figura 3.5. Neste MPPT é difícil satisfazer a condição $\Delta V/\Delta I = -I/V$, devido ao ruído e aos erros [32]. Por [33] pode ser utilizada uma aproximação dada por $|\Delta V/\Delta I + I/V| < \epsilon$ sendo ϵ a largura de histerese no ponto de MPP (Figura 3.8) sem comprometer muito a eficiência do MPPT. Na Figura 3.7 podemos visualizar o fluxograma do MPPT de condutância incremental.

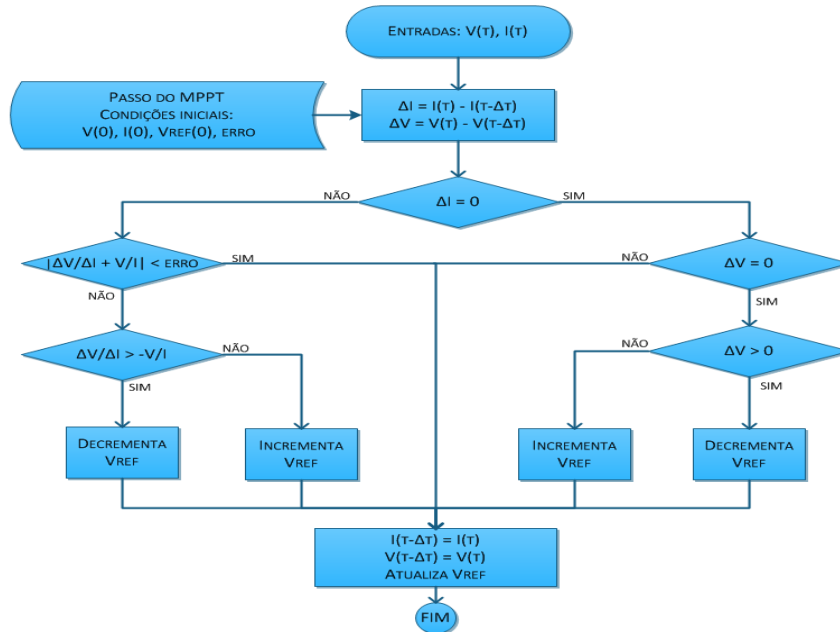


Figura 3.7. Fluxograma do MPPT de condutância incremental baseado em [33].

Na Figura 3.8 podemos ver como é que o MPPT de CI procede à procura do ponto de MPP. Através do fluxograma da Figura 3.7, o ponto de operação ou está localizado no intervalo BC ou oscila entre os intervalos AB e CD. Se o algoritmo estiver em D, vai decrementar V_{REF} e se estiver em A vai incrementar V_{REF} , com um passo (V_{Ref_inc}). A escolha do passo do MPPT (ΔV_{ref}), mostrado na Figura 3.8, é um compromisso entre a resposta dinâmica do MPPT e sua precisão de seguimento [32][33].

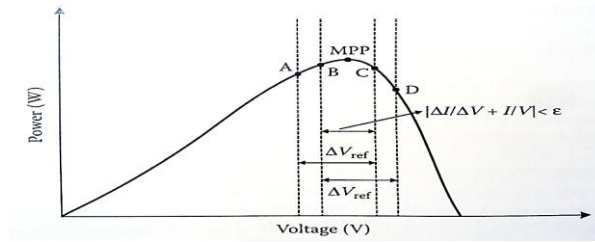


Figura 3.8. Trajetória do ponto de operação do MPPT de condutância incremental [33].

Ao escolher-se um passo pequeno (V_{Ref_inc}), aumenta-se a precisão mas perde-se em velocidade da resposta dinâmica do MPPT, ou seja este irá demorar mais tempo a chegar ao ponto de MPP, se a escolha recair num passo maior, melhoramos a rapidez do MPPT mas perdemos em precisão, ficando o ponto de seguimento a oscilar em torno do MPP.

3.3 CONVERSOR DC-AC MONOFÁSICO

O conversor DC-AC monofásico, também conhecido como inversor monofásico, é responsável por converter a energia elétrica de uma fonte de tensão ou corrente contínua, para formas alternadas de tensão e/ou corrente. Na Figura 3.9 está esquematizado o circuito do conversor em ponte completa que pode ser utilizado como inversor ou retificador, de acordo com o sentido de transferência da potência.

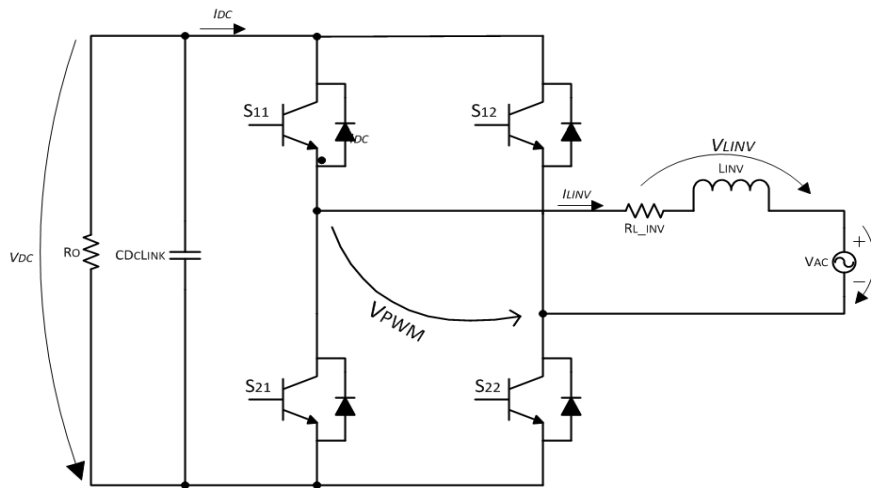


Figura 3.9. Conversor monofásico em ponte completa.

Para o dimensionamento do coeficiente de auto indução da bobine de entrada (L_{INV}), e do condensador do *link* DC (C_{DCLINK}), considerou-se o sentido de transferência de potência da fonte V_{DC} para a rede elétrica V_{AC} , ou seja, funcionando como inversor.

O conversor DC-AC possui quatro estados possíveis de funcionamento. Na Tabela 3.3 estão descritos os estados de funcionamento do conversor DC-AC em função do estado, ligado ou desligado, dos semicondutores de potência.

Tabela 3.3. Estados de funcionamento do conversor DC-AC.				
S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Estado
1	0	0	1	1 – Tensão V_{PWM} positiva
0	1	1	0	2 – Tensão V_{PWM} negativa
1	1	0	0	3 – Tensão V_{PWM} nula
0	0	1	1	4 – Tensão V_{PWM} nula

Nas figuras Figura 3.10, Figura 3.11, Figura 3.12 e Figura 3.13, visualiza-se os estados definidos na Tabela 3.3.

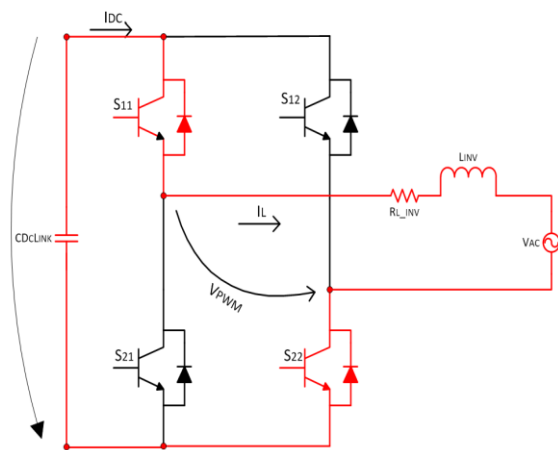


Figura 3.10. Conversor no estado 1 da Tabela 3.3 .

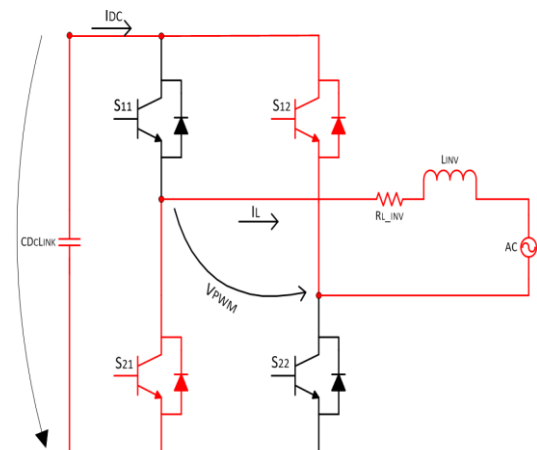


Figura 3.11. Conversor no estado 2 da Tabela 3.3 .

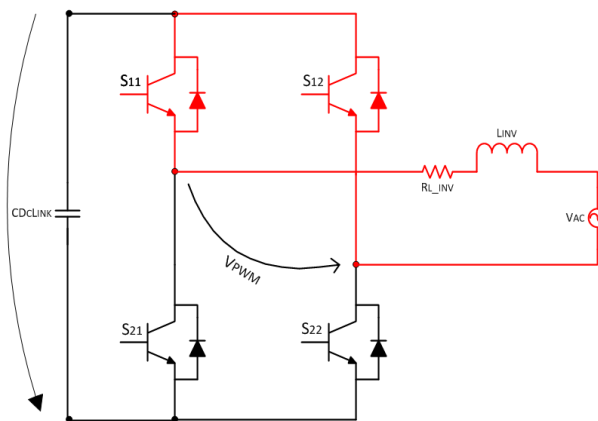


Figura 3.12 Conversor no estado 3 da Tabela 3.3 .

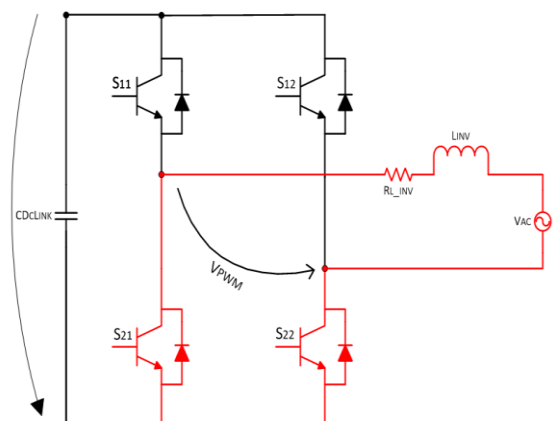


Figura 3.13. Conversor no estado 4 da Tabela 3.3 .

Aplicando a lei Kirchhoff das malhas, e convencionando o sentido da corrente I_{DC} a sair do condensador para a rede, obtém-se nas Figuras Figura 3.10, Figura 3.11, Figura 3.12 e Figura 3.13, as malhas com os estados de conversão representadas na Figura 3.14.

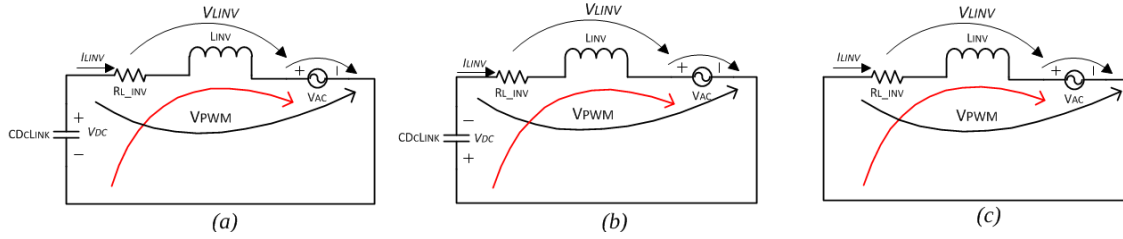


Figura 3.14. (a) Malha do estado 1 (b) Malha do estado 2 (c) Malha dos estados 3 e 4.

A partir da análise da Figura 3.14 (a), (b) e (c), retiram-se as equações da dinâmica do conversor (3.1), (3.2) e (3.3), respetivamente:

$$R_{L_INV} * I_{Linv} + L_{INV} \frac{dI_{Linv}}{dt} + V_{AC} = V_{DC} \Leftrightarrow V_{PWM} = V_{DC}; \quad (3.1)$$

$$R_{L_INV} * I_{Linv} + L_{INV} \frac{dI_{Linv}}{dt} + V_{AC} = -V_{DC} \Leftrightarrow V_{PWM} = -V_{DC}; \quad (3.2)$$

$$R_{L_INV} * I_{Linv} + L_{INV} \frac{dI_{Linv}}{dt} + V_{AC} = 0 \Leftrightarrow V_{PWM} = 0. \quad (3.3)$$

Das equações (3.1), (3.2) e (3.3), retira-se as equações em função dos estados dos semicondutores, V_{PWM} e I_{DC} (3.4) e (3.5).

$$V_{PWM} = \begin{cases} V_{DC} & \text{se } S_{11} = S_{22} = ON \\ 0 & \text{se } S_{11} = S_{12} = ON \\ 0 & \text{se } S_{21} = S_{22} = ON \\ -V_{DC} & \text{se } S_{12} = S_{21} = ON \end{cases} \quad (3.4)$$

$$I_{DC} = \begin{cases} I_{Linv} & \text{se } S_{11} = S_{22} = ON \\ 0 & \text{se } S_{11} = S_{12} = ON \\ 0 & \text{se } S_{21} = S_{22} = ON \\ -I_{Linv} & \text{se } S_{12} = S_{21} = ON \end{cases} \quad (3.5)$$

Definindo γ como uma variável de estado dos semicondutores por (3.6).

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } S_{11} = S_{22} = ON \\ 0 & \text{se } S_{11} = S_{12} = ON \\ 0 & \text{se } S_{21} = S_{22} = ON \\ -1 & \text{se } S_{12} = S_{21} = ON \end{cases} \quad (3.6)$$

Obtém-se as equações de V_{PWM} e I_{DC} em função da variável de estado γ por (3.7) e (3.8).

$$V_{PWM} = \gamma V_{DC} \quad (3.7)$$

$$I_{DC} = \gamma I_{Linv} \quad (3.8)$$

Neste trabalho vamos considerar que a rede de energia elétrica é monofásica com os parâmetros referenciados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4. Característica da rede elétrica.

	Variável	Valor
Tensão nominal da rede	V_{AC}	110 (V)
Frequência nominal da rede	f_{rede}	60 (Hz)

O valor mínimo de tensão que o conversor DC-AC precisa de ter na entrada DC para que este seja capaz de converter a energia da fonte de tensão DC para a rede elétrica deve-se de utilizar um valor 30% superior à tensão AC. O valor mínimo de tensão DC é calculado em (3.9) [18].

$$V_{DCmin} = \sqrt{2} * V_{AC_{RMS}} * 1.3 \Leftrightarrow V_{DCmin} = \sqrt{2} * 110 * 1.3 \Leftrightarrow V_{DCmin} \approx 202 \text{ V} \quad (3.9)$$

Considera-se que o tremor da tensão DC de entrada, está na ordem dos 5% da tensão nominal, ou seja, um tremor à volta de 10 V. Para efeitos de projeto definiu-se a frequência máxima de comutação dos semicondutores de potência, para um valor máximo de 10 kHz, para que seja possível implementar, posteriormente, num conversor DC-AC monofásico no conversor em ponte completa SKS 30F B6U+B2CI 16 V12 da Semikron [34]. Na folha de características deste conversor, a frequência de comutação recomendável é de 10 kHz, podendo ir no máximo até aos 20 kHz. O valor de distorção harmónica total (K_{iTHD}) utilizado para dimensionamento foi de 1% apesar de ser um valor muito abaixo do exigido na norma EN 50160 (< 8%) [23], dá uma margem de erro ao projetista. O objetivo do conversor é transferir o máximo da potência ativa para a rede, sem introduzir potência reativa, por isso considera-se o fator de potência (FP) quase unitário.

O dimensionamento do conversor DC-AC, foi feito tendo em consideração as características da Tabela 3.5.

Tabela 3.5. Características de dimensionamento do conversor DC-AC.

	Variável	Valor
Potência nominal	P	2000 (W)
Intervalo da tensão no <i>Link DC</i>	V_{DC}	[200 – 350] (V)
Tensão nominal da rede	V_{AC}	110 (V)
Frequência nominal da rede	f_{rede}	60 (Hz)
Frequência de comutação	f_{PWMmax}	10 (kHz)
Variação máxima da tensão de saída	ΔV_{DC}	10 (V)
Fator de potência	FP	≈ 1
Máxima distorção harmónica da corrente	K_{iTHD}	1%

A potência nominal é de 2000 W, já tendo em conta que será adicionado mais um sistema de energia no capítulo 4.

Começou-se por dimensionar a capacidade do condensador do *Link DC* através da equação (3.10) [18].

$$C_{DCLink} = \frac{P}{2 * \pi * f_{rede} * V_{DC} * \Delta V_{DC}} \Leftrightarrow C_{DCLink} = \frac{2000}{2 * \pi * 60 * 200 * 10} \quad (3.10)$$

$$\Leftrightarrow C_{DCLink} = 2.655 \text{ mF}$$

No cálculo da bobine, primeiro foi necessário calcular o valor eficaz da corrente de entrada que é dado pela equação [18]

$$I_{RMS} = \frac{P}{V_{RMS}} \Leftrightarrow I_{RMS} = \frac{2000}{110} \Leftrightarrow I_{RMS} = 18,18 \text{ A} \quad (3.11)$$

O tremor da corrente de entrada pode ser obtido em função da distorção harmónica pretendida. Utilizando-se um valor de distorção de 1%, para efeitos de dimensionamento da bobine, calcula-se o valor do tremor da corrente pela equação [18].

$$\Delta_{IL} = K_{iTHD} * (2\sqrt{3} * I_{RMS}), \quad (3.12)$$

onde K_{iTHD} é a taxa de distorção harmónica e I_{RMS} é a corrente eficaz.

O valor de tremor máximo da corrente pode ser obtido de (3.12), resultando

$$\Delta_{ILmax} = 0,01 * (2\sqrt{3} * 18,18) \Leftrightarrow \Delta_{IL} = 0,63 \text{ A}. \quad (3.13)$$

Conhecendo-se o valor do tremor e o valor eficaz da corrente, e usando as equações (3.11) e (3.12) pode-se calcular o coeficiente de auto indução da bobine, através das equações (3.14) e (3.15).

$$L \geq \frac{V_{DC}}{2(n\acute{v}eis - 1) * \Delta_{IL} * f_{PWM}} \quad (3.14)$$

$$L \leq \frac{\sqrt{\frac{V_{DC}^2}{2} - V_{RMS}^2}}{2 * \pi * f * I_{RMS}} \quad (3.15)$$

No conversor com comando a dois níveis, temos que o valor do coeficiente de auto indução da bobine deve estar compreendido entre o valor mínimo (3.14) e o valor máximo (3.15). Procedeu-se ao cálculo em (3.16) sabendo que para o comando a dois níveis necessita de um valor de tensão de 250V no lado DC.

$$\frac{250}{2 * 0,63 * 10 * 10^3} \leq L \leq \frac{\sqrt{\frac{250^2}{2} - 110^2}}{2 * \pi * 60 * 18,18} \Leftrightarrow 19,84mH \leq L \leq 20,20mH \quad (3.16)$$

Para o comando a três níveis, manteve-se a tensão V_{DC} nos 200V e calculou-se o valor do coeficiente de auto indução da bobine em (3.17).

$$\frac{200}{4 * 0,63 * 10 * 10^3} \leq L \leq \frac{\sqrt{\frac{200^2}{2} - 110^2}}{2 * \pi * 60 * 18,18} \Leftrightarrow 7,94mH \leq L \leq 12,96mH \quad (3.17)$$

Fez-se o dimensionamento do filtro passa baixo de 2^a ordem LC , utilizado no inversor quando existir um corte na rede de energia elétrica e o conversor DC-AC passar a alimentar a habitação. O esquema do conversor DC-AC nesta situação pode ser visto na Figura 3.15.

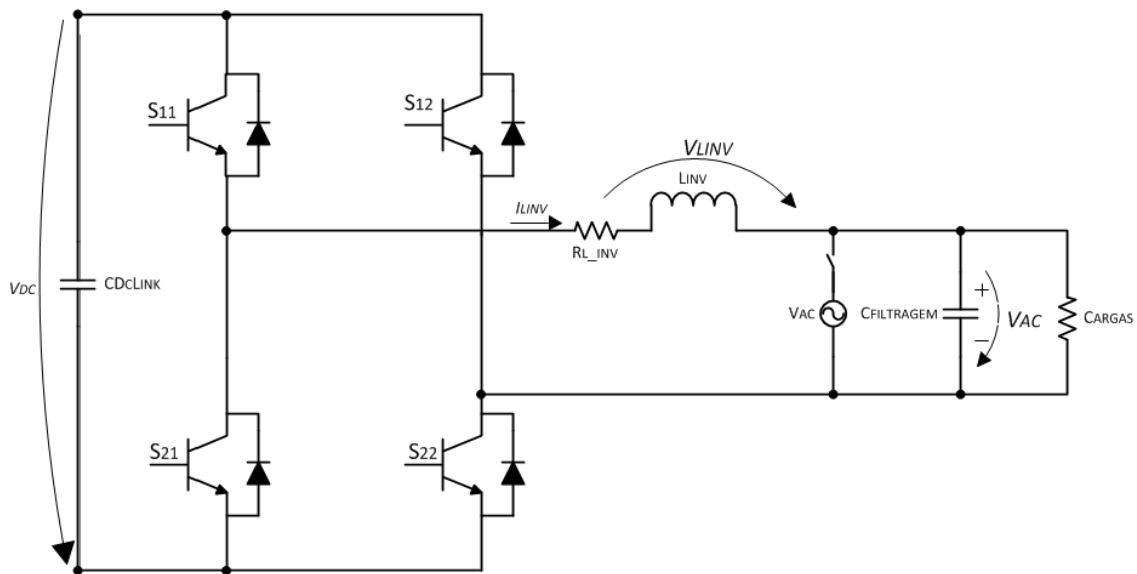


Figura 3.15. Esquema do conversor DC-AC sem rede elétrica.

O filtro LC serve para que a onda de tensão AC produzida pelo conversor, seja filtrada e haja uma redução na distorção harmónica, tendo esta que ser inferior a 8% [23].

A frequência de corte do filtro LC passa-baixo de 2ª ordem é dada pela equação (3.18).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{INV}C_{FILTRAGEM}}} \quad (3.18)$$

Para garantir que os harmónicos que resultam da comutação dos semicondutores sejam atenuadas sem afetar a harmónica fundamental, a frequência de corte do filtro f_c deve ser pelo menos dez vezes superior à frequência da rede f_{rede} e pelo menos dez vezes inferior a frequência de comutação f_{PWM} , condição dada pela equação (3.19) [35].

$$f_{rede} \ll f_c \ll f_{PWM} \quad (3.19)$$

Com a frequência da rede em 60 Hz, e a frequência de comutação em 10 kHz, a utilização de uma frequência de corte de 1 kHz é um valor adequado para o dimensionamento deste sistema.

O valor da capacidade do condensador é obtido por (3.18) utilizando (3.20) e considerando $L_{INV} = 10$ mH.

$$C_{FILTRAGEM} = 2,533 \mu F \quad (3.20)$$

3.3.1 CONTROLO NÃO LINEAR DA CORRENTE DO CONVERSOR DC-AC

O objetivo do controlador não linear, é forçar a corrente i_{LINV} a seguir uma referência (i_{LRef}), sinusoidal e em oposição de fase com a tensão da rede eléctrica (v_{AC}) (inversor) ou em fase com a tensão da rede eléctrica funcionando como retificador. Para se obter o projeto pretendido considerou-se a comutação no modo de dois e de três níveis. Considerando que a dinâmica da corrente dependente maioritariamente de γ

$$\gamma = \begin{cases} 1, & \frac{di_{Linv}}{dt} > 0 \\ 0, & \frac{di_{Linv}}{dt} = 0 \\ -1, & \frac{di_{Linv}}{dt} < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

No comando a dois níveis, os semicondutores de potência (IGBTs) têm como estados os definidos na Tabela 3.6.

Tabela 3.6. Estados dos IGBTs em função de γ para dois níveis.

γ	Comutação dos IGBTs
1	$S_{11}=S_{22}=ON$ e $S_{12}=S_{21}=OFF$
-1	$S_{11}=S_{22}=OFF$ e $S_{12}=S_{21}=ON$

No comando a três níveis os IGBTs são comandados como mostra a Tabela 3.7.

Tabela 3.7. Estados dos IGBTs em função de γ para três níveis.

γ	Comutação dos IGBTs
1	$S_{11}=S_{22}=ON$ e $S_{12}=S_{21}=OFF$
0	$S_{11}=S_{12}=ON$ e $S_{21}=S_{22}=OFF$
	ou
	$S_{11}=S_{12}=OFF$ e $S_{21}=S_{22}=ON$
-1	$S_{11}=S_{22}=OFF$ e $S_{12}=S_{21}=ON$

Sabendo que a variação da corrente (Δi_{Linv}) tem um valor 0,63A e que a corrente de referência é dada por (3.223) , então o erro entre a corrente de referência e a corrente que passa na bobine tem que variar entre os valores dados por (3.24) e (3.25).

$$i_{LRef} = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{rede} t) \quad (3.23)$$

$$i_{LRef} - \frac{\Delta i_L}{2} < ei_L < i_{LRef} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.24)$$

$$i_{LRef} - 0,315 < ei_L < i_{LRef} + 0,315 \quad (3.25)$$

Nas condições anteriores, garante-se que a corrente i_{Linv} varia em torno do seu valor de referência. De modo a se conseguir tal efeito, no controlador é necessário utilizar um comparador com a largura de histerese dada por (3.12).

O ganho de k_L dado por (2.30) é calculado por (3.26) e (3.27), utilizando para dois níveis uma bobine de 20 mH e para três níveis utilizando uma bobine de 10 mH, respetivamente.

No comando a dois níveis:

$$k_L = \frac{10 * 10^3 * 4 * 0,63 * 20 * 10^{-3}}{200} = 2,520 \quad (3.26)$$

No comando a três níveis:

$$kL = \frac{10 * 10^3 * 4 * 0,63 * 10 * 10^{-3}}{200} = 1,260 \quad (3.27)$$

3.3.2 CONTROLO LINEAR DA TENSÃO DC ATRAVÉS DO CONTROLO NÃO LINEAR DE CORRENTE DO CONVERSOR DC-AC.

O conversor DC-AC foi dimensionado para uma certa potência aos seus terminais, mas essa potência não é constante e é dependente da radiação solar. Utilizou-se um controlador PI para efetuar o controlo linear da tensão no *link DC* através do controlo não linear de corrente [18].

A partir de (3.9) sabe-se que o conversor DC-AC só consegue converter energia adequadamente para a rede elétrica se a tensão no *link DC* for superior a 200 V. O controlador PI foi projetado para manter a tensão DC regulada.

3.3.2.1 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA CONTROLO DA TENSÃO DO LINK DC (VDC)

O compensador PI é constituído por um ganho proporcional (k_p) e um ganho integral (k_i). Utilizou-se a função de transferência em malha fechada do sistema (conversor DC-AC mais carga do lado DC) para definir a dinâmica do sistema e calcular os parâmetros do compensador. O sistema em malha fechada está representado na Figura 3.16.

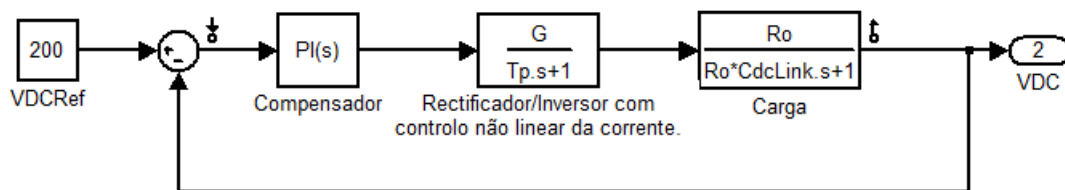


Figura 3.16. Sistema em malha fechada do controlo linear de tensão através do controlo não linear de corrente.

O sistema em malha fechada pode ser simplificado sem comprometer o dimensionamento do compensador, se desprezarmos o atraso provocado pelo conversor DC-AC (T_p) e assim que o ganho médio do conversor, é quase unitário e que $I_{inversor} \cong I_{Referência}$. O sistema em malha fechada simplificado pode ser visto na Figura 3.17.

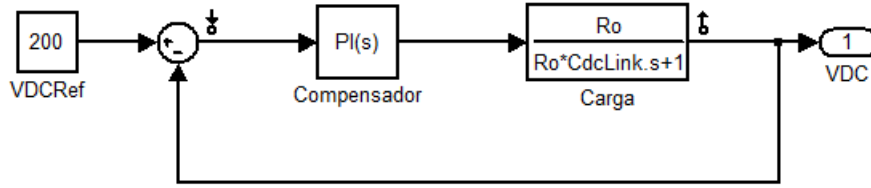


Figura 3.17. Sistema simplificado em malha fechada do controle de tensão.

A função de transferência do compensador PI (Proporcional-Integral) é dada por (2.35), sendo o sistema em malha fechada dado por (3.28).

$$\frac{V_{DC}}{V_{DCRef}} = \frac{\frac{1}{C_{DCLink}}(Kps + Ki)}{s^2 + s\left(\frac{KpR_o + 1}{R_o C_{DCLink}}\right) + \frac{Ki}{C_{DCLink}}} \quad (3.28)$$

Se compararmos o denominador da função de transferência em malha fechada com a forma canónica de um sistema de 2ª ordem $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ obtém-se (3.29) e (3.30).

$$2\xi\omega_n = \frac{KpR_o + 1}{R_o C_{DCLink}} \quad (3.29)$$

$$\omega_n^2 = \frac{Ki}{C_{DCLink}} \quad (3.30)$$

A resistência de carga R_o (Figura 3.9) pode ser calculada por (3.31), e a capacidade do condensador do *link* DC foi calculada em (3.10) ($C_{DCLink} = 2,655 \text{ mF}$).

$$R_o = \frac{V_{DC}^2}{P} \Leftrightarrow R_o = \frac{200^2}{2000} \Leftrightarrow R_o = 20\Omega \quad (3.31)$$

Para obter a resposta desejada no compensador a escolha do ξ , foi feita com base na equação (2.32) para um máximo de 20% de *overshoot* percentual.

$$20 = e^{\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \Leftrightarrow \xi = 0,690 \quad (3.32)$$

Dado que ξ é menor do que 0,7, utiliza-se a equação (2.33) para calcular, a frequência natural, ω_n , para um tempo de estabilização, t_s de 0,1 segundos.

$$0,1 = \frac{4}{\xi\omega_n} \Leftrightarrow \xi\omega_n = 40 \Leftrightarrow \omega_n = 57,962 \quad (3.33)$$

Com os valores escolhidos para ξ e ω_n , os valores de K_p e K_i por (3.29) e (3.30), são dados por (3.34) e (3.35) respetivamente.

$$K_p = \frac{2 * 40 * 20 * 2,655 * 10^{-3} - 1}{20} \Leftrightarrow K_p = 0,162 \quad (3.34)$$

$$K_i = (57,962)^2 * 2,655 * 10^{-3} \Leftrightarrow K_i = 8,920 \quad (3.35)$$

Após o cálculo dos valores de K_p e K_i implementou-se o controlador linear de tensão por controlo não linear da corrente (secção 3.3.1) e o erro fornecido por este controlador após ser multiplicado por k_L ((3.26) para dois níveis e (3.27) para três níveis) será utilizado para comando dos IGBTs do conversor DC-AC.

