



## **Sistema de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Carregamento de um Veículo Elétrico**

**NUNO RAFAEL DA SILVA SÁ**  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica  
- Ramo de Energia

**Orientador:**

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gamboa

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

**Júri:**

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

**Vogais:**

Professor Doutor Fernando Manuel Duarte Oliveira Nunes

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gamboa

**Fevereiro 2017**



## RESUMO

Esta dissertação de Mestrado foi elaborada com o objetivo de se efetuar o estudo teórico e a respetiva comprovação da implementação de painéis fotovoltaicos em veículos elétricos, de modo a proporcionar o carregamento da sua fonte de armazenamento.

Na primeira fase de desenvolvimento desta dissertação começou-se pelo estudo teórico do sistema fotovoltaico, selecionando as células fotovoltaicas que melhor se adaptam para implementar num veículo elétrico, tendo em conta o seu rendimento, as suas características técnicas e físicas. Neste estudo estão englobados o modelo matemático da respetiva célula e a sua simulação numérica.

Seguidamente foi implementado um sistema de conversão de energia, com base em conversores DC-DC, onde foram realizados vários estudos para determinar os tipos de conversores a utilizar e as suas combinações, com a finalidade de se obter um carregamento mais eficiente. Nesta fase apresentada as topologias relacionadas com os métodos de controlo dos conversores que melhor se adaptam.

Para comprovar os sistemas implementados foi necessário a simulação numérica através do programa Matlab/Simulink, em que o sistema de armazenamento usado, nomeadamente a bateria, foi o modelo que o *software* disponibiliza.

Como forma de reforçar a validação de parte dos estudos teóricos e das simulações foi construído um protótipo experimental de um conversor DC-DC, numa escala mais reduzida, que permitirá validar e retirar conclusões mais expressivas sobre o sistema em estudo.

Palavra-chave:

Energia Fotovoltaica, Conversores DC-DC, Controlador de Tensão, MPPT.

## ABSTRACT

This dissertation was developed with the objective of carrying out the theoretical study and the respective proof of the implementation of photovoltaic panels in electric vehicles, in order to provide the loading of its energy source.

In the first phase of development of this dissertation, the theoretical study of the photovoltaic system was started, selecting the photovoltaic cells that best adapt to implement in an electric vehicle, taking into account its performance, its technical and physical characteristics. In this study are included the mathematical model of the respective cell and its numerical simulation.

Then, an energy conversion system was implemented, based on DC-DC converters, where several studies were carried out to determine the types of converters to be used and their combinations, in order to obtain a more efficient charging. In this phase, we present the topologies related to the control methods of the converters that would be best adapt.

To prove the systems implemented, numerical simulation was necessary and made through Matlab / Simulink, in which the used storage system, namely the battery, was the model what the software provides.

As a way to reinforce the validation of the theoretical studies and simulations, an experimental prototype of a converters DC-DC was carried out, on a smaller scale that will allow to validate and get more expressive conclusions about the system being studied.

### Keywords:

Photovoltaics, Converters DC-DC, Voltage Controller, MPPT.

## AGRADECIMENTOS

Quero, em particular, destacar e agradecer aos meus orientadores, Paulo José Duarte Landeiro Gamboa e Miguel Cabral Ferreira Chaves, por toda a colaboração, disponibilidade e pelas indicações com o sentido de aprendizagem e melhoramento do trabalho.

Aos meus familiares próximos por todo o apoio demonstrado e pelo incentivo incutido.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL) pela formação, disponibilidade das instalações e equipamentos.

A todos os meus colegas e professores que me ajudaram a percorrer ao longo destes anos o percurso académico referente à licenciatura e mestrado do ISEL

A todos, muito obrigado.



## LISTA DE ABREVIATURAS

AC	Corrente Alternada (Alternating Current)
BEV	Veículo Elétrico a Bateria (Battery Electric Vehicle)
CAN	Área de Rede de Controlador (Controller Area Network)
CC	Corrente Contínua
DC	Corrente Contínua (Direct Current)
FCEV	Veículo Elétrico de Células de Combustível (Fuel Cell Electric Vehicle)
HEV	Veículo Elétrico Híbrido (Hybrid Electric Vehicle)
IEC	Comissão Internacional de Electrotécnica (International Electrotechnical Commission)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor)
LMO	Lítio Manganês
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Oxido-Semicondutor (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor)
MPP	Ponto Máxima Potência (Maximum Power Point)
MPPT	Controlo Ponto Máxima Potência (Maximum Power Point Tracking)
NREL	Laboratório Nacional de Energias Renováveis (National Renewable Energy Laboratory)
OPEP	Organização dos Países Exportadores de Petróleo
PHEV	Veículo Elétrico Híbrido de Recarregamento pela Rede
PID	Proporcional Integral Derivativo
PI	Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Impulso (Pulse Width Modulation)
RMS	Raiz do Valor Quadrático Médio (Root Mean Square)
SAE	Sociedade de Engenheiros Automotivos (Society of Automotive Engineers)
SHEV	Veículo Elétrico Puro Híbrido
SOC	Estado de Carga (State Of Charge)
TJB	Transistor de Junção Bipolar
V2G	Veículo ligado à rede (Vehicle-to-Grid)
VE	Veículo Elétrico

## SIMBOLOGIA

A	Tensão exponencial [V]
a-Si	Silício amorfo
B	Capacidade exponencial [Ah <sup>-1</sup> ]
C	Condensador do conversor elevador e do conversor redutor [F]
c-Si	Silício monocristalino
C <sub>0</sub>	Condensador de saída do conversor elevador, redutor e quadrático [F]
C <sub>1</sub>	Condensador do conversor quadrático [F]
CdTe	Telureto de Cádmio
CIGS	Cobre-Índio-Gálio-Selênio
D	Díodo do conversor elevador e do conversor redutor
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	Díodos do conversor quadrático
D <sub>3</sub> , D <sub>4</sub>	
dP/dU	Derivada da potência em função da tensão
E <sub>0</sub>	Tensão constante [V]
E <sub>bat</sub>	Tensão não linear da fonte [V]
f <sub>s</sub>	Frequência de comutação dos conversores [Hz]
γ	Condição do interruptor (γ=0 aberto, γ=1 fechado)
G	Radiação incidente na célula [W/m <sup>2</sup> ]
G <sub>ref</sub>	Radiação incidente na célula nas condições de referência [W/m <sup>2</sup> ]
i	Corrente da bateria [A]
I	Corrente de saída do painel fotovoltaico [A]
i*	Corrente dinâmica de baixa frequência [A]
I <sub>c</sub>	Corrente no condensador do conversor redutor [A]
I <sub>d</sub>	Corrente interna unidirecional [A]
I <sub>max</sub> , I <sub>mp</sub>	Corrente no ponto de máxima potência [A]
I <sub>o</sub>	Corrente inversa de saturação do diodo [A]
I <sub>or</sub>	Corrente inversa de saturação para as condições de referência [A]
I <sub>oref</sub>	Corrente de saída de referência [A]
I <sub>p</sub>	Corrente na resistência em paralelo do painel fotovoltaico [A]
I <sub>ph</sub>	Corrente fotovoltaica [A]
I <sub>sc</sub>	Corrente de curto-circuito [A]
I <sub>scr</sub>	Corrente de curto-circuito nas condições de referência [A]