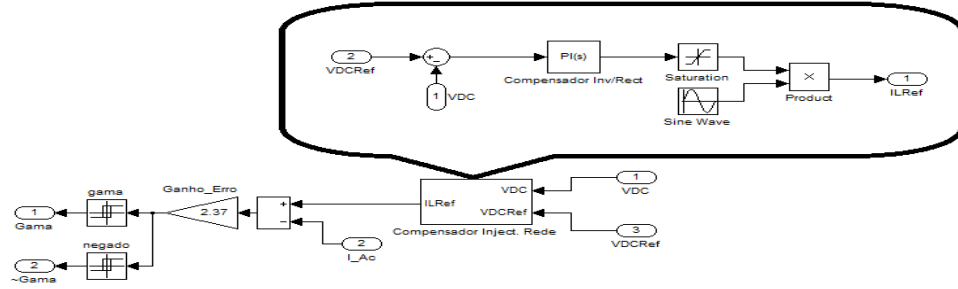


Figura 3.18 - Diagrama do controlo da tensão DC através de um controlador não linear de corrente com comando a dois níveis.

3.3.2.2 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA CONTROLO DA TENSÃO VAC PARA SISTEMAS ISOLADOS

No conversor DC-AC é necessário proceder ao controlo da tensão AC no caso de haver uma falha de energia na REE. Nessa situação o inversor tem de funcionar com a configuração do circuito da Figura 3.15, sendo o sistema em malha fechada mostrado na Figura 3.19.

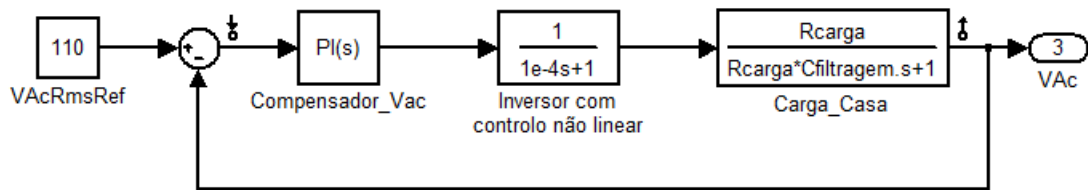


Figura 3.19. Sistema em malha fechada do conversor DC-AC quando há falha na REE.

Desprezando o atraso do conversor, calculou-se a função de transferência do sistema em malha fechada, que é dado por (3.36).

$$\frac{V_{AC}}{V_{ACrmsRef}} = \frac{\frac{1}{C_{filtragem}}(Kp_{AC}s + Ki_{AC})}{s^2 + s\left(\frac{Kp_{AC}R_{carga} + 1}{R_{carga}C_{filtragem}}\right) + \frac{Ki_{AC}}{C_{filtragem}}} \quad (3.36)$$

Obtém-se então as equação para cálculo dos ganhos (K_p e K_i), por (3.37) e (3.38).

$$2\xi\omega_{nAC} = \frac{Kp_{AC}R_{carga} + 1}{R_{carga}C_{filtragem}} \quad (3.37)$$

$$\omega_{nAC}^2 = \frac{Ki_{AC}}{C_{filtragem}} \quad (3.38)$$

A resistência R_{carga} pode ser calculada por (3.39), considerando como exemplo que a potência nominal de alimentação da habitação anda à volta de 1 kW.

$$R_{carga} = \frac{V_{RMS}^2}{P_{nom}} \Leftrightarrow R_{carga} = \frac{110^2}{1000} \Leftrightarrow R_{carga} = 12,1\Omega \quad (3.39)$$

O valor do fator de amortecimento, ξ_{AC} , da resposta do compensador, é dimensionado a partir da equação (2.32) para um máximo de 10% de *overshoot* percentual, pois a tensão AC deve sofrer o menor número de alterações no seu valor nominal. Sendo assim o valor de ξ_{AC} é dado por (3.40).

$$10 = e^{\frac{\xi_{AC}\pi}{\sqrt{1-\xi_{AC}^2}}} \Leftrightarrow \xi = 0,591 \quad (3.40)$$

Utilizando (2.33) calculou-se ω_{nAC} por (3.41) para um tempo de estabilização de 4,17 milissegundos (1/4 da frequência da rede), para o controlador agir de modo a evitar que este fique demasiado tempo numa situação de sobretensão ou subtensão.

$$4,17 * 10^{-3} = \frac{4}{\xi_{AC} \omega_{nAC}} \Leftrightarrow \xi_{AC} \omega_{nAC} = 960 \Leftrightarrow \omega_{nAC} = 1624,365 \text{ rad/s} \quad (3.41)$$

Os valores de Kp_{AC} e Ki_{AC} por (3.37) e (3.38) são dados por (3.42) e (3.43), respetivamente.

$$Kp_{AC} = \frac{2 * 960 * 12,1 * 2,533 * 10^{-6} - 1}{12,1} \Leftrightarrow Kp_{AC} = -0,078 \quad (3.42)$$

$$Ki_{AC} = (1624,365)^2 * 2,533 * 10^{-6} \Leftrightarrow Ki_{AC} = 6,680 \quad (3.43)$$

3.4 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR DC-DC REVERSÍVEL EM CORRENTE

Na Figura 3.20, está esquematizado a topologia do conversor DC-DC reversível em corrente que foi implementado. Quando o conversor funciona como elevador (flui corrente da esquerda para a direita) a fonte de entrada pode ser os painéis fotovoltaicos (V_{PV}) ou da bateria (V_{BAT}), ou ambos. Na saída têm-se o condensador do *Link DC* que é controlado pelo inversor DC-AC, e que pode ser visto pelo conversor DC-DC como uma fonte de tensão constante. Quando o conversor funciona como redutor (flui corrente da direita para a esquerda), a fonte de saída passa a ser apenas a bateria (V_{BAT}), sendo a potência proveniente do *Link DC* que é alimentado pela rede de energia elétrica.

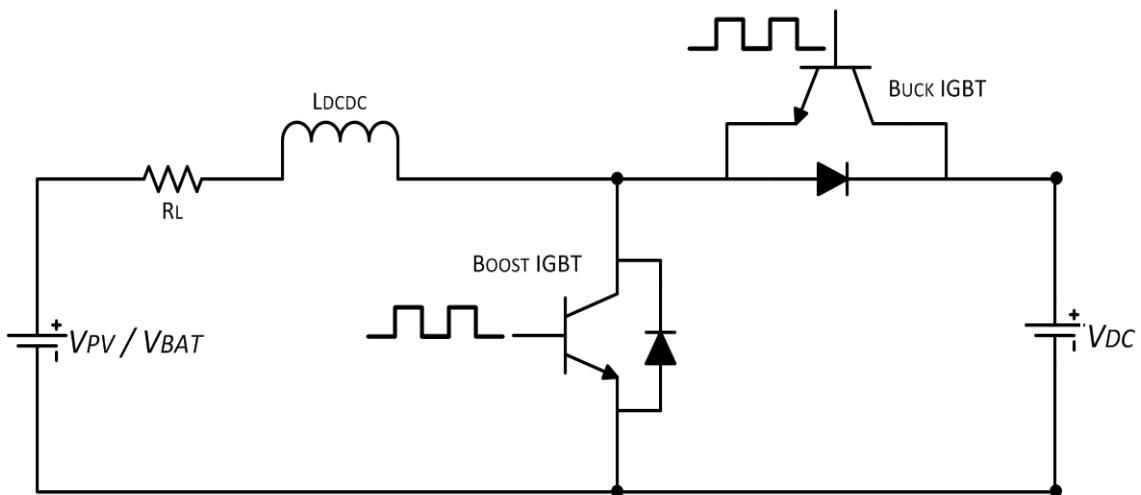


Figura 3.20. Topologia do conversor DC-DC reversível em corrente.

No conversor DC-DC reversível em corrente há quatro estados de funcionamento. Nesses quatro estados, dois correspondem ao funcionamento como elevador, (Figura 3.21 e Figura 3.22), e os outros dois estados correspondem ao funcionamento como redutor (Figura 3.23 e Figura 3.24).

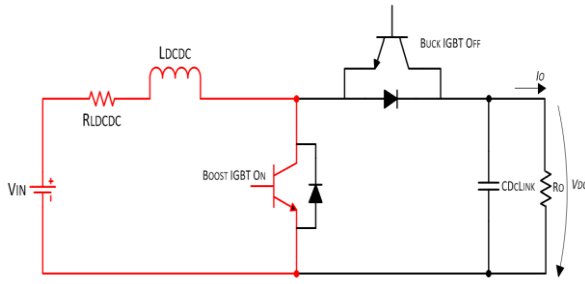


Figura 3.21. Sentido da corrente quando o IGBT Boost está ligado e o IGBT Buck desligado.

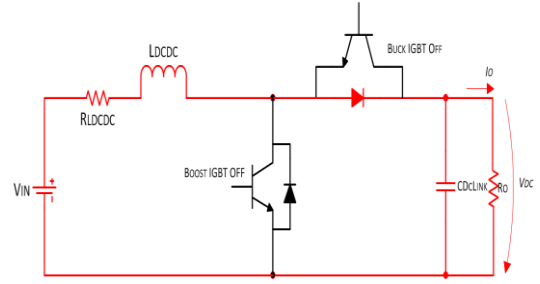


Figura 3.22. Sentido da corrente quando o IGBT Boost e o IGBT Buck estão desligados.

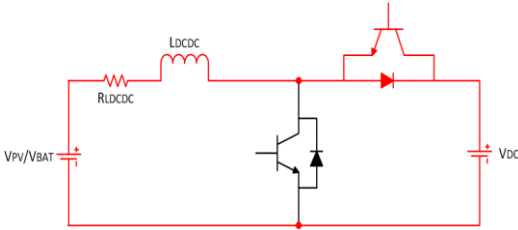


Figura 3.23. Sentido da corrente quando o IGBT Buck está ligado IGBT Boost está desligado.

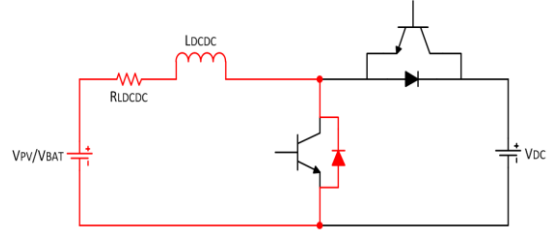


Figura 3.24. Sentido da corrente quando o IGBT Buck e o IGBT Boost estão desligados.

Neste conversor DC-DC o único componente a ser dimensionado é a bobine, pois o condensador C_{DCLink} foi dimensionado em (3.10). A equação que permite calcular o coeficiente de auto indução da bobine é dada por (3.44) [18].

$$L_{DCDC} > \frac{V_{DC}}{4 * \Delta_{iLmax} * f_{PWM}} \quad (3.44)$$

O dimensionamento da bobine do conversor DC/DC, reversível em corrente, depende da tensão de saída do conversor, da variação da corrente da bobine e da frequência de comutação. O valor da bobine é dado em (3.45).

$$L_{DCDC} > \frac{200}{4 * 0,5 * 20 * 10^3} \Leftrightarrow L_{DCDC} > 5 \text{ mH} \quad (3.45)$$

O valor da capacidade do condensador C_{PV} foi projetada para ser aproximadamente dez vezes inferior ao condensador utilizado no *link DC*. Então o valor do condensador de entrada é dado por (3.46).

$$C_{PV} \ll C_{DCLink} \Leftrightarrow C_{PV} \approx 265,5 \mu F \quad (3.46)$$

O controlo da corrente na bobine do conversor DC-DC é feito por controlo não linear, utilizando a técnica de controlo por modo de deslizamento, sendo necessário retirar as equações da dinâmica do conversor DC-DC reversível em corrente. Como a tensão V_{DC}

já é controlada pelo conversor DC-AC apenas é necessário fazer o controlo da tensão no condensador C_{PV} , para além do controlo de corrente, como se pode ver na Figura 3.25.

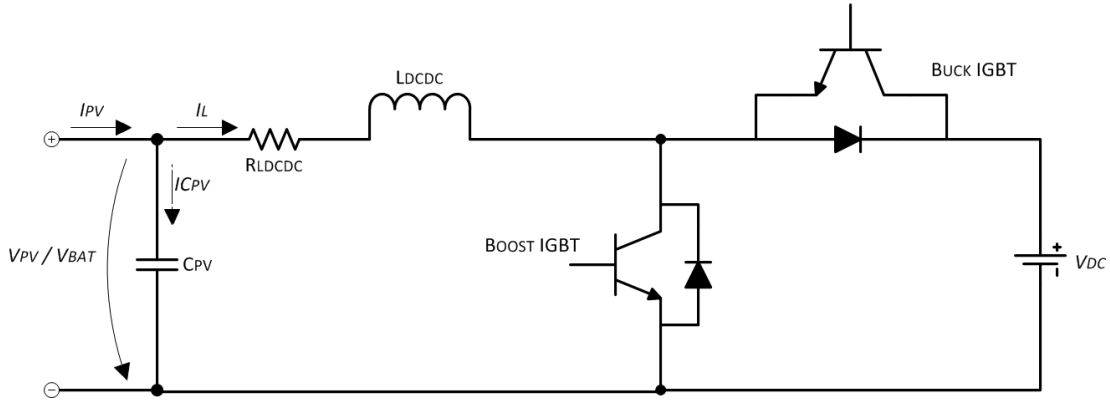


Figura 3.25. Correntes e tensão no condensador C_{PV} de entrada do conversor DC-DC.

Para realizar o controlo da tensão do condensador é necessário conhecer as equações da dinâmica do conversor DC-DC reversível em corrente no modo elevador, dado que o modo redutor só é ativo quando a bateria precisa de ser carregada.

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas nas figuras Figura 3.21 e Figura 3.22, retira-se (3.47), obtendo-se (3.49).

$$\begin{cases} V_{PV} = L_{DCDC} \frac{dI_L}{dt} + R_{LDCDC} * I_L, & IGBTBoost\ ON \\ V_{PV} = L_{DCDC} \frac{dI_L}{dt} + R_{LDCDC} * I_L + V_{DC}, & IGBTBoost\ OFF \end{cases} \quad (3.47)$$

$$\gamma = \begin{cases} 1, & IGBTBoost\ ON \\ 0, & IGBTBoost\ OFF \end{cases} \quad (3.48)$$

$$V_{PV} = L_{DCDC} \frac{di_L}{dt} + R_{LDCDC} * I_L + (1 - \gamma)V_{DC} \quad (3.49)$$

Pela lei de Kirchhoff dos nós, da Figura 3.25 obtém-se (3.50).

$$I_{PV} = I_{CPV} + I_L \Leftrightarrow C_{PV} \frac{dV_{PV}}{dt} = I_{PV} - I_L \quad (3.50)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (3.49) e (3.50) obtém-se (3.51) e (3.52), respetivamente.

$$I_L = \frac{1}{sL_{DCDC}} (V_{PV} - R_{LDCDC} * I_L + (\gamma - 1)V_{DC}) \quad (3.51)$$

$$V_{PV} = \frac{1}{sC_{PV}} (I_{PV} - I_L) \quad (3.52)$$

Substituindo a (3.51) em (3.52), obtém-se (3.53).

$$V_{PV} = \frac{I_{PV}}{sC_{PV}} - \frac{1}{s^2 L_{DCDC}} (V_{PV} - R_{LDCDC} * I_L + (\gamma - 1)V_{DC}) \quad (3.53)$$

A representação da equação (3.53) em diagrama de blocos é mostrada na Figura 3.26.

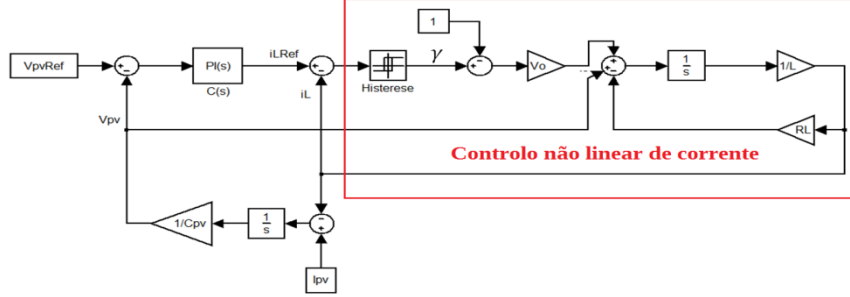


Figura 3.26. Sistema em blocos do conversor DC-DC reversível em corrente.

3.4.1 CONTROLO NÃO LINEAR DE CORRENTE DO CONVERSOR DC-DC

No conversor DC-DC a variável de estado γ só tem dois níveis de possibilidade como mostra (3.48). Então, considerando, que a dinâmica da corrente só tem maioritariamente dependência de γ obtém-se (3.54).

$$\gamma = \begin{cases} 1, & \frac{dI_L}{dt} > 0 \\ 0, & \frac{dI_L}{dt} < 0 \end{cases} \quad (3.54)$$

O comando dos semicondutores de potência (IGBTs) é feito como mostra a Tabela 3.8.

Tabela 3.8. Estados dos IGBTs com a variação de γ para dois níveis	
γ	Comutação dos IGBTs
1	IGBTBoost ON
0	IGBTBoost OFF

Assumindo-se que a variação da corrente (Δi_{Lmax}) tem um valor 0,5A e que a corrente de referência é dada por uma constante, então o erro entre a corrente de referência e a corrente que passa na bobine pode variar entre os valores definidos em (3.55).

$$i_{LRef} - \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} < e_{i_L} < i_{LRef} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (3.55)$$

A partir de (3.55) e obtém-se os valores de variação da corrente por (3.56).

$$i_{LRef} - 0,25 < e_{i_L} < i_{LRef} + 0,25 \quad (3.56)$$

A largura de histerese do comparador é dado pela variação máxima da corrente da bobine, que foi definida como sendo de 0,5 A. Para que a frequência de comutação fique limitada a 20 kHz, então calcula-se k_L por (2.30) obtendo-se (3.57).

$$k_{LDC} = \frac{20 * 10^3 * 4 * 0,5 * 5 * 10^{-3}}{200} = 0,2 \quad (3.57)$$

3.4.1 CONTROLO LINEAR DE TENSÃO ATRAVÉS DO CONTROLO NÃO LINEAR DE CORRENTE DO CONVERSOR DC-DC.

O controlo linear de tensão no conversor DC-DC tem a função de controlar a tensão V_{PV} . Esta tensão é responsável por impor a tensão do MPPT solar, sendo a sua referência dada à saída do MPPT de condutância incremental (Figura 3.7).

3.4.1.1 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA CONTROLO DA TENSÃO DO PAINEL FOTOVOLTAICO (V_{PV})

Optando por uma metodologia semelhante à que foi utilizada para o controlo do conversor DC-AC, fez-se o controlo da tensão V_{PV} através do controlo de corrente. A corrente I_L que passa no conversor DC-DC segue a referência de corrente, imposta pelo controlo não linear da corrente por modo de deslizamento. Em termos médios a corrente do painel I_{PV} é aproximadamente igual a corrente da bobine, pelo que $I_{Referência} \cong I_L \cong I_{PV}$. Na Figura 3.26, diagrama de blocos de controlo, assume-se que o conversor DC-DC, pode ser visto como uma fonte de corrente, ficando o sistema simplificado para efeito de controlo, como mostra a Figura 3.27.

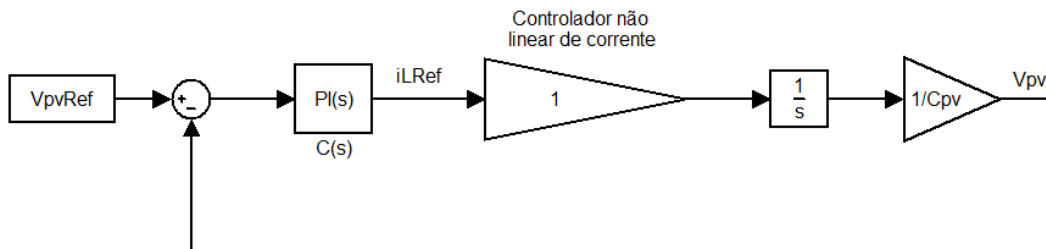


Figura 3.27. Diagrama de blocos simplificado do conversor DC-DC.

Após a simplificação o sistema em malha aberta é dado por (3.58).

$$\frac{V_{PV}}{V_{PVRef}} = K_P + \frac{1}{s} K_I * \frac{1}{s C_{PV}} \quad (3.58)$$

Sendo assim a função de transferência em malha fechada do conversor DC-DC é dada por (3.59).

$$\frac{V_{PV}}{V_{PVRef}} = \frac{\frac{1}{C_{PV}}(K_{PPV}s + K_{IPV})}{s^2 + s\frac{K_{PPV}}{C_{PV}} + \frac{K_{IPV}}{C_{PV}}} \quad (3.59)$$

As equações (3.60) e (3.61), são utilizadas para determinar K_{PPV} e K_{IPV} .

$$2\xi_{PV}\omega_{n_{PV}} = \frac{K_{PPV}}{C_{PV}} \quad (3.60)$$

$$\omega_{n_{PV}}^2 = \frac{K_{IPV}}{C_{PV}} \quad (3.61)$$

O valor do fator de amortecimento, ξ_{PV} , para que a resposta do compensador tenha um máximo de 20% de *overshoot* percentual (2.32).

$$20 = e^{\frac{\xi_{PV}\pi}{\sqrt{1-\xi_{PV}^2}}} \Leftrightarrow \xi_{PV} = 0,690 \quad (3.62)$$

Dado que ξ_{PV} é menor do que 0,7, então utiliza-se a equação (2.33) para calcular $\omega_{n_{PV}}$ para um tempo de estabilização de 0,1 segundos.

$$0,1 = \frac{4}{\xi_{PV}\omega_{n_{PV}}} \Leftrightarrow \xi_{PV}\omega_{n_{PV}} = 40 \Leftrightarrow \omega_{n_{PV}} = 57,962 \text{ rad/s} \quad (3.63)$$

As valores de K_{PPV} e K_{IPV} , definidos em (3.60) e (3.61) são dados por (3.64) e (3.65), respetivamente.

$$K_P = 2 * 40 * 265,5 * 10^{-6} \Leftrightarrow K_P = 0,021 \quad (3.64)$$

$$K_I = (57,962)^2 * 265,5 * 10^{-6} \Leftrightarrow K_I = 0,892 \quad (3.65)$$

3.4.1.2 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA CONTROLO DA TENSÃO DO *LINK DC* (VDC)

Neste modo de funcionamento há uma falha na REE e o inversor uma tensão AC na carga. Neste caso o conversor elevador tem de impor a tensão V_{DC} no *link DC*.

Utilizando a função de transferência em malha fechada do sistema (conversor DC-DC mais carga do lado do *link DC*) de maneira a calcular os ganhos do compensador e assumindo que a corrente no conversor segue a referência ($I_{Referência} \cong I_L$).

Utilizando a função de transferência do compensador PI (Proporcional-Integral) que é dada por (2.35), obtém-se a função de transferência em malha fechada dada por (3.66).

$$\frac{V_{DC}}{V_{DCRef}} = \frac{\frac{1}{C_{DCLink}} (Kp_{VDC}s + Ki_{VDC})}{s^2 + s \left(\frac{Kp_{VDC}R_o + 1}{R_o C_{DCLink}} \right) + \frac{Ki_{VDC}}{C_{DCLink}}} \quad (3.66)$$

Se compararmos o denominador da função de transferência em malha fechada com a forma canônica de um sistema de 2ª ordem $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ obtém-se (3.67) e (3.68).

$$2\xi_{VDC}\omega_{nVDC} = \frac{Kp_{VDC}R_o + 1}{R_o C_{DCLink}} \quad (3.67)$$

$$\omega_{nVDC}^2 = \frac{Ki_{VDC}}{C_{DCLink}} \quad (3.68)$$

A resistência $R_o = 20 \Omega$ já foi calculada em (3.31), como também a capacidade do condensador do *link DC* ($C_{DCLink} = 2.655 \text{ mF}$) em (3.10).

O valor do fator de amortecimento ξ_{VDC} , da resposta do compensador, para um máximo de 20% de *overshoot* percentual, é dado por (2.32).

$$20 = e^{\frac{\xi_{VDC}\pi}{\sqrt{1-\xi_{VDC}^2}}} \Leftrightarrow \xi_{VDC} = 0,690 \quad (3.69)$$

O valor do fator de amortecimento ξ_{VDC} é menor do que 0,7, então utiliza-se (2.33) para calcular ω_{nVDC} para um tempo de estabilização de 0,1 segundos.

$$0,1 = \frac{4}{\xi_{VDC}\omega_{nVDC}} \Leftrightarrow \xi_{VDC}\omega_{nVDC} = 40 \Leftrightarrow \omega_{nVDC} = 57,962 \quad (3.70)$$

Os valores de Kp_{VDC} e Ki_{VDC} definidos em (3.67) e (3.68), são dados por (3.71) e (3.72) respectivamente.

$$Kp_{VDC} = \frac{2 * 40 * 20 * 2,655 * 10^{-3} - 1}{20} \Leftrightarrow Kp_{VDC} = 0,162 \quad (3.71)$$

$$Ki_{VDC} = (57,962)^2 * 2,655 * 10^{-3} \Leftrightarrow Ki_{VDC} = 8,920 \quad (3.72)$$

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR

Implementou-se o sistema para conversão de energia solar no MATLAB/Simulink utilizando a *toolbox Sim Power Systems*, como se pode ver na Figura 3.28. Os resultados mais importantes a se obter, são o rendimento do MPPT de IC com o controlador PI, rendimento do conversor DC-DC reversível em corrente, rendimento do conversor DC-AC, a distorção harmónica injetada na rede e analisar as formas de onda da corrente e as tensões do sistema de conversão de energia PV.

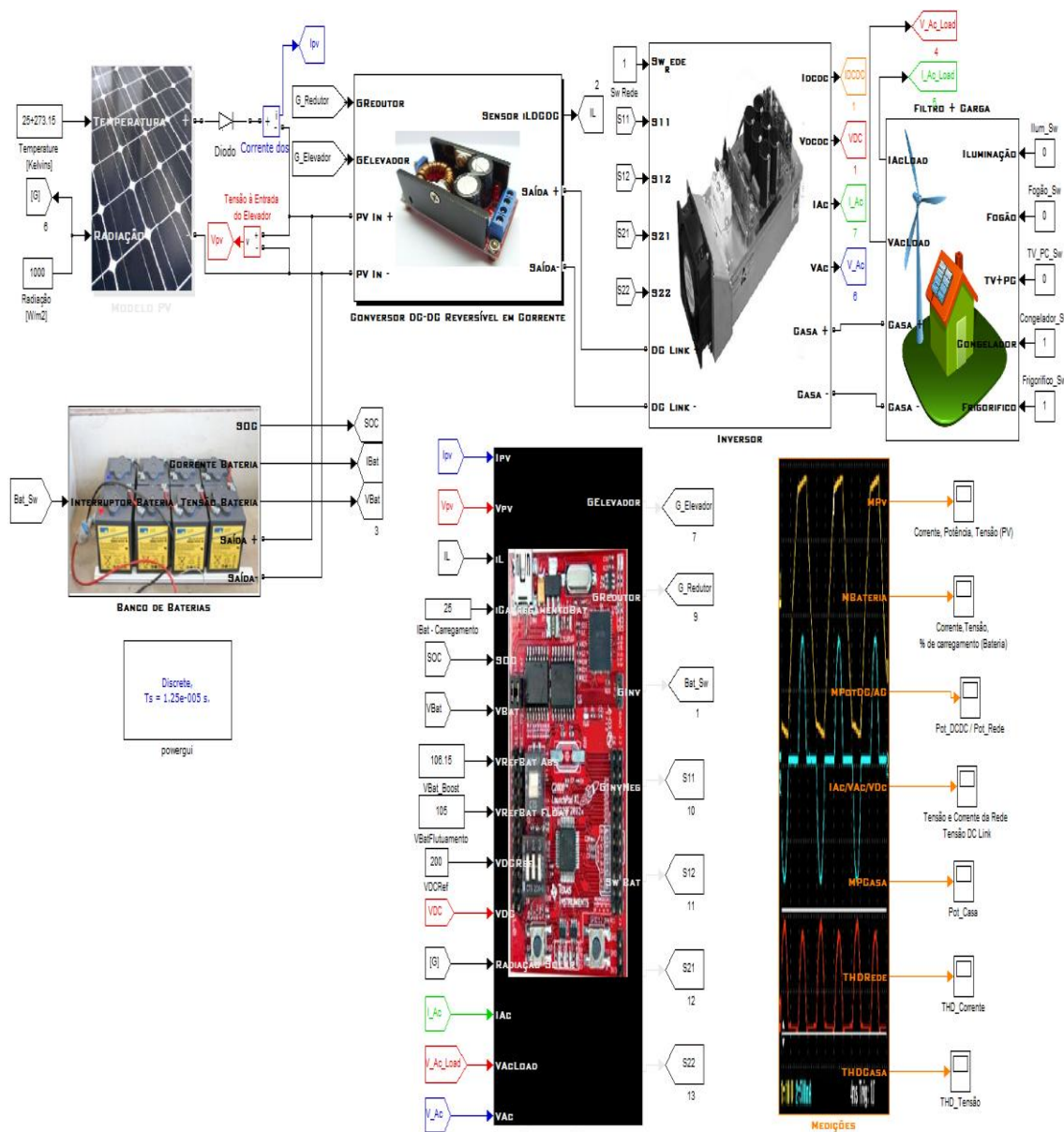


Figura 3.28. Sistema de conversão de energia solar implementado no Simulink.

3.5.1 RESULTADOS DO MPPT IC COM O CONTROLADOR PI

Utilizando a associação de painéis PV caracterizada na Tabela 3.2 obteve-se as potências teóricas utilizando o modelo desenvolvido em [5] e [6] em função da radiação através dos dados da com a configuração da Figura 3.6 (ver Figura 3.29).

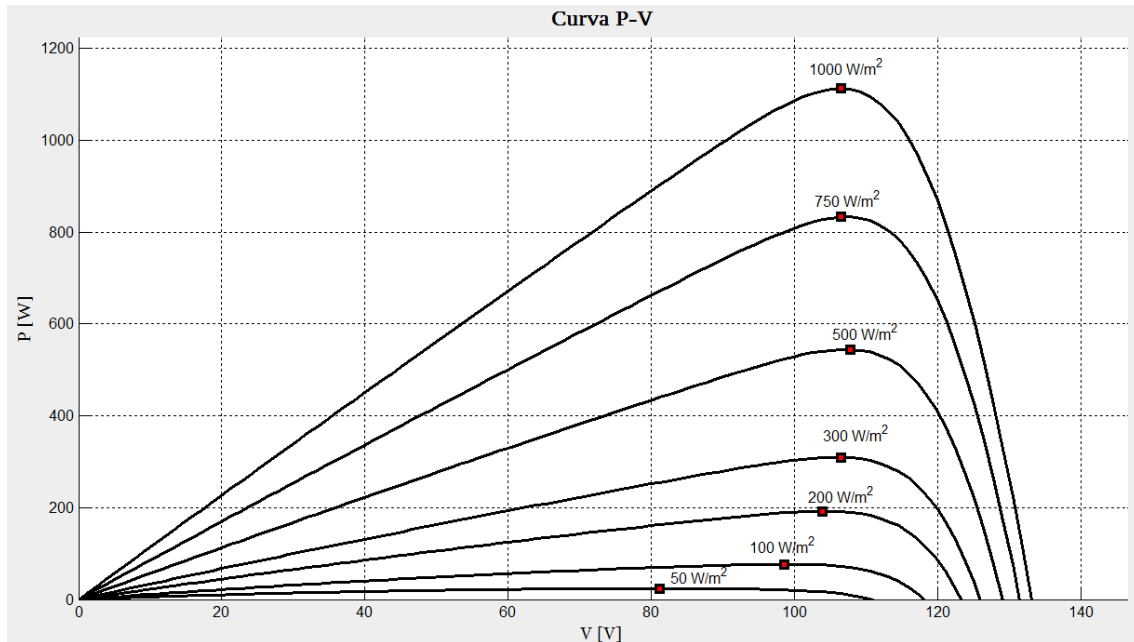


Figura 3.29. Potências teóricas do array de painéis fotovoltaicos utilizado para diferentes níveis de radiação solar.

Conhecendo-se o valor das potências teóricas para vários níveis de radiação (ver Tabela 3.9) mediu-se a potência extraída pelo MPPT solar, sabendo assim o rendimento de seguimento. Os resultados do rendimento estão presentes na Tabela 3.9.

Tabela 3.9. Potência teórica vs Potência extraída pelo MPPT.

Radiação Solar	$P_{TEÓRICA}$ (W)	P_{MPPT} (W)	η_{MPPT} (%)
50 W/m ²	23,74	23,734	99,97
100 W/m ²	76,82	76,73	99,88
200 W/m ²	191,9	191,62	99,85
300 W/m ²	309,4	308,95	99,85
500 W/m ²	544,4	543,55	99,84
750 W/m ²	832,7	831,45	99,85
1000 W/m ²	1112	1110,38	99,85
Média de eficiência do MPPT Solar			99,87

Considerando os resultados da Tabela 3.9 mostram que para qualquer valor de radiação o MPPT é bastante eficiente, sendo a sua eficiência cerca de 100% a encontrar o ponto de máxima transferência de potência. Como o MPPT de IC está associado a um controlador PI, foi possível definir a velocidade de resposta às variações de radiação. Na Figura 3.30 podemos ver a resposta do MPPT para várias mudanças de radiação solar em escalão.

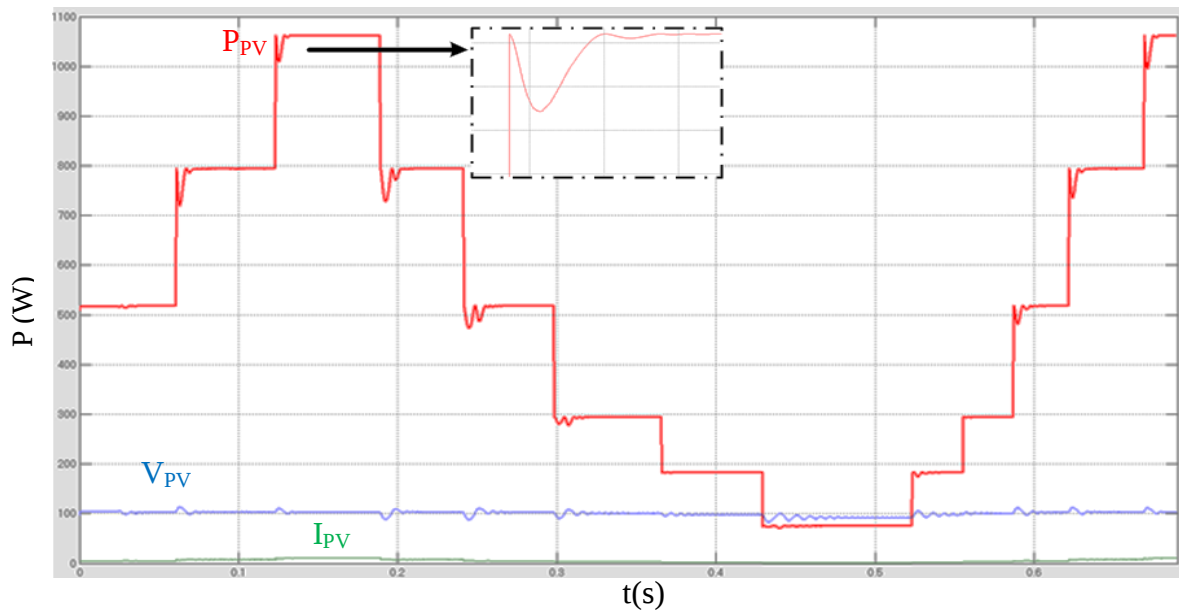


Figura 3.30. Resposta do MPPT Solar às mudanças de radiação solar em escalão.

Normalmente a radiação solar não varia tão rapidamente durante o dia, a não ser num dia como muito vento e com muitas nuvens. Desde o nascer do sol até ao pôr do sol, o que se espera é um comportamento como o observado na Figura 3.31. Verifica-se que para este comportamento a resposta do MPPT não sofre qualquer tipo de perturbação abrupta, sendo por isso suave a determinação do MPP.

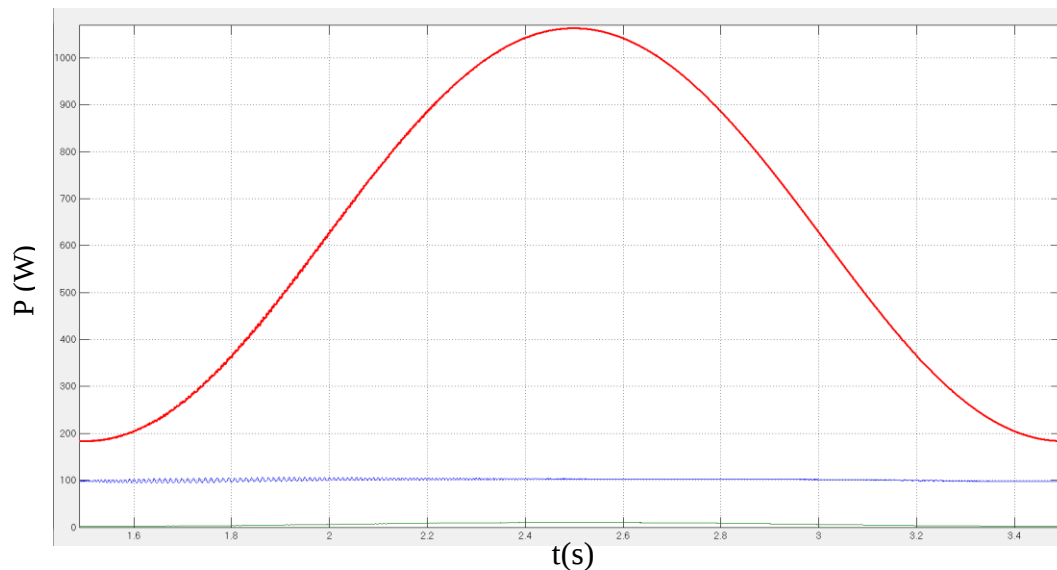


Figura 3.31. Resposta do MPPT a uma variação de um dia de sol.

3.5.2 RENDIMENTO TOTAL DO SISTEMA

O rendimento total do sistema foi feito pela razão entre a potência de saída e a potência de entrada de cada conversor, considerando também o rendimento do MPPT IC. Fez-se várias medidas para vários níveis de potência (na entrada foram aplicados diferentes níveis de radiação solar), obtendo-se os resultados da Tabela 3.10.

Tabela 3.10. Rendimento dos conversores de potência (DC-DC e DC-AC) e do MPPT solar.

Radiação (W/m ²)	P _{TEÓRICA} (W)	P _{MPPT_DC_IN} (W)	η _{MPPT} (%)	P _{DCDC_OUT} (W)	η _{DCDC} (%)	P _{DCAC_OUT} (W)	η _{DCAC} (%)
50	23,74	23,734	99,97	23,35	98,38	22,50	96,36
100	76,82	76,73	99,88	76,30	99,44	75,50	98,95
200	191,9	191,62	99,85	191,20	99,78	190,30	99,53
300	309,4	308,95	99,85	308,45	99,84	307,50	99,69
500	544,4	543,55	99,84	542,85	99,87	541,50	99,75
750	832,7	831,45	99,85	830,40	99,87	828,30	99,75
1000	1112	1110,38	99,85	1108,85	99,86	1106,75	99,81
Médias das eficiências			99,87		99,58		99,12

Aplicou-se (2.16) para calcular a “European Efficiency” e (2.17) de modo a se obter o rendimento máximo.

$$\eta_{EU} = 0,03 * 0,945 + 0,06 * 0,9828 + 0,13 * 0,9916 + 0,1 * 0,9938 + 0,48 * 0,9946 + 0,2 * 0,9952 \Leftrightarrow \eta_{EU} = 99,21 \% \quad (3.73)$$

$$\eta_{MaxEf} = \frac{1106,75}{1108,85} \Leftrightarrow \eta_{MaxEf} = 99,81\% \quad (3.74)$$

Este rendimento é muito maior do que se esperava, porque no simulador foram desprezadas as resistências série dos condensadores, apenas considerou-se a resistência de perdas da bobine de 10 mΩ. As perdas por comutação também não foram consideradas no simulador.

3.5.3 DISTORÇÃO HARMÔNICA EM FUNÇÃO DO COMANDO UTILIZADO NO CONVERSOR DC-AC

Neste trabalho utilizou-se o comando a dois níveis para a modulação dos IGBTs do conversor DC-AC e também de três níveis. Comparando (3.16) e (3.17) a utilização de comando a três níveis minimiza o valor do coeficiente de auto indução da bobine a ser utilizado, aproximadamente para metade. Comparou-se ambos os comandos a nível de THD, de maneira a realçar as diferenças entre as duas modulações. Considerando que a frequência de comutação está limitada a 10 kHz. No comando de dois e três níveis utilizaram-se os fluxogramas definidos no Anexo G e Anexo H, respetivamente. Na Figura 3.32 mostrou-se as diferenças entre o comando a dois níveis e o comando a três níveis.

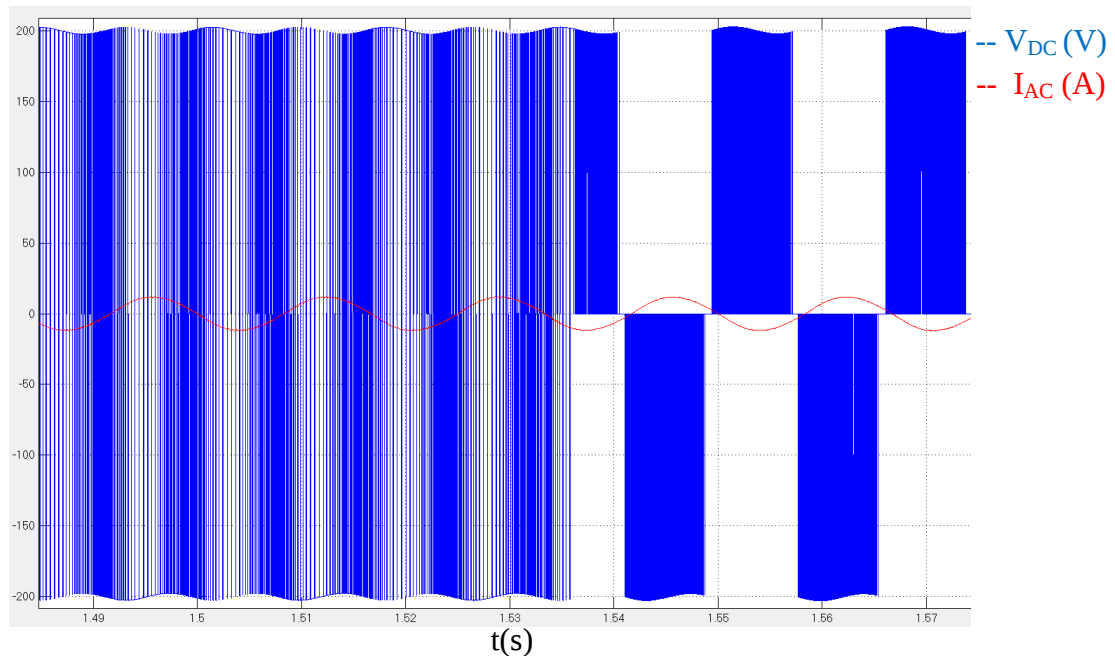


Figura 3.32. Comando a dois níveis seguido de comando a três níveis a partir do instante de tempo 1,535s.

Na Tabela 3.11 mostra-se os valores de THD para os dois tipos de modulação (2 e 3 níveis), em função da potência aplicada na REE e sua distorção harmónica.

Tabela 3.11. Distorção harmónica (comando dois níveis e comando três níveis).

Níveis	L_{INV} (mH)	P (W)	3ª H (%)	5ª H (%)	7ª H (%)	9ª H (%)	11ª H (%)	THD _{20ciclos} (%)	THD _{120ciclos} (%)
2	20	1110,38	1,84	0,12	0,03	0,09	0,03	1,98	1,93
3	10	1110,38	1,72	0,15	0,02	0,01	0,02	1,78	1,76
2	20	191,62	1,88	0,15	0,68	0,13	0,35	4,84	3,92
3	10	191,62	1,74	0,72	0,30	0,31	0,28	3,49	3,03

Observa-se na Tabela 3.11 que além de ser mais vantajoso a nível económico (usa uma bobine com metade do coeficiente de auto indução) o comando a três níveis também consegue minimizar o nível de distorção harmónica da corrente injetada na rede.

Pode ser visto na Figura 3.33 a distorção harmónica com mais detalhe para os dois comandos utilizando duas potências de radiação solar (200 W/m^2 e 1000 W/m^2). Como é de esperar existe mais atenuação dos harmónicas para três níveis do que para dois níveis, isto deve-se ao facto da tensão aplicada ao terminais da bobine ser metade do valor que na modulação de dois níveis.

DISTORÇÃO HARMÓNICA VS COMANDO DO CONVERSOR DC-AC

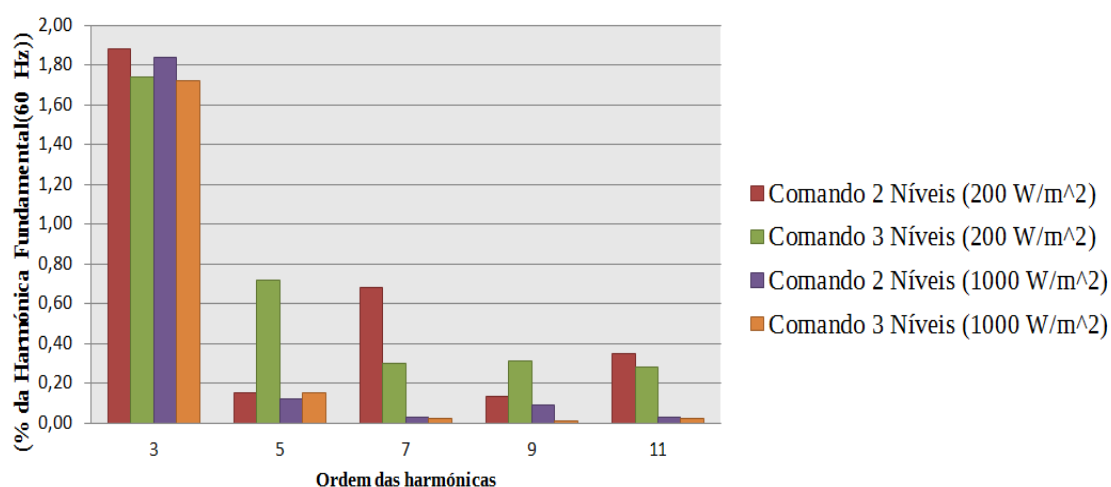


Figura 3.33. Distorção harmónica para diferentes potências e níveis de comando do conversor DC-AC.

3.5.4 DISTORÇÃO HARMÓNICA TOTAL (THD) VS RADIAÇÃO SOLAR

Usando apenas o comando do conversor DC-AC a três níveis, registou-se os valores da distorção harmónica para vários níveis de radiação solar. Os resultados estão na Tabela 3.12.

Tabela 3.12. Distorção harmónica para vários níveis de radiação solar.

R.Solar (W/m ²)	P (W)	3 ^a H (%)	5 ^a H (%)	7 ^a H (%)	9 ^a H (%)	11 ^a H (%)	I _{RMS} (A)	THD _{20ciclos} (%)	THD _{120ciclos} (%)
100	76,73	3,35	1,35	0,08	0,33	0,27	0,69	7,47	5,62
200	191,62	1,74	0,72	0,30	0,39	0,28	1,73	3,49	3,03
300	308,95	1,80	0,44	0,04	0,05	0,04	2,80	2,75	2,49
500	543,55	1,77	0,25	0,05	0,04	0,02	4,93	2,06	1,94
750	831,45	1,70	0,17	0,01	0,02	0,02	7,53	1,81	1,78
1000	1110,38	1,72	0,15	0,02	0,01	0,02	10,05	1,78	1,76

Analisando os resultados da Tabela 3.12, com o auxílio da Figura 3.34, consegue-se observar que quanto mais potência estiver disponível para injetar na rede menor é a distorção harmónica. Também é possível verificar que para uma potência abaixo dos 100 W/m² a distorção harmónica será superior aos requerimentos da norma EN 50160.

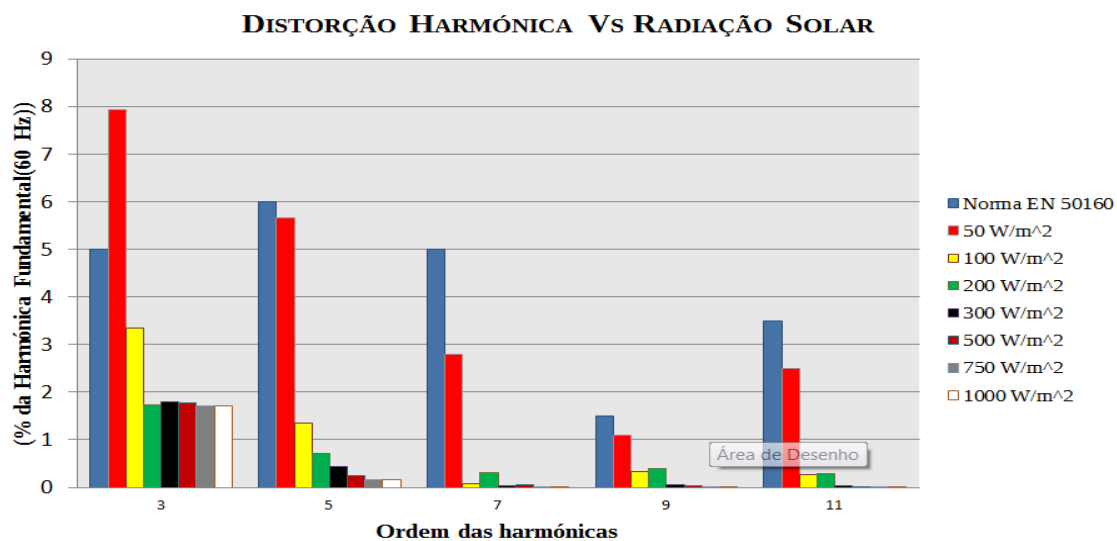


Figura 3.34. Distorção harmónica para vários níveis de radiação solar.

Aplicando uma radiação solar de 50 W/m² a 25°C, observa-se na Figura 3.35 a forma da corrente na bobine do conversor DC-AC e a FFT desse mesmo sinal que é utilizado na determinação do THD.

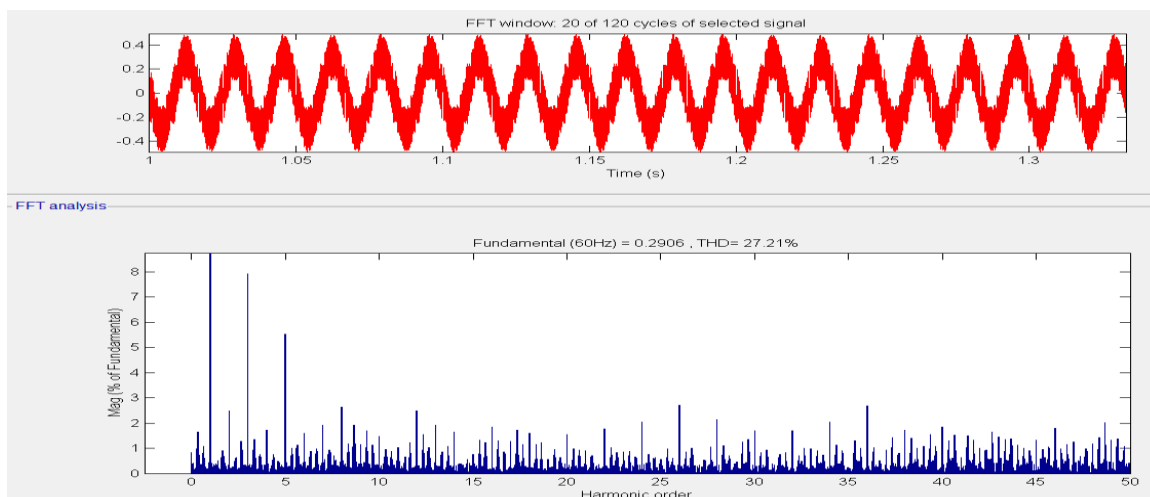


Figura 3.35. Forma da corrente e nível de distorção harmônica para um nível de radiação de 50 W/m².

Na Tabela 3.13 podemos ver que o limite da 3^a harmónica é superior à da norma EN50160 (ver Tabela 2.4) ficando o limite da 5^a harmónica muito perto do seu valor limite. (ver Figura 3.34). Sendo assim para este nível de radiação a corrente não deve ser injetada na rede.

Tabela 3.13. Distorção harmônica para um nível de radiação de 50 W/m².

R.Solar (W/m ²)	3 ^a H (%)	5 ^a H (%)	7 ^a H (%)	9 ^a H (%)	11 ^a H (%)	I _{RMS} (A)	THD _{20ciclos} (%)
50	7,94	5,65	2,8	1,1	2,5	0,291	27,21

A THD é mais elevada neste caso pois a corrente injetada na REE é muito próxima ao tremor da corrente devido ao controlo por modo de deslizamento.

3.5.5 RESPOSTA DINÂMICA DO CONVERSOR DC-AC A VARIAÇÕES DE POTÊNCIA

A resposta dinâmica do conversor DC-AC depende dos compensadores que foram projetados anteriormente (3.3.2.1, 3.3.2.2, 3.4.1.1 e 3.4.1.2). Os compensadores detetam as variações do sistema e as tentam compensar, de forma que o conversor esteja sempre a funcionar dentro dos valores nominais para qual foi projetado. Na Figura 3.36 vê-se a resposta do conversor DC-AC quando a radiação solar varia em degrau (variação para o dobro da radiação).

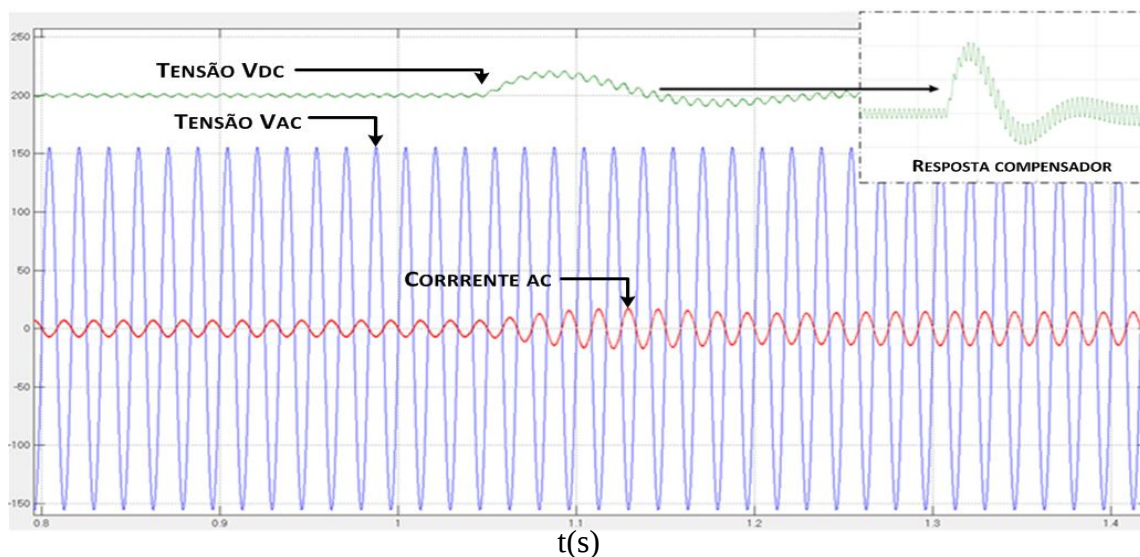


Figura 3.36. Resposta do conversor DC-AC a um aumento de 500 W/m para 1000W/m.

Fez-se mais um teste ao controlo aplicando vários níveis de potência à entrada do conversor DC-AC, e observou-se a resposta do sistema para as várias potências (100, 200, 300, 500 e 1000 W/m²).

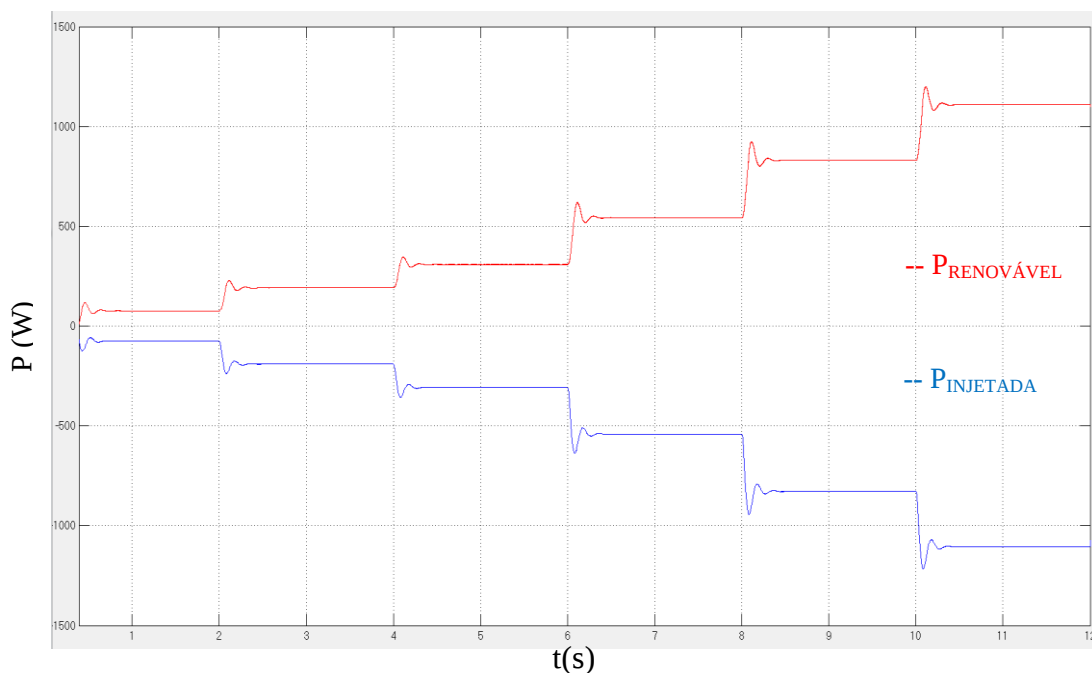


Figura 3.37. Potência de entrada DC-DC (Vermelho) Potência de saída para a rede (Azul).

4. CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

Neste capítulo é abordado o sistema de conversão de energia eólica. Descreve-se o MPPT eólico, a topologia de conversão do sistema, as técnicas de controlo da turbina eólica e apresenta-se resultados de simulação.

No sistema eólico adicionou-se à entrada do inversor monofásico, descrito no capítulo 3, um retificador passivo. Neste capítulo não se considera o conversor DC-DC responsável pela conversão de energia solar. A topologia do sistema foi projetada tendo em consideração o esquema da Figura 3.1. A topologia proposta pode ser visualizada na Figura 4.1, apenas considerando para as partes a preto escuro.

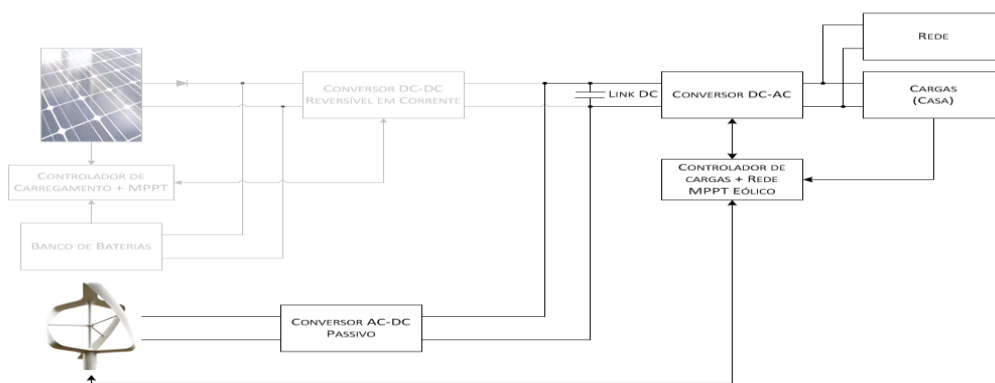


Figura 4.1. Esquema da topologia de conversão de energia eólica.