it	Capacidade extraída [Ah]
K	Constante de Boltzman ( $K=1,38*10^{-23}$ [J/K])
k	Constante de polarização [ $Ah^{-1}$ ] ou Resistência de polarização [ $\Omega$ ]
$K_i$	Ganho integral
$K_p$	Ganho proporcional
$K_w$	Ganho diferencial
L	Bobine do conversor elevador e do conversor redutor [H]
$L_1, L_2$	Bobines do conversor quadrático [H]
m	Fator de idealidade do painel fotovoltaico
m'	Fator de idealidade da célula.
NOCT	Temperatura da célula de operação normal em graus Celsius [ $^{\circ}C$ ]
$N_{sm}$	Número de células ligadas em série;
p-Si	Silício multicristalino
$P_{max}, P_{mp}$	Potência no ponto de máxima potência [W]
Q	Capacidade máxima da bateria [Ah]
q	Carga do eletrão ( $q=1,6*10^{-19}$ C)
$R_p$	Resistência em paralelo [ $\Omega$ ]
$R_s$	Resistência em série [ $\Omega$ ]
S	Interruptor do conversor elevador, redutor e quadrático
Sel	Representa o modo da bateria ( Sel(s)=0 durante a descarga, Sel(s)=1 durante o carregamento)
T	Interruptor dos conversores isolados
$T_d$	Atraso estático do controlo de tensão e corrente [s]
$T_{FV}$	Temperatura na célula fotovoltaica em Kelvin [K]
$TiO_2$	Dióxido de Titânio
$T_p$	Constante de tempo referente ao polo do compensador do controlo de tensão e corrente [s]
$T_{ref}$	Temperatura de referência na célula em Kelvin [K]
$T_s$	Período de comutação dos conversores [s]
$T_z$	Constante de tempo referente ao zero do compensador do controlo de tensão e corrente [s]
$U_c$	Tensão de comando [V]
V	Tensão aos terminais do painel fotovoltaico [V]
$V_c$	Tensão aos terminais do condensador no conversor redutor [V]

$V_{C1}$	Tensão no condensador C1 no conversor quadrático [V]
$V_{ca}$	Tensão de circuito aberto [V]
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor elevador, redutor e quadrático [V]
$V_L$	Tensão na bobine do conversor redutor [V]
$V_{L1}$	Tensão na bobine L1 do conversor quadrático [V]
$V_{L1av}$	Tensão média na bobine L1 do conversor quadrático [V]
$V_{L2}$	Tensão na bobine L2 do conversor quadrático [V]
$V_{L2av}$	Tensão média na bobine L2 do conversor quadrático [V]
$V_{Lav}$	Tensão média na bobine do conversor redutor [V]
$V_{max}, V_{mp}$	Tensão no ponto de máxima potência [V]
$V_o$	Tensão de saída do conversor elevador, redutor e quadrático [V]
$v_{oav}$	Tensão média de saída do conversor elevador [V]
$V_T$	Potencial térmico [V]
$V_{Tref}$	Potencial térmico para as condições de referência [V]
$w$	Frequência própria ou natural do sistema [rad.s]
$z$	Zero da função transferência do circuito anti embalamento
$\Delta i, \Delta i_L$	Ondulação da corrente na bobine [%]
$\Delta i_c$	Ondulação da corrente no condensador [%]
$\Delta t$	Variação no tempo [s]
$\Delta v_o$	Ondulação da tensão de saída [%]
$\varepsilon$	Hiato de silício ( $\varepsilon=1,12$ eV)
$\Theta_{amb}$	Temperatura ambiente em graus Celsius [°C]
$\Theta_c$	Temperatura da célula em graus Celsius [°C]
$\mu a-Si$	Silício microamorfo
$\xi$	Fator de amortecimento
$\delta$	Ciclo de trabalho (duty-cycle)
$\$/Wp$	Dólar por Watt de pico

# ÍNDICE

1.	Introdução .....	1
1.1	Motivação.....	1
1.2	Objetivos .....	2
1.3	Estrutura do Documento.....	3
2.	Estado de Arte.....	4
2.1	Energia Solar .....	4
2.1.1	História.....	4
2.1.2	Princípio de Funcionamento de uma Célula Fotovoltaica .....	5
2.1.3	Tecnologias Fotovoltaicas.....	6
2.1.4	Comparação das Células Fotovoltaicas Existentes .....	7
2.1.5	Situação Solar de Portugal .....	10
2.1.6	Aplicações .....	13
2.2	Veículos Elétricos.....	13
2.2.1	História.....	13
2.2.2	Conceito de Veículos Elétricos .....	18
2.2.3	Futuro dos Veículos Elétricos .....	19
2.2.4	Benefícios Ambientais .....	20
2.3	Carregadores de Veículos Elétricos .....	20
2.3.1	Baterias.....	20
2.3.2	Tipo de Carregadores .....	22
2.3.3	Modos de Carregamento .....	24
2.4	Conversores DC-DC.....	25
2.4.1	Tipo de Conversores .....	25
2.4.2	Controladores .....	29
2.4.2.1	Tipo Controladores MPPT ( <i>Maximum Power Point Tracking</i> ) .....	29
3.	Geração Fotovoltaica .....	32

3.1	Princípio de Funcionamento.....	32
3.2	Painel Fotovoltaico.....	32
3.3	Modelo Matemático .....	33
3.4	Dimensionamento do Painel Fotovoltaico .....	39
3.5	Simulação do Painel Fotovoltaico.....	40
4.	Sistema Conversão de Potência .....	42
4.1	Conversores .....	42
4.1.1	Conversor Elevador ( <i>Boost</i> ).....	42
4.1.2	Conversor Redutor ( <i>Buck</i> ) .....	46
4.1.3	Conversor Quadrático .....	50
4.1.4	Dimensionamento dos Conversores.....	55
4.2	Controladores .....	56
4.2.1	MPPT – Seguidor de Máxima Potência.....	56
4.2.2	Tensão .....	59
4.2.2.1	Dimensionamento dos controladores de tensão.....	63
4.2.3	Corrente.....	64
4.2.3.1	Dimensionamento do controlador de corrente.....	65
5.	Sistema de Armazenamento.....	67
5.1	Bateria .....	67
5.2	Modelo Matemático .....	68
5.3	Bateria Implementada no Sistema.....	71
6.	Simulação do Sistema Global .....	73
6.1	Sistema de Conversão 1 .....	73
6.2	Sistema de Conversão 2 .....	80
6.3	Sistema de Conversão 3 .....	86
7.	Implementação Laboratorial – Conversor Quadrático.....	92
7.1	Dimensionamento do Protótipo Experimental .....	92

7.2	Elementos do Protótipo Laboratorial .....	93
7.3	Controlo do Conversor .....	95
7.3.1	Comando Cadeia Aberta .....	97
7.3.2	Comando Cadeia Fechada.....	98
7.4	Simulação do Protótipo em Matlab/Simulink .....	98
7.5	Ensaio do Protótipo Laboratorial .....	99
7.6	Resultados da Simulação e do Ensaio Laboratorial .....	99
7.6.1	Resultados em Cadeia Aberta .....	100
7.6.2	Resultados Cadeia Fechada.....	102
8.	Conclusões .....	107
8.1	Conclusões Gerais .....	107
8.2	Perspetivas de Trabalhos Futuros.....	109
	Bibliografia .....	111
	Anexos .....	115
	Anexo A – Evolução da eficiência energética .....	115
	Anexo B – Catálogo do painel fotovoltaico.....	116
	Anexo C – Código Matlab .....	118
	Anexo E – Curvas painel fotovoltaico .....	122
	Anexo F – Simulink dos conversores elevadores .....	127
	Anexo G – Simulink do conversor quadrático.....	129
	Anexo H – Simulink do conversor redutor .....	130
	Anexo I – Catálogo da bateria.....	131
	Anexo J – Simulink do controlo MPPT e de tensão .....	135
	Anexo K – Dados da Radiação e Temperatura de julho e dezembro de 2015.....	136
	Anexo L – Datasheet Díodo Rápido VS-20ETF.....	137
	Anexo M – Datasheet MOSFET IRFP460 .....	139
	Anexo N – Datasheet Optoacoplador Toshiba TLP351.....	141

Anexo O – Dimensões Nissan Leaf ..... 146

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação das células da 1ª e 2ª geração [5].	10
Tabela 2.2.1 – Características dos veículos elétricos BEV e HEV.	18
Tabela 3.2.1 – Parâmetros painel PowerFlex 300W.	32
Tabela 3.3.1 – Parâmetros do dimensionamento do painel fotovoltaico.	40
Tabela 4.1.1 – Parâmetros do dimensionamento dos conversores elevadores.	55
Tabela 4.1.2 – Parâmetros do dimensionamento do conversor quadrático.	55
Tabela 4.1.3 – Parâmetros do dimensionamento do conversor redutor.	56
Tabela 4.2.1 – Dimensionamento do controlo de tensão para o conversor elevador.	63
Tabela 4.2.2 – Dimensionamento do controlo de tensão para o conversor quadrático.	64
Tabela 4.2.3 – Dimensionamento do controlo de corrente para o conversor redutor.	66
Tabela 5.1.1 – Vantagens e desvantagens da bateria de iões de lítio.	68
Tabela 5.3.1 – Características das células de iões de lítio.	71
Tabela 6.1.1 – Controlo PI com suspensão da ação integral do sistema de conversão 1.	74
Tabela 6.3.1 – Controlo PI com suspensão da ação integral do sistema de conversão 3.	87
Tabela 7.1.1 – Parâmetros do protótipo laboratorial do conversor quadrático.	93
Tabela 7.6.1 – Parâmetros do primeiro ensaio em cadeia aberta.	100
Tabela 7.6.2 – Parâmetros do segundo ensaio em cadeia aberta.	101
Tabela 7.6.3 – Parâmetros do terceiro ensaio em cadeia aberta.	102
Tabela 7.6.4 – Parâmetros do primeiro ensaio em cadeia fechada.	103
Tabela 7.6.5 – Parâmetros do segundo ensaio em cadeia fechada.	104
Tabela 7.6.6 – Parâmetros do terceiro ensaio em cadeia fechada.	105
Tabela 7.6.7 – Parâmetros do quarto ensaio em cadeia fechada.	106
Tabela 8.1.1 – Resumo dos resultados obtidos.	108

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Esquema geral do sistema proposto.....	2
Figura 2.1.1 – Matérias constituintes da célula fotovoltaica [3].....	8
Figura 2.1.2 – Quota de mercado das diferentes células fotovoltaicas [4]. ....	9
Figura 2.1.3 – Radiação em Portugal (fonte: Serviço Meteorológico Nacional).....	11
Figura 2.1.4 – Insolação em Portugal (fonte: Serviço Meteorológico Nacional). ....	12
Figura 2.2.1 – Primeiro veículo elétrico (fonte: MaxCarABC). ....	14
Figura 2.2.2 – Evolução do preço do petróleo entre 1861 e 2001 [7].....	15
Figura 2.2.3 – Evolução do preço do petróleo entre 1990 e 2016 (IMF Primary Commodity Prices). .....	16
Figura 2.2.4 – Reservas naturais de lítio (fonte: Revista Época, dezembro 2010). ....	19
Figura 2.4.1 – Esquema conversor redutor [17].....	25
Figura 2.4.2 – Esquema conversor elevador [17]. ....	26
Figura 2.4.3 – Esquema conversor redutor-elevador [17]. ....	27
Figura 2.4.4 – Esquema conversor redutor-elevador isolado [17].....	27
Figura 2.4.5 – Esquema conversor redutor isolado [17].....	28
Figura 2.4.6 – Esquema conversor de ponte completa [17].....	29
Figura 2.4.7 – Curva característica de um painel fotovoltaico [23].....	31
Figura 3.3.1 – Esquema simplificado de uma célula fotovoltaica [13].....	33
Figura 3.3.2 – Esquema célula fotovoltaica com dois díodos.....	33
Figura 3.3.3 – Esquema real da célula fotovoltaica [15]. ....	33
Figura 3.3.4 – Esquema real do painel fotovoltaico [11].....	34
Figura 3.3.5 – Influência das resistências internas na curva I-V do painel.....	38
Figura 3.5.1 – Simulação painel fotovoltaico (Curvas I-V e P-V). ....	41
Figura 4.1.1 – Conversor elevador de tensão utilizado na simulação [17]. ....	43
Figura 4.1.2 – Corrente e tensão na bobine do conversor elevador [18]. ....	43
Figura 4.1.3 – Ganho do conversor elevador em função do ciclo de trabalho [18].....	45