4.1 SISTEMA EÓLICO PRAMAC 1 kW

O sistema utilizado para estudo e produção de energia eólica foi o sistema comercial eólico PRAMAC 1 kW, existente no terraço da Universidade da Madeira. Este sistema é composto por uma turbina eólica *Darrieus* (3 pás), um gerador elétrico de ímanes permanentes com uma potência elétrica máxima de saída de 1kW e pode ser visualizado na Figura 4.2.



Figura 4.2. Sistema eólico instalado nas instalações da Universidade da Madeira [42].

As características do sistema PRAMAC WT1kW estão descritas na Tabela 4.1 [42].

Tabela 4.1. Caraterísticas da Turbina eólica, PRAMAC WT1KW (3 Pás) [42].

WT1kW (3 Pás) – Caraterísticas Gerais	
Turbina do tipo Darieus	3-pás
Potência de saída para velocidade do vento de 10 m/s	410 W
Potência de saída para velocidade do vento de 14 m/s	1000 W
Velocidade do vento mínima	3 m/s
Velocidade do vento máxima	15 m/s
Diâmetro x Altura	1,45 m x 1,45 m
Área de varrimento	2,10 m ²
Peso do rotor (incluindo alternador)	65 Kg
Sistema de travagem	Passivo
Velocidade de rotação máxima	415 rpm
ALTERNADOR	
Tipo	Ímanes Permanentes
Número de fases	3
Número de pólos	32
Potência nominal	1 kW @ 14 m/s
Tensão nominal	240 Vac @ 14 m/s

A curva da potência elétrica de saída em função da velocidade do vento desta turbina está ilustrada na Figura 4.3 [42].

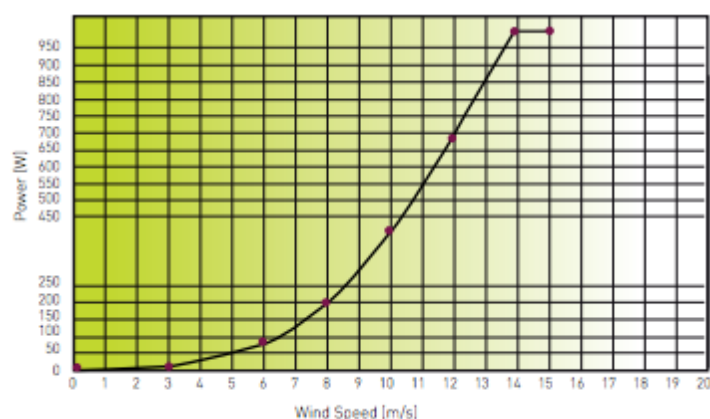


Figura 4.3. Curva caraterística da potência em função da velocidade do vento da turbina eólica, PRAMAC WT1KW (3 Pás) [42].

Observando a Figura 4.3 nota-se que estes sistemas para ter alguma produção significativa de energia elétrica têm que ser instalados em locais onde a velocidade média do vento seja superior a 8 m/s, porque abaixo disso a produção de energia inferior a 200 W. Para velocidades de vento inferiores a 6,5 m/s a potência gerada é inferior a 100 W, fazendo com que a THD introduzida neste cenário seja superior ao estabelecido na norma EN50160, não sendo possível injetar esta potência na REE.

As tensões da turbina são trifásicas. É necessário utilizar um retificador trifásico de maneira a converter as tensões alternadas do gerador numa tensão contínua para ligar ao

link DC. Optou-se pela utilização de um sistema passivo para conversão da energia da turbina eólica pois é um sistema simples e económico, apesar de não ser tão eficiente como um sistema ativo, que por outro lado é mais complexo (controlo de um retificador de três braços) e tem um custo superior de implementação. Para o sistema passivo foi utilizada uma ponte de diodos trifásica. O sistema utilizado pode ser visto na Figura 4.4.

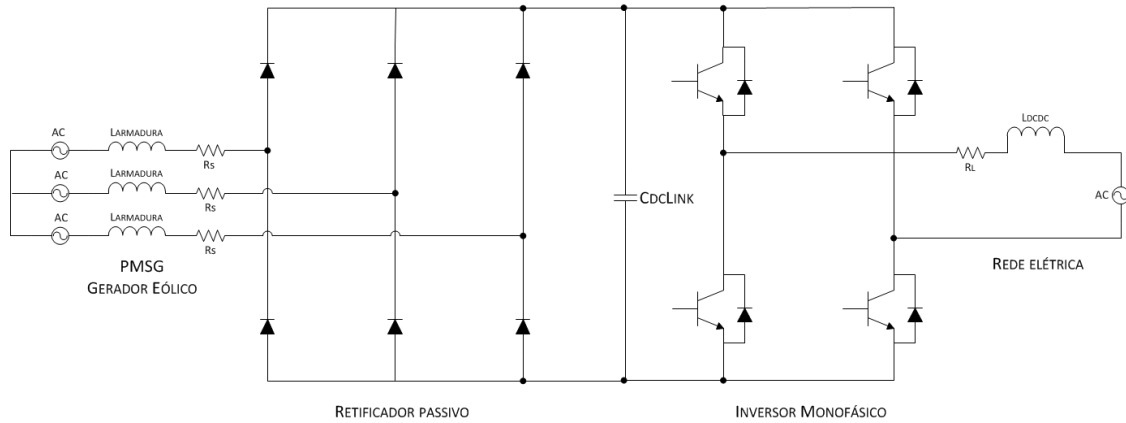


Figura 4.4. Sistema eólico com um retificador trifásico passivo para conversão de energia eólica.

No esquema da Figura 4.4 o inversor monofásico já está controlado de modo a manter uma tensão de referência constante no *link DC* como já foi referido no capítulo 3. O retificador trifásico passivo terá como saída uma tensão DC, que é aplicada no condensador do *link DC*. Então, o inversor monofásico pode controlar de forma indireta a velocidade da turbina eólica extraindo mais ou menos corrente do *link DC*, ao fazer variar a sua tensão.

4.2 MODELO E SIMULAÇÃO DA TURBINA EÓLICA

A simulação do comportamento da turbina eólica baseou-se nas equações (2.10), (2.11) e (2.12), para o cálculo da potência eólica produzida pela turbina a partir da velocidade do vento e da velocidade de rotação da turbina. Utilizou-se um programa (Anexo 2) para reproduzir a variação do coeficiente de potência para as várias velocidades de vento (6 m/s a 14 m/s) e velocidades de rotação da máquina (0 a 3000 rpm). Os resultados obtidos provenientes desse programa podem ser vistos na Figura 4.5 e na Figura 4.7 para cinco velocidades de vento diferentes. Na Figura 4.5 é relacionado o coeficiente de potência, C_p , com o *tip speed ratio* (TSR (λ)). Observa-se que para várias velocidades do vento o TSR mantém-se constante (6 a 14 m/s). Devido ao TSR consegue-se dar uma referência constante para qualquer velocidade de vento.

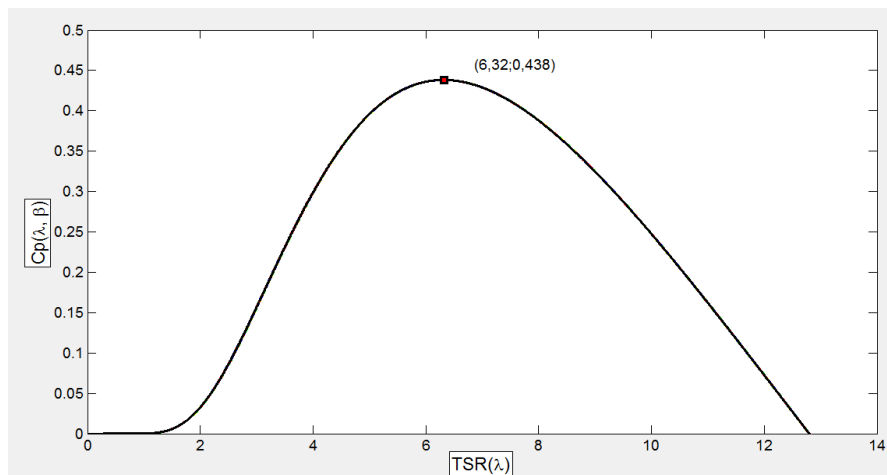


Figura 4.5. Coeficiente de potência em relação ao TSR para várias velocidades de vento e de rotação da turbina.

Se aumentarmos a resolução do gráfico da Figura 4.5 na zona de máxima eficiência nota-se que a variação máxima do coeficiente de potência (C_p) mantém-se quase constante durante um pequeno intervalo do TSR, como é possível observar na Figura 4.6.

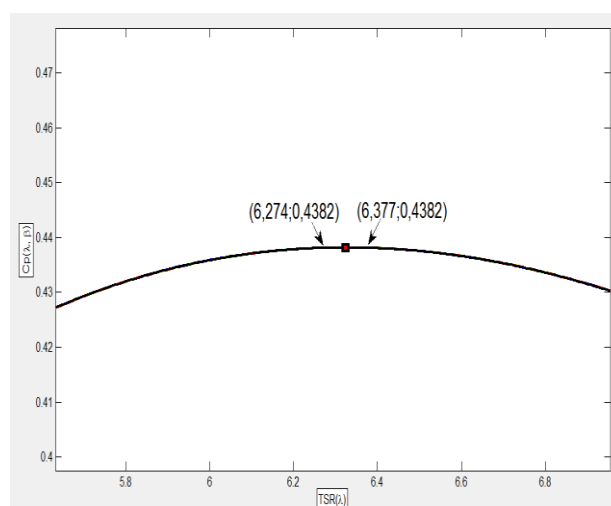


Figura 4.6. Intervalo de TSR com um C_p quase constante.

Na Figura 4.7 mostra-se, para cinco velocidades de vento, que existe uma velocidade de rotação ideal, que é dada pelo TSR, para cada velocidade de vento que está assinalado na Figura 4.7 com um ponto.

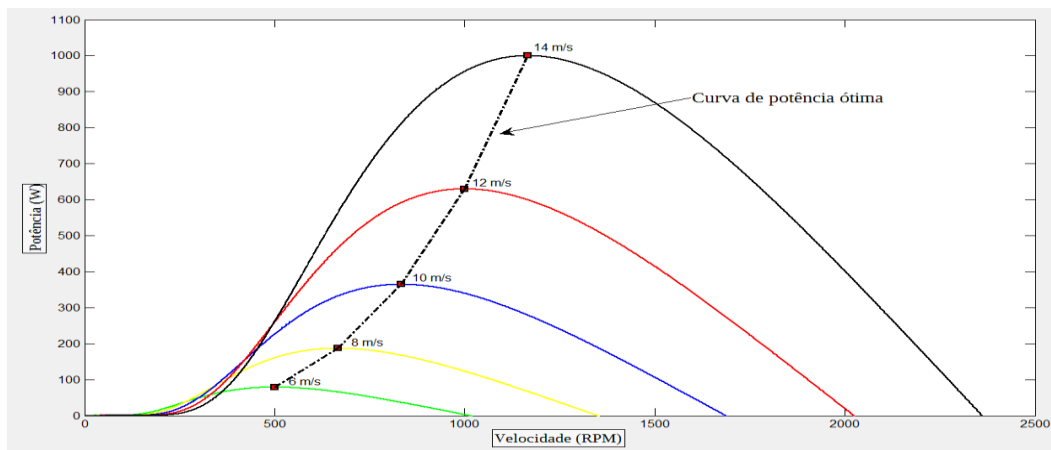


Figura 4.7. Variação da potência eólica com a velocidade do vento e velocidade de rotação da turbina.

Na Tabela 4.2 assume-se que conhecendo o valor do TSR, obtém-se o valor ótimo da velocidade ótima da turbina, utilizando a equação (2.11).

Tabela 4.2. Parâmetros do gerador eólico em função do TSR (λ) obtidos através das figuras Figura 4.5 e Figura 4.7.

Potência (W)	Velocidade (RPM)	V_{VENTO} (m/s)	TSR (λ)
117,67	500	6	6,323
278,93	666	8	6,323
544,78	833	10	6,323
941,38	1000	12	6,323
1494,90	1166	14	6,323

Observa-se que controlar uma turbina pelo TSR passa-se a ter um único valor referência, que é o TSR ótimo. Verifica-se que para qualquer velocidade de vento desde que a relação do TSR se mantenha a ótima, conseguimos obter o MPP eólico [12] [13]. A desvantagem de utilizar um valor de TSR ótimo teórico é que os parâmetros utilizados para calculá-lo podem variar ao longo do tempo, pelas variações da área turbina e pelas variações da densidade do ar.

Aplicaram-se as equações que caracterizam o comportamento da turbina no MATLAB/Simulink, com os cálculos feitos em sincronismo com os tempos de simulação. Tendo como entradas a velocidade do vento e a velocidade de rotação da máquina calcula-se o TSR da máquina, que por sua vez permite calcular o C_p e a respetiva potência eólica ótima de referência. Conhecendo a potência eólica determina-se o binário a aplicar ao bloco do gerador de ímanes permanentes no MATLAB/Simulink é dado por (4.1).

$$T = \frac{P_{eólica}}{\omega_{rotação}} \quad (4.1)$$

Em que $P_{eólica}$ é a potência elétrica extraída de um gerador eólico, $\omega_{rotação}$ a velocidade de rotação em rad/s.

Aplicou-se um programa (Anexo 3) no MATLAB/Simulink para simular a turbina eólica, como pode ser visualizado na Figura 4.8.

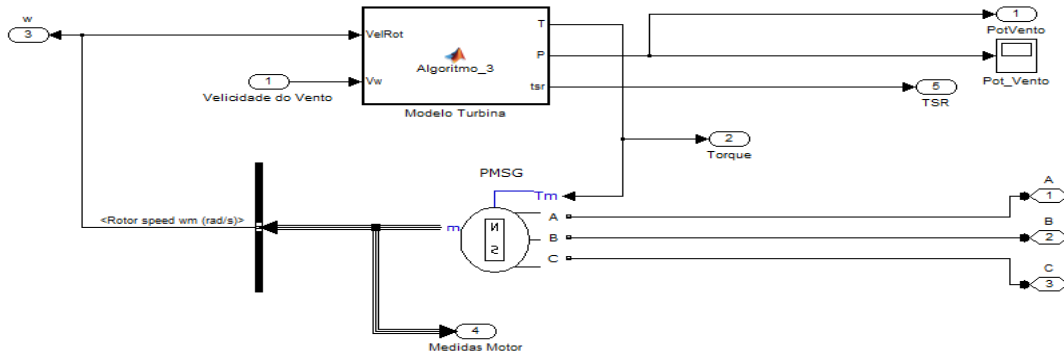


Figura 4.8. Simulação de uma turbina eólica utilizando um gerador de ímãs permanentes.

O sistema de simulação de conversão de energia eólica encontra-se representado na Figura 4.9.

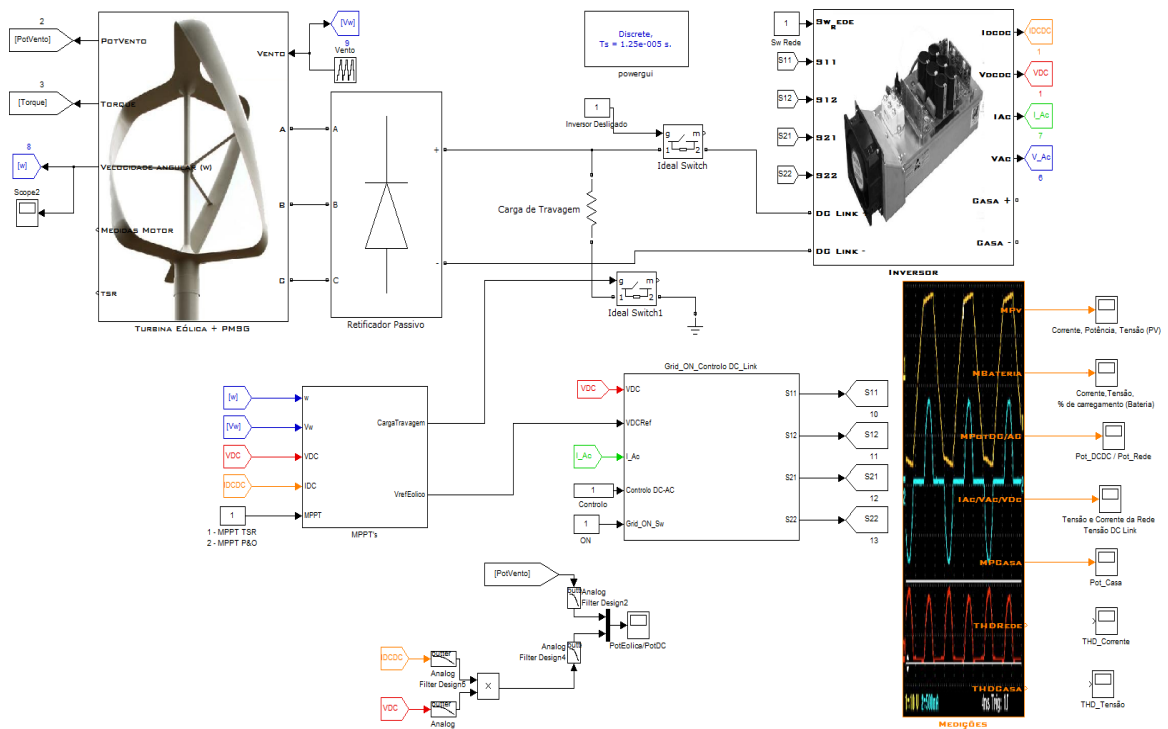


Figura 4.9. Sistema para simulação da conversão de energia eólica.

4.3 MPPT EÓLICO

Neste trabalho implementou-se três tipos de MPPT eólico: o MPPT baseado no TSR ótimo; o MPPT P&O com passo fixo o MPPT P&O com passo dinâmico. Como já foi mencionado anteriormente, uma forma de controlar turbina é controlando a tensão no *link DC*. De acordo com a topologia do sistema eólico da Figura 4.1, o responsável por efetuar o MPPT eólico é o inversor monofásico, pois é este componente que impõe a tensão no *link DC*. O controle da tensão do *link DC* foi feita em no subcapítulo 3.3.2. Os MPPTs dão o $V_{DC_{Ref}}$ ao controlador linear de tensão do inversor monofásico e este impõe essa tensão de modo a atingir o MPP do sistema eólico.

Os vários MPPTs são implementados e testados com cinco diferentes velocidades de vento no sistema da Figura 4.9, de modo a ser feita a comparação com os resultados obtidos teoricamente (ver Tabela 4.2).

4.3.1 MPPT P&O

O algoritmo do MPPT P&O do sistema eólico está definido no fluxograma no anexo (Anexo 4), que dá a tensão de referência do conversor DC-AC. Após a sua implementação e simulação obteve-se os resultados da Tabela 4.3. Na Tabela 4.3 V_{VENTO} é a velocidade do vento em m/s, a $P_{TEÓRICA}$ obtida através do programa no Anexo 2, P_{MPPT} a potência obtida através do MPPT P&O, η_{MPPT} o rendimento do MPPT obtido pela razão entre P_{MPPT} e $P_{TEÓRICA}$, P_{DCDC} é a potência a saída do retificador passivo e $\eta_{PASSIVO}$ o rendimento do conversor AC-DC passivo obtido pela razão entre P_{MPPT} e P_{DCDC} .

Tabela 4.3. Resultados da potência extraída da turbina eólica com o MPPT P&O.

V_{VENTO} (m/s)	$P_{TEÓRICA}$ (W)	P_{MPPT} (W)	η_{MPPT} (%)	P_{DCDC} (W)	$\eta_{PASSIVO}$ (%)
6	117,67	92	78,18	91	98,91
8	278,93	263	94,29	259	98,48
10	544,78	541	99,31	526	97,23
12	941,38	935	99,36	905	96,79
14	1494,90	1480	99,00	1420	95,95
Média das eficiências			94,03		97,47

Na Figura 4.10 é possível ver: a vermelho a potência extraída da turbina eólica e a azul a potência no *link DC*.

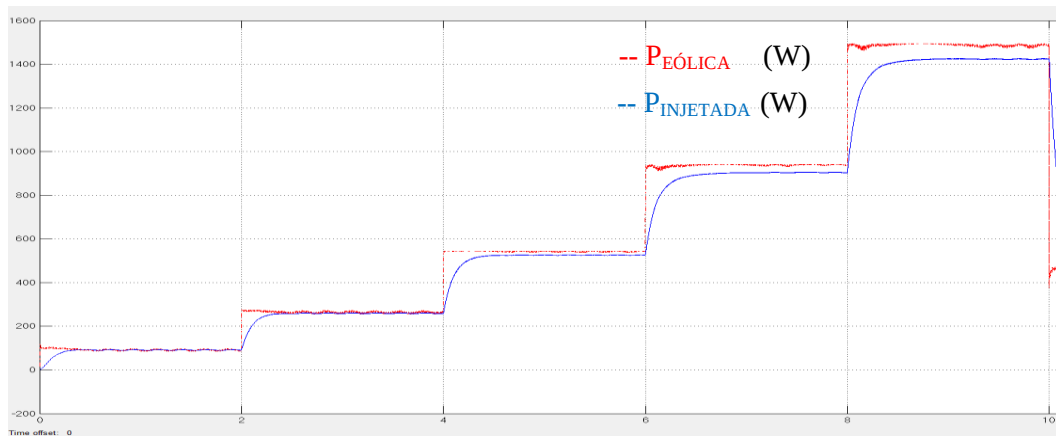


Figura 4.10. Resposta do MPPT P&O a variações de vento.

Na Figura 4.10 observa-se que o MPPT P&O tenta se aproximar da potência teórica disponível..

4.3.2 MPPT DE $TSR_{ÓTIMO}$

O algoritmo de MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$ está descrito no fluxograma do anexo (6), que dá a tensão de referência ao conversor DC-AC. Após a simulação obteve-se os resultados da Tabela 4.4.

Tabela 4.4. Resultados da potência extraída da turbina eólica com o MPPT $TSR_{ÓTIMO}$.

V_{VENTO} (m/s)	$P_{TEÓRICA}$ (W)	P_{MPPT} (W)	η_{MPPT} (%)	P_{DCDC} (W)	$\eta_{PASSIVO}$ (%)
6	117,67	117	99,43	115	98,29
8	278,93	278,5	99,85	271	97,48
10	544,78	544	99,86	526	96,69
12	941,38	940	99,85	903	96,01
14	1494,90	1494	99,94	1424	95,31
Média das eficiências			99,79		96,76

Na Figura 4.11 podemos ver a resposta do MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$ às variações da velocidade de vento.

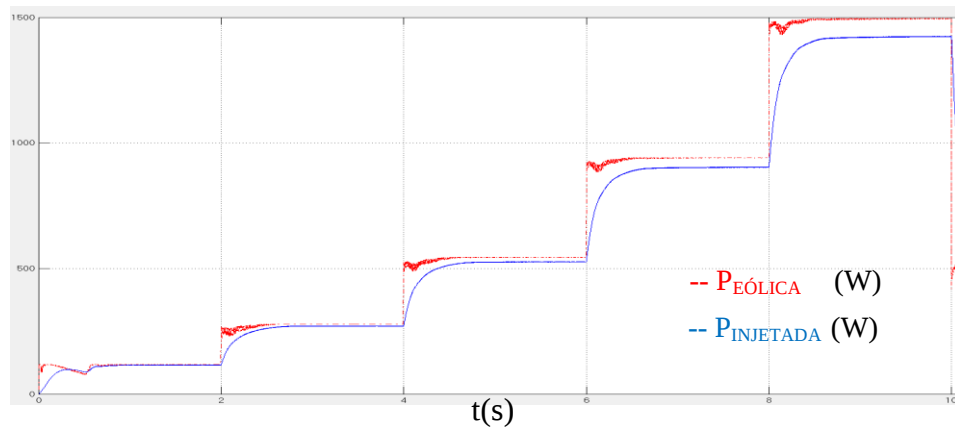


Figura 4.11. Resposta do MPPT $TSR_{ÓTIMO}$ na potência extraída com variações da velocidade de vento.

Na Figura 4.12 observa-se que o MPPT tenta seguir a referência dada pelo $TSR_{ÓTIMO}$ (Figura 4.5). O MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$ utilizado possui passo dinâmico. O incremento do MPPT quando chega perto do valor de $TSR_{ÓTIMO}$ diminui e aumenta quando está fora desse intervalo, de maneira a que o MPPT responda mais rápido as variações de vento, e atinge o TSR ótimo para cada velocidade mais rápido.

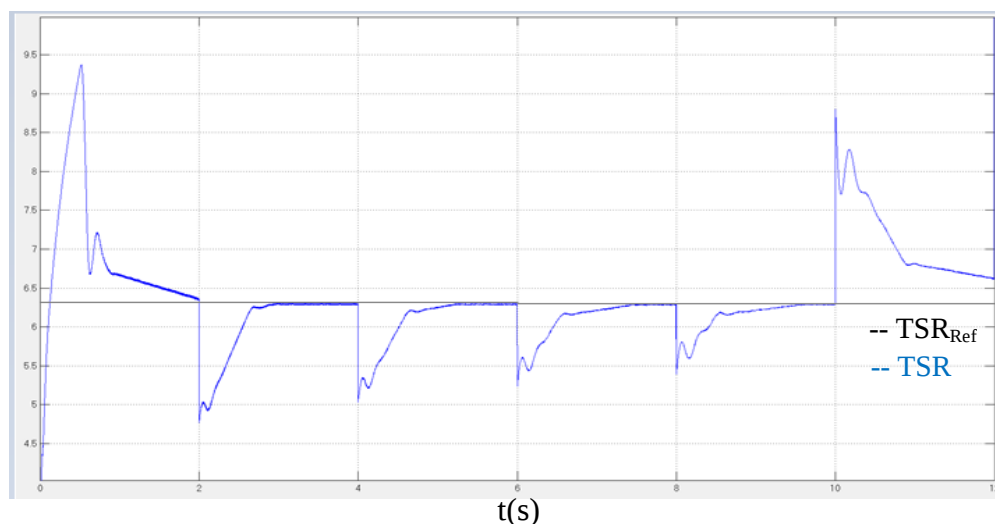


Figura 4.12. TSR da turbina eólica com as variações de vento utilizadas na Figura 4.11.

Na Figura 4.13 ver se as diferentes respostas do MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$ para diferentes variações de amplitude na velocidade do vento. Observa-se que quanto menor for a variação de vento mais rápido o MPPT responderá.

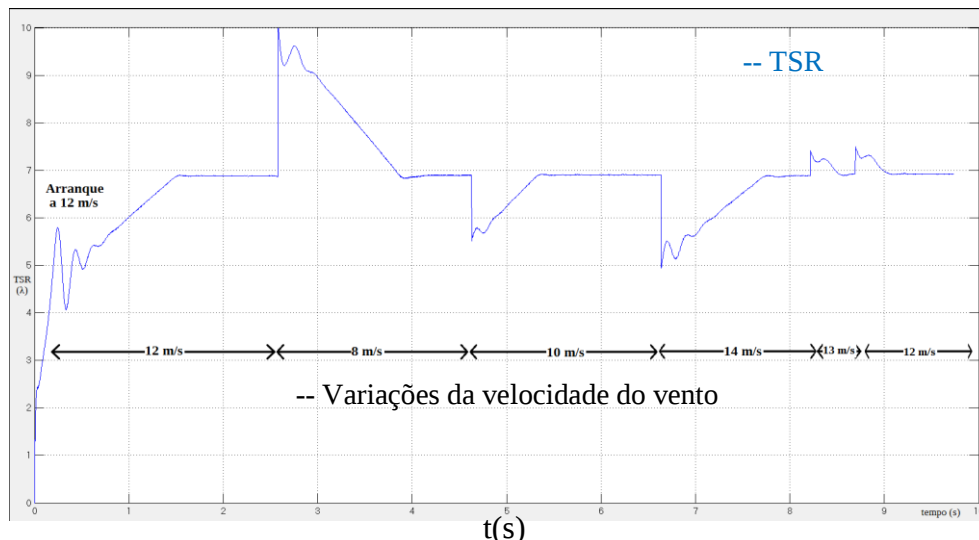


Figura 4.13. Resposta do MPPT de $TSR_{\text{ÓTIMO}}$ no TSR da turbina em função das variações da velocidade do vento.

4.3.3 MPPT P&O COM PASSO DINÂMICO

O MPPT P&O é uma solução mais simples de implementar e é independente das características da turbina ao contrário do MPPT de $TSR_{\text{ÓTIMO}}$. Implementou-se um MPPT P&O com passo dinâmico de maneira a acelerar a resposta quando a tensão ótima está longe da referência e a diminuir o erro em regime estacionário, de maneira a aumentar a eficiência relativamente ao MPPT P&O com passo fixo.

No fluxograma do anexo (anexo 5) descreve-se o MPPT P&O com passo dinâmico. Após implementar o MPPT P&O com passo dinâmico no sistema eólico do MATLAB/Simulink obtém-se os seguintes resultados apresentados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5. Resultados da potência extraída da turbina eólica com o MPPT P&O com passo dinâmico.

V_{VENTO} (m/s)	$P_{\text{TEÓRICA}}$ (W)	P_{MPPT} (W)	η_{MPPT} (%)	P_{DCDC} (W)	η_{PASSIVO} (%)
6	117,67	106	90,08	105	99,06
8	278,93	278	99,66	274	98,56
10	544,78	540	99,1	529	97,96
12	941,38	935	99,3	910	97,33
14	1494,90	1490	99,67	1435	96,31
Média das eficiências			97,56		97,84

Na Figura 4.14 mostra-se a resposta do MPPT de P&O de passo dinâmico às variações da velocidade de vento.