Figura 4.1.4 – Conversor redutor de tensão utilizado na simulação [17].	47
Figura 4.1.5 – Corrente e tensão na bobine do conversor redutor [20].	47
Figura 4.1.6 – Ganho do conversor redutor em função do ciclo de trabalho [19].	49
Figura 4.1.7 – Conversor quadrático utilizado na simulação [21].	51
Figura 4.2.1 – Curvas genéricas do módulo fotovoltaico [21].	57
Figura 4.2.2 – Fluxograma do controlo MPPT [21].	58
Figura 4.2.3 – Diagrama de blocos do controlo MPPT.	59
Figura 4.2.4 – Diagrama PWM associado ao MPPT.	59
Figura 4.2.5 – Circuito saída do conversor.	60
Figura 4.2.6 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral para o controlo de tensão [21].	60
Figura 4.2.7 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de tensão.	62
Figura 4.2.8 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de corrente.	65
Figura 4.2.9 – Diagrama de blocos do PWM para determinar o ciclo de trabalho.	65
Figura 5.1.1 – Reação química da célula galvânica [29].	67
Figura 5.2.1 – Modelo simples da bateria.	69
Figura 5.2.2 – Curva típica da característica de descarga da bateria [31].	70
Figura 5.2.3 – Curva típica da característica de carga da bateria [31].	71
Figura 5.3.1 – Curva da característica de descarga da célula.	72
Figura 6.1.1 – Sistema global do sistema de conversão 1.	74
Figura 6.1.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (condições referêcia).	75
Figura 6.1.3 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão1 (condições referêcia).	75
Figura 6.1.4 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (condições referêcia).	76
Figura 6.1.5 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (mês julho).	77

Figura 6.1.6 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 1 (mês julho).....	77
Figura 6.1.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (mês julho).....	78
Figura 6.1.8 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (mês dezembro)...	79
Figura 6.1.9 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 1 (mês dezembro). .....	79
Figura 6.1.10 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (mês dezembro). ....	80
Figura 6.2.1 – Sistema global do sistema de conversão 2.....	81
Figura 6.2.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (condições referência). .....	82
Figura 6.2.3 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (condições referência). ....	82
Figura 6.2.4 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (condições referência).....	83
Figura 6.2.5 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (mês julho). ....	83
Figura 6.2.6 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (mês julho).....	84
Figura 6.2.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (mês julho).....	84
Figura 6.2.8 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (mês dezembro)...	85
Figura 6.2.9 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (mês dezembro). .....	85
Figura 6.2.10 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (mês dezembro). ....	86
Figura 6.3.1 – Sistema global do sistema de conversão 3.....	87
Figura 6.3.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (condições referência). .....	88
Figura 6.3.3 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (condições referência).....	88
Figura 6.3.4 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (mês julho). ....	89
Figura 6.3.5 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (mês julho).....	89
Figura 6.3.6 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (mês dezembro)...	90
Figura 6.3.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (mês dezembro). ....	91
Figura 7.2.1 – a) Resistência de carga e b) bobines do protótipo laboratorial.....	93

Figura 7.2.2 – Placa de circuito impresso do protótipo laboratorial. ....	94
Figura 7.2.3 – Fontes de tensão.....	94
Figura 7.2.4 – a) Transdutor corrente, b) Transdutor tensão. ....	94
Figura 7.2.5 – Osciloscópio digital. ....	95
Figura 7.3.1 – Ilustração controlo do MOSFET. ....	95
Figura 7.3.2 – Modelo Algoritmo de Controlo do Conversor Quadrático.....	96
Figura 7.3.3 – Esquema de blocos com controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de tensão. ....	97
Figura 7.3.4 – Esquema de blocos com controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de corrente. ....	97
Figura 7.4.1 – Modelo do protótipo laboratorial em Matlab/Simulink.....	98
Figura 7.4.2 – Bloco de controlo do protótipo de simulação.....	99
Figura 7.5.1 – Janela do ControlDesk associado ao dSPACE.....	99
Figura 7.6.1 – Resultados do primeiro ensaio em cadeia aberta: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	100
Figura 7.6.2 – Resultados do segundo ensaio em cadeia aberta: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	101
Figura 7.6.3 – Resultados do terceiro ensaio em cadeia aberta: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	102
Figura 7.6.4 – Resultados do primeiro ensaio em cadeia fechada: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	103
Figura 7.6.5 – Resultados do segundo ensaio em cadeia fechada: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	104
Figura 7.6.6 – Resultados do terceiro ensaio em cadeia fechada: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial. ....	105
Figura 7.6.7 – Resultados do quarto ensaio em cadeia fechada.....	106



## **1. Introdução**

No decorrer deste capítulo será feita uma síntese do sistema a implementar, dos objetivos a atingir nesta dissertação, bem como, uma descrição da estrutura em termos de capítulos.

### **1.1 Motivação**

O veículo elétrico já tem um historial bastante longo, tendo o seu aparecimento ocorrido no século XIX (1830-1840) na França e em Inglaterra, os modelos desenvolvidos nessa altura já apresentavam uma velocidade máxima a rondar os 30 km/h e uma autonomia para aproximadamente 29 km.

Mas no início do século XX (1930) deu-se uma queda na procura dos carros elétricos, devido ao desenvolvimento das estradas, permitindo deslocações maiores, ao qual os carros não conseguiam corresponder. Esta situação levou a um grande desenvolvimento na indústria automóvel, no que diz respeito aos motores movidos por combustíveis fósseis, pois com a descoberta do petróleo em grandes quantidades, os motores de explosão/combustão proporcionavam deslocações maiores a preços reduzidos.

Sendo que na década de 1970, com todos os fatores associados à crise do petróleo e às preocupações ambientais, surge a necessidade de reduzir os gases de efeito estufa (protocolo de Quioto), tendo em conta a situação económica mundial e a mobilidade da humanidade. O que conduziu a novas evoluções na mobilidade, nomeadamente nos veículos elétricos, e no que diz respeito à produção de energia elétrica.

Atualmente os veículos elétricos são a maior esperança para ultrapassar os problemas associados à mobilidade, mas ainda apresentam barreiras que têm de ser contornadas, essencialmente no que diz respeito ao modo de armazenamento de energia, mais especificamente às baterias que lhes estão incorporadas. Ou seja, o grande entrave relacionado à mobilidade elétrica é a autonomia que estes proporcionam.

Para combater esse obstáculo uma das soluções passaria pelos métodos de carregamento, não só no que diz respeito a um carregamento rápido, mas sobretudo a um carregamento constante ao longo do dia, sempre que possível. Os fabricantes da indústria automóvel já desenvolveram algumas tecnologias nessa área, por exemplo a travagem regenerativa, mas mesmo assim não é suficiente para um aumento significativo da autonomia. Outra das tecnologias que poderia ajudar a ultrapassar esse obstáculo seria o carregamento constante proveniente de uma fonte de energia renovável, móvel, visto estas assumirem um papel de destaque nas políticas nacionais, no que diz respeito ao setor energético, e não ter associado qualquer custo adicional relacionado com o carregamento do veículo. A fonte

aplicada será relacionado com a energia solar, através da incorporação de painéis fotovoltaicos, onde Portugal tem em seu benefício as suas condições de exposição solar.

A energia solar fotovoltaica ainda se encontra numa fase de grande desenvolvimento, para que num futuro próximo possamos obter rendimentos mais elevados e uma maior diversidade da sua aplicação. Mas tendo em conta as tecnologias já existentes no mercado esta pode ser uma mais-valia para aumentar a autonomia dos veículos elétricos e diminuir o consumo de eletricidade. Onde seria possível a conciliação do carregamento noturno, durante as horas de vazio, através da rede e um carregamento diurno utilizando as energias renováveis, permitindo alongar a autonomia e se possível armazenar energia para mais tarde distribuir a uma rede particular, através da tecnologia denominada de *vehicle to grid* (V2G).

## 1.2 Objetivos

A presente dissertação tem por objetivo o estudo teórico e a validação, através da simulação e ensaio experimental, de um sistema de conversão de energia solar fotovoltaica, com o intuito de efetuar o carregamento da bateria de um veículo elétrico. Foi projetado, dimensionado em laboratório e construído um protótipo de um conversor DC-DC para esse efeito.

No entanto pretende-se que o sistema adotado permita o interface com o barramento DC associado aos vulgares carregadores dos veículos elétricos, tal como esquematizado na figura 1.1, sendo que o estudo referente ao circuito do carregador foi desprezado.

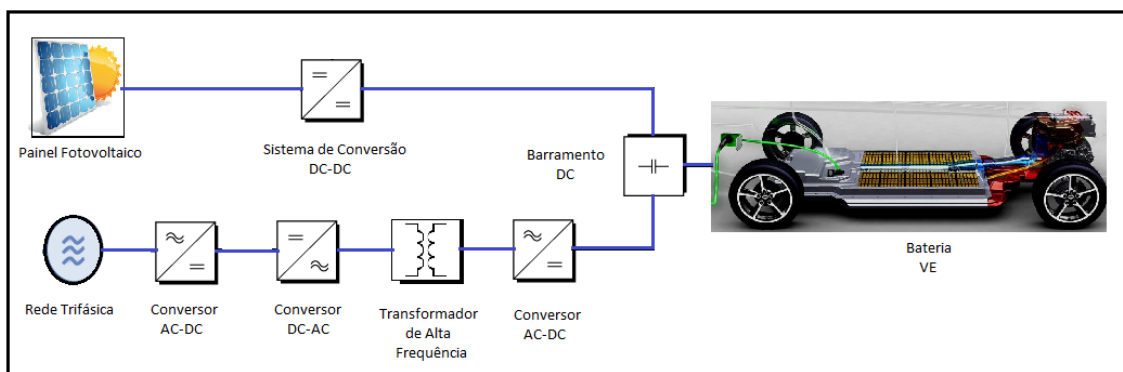


Figura 1.1 – Esquema geral do sistema proposto.

A simulação do sistema em estudo será realizado com base no *software* Matlab/Simulink, utilizando fundamentalmente as ferramentas da ToolBox SymPowerSystem. Os resultados obtidos servirão de termo de comparação com o ensaio laboratorial, para uma análise mais profunda e concreta do sistema de conversão que terá mais vantagens em ser aplicado. O dimensionamento e o

desempenho em simulação numérica do conversor DC-DC permitem a comparação com os resultados obtidos com o protótipo construído.

### 1.3 Estrutura do Documento

O trabalho encontra-se dividido em oito capítulos, em que no primeiro teremos a introdução, onde será apresentada uma breve descrição da evolução dos veículos elétricos e o motivo de os relacionar com uma fonte de energia renovável, no caso em concreto com uma de fonte de energia solar (painel fotovoltaico).

No segundo capítulo teremos o Estado de Arte, onde serão abordados os temas que constituem o sistema global proposto, ou seja, sobre energia solar, veículos elétricos, carregadores de veículos elétricos e conversores DC-DC.

Quanto ao terceiro capítulo é referente à geração fotovoltaica, em que incide no princípio de funcionamento das células fotovoltaicas e no seu respetivo dimensionamento.

No quarto capítulo desta dissertação é mencionado o sistema de conversão de potência, onde é especificado os conversores possíveis de ser utilizados e o seu dimensionamento consoante a finalidade de cada um, sendo ainda neste capítulo discriminado os métodos de controlo dos respetivos conversores.

O quinto capítulo retrata o sistema de armazenamento, dando principal relevância às características da bateria adotada, para realizar o estudo teórico e a simulação do sistema global.

Já o sexto capítulo diz respeito à construção e simulação do sistema global, com base em diferentes sistemas de conversão, utilizando o *software* Matlab/Simulink, na construção do sistema foi tido em consideração os dimensionamentos realizados nos capítulos anteriores.

Seguidamente no sétimo capítulo será apresentado o ensaio laboratorial representativo do conversor DC-DC, em que tendo em conta os dimensionamentos realizados e para facilitar a sua construção optou-se por uma redução das grandezas.

Para finalizar, no oitavo capítulo são discriminadas as análises e conclusões retiradas das simulações e do ensaio experimental com o conversor DC-DC, serão ainda apresentadas as perspetivas de trabalhos futuros.

## **2. Estado de Arte**

Neste capítulo será apresentado uma breve locução sobre as tecnologias relevantes para o tema desta dissertação, consolidando a componente teórica das mesmas. As tecnologias abordadas são: energia solar, veículos elétricos, carregadores de veículos elétricos e conversores DC-DC.

### **2.1 Energia Solar**

#### **2.1.1 História**

O Sol sendo uma fonte natural de energia, com uma durabilidade indeterminada, incentivou ao desafio tecnológico, no que diz respeito ao aproveitamento da radiação solar e transformá-la em energia elétrica, denominado de efeito fotoelétrico [1]. Esse desafio iniciou-se em 1839 e até à data de hoje ainda se encontra em constantes evoluções.

O efeito fotovoltaico foi descoberto no decorrer do ano de 1839 por Edmond Becquerel, verificando que placas metálicas, de platina ou prata, mergulhadas num eletrólito produziam uma pequena diferença de potencial quando expostas à luz. Mas só em 1883 é que se fabricou a primeira célula fotovoltaica, sendo Charles Fritts o seu criador, esta célula consistia numa amostra de selênio semicondutor coberto com pó de ouro, onde se obtinha uma eficiência inferior a 1%, comprovando a capacidade de se produzir eletricidade a partir da luz.