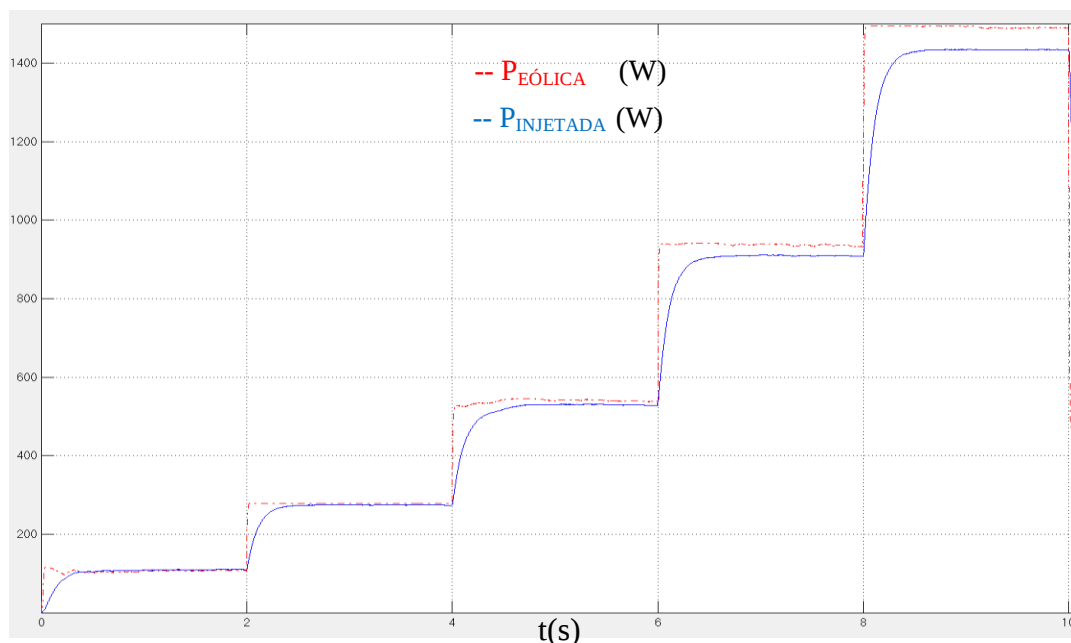


Figura 4.14. Resposta do MPPT P&O com passo dinâmico na potência extraída com variações da velocidade de vento.

4.3.4 COMPARAÇÃO ENTRE OS MPPTs P&O, P&O COM PASSO DINÂMICO E $TSR_{ÓTIMO}$

Na Tabela 4.6 observar-se as características dos MPPTs, para efeitos de comparação.

Tabela 4.6. Características dos MPPTs utilizados no gerador eólico.

	$TSR_{ÓTIMO}$	P&O	P&O Dinâmico
Dependência dos parâmetros da turbina + gerador	Sim	Não	Não
Dependência dos parâmetros ambientais	Sim	Não	Não
Implementação	Complexa	Simples	Média
Rendimento	99,79 %	94,03%	97,56%
Fator de seguimento	Excelente	Bom	Muito bom
Sensores	ω_{vento} , $\omega_{rotação}$	V, I	V, I
Custo	Elevado	Baixo	Baixo

Os resultados da Tabela 4.6 mostra-se que o MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$ é o que maior rendimento, resposta às variações do sistema é mais rápida e o algoritmo de implementação mais complexo e com maior custo de implementação. Neste método é necessário um anemômetro e um sensor de velocidade da máquina elétrica de modo a

retirar resultados fiáveis para o cálculo do $TSR_{ÓTIMO}$. A desvantagem deste método para além da complexidade e custo é a dependência dos parâmetros da turbina, exigindo um ajuste das curvas para extrair a máxima potência. O MPPT de P&O é interessante quando se pretende implementar um sistema de baixo custo e com baixo grau de complexidade, sem sacrificar muito rendimento. O MPPT P&O com passo dinâmico é uma solução interessante a nível de complexidade, acrescentando ainda um aumento de 3,5 % em relação ao MPPT P&O de passo fixo, e aproximando-se bastante da eficiência do MPPT de $TSR_{ÓTIMO}$, sem depender dos parâmetros da turbina.

5. SISTEMA HÍBRIDO DE CONVERSÃO DE ENERGIA (PV/EÓLICO + BATERIAS)

O sistema híbrido PV/Eólico é a junção dos dois sistemas desenvolvidos no capítulo 3 e capítulo 4, com adição do sistema de armazenamento e da alimentação de uma habitação em caso de falha da rede elétrica (ver Figura 5.1).

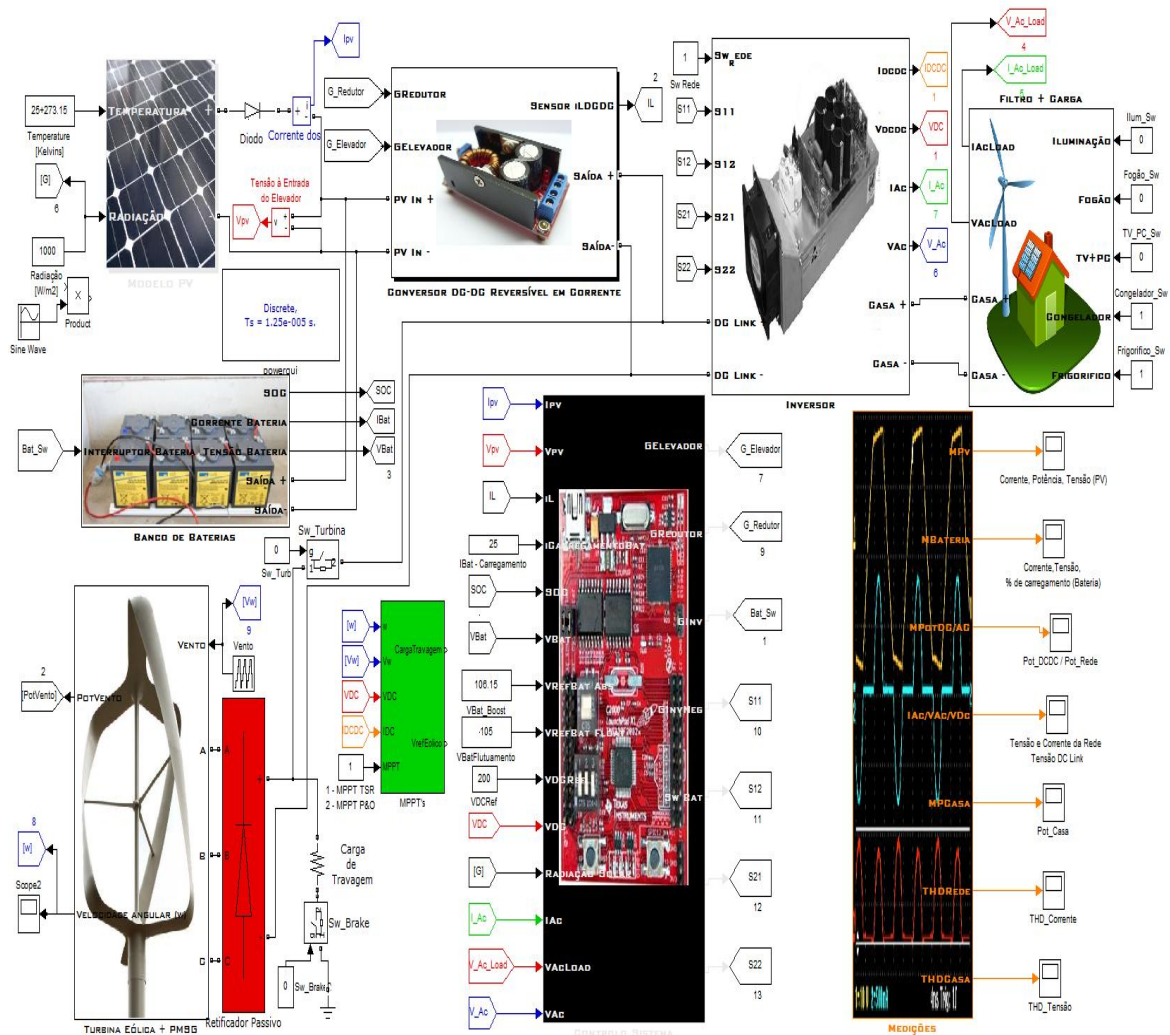


Figura 5.1. Sistema híbrido PV/Eólico.

5.1 MPPT HÍBRIDO

A topologia do sistema permite que existam dois MPPTs, um para cada tipo de energia, fotovoltaica e eólica. O controlo do MPPT solar é feito pelo conversor DC/DC enquanto o MPPT eólico é realizado através do ajuste de tensão DC pelo inversor monofásico. Isto retira a necessidade de utilizar um conversor ativo para o sistema eólico, diminuindo os custos e simplificando o sistema de microgeração. O único requisito é que o sistema eólico tem de funcionar na maior parte dos casos com tensões retificadas entre o intervalo de 180 V a 350 V (tensão mínima para funcionamento do inversor e

tensão máxima que a ponte da Semikron [34]). Se este requisito não se verificar o sistema terá que ser redimensionado escolhendo outra turbina ou alterar a topologia de conversão, ou até existir uma alteração da topologia, utilizando-se um conversor DC-DC elevador ou utilizando um retificador ativo (possui a capacidade de ajuste da tensão retificada).

Os MPPT's podem funcionar ao mesmo tempo pois recorrem a dois conversores diferentes, o MPPT Solar é comandado pelo conversor DC-DC e o MPPT Eólico pelo conversor DC-AC. Utilizando as duas fontes de energia ao mesmo tempo, registou-se os resultados relativos ao rendimento dos dois MPPT, para três diferentes cenários descritos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1. Cenários de teste do MPPT híbrido.

1º Cenário	Para radiação solar constante ($1000 \text{ W/m}^2 = 1112 \text{ W}$) e velocidade do vento variável (6 – 14) m/s.
2º Cenário	Para velocidade do vento constante (14 m/s = 1000 W) e radiação solar variável (100 - 1000) W/m^2 .
3º Cenário	Para velocidade do vento variável (14 m/s - 6 m/s) e radiação solar variável (100 - 1000) W/m^2

Os resultados obtidos para o 1º cenário são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2. Resultados do rendimento dos MPPTs e do conversor DC-AC para o 1º cenário.

1º Cenário						
V_{VENTO} (m/s)	P_{T,VENTO} (W)	P_{MPPT_TSR} (W)	η_{MPPT_TSR} (%)	P_{DCDC_IN} (W)	P_{DCAC_OUT} (W)	η_{DC-AC} (%)
6	78,71	78,03	99,14	1188,41	1187,00	99,88
8	186,60	186,00	99,68	1296,38	1287,50	99,32
10	364,40	364,00	99,89	1474,38	1459,25	98,97
12	629,70	629,50	99,97	1739,88	1714,00	98,51
14	1000,00	999,25	99,93	2109,63	2066,00	97,93
Média das eficiências			99,72			98,92
Eficiência do MPPT Solar (1000 W/m^2)						99,85

Para o 2º cenário os resultados estão apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3. Resultados do rendimento dos MPPTs e do conversor DC-AC para o 2º cenário.

2º Cenário						
R. Solar (W/m ²)	P _{TEÓRICA} (W)	P _{MPPT} (W)	η_{MPPT_PV} (%)	P _{DCDC_IN} (W)	P _{DCAC_OUT} (W)	η_{DC-AC} (%)
100	76,82	76,73	99,88	1075,73	1025,00	99,88
200	191,90	191,62	99,85	1190,62	1154,50	99,32
300	309,40	308,94	99,85	1307,94	1270,00	98,97
500	544,40	543,55	99,84	1542,55	1505,00	98,51
1000	1112,00	1110,38	99,85	2109,38	2066,00	97,93
Média das eficiências			99,86			98,92
Eficiência do MPPT TSR _{ÓTIMO} (14 m/s)						99,93

Por último para o 3º cenário os resultados estão apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4. Resultados do rendimento dos MPPTs e do conversor DC-AC para o 3º cenário.

3º Cenário							
R. Solar (W/m ²)	V _{VENTO} (m/s)	P _{T_PV} (W)	P _{MPPT} (W)	η_{MPPT_PV} (%)	P _{T_V} (W)	P _{MPPT_V} (%)	η_{MPPT_V} (%)
100	14	76,82	76,73	99,88	1075,73	998,00	99,80
200	12	191,90	191,62	99,85	1190,62	625,00	99,25
300	10	309,40	308,94	99,85	1307,94	364,00	99,89
500	8	544,40	543,55	99,84	1542,55	186,00	99,68
1000	6	1112,00	1110,38	99,85	2109,38	78,40	99,61
Média das eficiências				99,86			99,65
Eficiência do conversor DC-AC							99,82

Na Figura 5.2 mostrou-se o rendimento dos MPPTs quando funcionam separadamente e quando funcionam em conjunto (MPPT solar e MPPT eólico). É possível reparar que a diferença entre as eficiências de seguimento são mínimas, e as maiores (por volta de -0,4%) dão-se quando os valores da velocidade do vento variam, pois o MPPT eólico é muito mais lento do que o solar, ou seja, demora mais tempo a estabilizar no MPP, dado que a resposta do conversor DC-AC (responsável pelo MPPT eólico) tem uma resposta mais lenta a variações do que o conversor DC-DC (responsável pelo MPPT Solar).

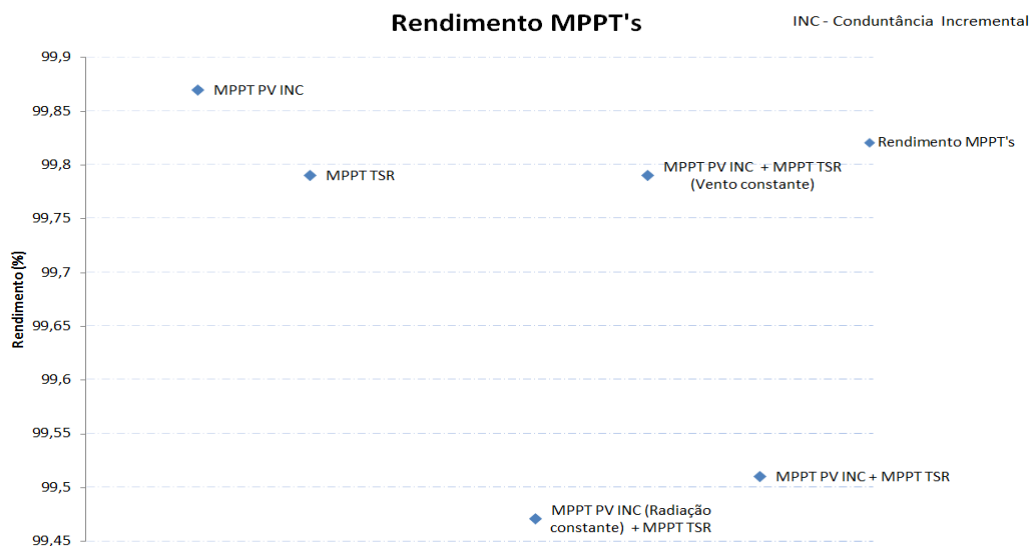


Figura 5.2. Rendimento dos MPPTs utilizados para simulação dos três cenários.

A distorção harmónica da corrente entregue à rede com os dois sistemas a fornecer energia pode ser observada na Figura 5.3.

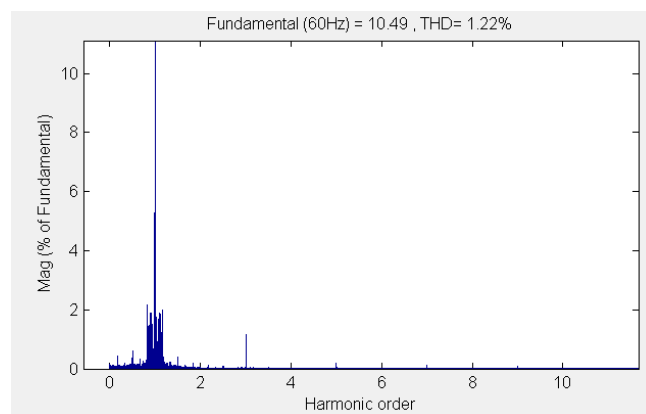


Figura 5.3. THD da corrente com a utilização dos dois MPPTs.

A distorção harmónica da corrente é pouco afetada pelas utilizações dos MPPTs. Quanto mais potência estiver a ser entregue à REE melhora o THD devido ao tremor constante do controlo por modo de deslizamento.

5.2 CARREGAMENTO DAS BATERIAS

O conversor responsável por controlar o carregamento das baterias é o conversor DC-DC reversível em corrente, tanto a operar no modo elevador como no modo redutor, estando estas ligadas na entrada do conversor DC-DC reversível em corrente. A escolha do modo de carregamento depende do estado sistema dado através do *SOC* das baterias (carregamento em corrente quando bateria está descarregada, carregamento em tensão

na fase final do carregamento). O carregamento da bateria é considerado prioritário quer seja através de uma fonte de energia renovável ou pela rede de energia elétrica.

Para a simulação do sistema utiliza-se 8 baterias de 12V em série com capacidade de 250Ah. Idealmente, a tensão nominal da bateria tem que estar próxima da tensão MPP do painel fotovoltaico, de maneira a que quando a bateria for ligada diretamente aos terminais do painel este continue a transferir uma boa parte da potência. O banco de baterias possui os indicados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5. Dados do banco de baterias utilizado no sistema de conversão de energia híbrido.

Tensão nominal	96V
Capacidade	250 Ah
Tensão quando está completamente carregada	104.5263 V
Resistência interna (de carga)	0.00384 Ω
Tipo de bateria	Ácido de Chumbo

No MATLAB/Simulink utilizou-se o modelo incluído na *toolbox Sim Power Systems* do *software MATLAB* (Figura 5.4) para simular o comportamento da bateria. A bateria foi carregada com três modos distintos, em corrente, tensão e flutuação. Para o efeito foram seguidos os passos enunciados no subcapítulo 2.5.2 de maneira a que o carregamento da bateria fosse mais rápido sem sobreaquecer a bateria.

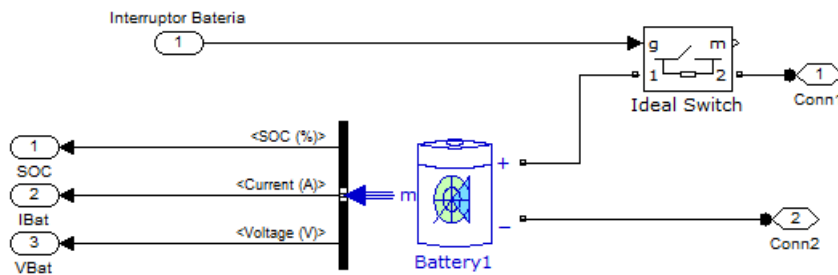


Figura 5.4. Modelo utilizado para simulação da bateria.

A corrente de carregamento das baterias é limitada a 10% da capacidade total da bateria. Sendo assim a corrente de referência para carregamento em modo corrente é dada por (5.1).

$$I_{RefBat} = \frac{C_{BAT}}{h} * 10\% \Leftrightarrow I_{RefBat} = 25 A \quad (5.1)$$

No modo de carregamento em tensão não se pode utilizar diretamente as relações dadas em 2.5.2, pois o *Simulink* não considera as baterias como associações de células. No modo de carregamento em tensão utilizou-se a tensão máxima quando a bateria está carregada (104,526 V), pois era esta a tensão aos terminais do modelo quando o SOC era de 100% (bateria totalmente carregada). Esta tensão foi considerada a tensão de flutuação, então pelo subcapítulo 2.5.2, pode-se afirmar que a tensão de referência para o carregamento em tensão seria aproximadamente de 106 V (tendo em conta que a tensão de carregamento em tensão é ligeiramente superior a tensão de flutuação).

Para sabermos qual o modo de carregamento a utilizar, é necessário ler o SOC da bateria e a tensão aos seus terminais. O SOC permite saber a percentagem de carregamento da bateria e é utilizado para manter a bateria em modo de flutuação quando esta estiver com 100% de carga. É a partir da tensão da bateria que se escolhe entre o modo de carregamento em corrente e o modo de carregamento em tensão.

No controlo para o modo de carregamento foi utilizado o fluxograma descrito no anexo 10. Para escolher o modo de carregamento baseado nas leituras do SOC e da tensão na bateria. Na Figura 5.5 mostram-se os resultados para o modo de carregamento em corrente, para o modo de carregamento em tensão constante, Figura 5.6 e para o modo de carregamento em flutuação.

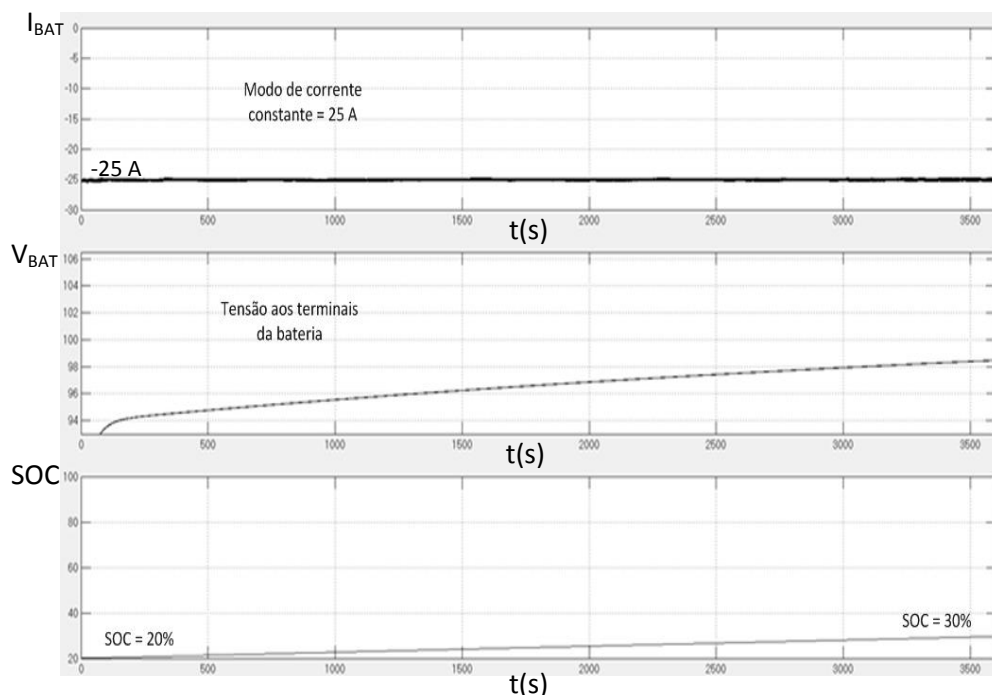


Figura 5.5. Carregamento da bateria em modo de corrente constante durante 1 hora.

Na Figura 5.5 é possível verificar que para o carregamento em corrente constante a tensão aos terminais da bateria aumenta quase linearmente. A tensão ao subir até aos +/- 90% passa para o modo de carregamento da bateria no modo de tensão (ver na Figura 5.6). Na passagem do modo de corrente constante para o de tensão constante, é possível verificar que a corrente vai diminuindo até aproximadamente $C_{BAT}/50$ A.

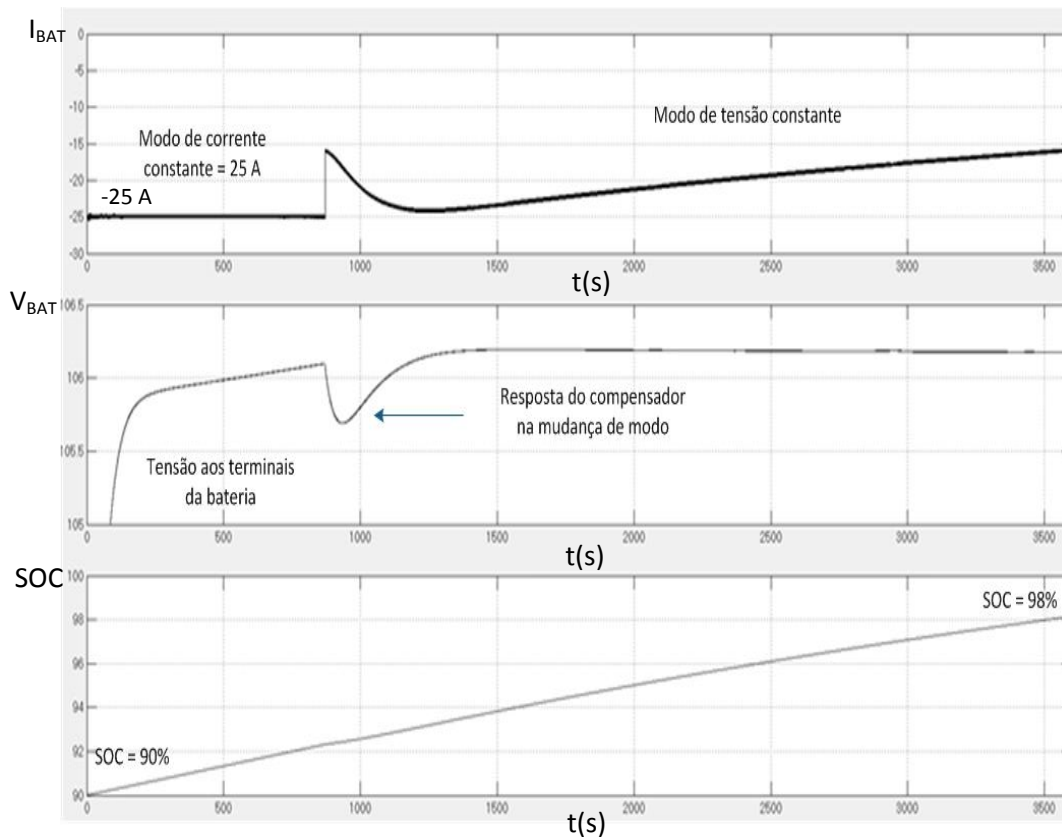


Figura 5.6. Mudança de modo de carregamento em corrente para modo de carregamento em tensão constante.

Na Figura 5.7 visualiza-se a passagem do modo de carregamento em tensão por absorção para um modo de carregamento em tensão de flutuação. É possível verificar que a corrente no modo de carregamento por tensão de flutuação baixa para os $C_{BAT}/100$.

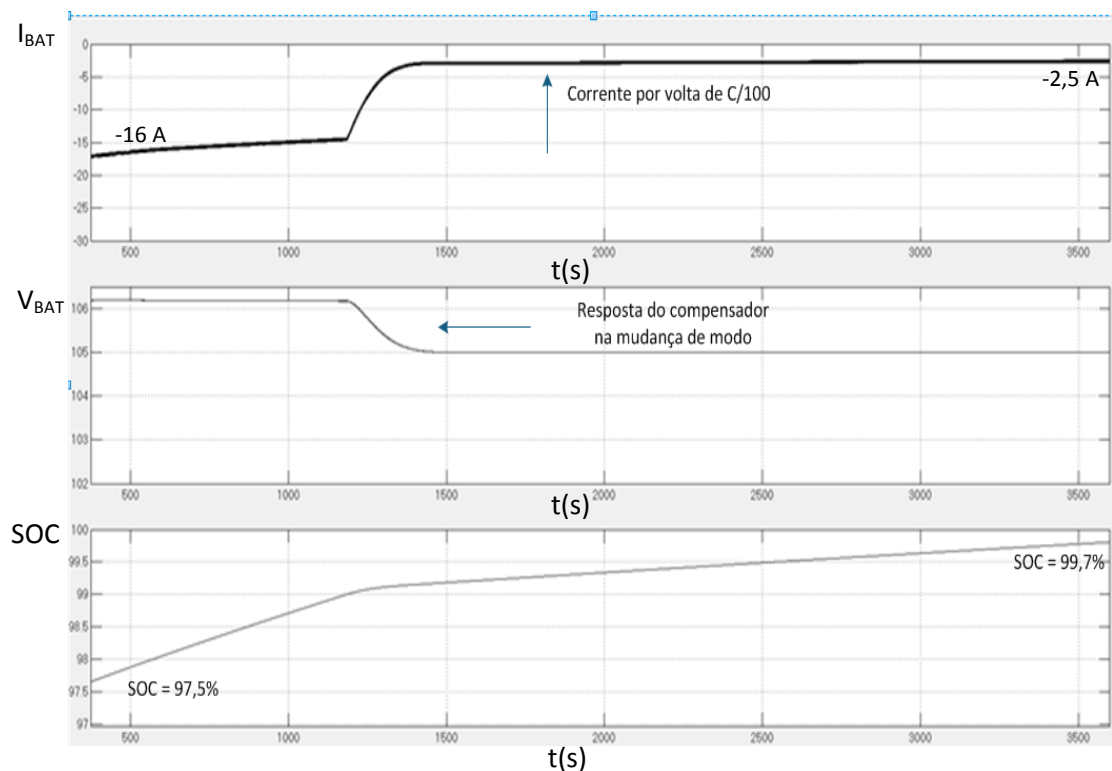


Figura 5.7. Mudança do modo de carregamento em tensão constante para modo de flutuação.

As baterias demoram muito tempo a carregar, por isso, simulou-se durante uma hora para conseguir ver o efeito de cada modo de carregamento na bateria.

5.3 ALIMENTAÇÃO DA HABITAÇÃO QUANDO HÁ FALHA NA REDE ELÉTRICA – UPS HÍBRIDA

Quando ocorre uma falha na rede de energia elétrica o sistema passa a funcionar como “UPS”, ou seja, passa a alimentar as cargas na habitação. Nesse modo de funcionamento o conversor DC-AC passe a controlar a tensão V_{AC} e o conversor DC-DC passe a controlar a tensão V_{DC} .

Testou-se o sistema para várias cargas com falha na rede de energia elétrica, e obtiveram-se os resultados apresentados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6. Ligação de diferentes cargas no inversor sem a rede elétrica.

Carga	P (VA)	Q (VAr)	FP Cos(ϕ)	THD _{Corrente} (%)	THD _{Tensão} (%)
Luzes	200	0	0,998	3,24	1,08
TV+PC	500	0	0,999	1,37	0,64
Fogão	1000	0	0,999	0,69	0,44
Congelador + Frigorífico	180	240	0,62	1,03	4,55
Congelador + Frigorífico + Tv+PC	680	240	0,9818	0,95	0,61

Analisando os resultados da Tabela 5.6 observa-se que a THD, quer da corrente como o da tensão não ultrapassam os limites definidos exigidos pela norma EN 50160. Pela Tabela 2.5 [23] a norma CEI 61000-2-4 diz-nos que a THD não deve ultrapassar os 8% em sistemas de classe 2, o que também não acontece. Podemos dizer que para uma variada combinações de cargas a THD é bastante aceitável nos equipamentos da habitação. O pior caso para THD da corrente acontece quando a corrente pedida pela habitação é muito pequena comparativamente à corrente nominal, ou seja quando apenas a carga “Iluminação” está ligada (200 W – 1,29 A_{rms}), e para a tensão acontece quando apenas temos ligado cargas com potência reativa, provocando um desfasamento entre a tensão e a corrente, afetando também o fator de potência que deixa de ser unitário.