Com base nos estudos realizados no século XIX por parte de Michael Faraday, James Clerk Maxwell, Nikola Tesla e Heinrich Hertz acerca da indução eletromagnética, forças elétricas e ondas eletromagnéticas, Albert Einstein, em 1905, fundamentou a base teórica do efeito fotoelétrico ao qual permitia a conversão da energia solar em energia elétrica. O avanço significativo deu-se em 1954, quando Gerald Pearson, Calvin Fuller e Daryl Chapin, dos Laboratórios Bell, descobriram os semicondutores de silício dopados com impurezas que eram sensíveis à luz. Originando a fabricação da primeira célula fotovoltaica com uma eficiência de conversão de aproximadamente 6%.

Na década de sessenta a tecnologia assumiu uma nova importância, as células fotovoltaicas começaram a ser usadas na área espacial, nomeadamente nos veículos espaciais, como substituição das pilhas químicas. Com essa implementação proporcionaram-se novos avanços no que diz respeito à eficiência e conseqüentemente ao aparecimento desta tecnologia em outras áreas, tais como, em sistemas de telecomunicações remotos, balizas de navegação e eletrificação de áreas isoladas, caso justifica-se o custo elevado da produção e transporte da energia elétrica para essas áreas.

Outro dos fatores que originou um novo avanço na tecnologia foi o facto de o petróleo, em 1973, ter sofrido um grande choque, pois atingiu valores exorbitantes (na ordem dos 400%) no preço do barril, o que levou a um forte investimento na investigação de novas formas e matérias associadas à energia solar. Nesse seguimento desenvolveram-se partículas de silício multicristalino e em 1976 a

primeira célula de silício amorfo hidrogenado (aquela que viria a ser a primeira tecnologia da geração do filme fino), com estes novos avanços obteve-se uma redução de custos da eletricidade solar de 80\$/Wp para 12\$/Wp [2].

Na década de oitenta e noventa o investimento em programas de financiamento motivou a incrementação de células fotovoltaicas em alternativa aos combustíveis fósseis, no que toca à produção de eletricidade. Os governos da Alemanha e do Japão foram os primeiros a aperceberem-se que o mercado fotovoltaico não se podia basear só no desenvolvimento da tecnologia, mas que também tinham de gerar um incentivo de modo a tornar-se um investimento relevante e atrativo. Nesse sentido os governos proporcionaram apoio político, o que num curto espaço de tempo gerou um desenvolvimento exponencial, tendo atingido em 1999 um total acumulado de painéis fotovoltaicos que rondaria uma potência instalada de 1GWp, que duplicaria três anos mais tarde.

Como era esperado o desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica acompanhou esse crescimento e em 1998 a eficiência de conversão das células monocristalinas atingiu o valor recorde de 24,7%, no seguimento dessa evolução em 2005 os cientistas do Institut for Solar Energy Systems, anunciaram uma eficiência de 20% para as células em silício multicristalino.

Em pouco mais de meio século as células fotovoltaicas apresentaram um crescimento impressionante e ainda hoje se encontram numa constante evolução, o que poderá levar a julgar que esta tecnologia será o futuro da solução energética.

### **2.1.2 Princípio de Funcionamento de uma Célula Fotovoltaica**

Consiste na separação do átomo individual, ou seja, de um eletrão quando este é excitado por fótons que incidem no material da célula fotovoltaica. Esta separação provocará o fluxo de eletrões que iram recombinar-se com uma lacuna no lado oposto do material, dando origem a uma diferença de potencial. No caso de um fóton atingir o material fotovoltaico ele pode ser absorvido, refletido ou transmitido, se for absorvido por um eletrão de valência, de um átomo, este irá aumentar a sua energia através da energia fornecida pelo fóton e se essa quantidade de energia for superior à energia do hiato (diferença entre a energia da banda de condução com a energia da banda de valência) do semicondutor, o eletrão salta para a banda de condução movimentando-se livremente provocando o fluxo de eletrões.

A junção p-n do semicondutor irá ajudar o eletrão a ser removido da parte frontal e traseira através do campo magnético, dando origem a corrente elétrica, na ausência do campo magnético os eletrões são recombinados com o átomo. No caso da energia do fóton ser menor que a do hiato, os eletrões não terão energia suficiente para saltar a banda de condução e o excesso de energia é convertida em energia cinética do eletrão, o que provocará um aumento da temperatura.

Independentemente da intensidade de energia do fóton em relação à energia do hiato, apenas será libertado um eletrão, o que demonstra a baixa eficiência das células fotovoltaicas.

### 2.1.3 Tecnologias Fotovoltaicas

A constante procura no que diz respeito às energias renováveis contribuiu para o aperfeiçoamento das tecnologias fotovoltaicas, sendo que as tecnologias disponíveis no mercado se encontram divididas em três tipologias, consoante o tipo de células existentes. As tipologias são:

#### a) Tecnologia de 1ª Geração:

Refere-se às tecnologias que são compostas por células de silício cristalino de elevada pureza, sendo a geração predominante no mercado, que se encontram repartidas em dois principais tipos:

- Células de Silício Monocristalino (c-Si), obtidas a partir do corte de um lingote de silício puro monocristal, o que torna o seu custo de produção elevado, mas em contra partida são as que apresentam uma longevidade maior e uma eficiência na ordem dos 24%.

- Células de Silício Multicristalino (p-Si), oriundas de um lingote de silício de múltiplos cristais, em que o seu processo de fabrico é similar ao das células de silício monocristalinas, mas com um custo de produção mais baixo e apresenta um rendimento próximo dos 16%.

#### b) Tecnologia de 2ª Geração:

Este tipo de tecnologia é constituída por películas finas ou filme fino e vem em resposta à redução do consumo de silício, o seu processo de fabrico é dispendioso por requerer elevadas temperaturas na sua produção e um elevado grau de pureza dos materiais empregues. Um das características relevantes é o facto de as células apresentarem uma melhor capacidade de absorção da luz solar, pelo que a espessura do semicondutor anda na ordem das unidades de micrometro (aproximadamente duzentas vezes inferior às células de silício). Sendo as células mais usadas:

- Células de Telureto de Cádmio (CdTe), com um rendimento elétrico próximo dos 16%. As desvantagens destas células são essencialmente o uso de um componente tóxico, o Cádmio, e a pouca abundância do Telúrio, o que limita a sua produção em larga escala.

- Células de Silício Amorfo (a-Si), ou seja, é uma forma de silício sem a estrutura cristalina, o que pode levar ao aparecimento de defeitos estruturais, estas apresentam uma eficiência de aproximadamente 13%. Mas em contra partida permite que sejam depositadas sobre uma vasta gama de substratos, quer sejam rígidos ou flexíveis.