Para testar o funcionamento da alimentação da habitação, testou-se os cenários enunciados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7. Testes de alimentação da habitação através das fontes de energia renovável e/ou bateria.

	Solar	Eólico	Cargas
1º Teste	1000 W/m ²	10 m/s	Carga inicial de 500 W
2º Teste	1000 W/m ²	10 m/s	Desligando e ligando uma carga de 1000 W
3º Teste	100 W/m ²	10 m/s	Mantém-se as cargas do 2º teste
4º Teste	100 W/m ²	10 m/s	Desliga-se uma carga de 500 W
5º Teste	100 W/m ²	6 m/s	Mantém-se as cargas do 4º teste
6º Teste	1000 W/m ²	6 m/s	Mantém-se as cargas do teste anterior

No primeiro teste vê-se qual é a resposta do sistema híbrido em relação ao seu estado inicial. Na Figura 5.8 mostra-se, a resposta inicial do sistema para uma carga inicial de 500W. Observa-se que o sistema estabiliza a tensão AC no valor nominal em cinco ciclos de rede (83,33 ms).

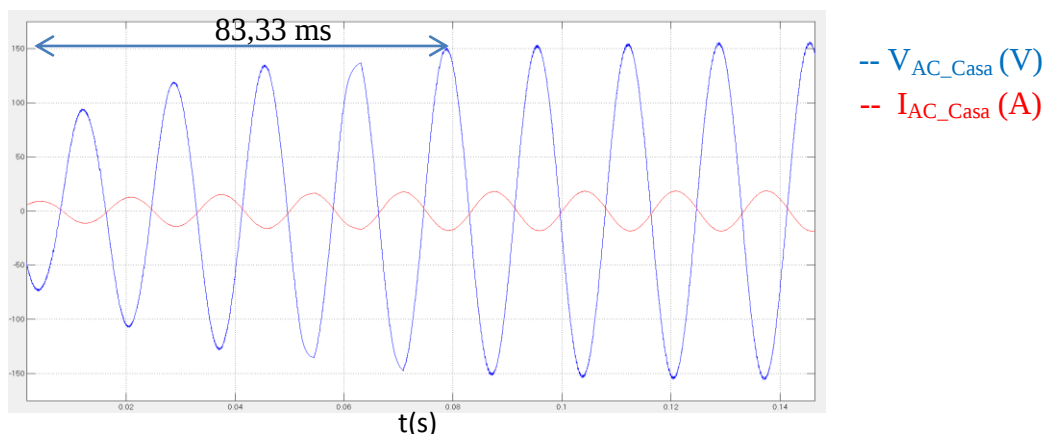


Figura 5.8. Resposta inicial do sistema de alimentação de modo a controlar a tensão AC.

No 2º teste pretende-se ver a resposta do sistema ao ligar e ao desligar uma carga com metade da potência nominal do inversor.

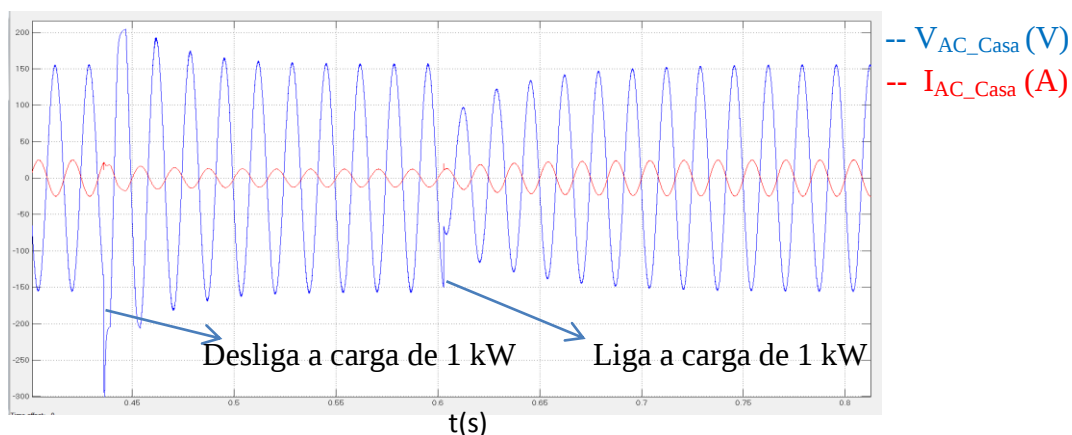


Figura 5.9. Resposta do sistema à saída e entrada de cargas de grande potência.

Na Figura 5.9 verifica-se que o sistema possui o mesmo tempo de resposta tanto para a saída como para a entrada da carga, são necessários 5 ciclos de rede até a estabilização da tensão AC.

No 3º teste ao cortar praticamente toda a energia solar disponível (Figura 5.10), é possível ver que a habitação não sentiu esse corte (Figura 5.12), pois foi compensado com um aumento da corrente fornecida pela bateria (Figura 5.11).

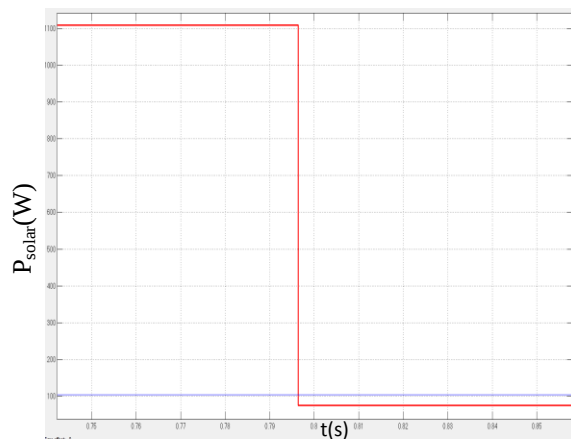


Figura 5.10. Diminuição da potência solar.

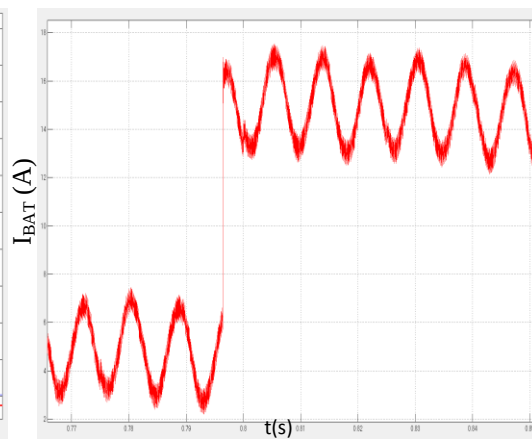


Figura 5.11. Aumento da corrente da bateria em resposta ao acontecimento da Figura 5.10.

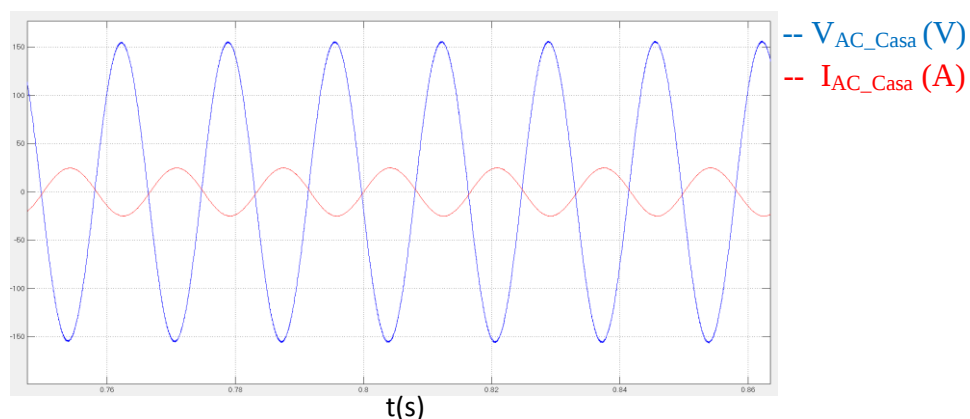


Figura 5.12. Tensão AC no lado da habitação na diminuição da potência solar.

No 4º teste desligou-se uma carga de 500 W, mantendo as condições do 3º teste. Na Figura 5.13 vê-se que o sistema precisa de menos ciclos de rede para estabilizar, isto deve-se ao facto da transição entre a potência atual e anterior ser menor do que no 2º teste.

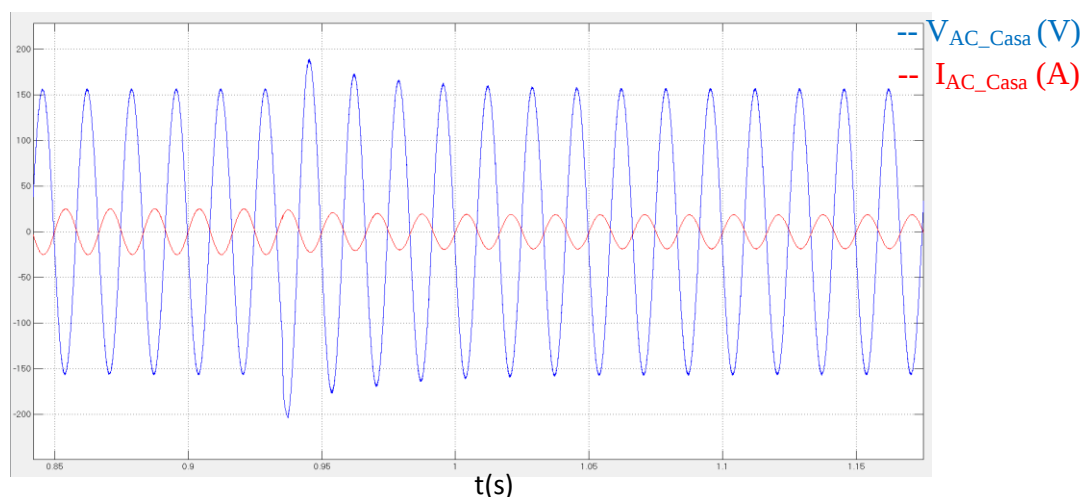


Figura 5.13. Resposta do sistema à saída de uma carga de 500 W.

No 5º Teste a velocidade do vento diminui de 10 m/s para 6 m/s fazendo com que a potência disponível diminuísse (Figura 5.14 e Figura 5.16). O compensador do conversor DC-DC compensou novamente esta alteração de potência retirando mais

corrente da bateria (Figura 5.15). Na Figura 5.16 é possível verificar que não existem alterações na tensão AC da habitação.

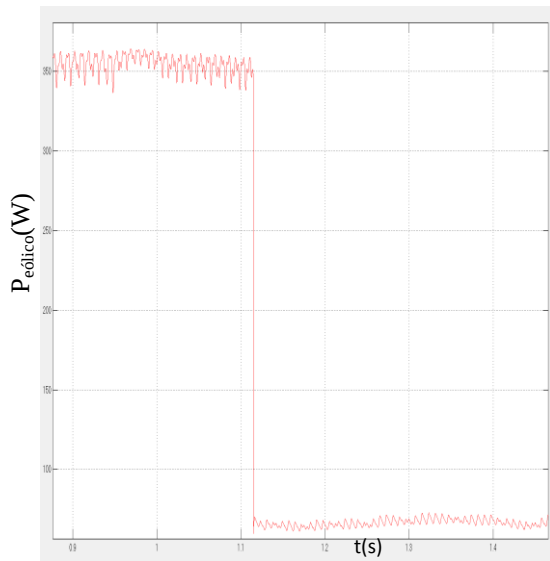


Figura 5.14. Diminuição da potência eólica.

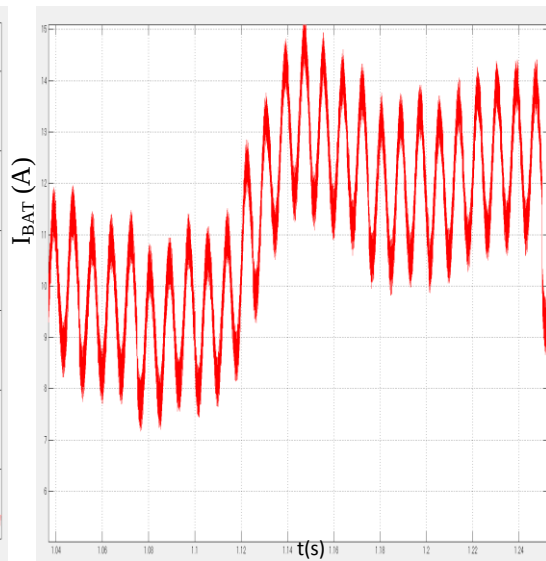


Figura 5.15. Aumento da corrente da bateria em resposta à diminuição da potência eólica.

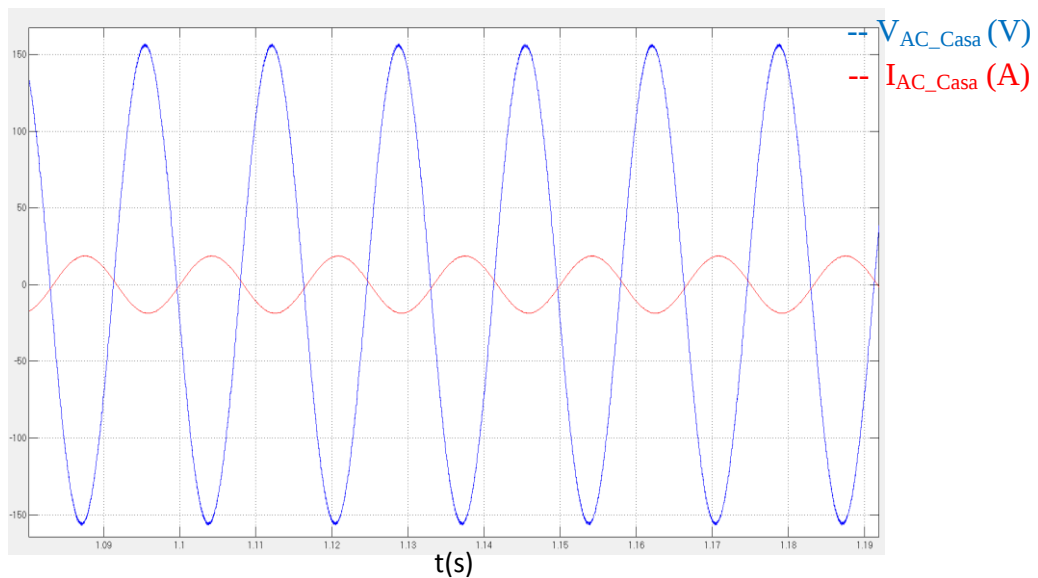


Figura 5.16. Tensão AC no lado da habitação na diminuição da potência eólica.

No 6º teste é possível verificar o mesmo tipo de resposta do que no 3º e 5º teste. Neste caso como ocorreu um aumento na potência solar (Figura 5.17), então a corrente proveniente da bateria diminui (Figura 5.18) de modo a compensar a alteração de potência à entrada do sistema. Na Figura 5.19, verifica-se que a tensão AC se mantém inalterada com a perturbação da potência existente nas fontes renováveis.

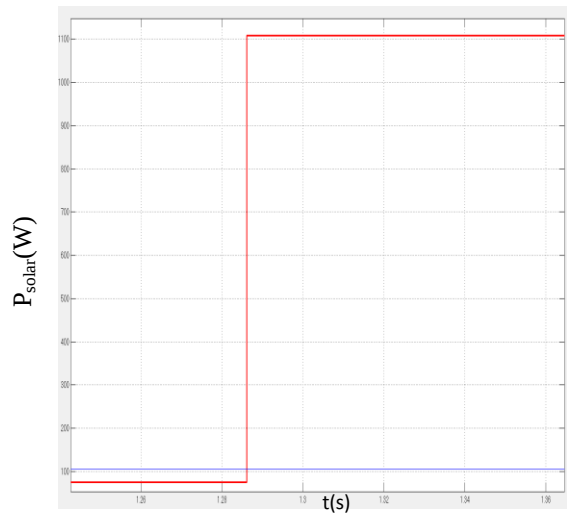


Figura 5.17. Aumento da potência solar.

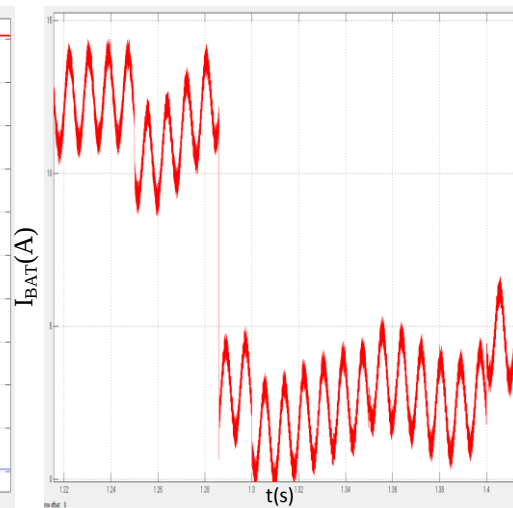


Figura 5.18. Diminuição da corrente da bateria em resposta ao acontecimento da Figura 5.10.

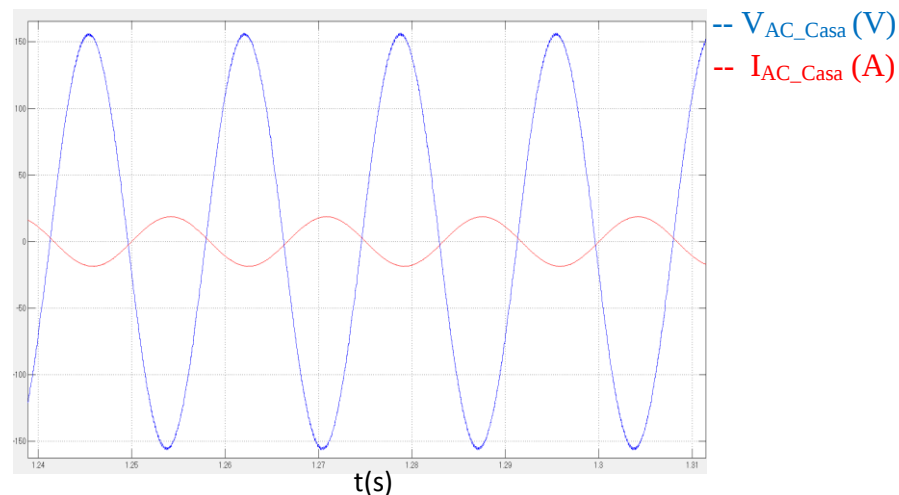


Figura 5.19. Tensão AC no lado da habitação na diminuição da potência solar.

O sistema com este tipo de funcionamento consegue fornecer de maneira interrupta energia às cargas da habitação, desde que haja potência disponível. Com a existência de mais duas fontes de energia renovável leva a que nem sempre seja necessário recorrer à bateria aumentando ainda mais o seu tempo de vida útil. O banco de baterias foi configurado para um nível de descarga de 30%, de modo a aumentar os ciclos de carga e descarga do banco de baterias.

5.4 AUTOMATISMOS DE TRANSIÇÃO E ESTADOS DE FUNCIONAMENTO

O sistema é caracterizado por vários estados e necessita de transitar entre os estados para assegurar a resposta às várias condições de funcionamento. Nos automatismos foi necessário definir quais são os estados e transições entre estados. O sistema híbrido

pode desempenhar várias funções, por isso, é necessário priorizar as funções mais importantes, em função dos estados. As necessidades do utilizador tem influência na escolha de estados do sistema de conversão de energia. Por exemplo, se o sistema estiver destinado apenas a microprodução de energia, então os automatismos deverão dar prioridade a esse modo de funcionamento. No caso do sistema se destinar à alimentação de habitações com falta de energia, é necessário que seja dada prioridade ao carregamento das baterias. Os automatismos proporcionam uma grande variedade de soluções que podem ser ajustadas ao longo do tempo para satisfazer os requisitos do utilizador. Para o sistema da Figura 5.1, estando este acoplado à rede elétrica, existem duas situações distintas de funcionamento, quando a rede está a funcionar normalmente e quando existir uma falha na rede elétrica. É necessário verificar se existe vento suficiente para a tensão de referência do *link DC* seja dada pelo MPPPT eólico ou se é mantida nos 200 V. Tendo em conta a Figura 4.3 nota-se que para ventos inferiores a 6 m/s por segundo a potência produzida pela turbina eólica não é muito relevante, porque para essa velocidade de vento a tensão é inferior à mínima permitida para existir conversão de energia para a rede. É possível aproveitar a potência abaixo dos 6 m/s para carregar a bateria caso seja necessário, utilizando outro modo de funcionamento, deixando de fornecer energia à REE. No fluxograma do anexo 9, está implementado o sistema de conversão de energia para todos os cenários possíveis. A primeira verificação no sistema de automatismos é conferir a disponibilidade das fontes de energia, medindo a radiação solar e velocidade de vento, ou multiplicando os valores dos sensores de corrente e de tensão. Na Tabela 5.8 observam-se os requisitos mínimos para que se consiga extrair potência renovável para a REE.

Tabela 5.8. Avaliação por parte do sistema da potência disponível.

Condição	Nome
Radiação Solar (G) > 100 W/m²	Energia mínima para conversão THD _{máximo} < 8%
V_{VENTO} (Vw) >=6 m/s	MPPT Eólico dá V _{dcref}

Depois da verificação feita na Tabela 5.8, é necessário informar o sistema se está perante um funcionamento em modo isolado ou ligado à rede.

Tabela 5.9. Avaliação se o sistema está isolado ou acoplado à rede elétrica.

Condição	Nome
$V_{AC} > V_{RMS} * 0.95$ E $V_{AC} < V_{RMS} * 1.05$	Rede Ligada
$V_{AC} < V_{RMS} * 0.95$	Rede Desligada

Com os dados recolhidos das comparações da Tabela 5.8 e Tabela 5.9 e fazendo comparações com o estado de carregamento da bateria (ver fluxograma no Anexo 9), utilizaram-se vários estados para identificar cada cenário. Os estados que estão previstos no sistema serão enunciados na Tabela 5.10.

Tabela 5.10. Estados de funcionamento do sistema de conversão híbrido.

Estado	Condições	Nome
1	$G > 100$ e $SOC \geq 100\%$ Rede Ligada	MPPT Solar
2	$G < 100$ e $SOC > SOC_{Ref}$ Rede Ligada	Desliga Conversor DC-DC
3	$G < 100$ e $SOC < 70\%$ Rede Ligada	Grid_Charge_Current
	Grid_Charge_Current Ativado? Rede Ligada	Grid_Charge_Voltage
4	$G > 100$ e $SOC < 70\%$ Rede Ligada	Solar_Charge_Current
	Solar_Charge_Current Ativado? Rede Ligada	Solar_Charge_Voltage
5	$G > 100$ e $SOC > 70\%$ e $P_{CASA} > 150$ W	UPS_Mode
	Rede OFF	
6	$G > 100$ e $SOC < 70\%$ Rede Desligada	Solar_Charge_Current
7	$G < 100$ e $SOC < 70\%$ Rede Desligada	Desliga inversor,
	$V_{VENTO} > 6$ m/s	Wind_Charge_Current
8	Wind_Charge_Current Ativado? e Rede Desligada e $V_{VENTO} > 6$ m/s	Wind_Charge_Voltage

Com os estados descritos Tabela 5.10, é possível automatizar o sistema de forma a cumprir os requisitos do utilizador.

Na Figura 5.20 observa-se o fluxograma baseado nas condições da Tabela 5.10. Este fluxograma comanda o sistema entre modos de funcionamento.

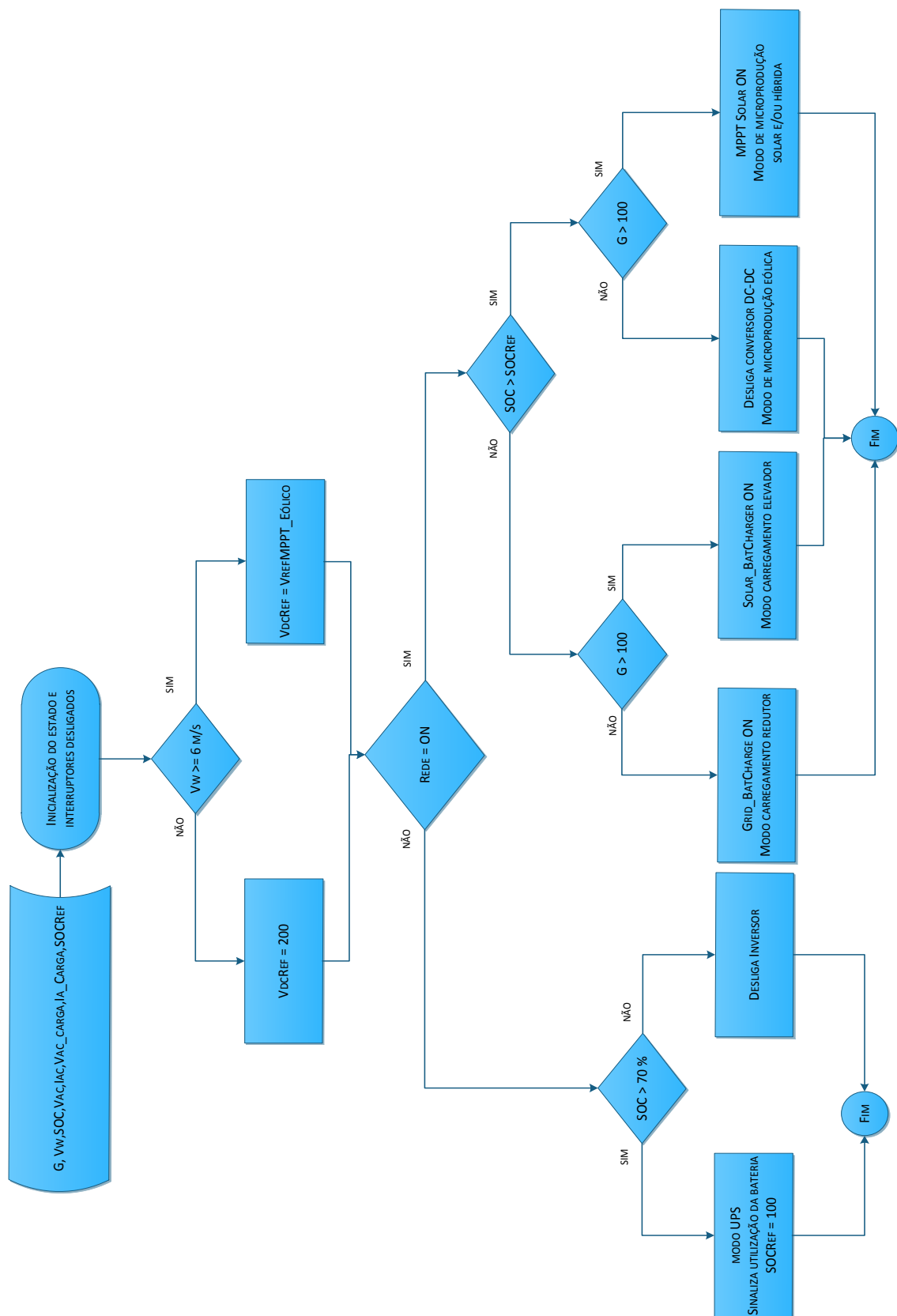


Figura 5.20. Fluxograma de comando do inversor para os diferentes modos de funcionamento.

6. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi feito o dimensionamento e controlo de um sistema de conversão de energia utilizando duas fontes de energia renovável: fotovoltaica e eólica. Foram aplicados algoritmos de controlo e automatismos de modo a ativar as funcionalidades e potencialidades do sistema. Os automatismos permitem que o sistema realize alterações físicas (*hardware*) por meio de *software*, possibilitando a “alteração” da topologia física de maneira a se adequar a cada cenário de funcionamento.

No 2º capítulo foi feita uma revisão de alguns MPPTs para transferência da máxima potência para energia fotovoltaica e eólica, de topologias de conversão de energia sem transformador, das redes de energia, qualidade de energia, do carregamento de baterias e técnicas de controlo, etc.

No terceiro capítulo foi estudado e projetado o sistema de conversão de energia solar. Nesse capítulo foi realizado o MPPT Solar, o dimensionamento dos componentes eletrónicos que fazem parte do conversor, e projetado os controladores necessários para que o sistema tivesse um comportamento dinâmico e estável. Nesse capítulo viu-se que:

- Para qualquer valor de radiação solar, o MPPT Solar utilizado, além de ter uma resposta rápida e erro estático quase nulo, devido ao controlador PI, é bastante eficiente para qualquer nível de radiação;
- Dimensionar sistemas com comando a três níveis é proveitoso a nível económico (coeficiente de autoindução da bobine é metade do valor do que para o comando a dois níveis). Ao nível da qualidade de energia elétrica, onde se consegue melhoramentos na ordem de 1% a 2% no nível de distorção harmónica da corrente injetada na rede, em relação ao comando a dois níveis, mesmo com uma bobine de filtro com metade do valor;
- Quando ao rendimento do sistema utilizando as equações da máxima eficiência europeia e máxima eficiência, viu-se que a eficiência total do sistema foi de 99,21%. Viu-se que a rendimento das topologias sem transformador comerciais esta era no máximo de 98%;

- Observou-se que quanto maior for a corrente injetada na rede, até próximo do seu valor nominal, menor é a distorção harmónica. Para os níveis mais baixos de corrente, que é muito raro acontecer, que se aproximem muito do erro de histerese, a THD pode passar os níveis máximos requeridos pela norma EN 50160.

No quarto capítulo foi abordado o sistema de conversão de energia eólica, com ênfase num sistema de microprodução da PRAMAC VTW1kW instalado na Universidade da Madeira. A topologia a utilizar e a comparação de rendimento de três diferentes tipos de MPPTs eólicos foi também abordado neste capítulo. A reter nesse capítulo:

- A escolha de um sistema para conversão de energia, a escolha recaiu num retificador passivo pois é um sistema mais simples e económico de implementar, apesar de não ser tão eficiente como um sistema ativo de retificação;
- Observou-se que para estes sistemas de microprodução para ter algum aproveitamento é necessário que a velocidade média do vento seja superior a 6 m/s para retirarmos potências acima de 100 W e tensões superiores a 200 V. Só é recomendável a instalação deste tipo de sistemas onde as velocidades de vento expectáveis andem em torno de 10 m/s a 14 m/s;
- Na comparação de MPPTs eólicos (P&O, TSR_{ÓTIMO} e P&O com passo dinâmico) viu-se que o MPPT de TSR_{ÓTIMO} tem mais rendimento dos três, mas também é o que acarreta mais custos, complexidade de implementação e é dependente dos parâmetros da turbina. O MPPT P&O com passo fixo tem menos eficiência de seguimento que o TSR_{ÓTIMO}, mas dos três é o mais simples de implementar. O MPPT P&O de passo dinâmico apresenta um bom compromisso entre complexidade e eficiência de seguimento. O aumento de eficiência em relação ao MPPT de P&O foi de 3,5%, e apenas é menos eficiente em 2,23% do que o MPPT de TSR_{ÓTIMO}: É de salientar que passa a ser uma solução bastante interessante pois não depende dos parâmetros da máquina eléctrica.