- Célula de Silício micro Amorfo ( $\mu$ -Si), também designadas por células híbridas, são formadas a partir da junção de células microcristalinas com células de silício amorfo. A sua eficiência pode chegar aos 12%.

- Células de Cobre-Índio-Gálio-Selênio (CIGS), em que a sua constituição ao contrário das células feitas com silício, que são baseadas numa junção p-n de um mesmo material, são feitas com várias camadas ultra finas de diferentes semicondutores, onde cada semicondutor apresenta diferentes gaps de energia. Quanto à sua eficiência varia entre 12% a 18% consoante a área da respetiva célula.

c) Tecnologia de 3ª Geração:

A tecnologia abrangida nesta tipologia ainda se encontram em fase experimental (sobretudo na área espacial), mas estudos teóricos revelam que estas podem atingir grandes eficiências e custos de produção muito mais baixos, mas o seu processo de desenvolvimento pode ser demoroso e não atingir os valores desejados num futuro próximo. As células com maior relevo na aplicação desta tecnologia são:

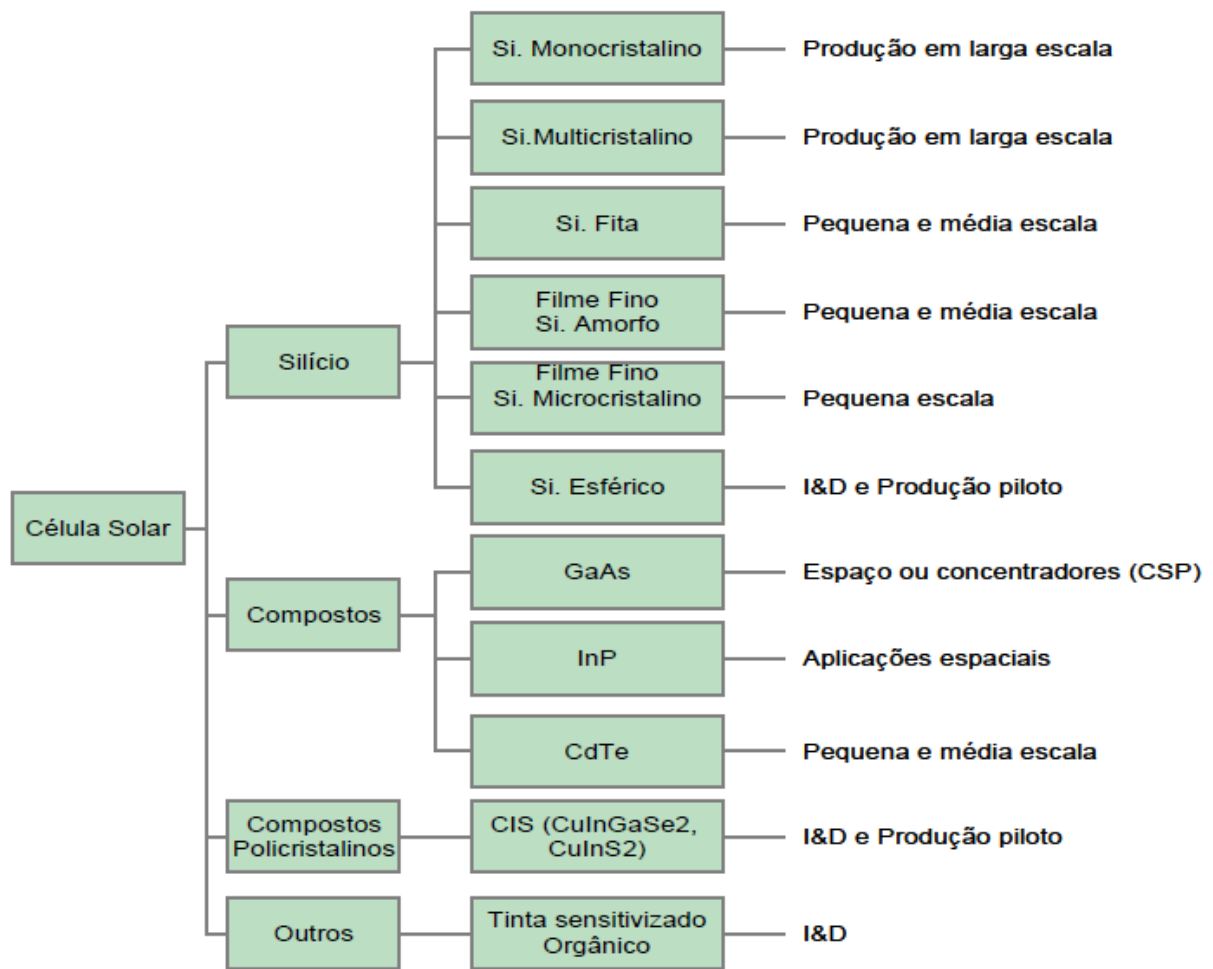
- Células Sensibilizadas por Corantes (*Dye sensitized*), ou também designadas por células de Gratzel, baseadas num mecanismo foto-electro-químico rápido e regenerativo. Na sua composição temos um eléctrodo de Dióxido de Titânio ( $\text{TiO}_2$ ) com corante, quanto à sua produção tem um custo relativamente baixo.

- Células Orgânicas, compostas por materiais orgânicos como dadores e recetores de eletrões e lacunas, a sua eficiência pode atingir os 8%. Tem a vantagem de usar materiais económicos, mas em contra partida necessita de ter uma área maior para atingir níveis de potência semelhantes ao das outras tecnologias.

#### **2.1.4 Comparação das Células Fotovoltaicas Existentes**

A eficiência das células aplicadas nas diferentes tecnologias ainda é relativamente baixa, mas tem-se verificado um crescimento nesse ponto de vista. Outro dos parâmetros relevantes é a redução do custo de produção por kWh, o que torna estas fontes de energia um investimento bastante atrativo quer em larga ou pequena escala.

Na figura 2.1.1 serão apresentadas as diferentes matérias utilizadas na implementação das células fotovoltaicas.



Fonte: *RTS Corporation*

Figura 2.1.1 – Matérias constituintes da célula fotovoltaica [3].

As células que ainda hoje dominam o mercado são as referentes às tecnologias da 1ª geração, essencialmente as células de silício multicristalino, pois apresentam uma rentabilidade mais atrativa no que diz respeito à eficiência e custo, tal como demonstra a figura 2.1.2, relativamente à empregabilidade das diferentes células.