No quinto capítulo abordou-se a junção dos sistemas do terceiro e quarto capítulo para fazer produção híbrida. Foram ainda adicionados um sistema de armazenamento com baterias, e uma habitação com ligação paralela à casa. Neste capítulo viu-se que:

- A eficiência do MPPT da junção híbrida dos sistemas foi comparada com a eficiência de cada MPPT a funcionar de maneira isolada, e verificou-se que as maiores diferenças em termos de eficiência era nos casos onde o MPPT eólico estava sintonizar o sistema de maneira a se transferir o máximo de potência. É de salientar que são diferenças de 0,4% e com eficiências de seguimento superiores a 99%;
- Quanto aos automatismos e controlo do sistema, viu-se que apenas mudando o controlo que um sistema de microprodução de energia renovável pode-se transformasse numa UPS de ligação paralela com a rede, tendo como fonte de energia o banco de baterias, e também a energia renovável disponível. Isto permite que a utilização das baterias seja minimizada se existir energia renovável disponível na altura da falha de energia elétrica, aumentando assim a vida útil da bateria. Os automatismos permitem que o sistema de conversão de energia tenha sempre a melhor escolha para as situações que se depara, quer seja em termos de THD mínima, desligando o sistema quando não existem condições de entregar energia à rede com qualidade, quer ao nível do carregamento das baterias.

Em suma, o sistema desenvolvido tem várias aplicabilidades. Todas estas funções são bastante úteis em países onde a rede de energia elétrica costuma ter muitas falhas. Permite que se tenha o mesmo sistema para produzir energia renovável e vendê-la a rede de energia elétrica se possível como também o mesmo sistema é capaz de servir de *backup* na falta de energia da rede elétrica.

Este trabalho foi direcionado para resolver uma situação específica, na Venezuela, onde existem muitas falhas da energia elétrica durante algum tempo. A empresa INTEL SOL interessou-se pelo desenvolvimento de um sistema que tivesse várias funcionalidades, principalmente a capacidade de microprodução e de *backup* no caso de falha da rede elétrica.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Sendo a eficiência energética um fator importante nos sistemas de energia, é necessário proceder à sua monitorização. Seria conveniente o desenvolvimento de um sistema de

monitorização de energia para este sistema, de modo a fornecer ao utilizador do sistema, todas as informações necessárias sobre energia produzida, consumida, estado do sistema, etc. Com o sistema de monitorização seria também possível o controlo de cargas da habitação, utilizando algoritmos que ligassem e desligassem cargas de modo a igualar a potência consumida à potência produzida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Exxonmobil - 2012 *The Outlook for Energy: A View to 2040* acedido em http://www.exxonmobil.com/Corporate/Files/news_pub_eo2012.pdf.
- [2] Geoger Crabtree, Nathan Lewis, *Solar Energy Conversion*, 2007
- [3] Castro, Rui, *Uma introdução às energias renováveis: Eólica, Fotovoltaica e mini-hídrica*, 2011
- [4] Tsutagawa, M.H., Michael, S., *Triple junction InGaP/GaAs/Ge solar cell optimization: The design parameters for a 36.2% efficient space cell using Silvaco ATLAS modeling & simulation*, IEEE 34^a Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2009.
- [5] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. Ruppert F., *Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays* ; Brazilian Journal of Power Electronics, Vol. 14, pp. 35 - 45 2009.
- [6] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. Ruppert F., *Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays*, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 24, N° 5, pp. 1198 – 1208, Maio 2009.
- [7] J.G. Sloopweg, H. Polinder, W.L.Kling, *Dynamic Modeling of a Wind Turbine with Direct Drive Synchronous Generator and Back to Back Voltage Source Converter and its Controls*, 2001.
- [8] H. Koizumi, K. Kurokawa, *A novel maximum power point tracking method for PV module integrated converter*, IEEE 36^a Power Electronics Specialists Conference, pp. 2081 – 2086, 2005.
- [9] D.P. Hohm, M.E. Ropp, *Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed*, IEEE 28^a Photovoltaic Specialists Conference, pp. 1699 – 1702, 2000.
- [10] Moacyr A. G. de Brito, Luigi G. Jr., Leonardo P. Sampaio, Guilherme A. e Melo, Carlos A. Canesin (Senior Member, IEEE), *Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications*, 2011.

- [11] L. L. Freris, *Wind Energy Conversion Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990, pp. 182–184.
- [12] Eftichios Koutroulis, Kostas Kalaitzakis, *Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, Abril 2006, pp. 468 – 494
- [13] A. M. De Broe, S. Drouilhet, and V. Gevorgian, *A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications*, IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1630–1635, 1999.
- [14] W. Kleinkauf, G. Cramer, and M. Ibrahim, *PV Systems Technology - State of the art developments and trends in remote electrification*, SMA Technologie AG, 2005
- [15] H. Häberlin, Ch. Liebi, and Ch. Beutler; *Inverters for grid connected PV-Systems: Test results of some new inverters and latest reliability data of the most popular inverters in Switzerland*; 14ª Conferência Europeia sobre Energia Fotovoltaica, 1997
- [16] H. Hinz and P. Mutschler, *Voltage source inverters for grid connected photovoltaic systems*, 2ª Conferência Mundial sobre Conversão de Energia Solar Wien, Austria, 1998, pp. 2045–2048
- [17] Tamás Kerekes, *Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems*, Dissertação, 2009
- [18] Fernando A. Silva, *Sistemas de energia em Telecomunicações: Texto de apoio*, 2009
- [19] MIT Electric Vehicle Team, *A Guide to Understanding Battery Specifications*, 2008
- [20] <http://www.nacecare.com/articles/gel-batteries-vs-wet-lead-acid-batteries>
- [21] <http://www.chargetek.com/resources/battery-charger-basics/>
- [22] CENELEC NE/EN 50160: *Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution*, 1994.
- [23] “Manual da Qualidade da Energia Elétrica” EDP em colaboração com o ISR, Departamento de Engenharia Electrotécnica da Universidade de Coimbra, 2005.

- [24] IEEE Std 1547.1-2005. IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.
- [25] IEEE 929-2000. Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems.
- [26] IEC 61727; "Characteristics of the utility interface for photovoltaic (PV) systems"; International Electrotechnical Commission, IEC 61727, 2002.
- [27] C. Cheng; *Design of Output Filter For Inverters Using Fuzzy Logic*, Expert Systems with Applications 38, 2011, pp.8639-8647
- [28] V. M. Cardenas C. Nuñez N. Viquez; *Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional-Integral Control.*, IEEE, 2009.
- [29] Jean-Christophe Olivier, Jean-Claude Le Claire, Luc Loron; *A Powerful Switching Frequency Limitation in Sliding Mode Control*, IEEE, 2006.
- [30] Ogata, K.; *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, third edition, 1997.
- [31] *Datasheet dos painéis fotovoltaicos da PAIRAN EGM-185* acessado em: http://www.pairan.com/uploads/media/Pairan_Datenblatt_Modul_EGM-185_EN.pdf
- [32] D.P. Hohm, M.E. Ropp; *Comparative study of maximum power point tracking algorithm*, 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 1699-1702, 2000.
- [33] Alireza Khaligh, Omer C. Onar; *Energy Harvesting – Solar, Wind and Ocean Energy Conversion Systems*, 2010
- [34] SEMISTACK – IGBT, Single-phase inverter, SKS 30F B6U+B2CI 16 V12 da Semikron.
- [35] Sérgio Alexandre Martins Lopes, *Avaliação de Parâmetros de Qualidade de Energia em Sistemas de Microgeração*, Dissertação, IST
- [36] Carvalho, D; *Análise e Caracterização Energética de Sistemas Fotovoltaicos de Baixa Potência com Ligação à Rede Eléctrica*, Dissertação, FEUP, 2011

- [37] <http://unsw.technologypublisher.com/files/sites/cw-ipm-machine-prototype.jpg>
- [38] http://i00.i.aliimg.com/photo/v0/275665966/Wind_Turbine_Permanent_Magnet_Generator.jpg
- [39] <http://www.scielo.cl/fbpe/img/ingeniare/v17n3/fig06-2.JPG>
- [40] <http://sub.allaboutcircuits.com/images/03269.png>
- [41] Mora, Maria; *Sensorless vector control of PMSG for wind turbine applications*; Dissertação - Institute of Energy Technology Aalborg University, 2009
- [42] *WT 1 kW Use & Maintenance Manual* – acedido em http://navitron.org.uk/download_images/download_1299498248_178.pdf

ANEXOS

ANEXO A – ALGORITMO DO MPPT SOLAR POR IC.

```
function Vref = fcn(V,I,Vant,Iant, Vrefant)

IncremVref = 0.3; % Passo da tensão de referência

% Definir condições iniciais

Vref = Vrefant;

dI = I - Iant;
dV = V - Vant;

if dI == 0

    if dV == 0

        else if dV > 0

            Vref = Vref - IncremVref;

        else

            Vref = Vref + IncremVref;

        end
    end
else if abs(dV/dI + V/I) < 1e-6

    else if dV/dI > -V/I

        Vref = Vref - IncremVref;

    else

        Vref = Vref + IncremVref;

    end
end
end

Vrefant = Vref;
Iant = I;
Vant = V;
```

ANEXO B – ALGORITMO PARA VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA TURBINA EÓLICA

```
%%          Carlos Francisco
%% GreenEnergy Projeto de Mestrado

%% Dados da turbina
RPM = 1;          % Velocidade inicial (RPM)
D = 1.45;         % Diametro da turbina eólica
R= D/2;          % Raio da turbina eólica
B= 0;            % Ângulo das pás da turbina
p = 1.225;        % Densidade do ar
A = 2.1;         % Área da turbina

%% Limpar variáveis e gráficos
clear Cp
clear tsr
clear tsri
clf(ffigure(1));
clf(ffigure(2));
clf(ffigure(3));

%% Algoritmo para simular o comportamento da turbina eólica

vel = 3000; % Velocidade máxima
velocidade = (1:1:vel);

for Vw = 6:2:14

    for n = 1:vel

        % Equação 1

        %  $tsr(n) = n \cdot \pi \cdot D / (60 \cdot Vw)$ ;
        %  $tsri(n) = 1 / ((1 / (tsr(n) - 0.02 \cdot B)) - (0.003 / (B^3 + 1)))$ ;
        %  $Cp(n) = 0.73 \cdot ((151 / tsri(n)) - 0.58 \cdot B - 0.002 \cdot B^2 \cdot 14 - 13.2) \cdot \exp(-18.4 / tsri(n))$ ;

        % Equação 2

         $tsr(n) = ((n^2 \cdot \pi) / 60) \cdot R / Vw$ ;
         $tsri(n) = 1 / (1 / tsr(n) - 0.035)$ ;
         $Cp(n) = 0.22 \cdot ((116 / tsri(n) - 5) \cdot \exp(-12.5 / tsri(n)))$ ;

        P(n) = 0.5 * p * 2.1 * Cp(n) * Vw^3;

        end

        if Vw == 6
            cor='g';
        end

        if Vw == 8
            cor='y';
        end

        end

        if Vw == 10
            cor='b';
        end
    end
end
```

```

end

if Vw == 12
    cor='r';

end

if Vw == 14
    cor='k';

end

%% Gráficos
[ymx,loc] = max(Cp);
xmx = tsr(loc);

% Máximo Cp para um valor de TSR
figure(1)
plot(tsr,Cp,cor,xmx,ymx,'r+')
axis([0,14,0,0.5])
hold on

figure(2)
plot(velocidade,Cp,cor)
axis([0,vel,0,0.5])
hold on

figure(3)
plot(velocidade,P,cor)
axis([0,2500,0,1700])
hold on

end

```

ANEXO C – ALGORITMO PARA SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL DA TURBINA EÓLICA

```

% Cálculo em tempo real do torque a aplicar na turbina eólica
function [T,P,tsr] = fcn(VelRot,Vw)

p = 1.184;

tsr = VelRot*0.725/Vw;
tsri = 1/(1/tsr-0.035);
Cp = 0.22*((116/tsri-5)*exp(-12.5/tsri));

P = 0.5*p*2.1*Cp*Vw^3;
%Limitar o Cp a valores positivos.
if Cp < 0.1
    Cp = 0.1;
end

T = -1*P/VelRot;

```

ANEXO D - MPPT EÓLICO POR P&O (FLUXOGRAMA)

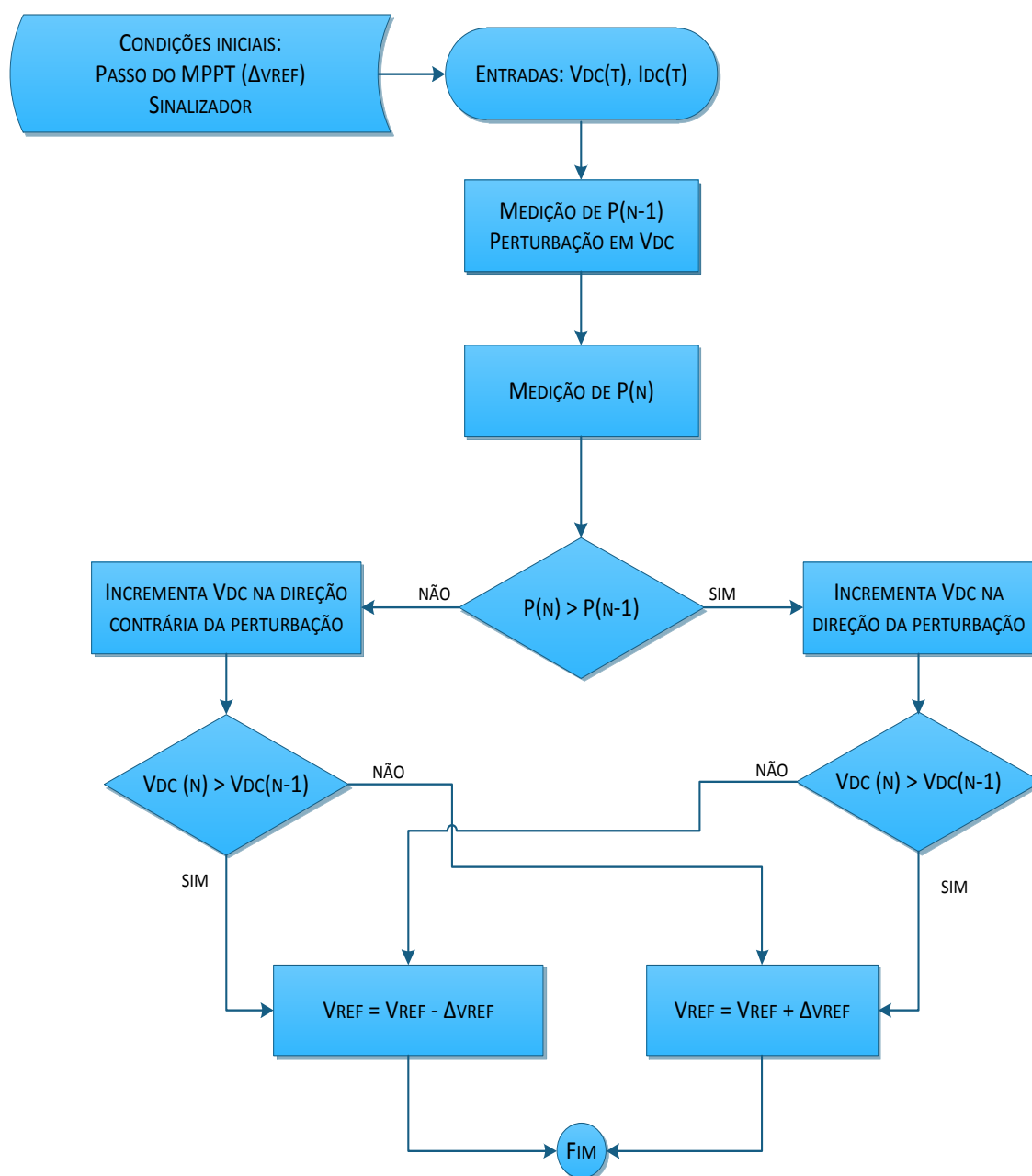


Figura D.1 – Fluxograma do MPPT Eólico por P&O.

ANEXO E - MPPT EÓLICO POR P&O COM PASSO DINÂMICO (FLUXOGRAMA)

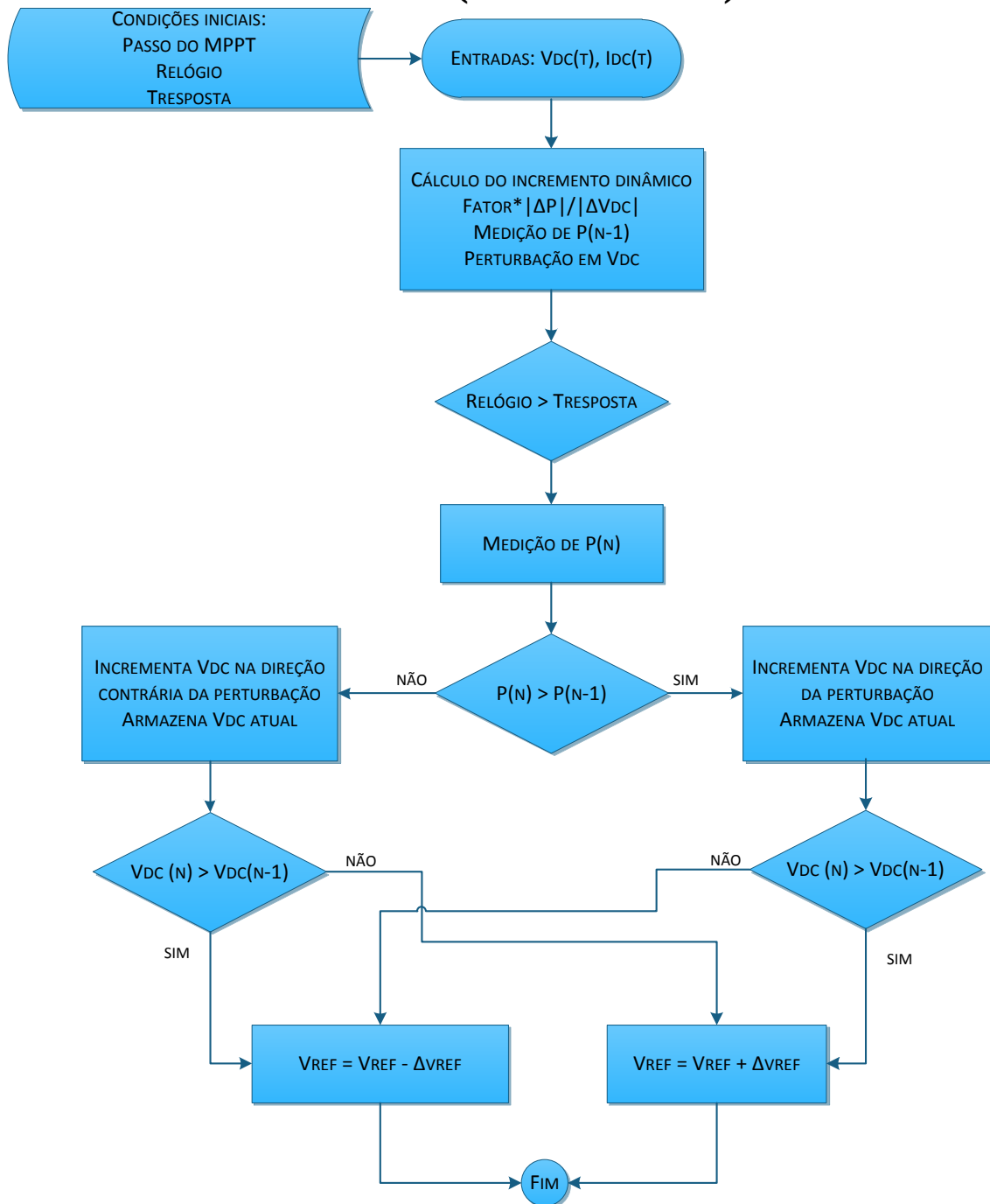


Figura E.1 – Fluxograma do MPPT Eólico por P&O com passo dinâmico.

ANEXO F - MPPT EÓLICO POR $TSR_{ÓTIMO}$ (FLUXOGRAMA)

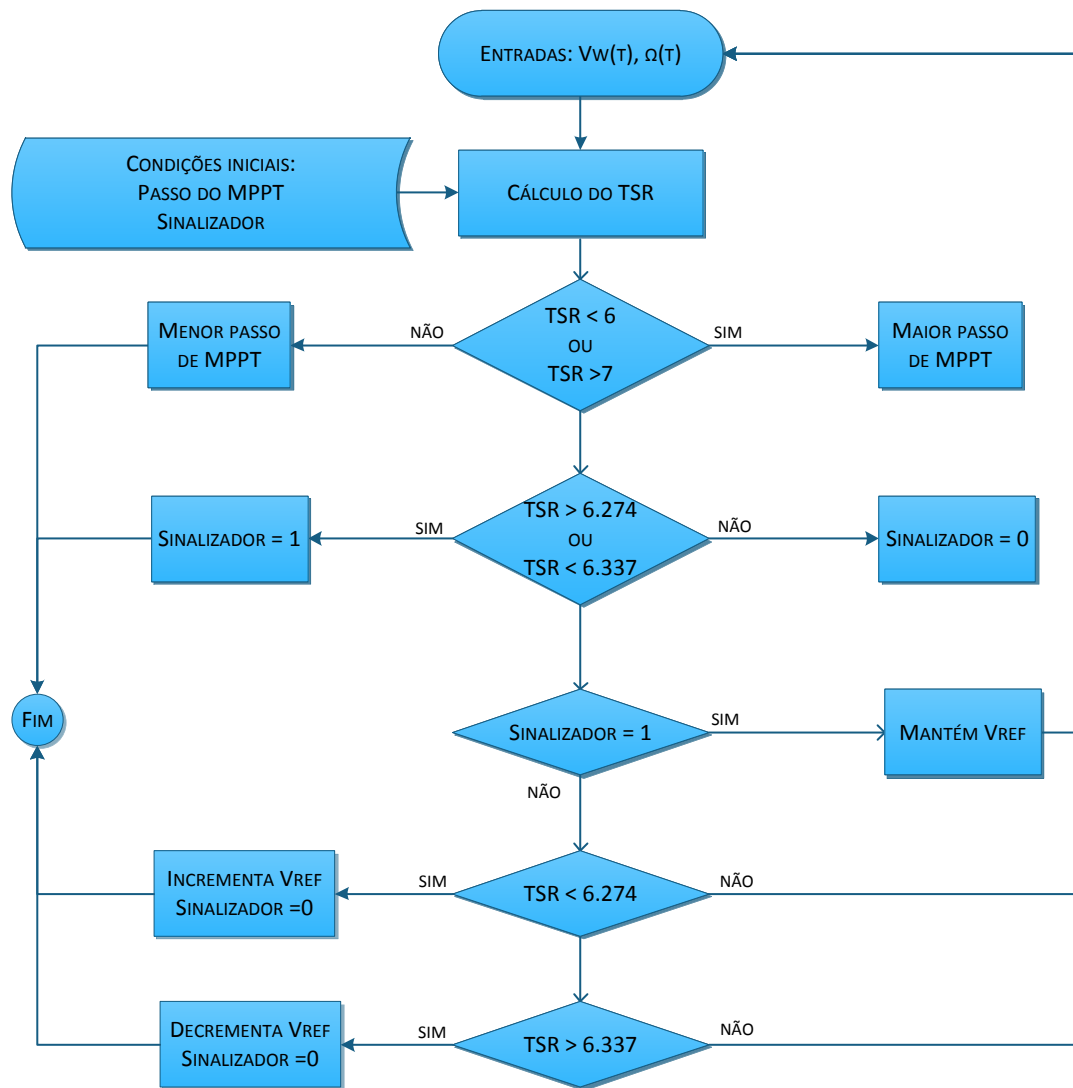


Figura F.1 – Fluxograma do MPPT Eólico por $TSR_{Ótimo}$.

ANEXO G – COMANDO DO CONVERSOR DC-AC A DOIS NÍVEIS. (FLUXOGRAMA)

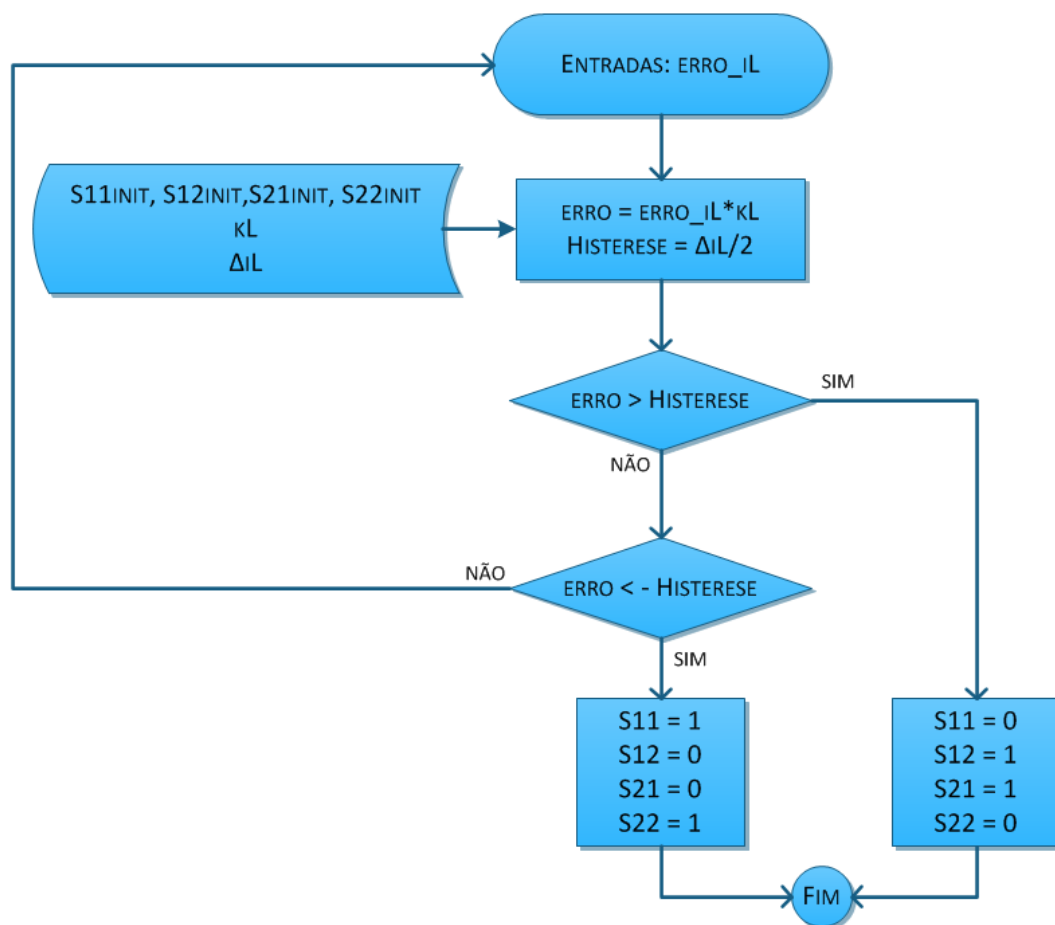


Figura G.1 – Comando dos IGBTs a dois níveis.

ANEXO H - COMANDO DO INVERSOR A TRÊS NÍVEIS. (FLUXOGRAMA)

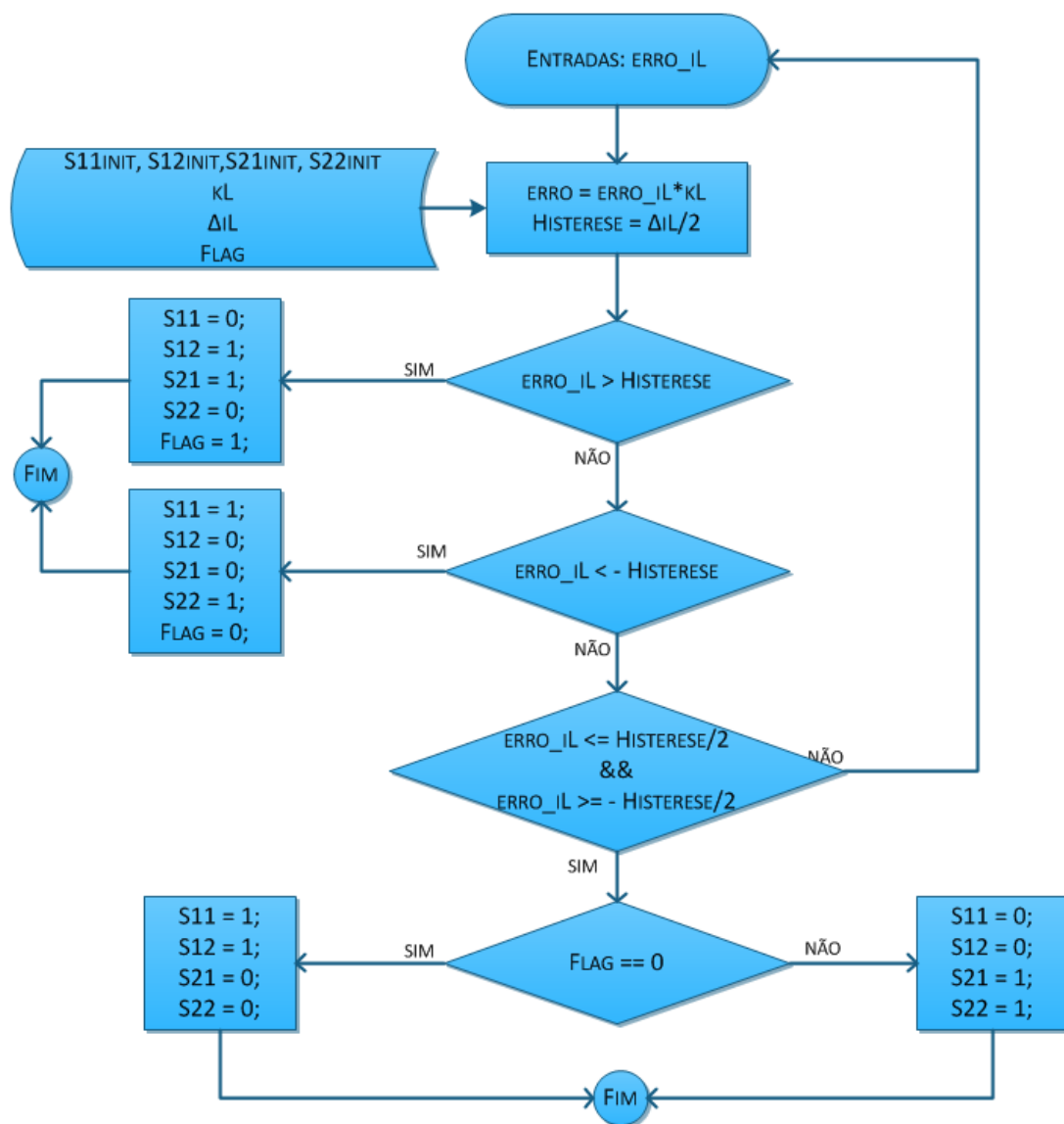


Figura H.1 – Comando dos IGBTs a três níveis.

ANEXO I - AUTOMATISMOS PARA ESCOLHA DE MODOS DE FUNCIONAMENTO. (FLUXOGRAMA)

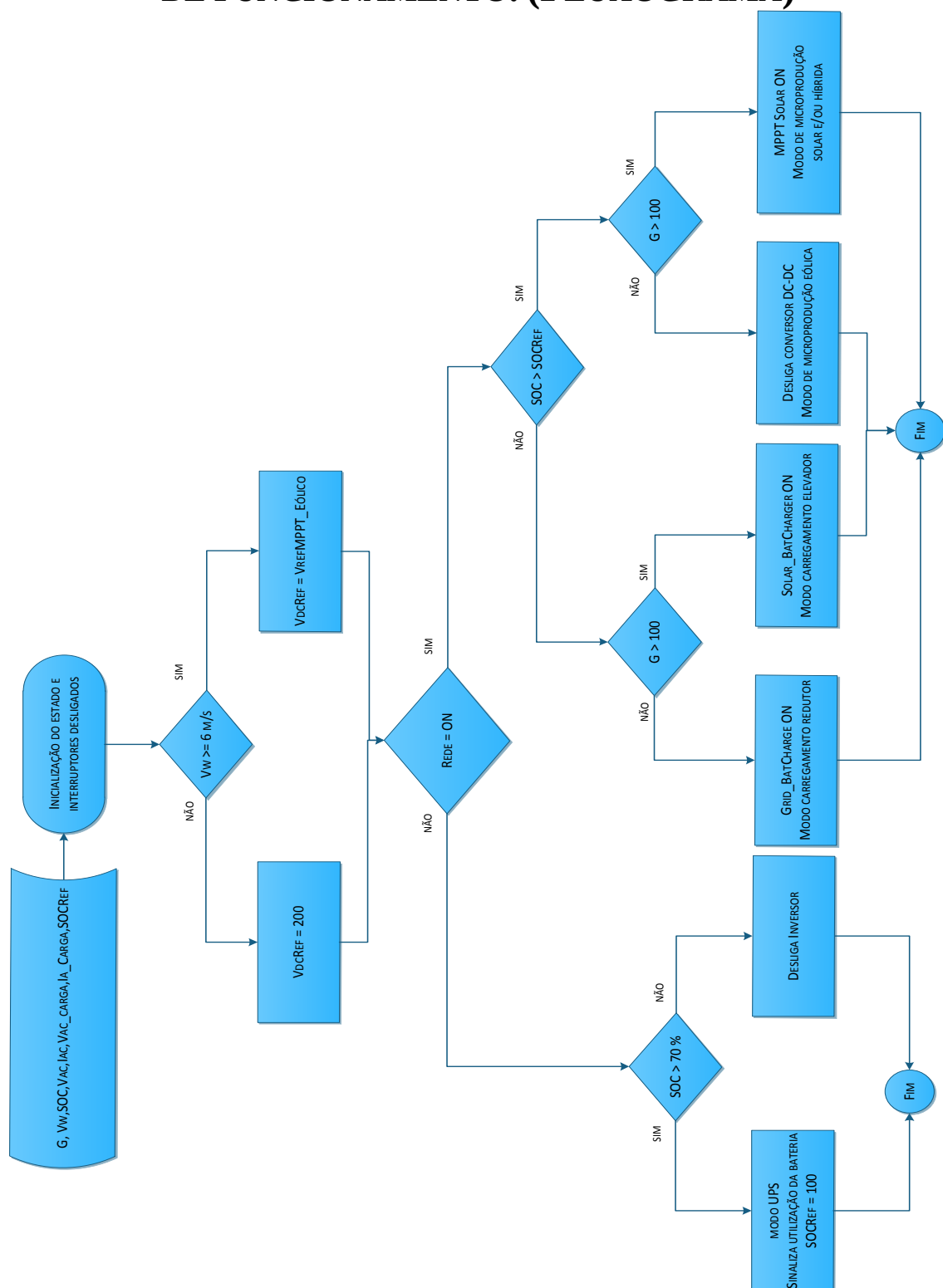


Figura I.1 – Fluxograma de automatismos para escolha de modos de funcionamento.

ANEXO J - MODOS DE CARREGAMENTO DAS BATERIAS. (FLUXOGRAMA)

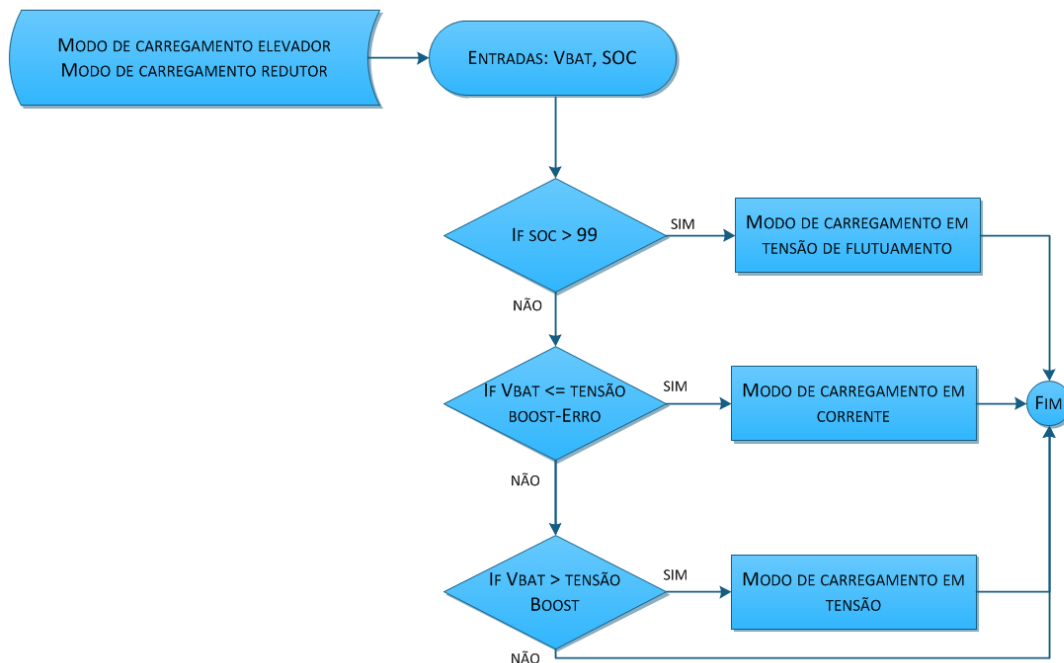


Figura J.1 – Fluxograma de escolha do modo de carregamento das baterias.

ANEXO K – SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA SOLAR PV (ESQUEMA ELÉTRICO)

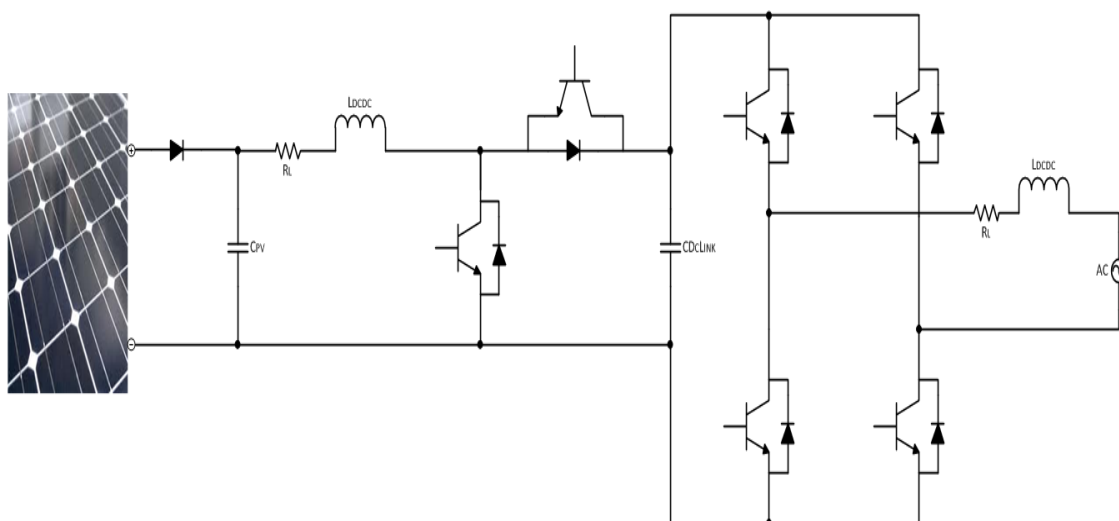


Figura K.1 – Esquema elétrico do sistema de conversão de energia solar.

ANEXO L – SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICO (ESQUEMA ELÉTRICO)

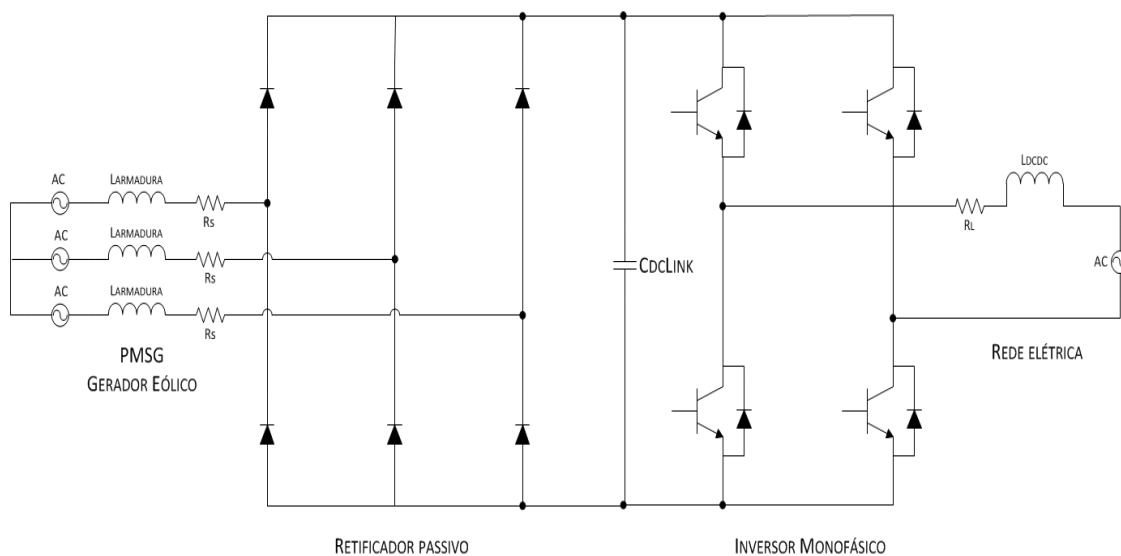


Figura L.1 – Esquema elétrico do sistema de conversão de energia eólico.

ANEXO M – SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA HÍBRIDO (ESQUEMA ELÉTRICO)

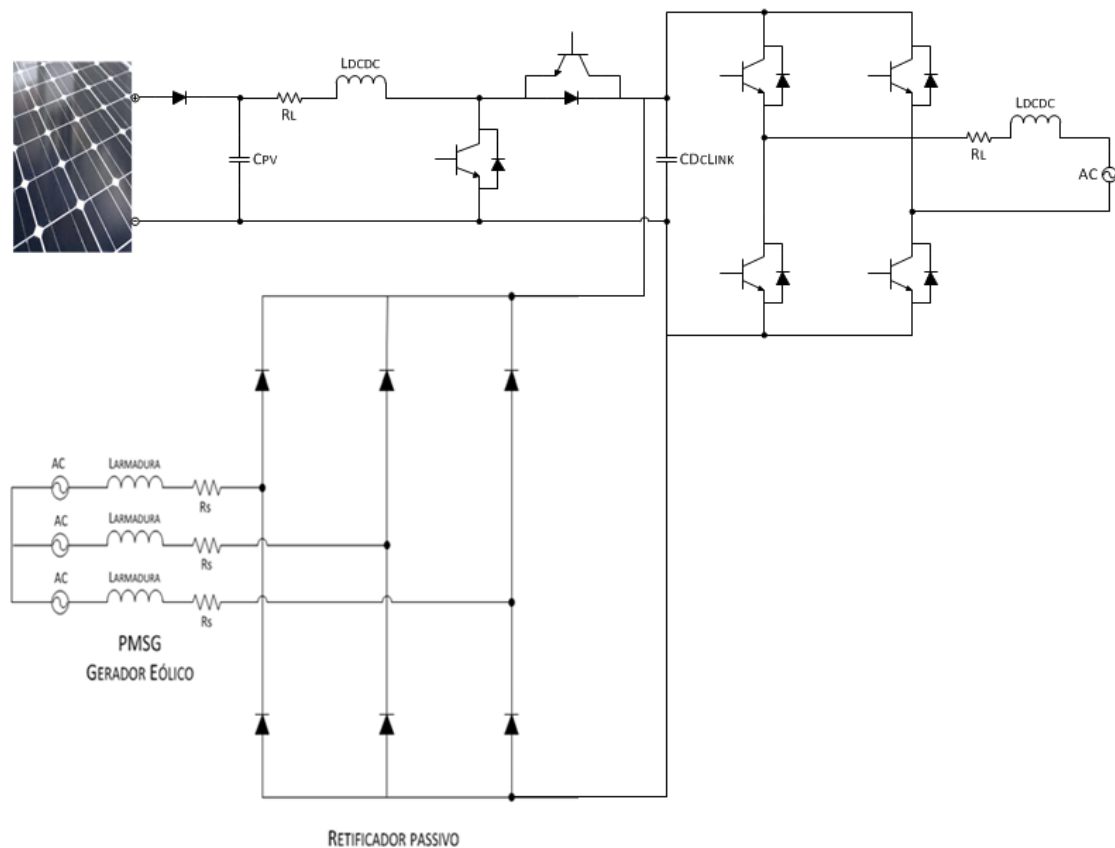


Figura M.1 – Esquema elétrico do sistema de conversão de energia eólico.

ANEXO N – BLOCOS DE CONTROLO DO SISTEMA

ANEXO O – DIAGRAMA DE BLOCOS PARA O CARREGAMENTO DAS BATERIAS

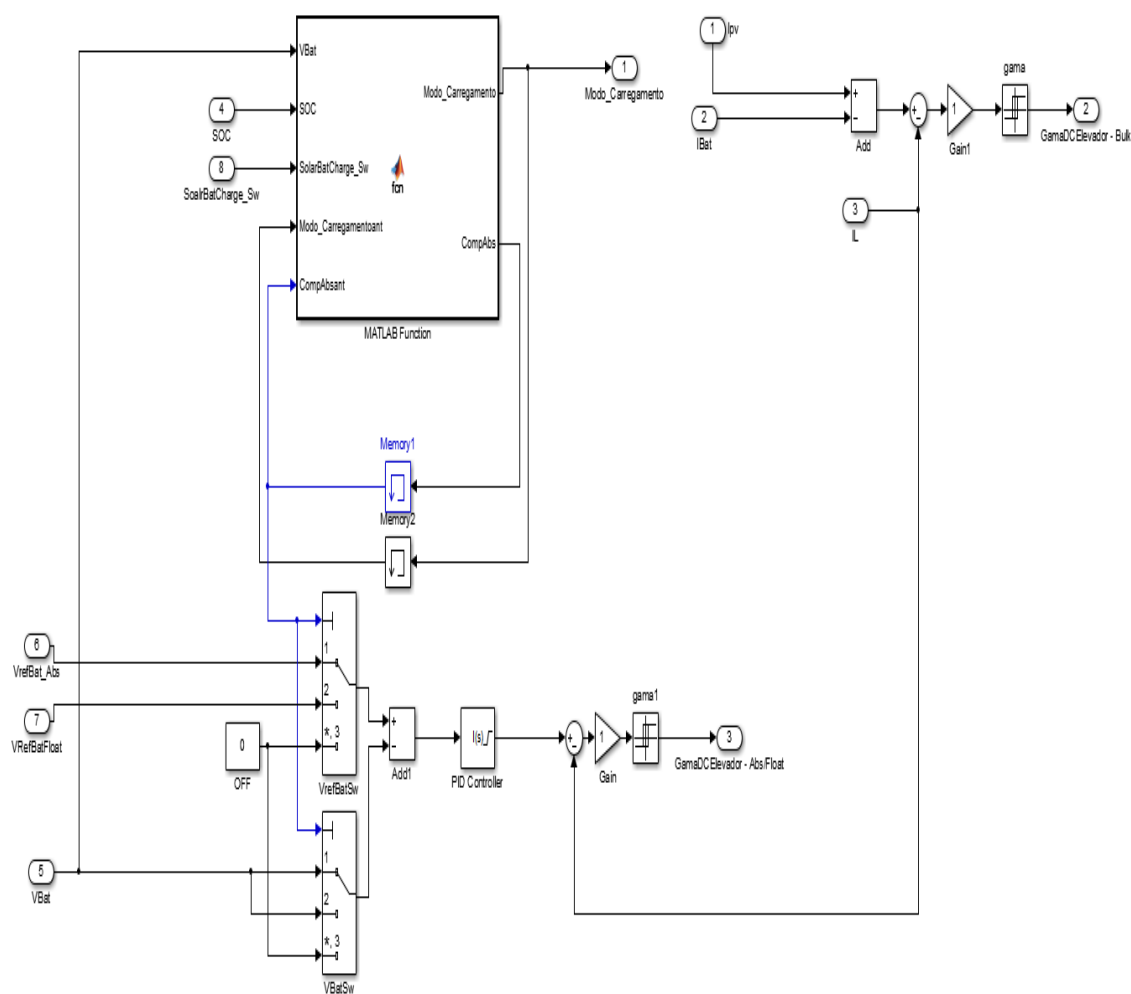


Figura O.1 – Diagrama de blocos para carregamento das baterias.

ANEXO P – CONTROLO DE CARGAS DA HABITAÇÃO ATRAVÉS DE UM ALGORITMO DE GESTÃO DE POTÊNCIA

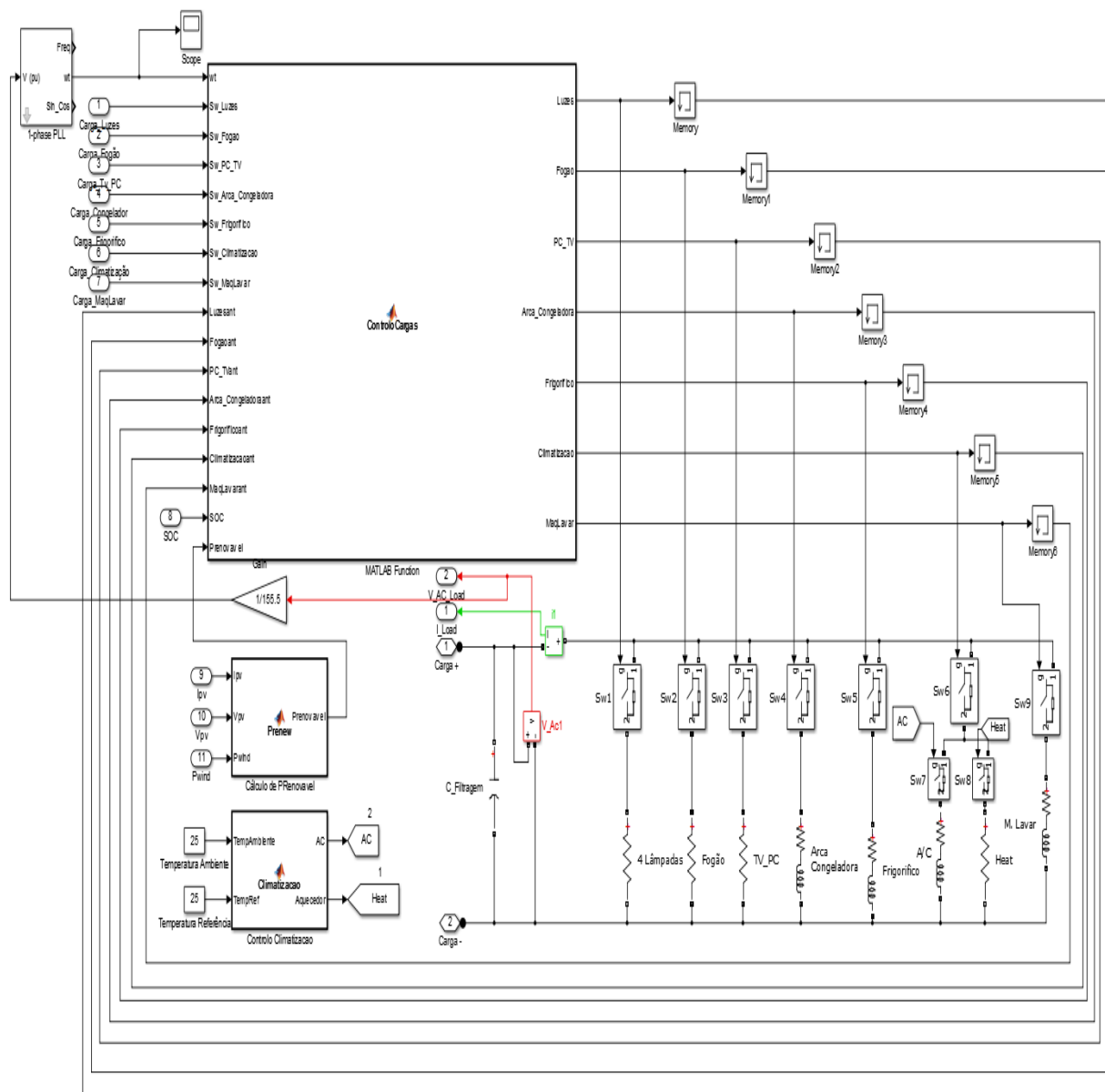


Figura O.1 – Diagrama de blocos para carregamento das baterias.

ANEXO Q – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO DE GESTÃO DE POTÊNCIA

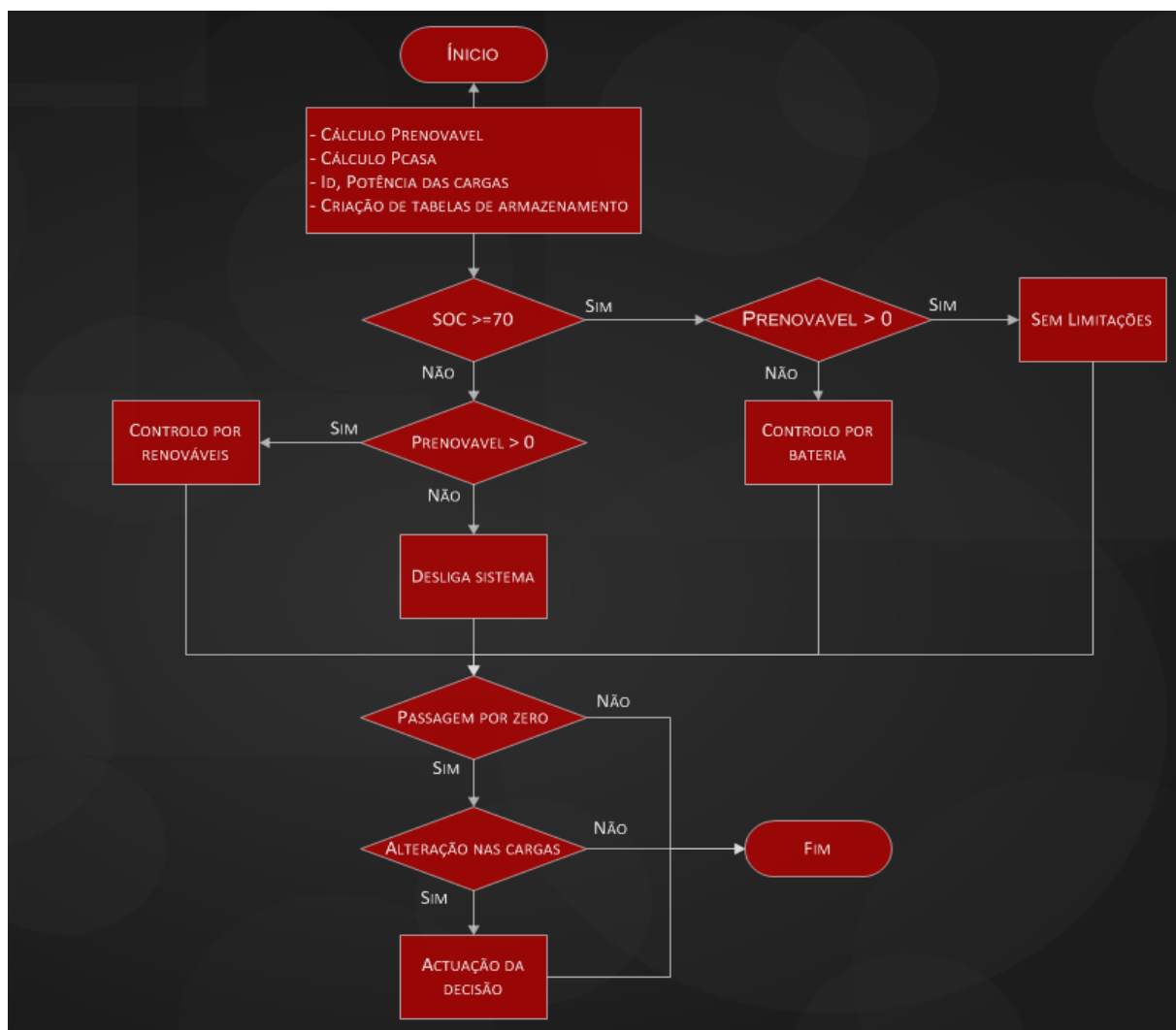


Figura Q.1 – Fluxograma do algoritmo de gestão de potência.

ANEXO R – DIAGRAMA DE BLOCOS DO COMANDO DOS IGBT's

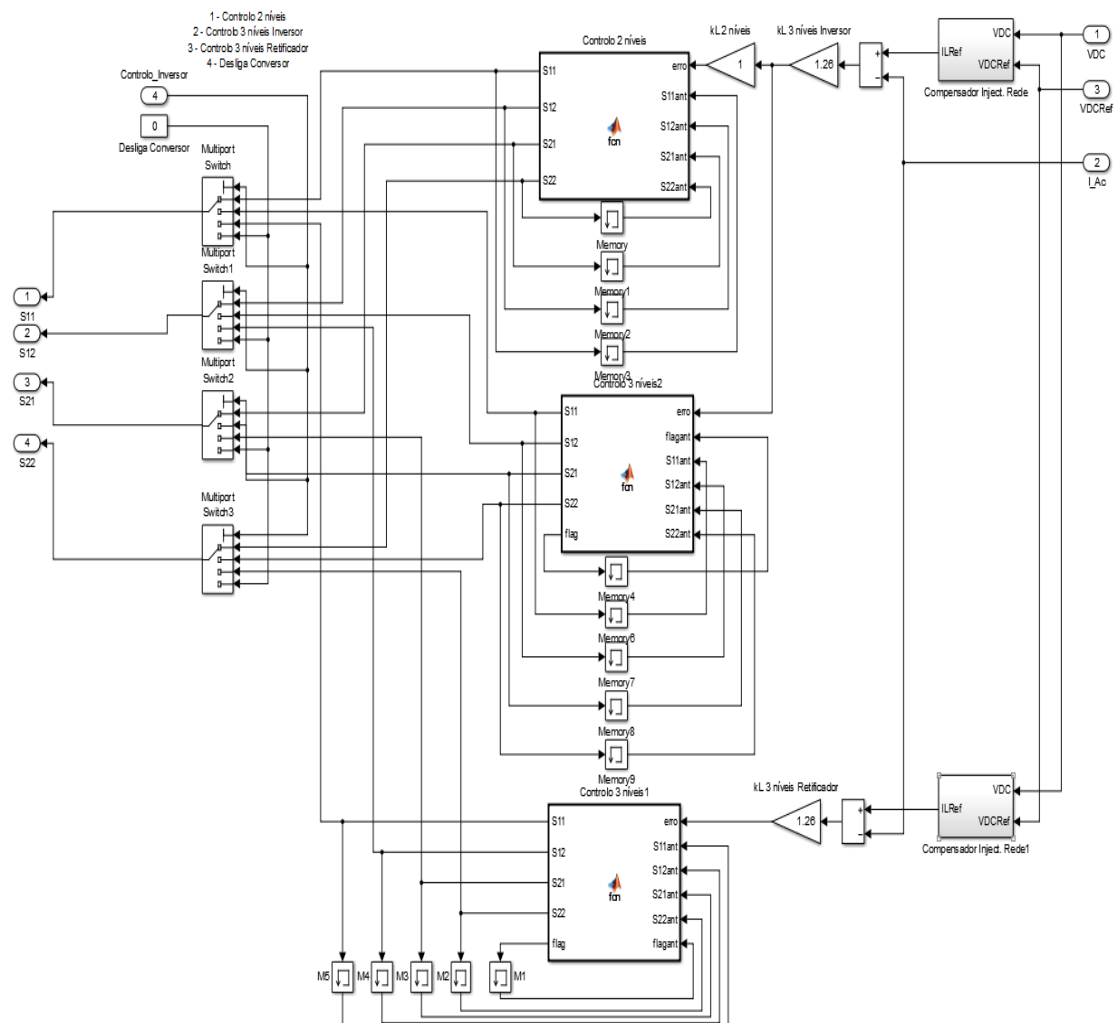


Figura R.1 – Diagrama de blocos no comando dos IGBT's.