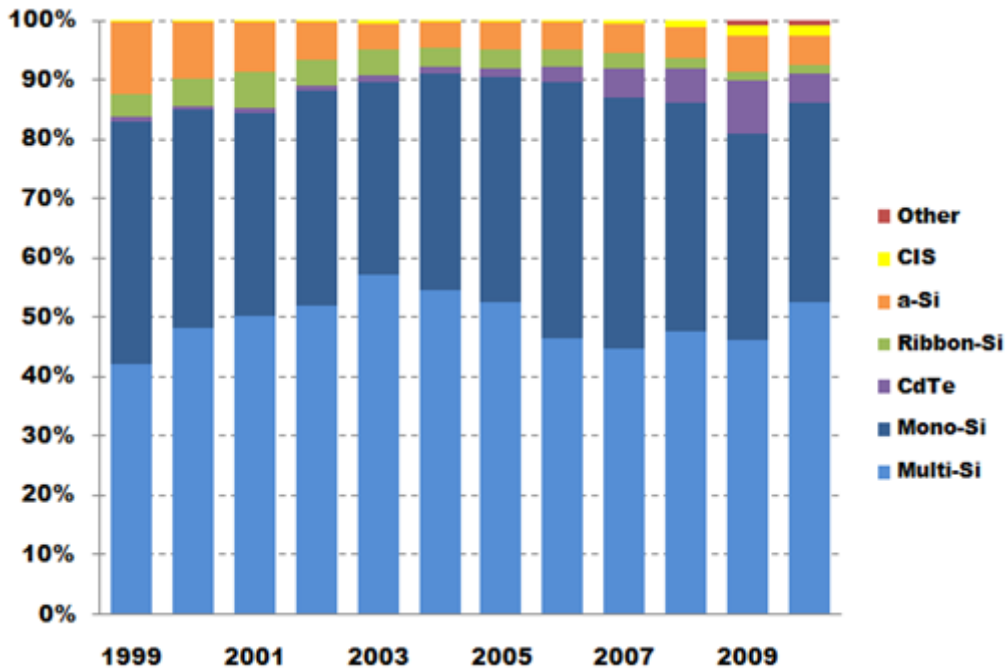


Figura 2.1.2 – Quota de mercado das diferentes células fotovoltaicas [4].

As células correspondentes às tecnologias da 2ª geração ainda apresentam valores de eficiência baixos em relação às de 1ª geração, mas em vantagem têm um custo de produção bastante inferior (devido à sua composição necessitar de uma menor quantidade de silício) e são mais leves, o que permite a sua aplicação numa vasta gama de superfícies.

Relativamente às células pertencentes à tecnologia da 3ª geração, a sua maioria ainda se encontra nos laboratórios em fase de testes, mas seguem no bom caminho, pois os valores de eficiência que podem atingir são superiores a todos os já existentes.

Visto ser as tecnologias da 1ª e 2ª geração que se encontram disponíveis no mercado, serão apresentadas na tabela 2.1 as características com maior relevância para as podermos comparar.

	Monocrystalline	Polycrystalline	Amorphous	CdTe	CIS/CIGS
Typical module efficiency	15-20%	13-16%	6-8%	9-11%	10-12%
Best research cell efficiency	25.0%	20.4%	13.4%	18.7%	20.4%
Area required for 1 kWp	6-9 m <sup>2</sup>	8-9 m <sup>2</sup>	13-20 m <sup>2</sup>	11-13 m <sup>2</sup>	9-11 m <sup>2</sup>
Typical length of warranty	25 years	25 years	10-25 years		
Lowest price	0.75 \$/W	0.62 \$/W	0.69 \$/W		
Temperature resistance	Performance drops 10-15% at high temperatures	Less temperature resistant than monocrystalline	Tolerates extreme heat	Relatively low impact on performance	
Additional details	Oldest cell technology and most widely used	Less silicon waste in the production process	Tend to degrade faster than crystalline-based solar panels  Low availability on the market		

Tabela 2.1 – Comparação das células da 1ª e 2ª geração [5].

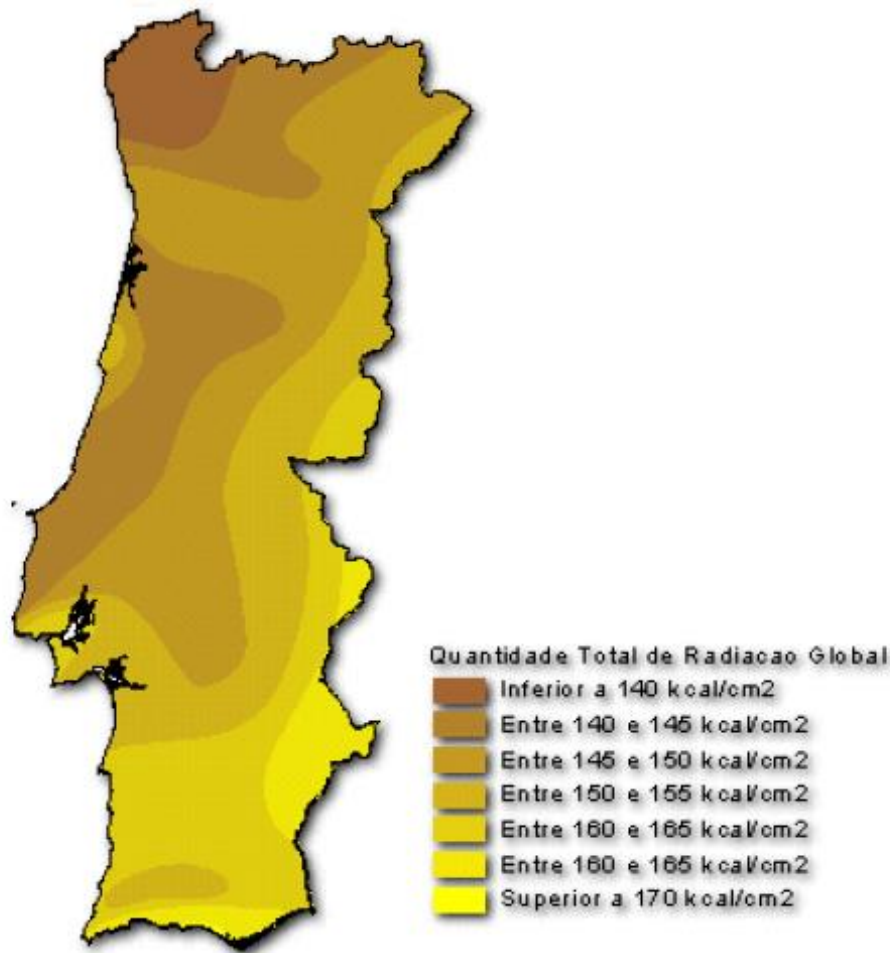
O facto de se verificar diferenças substanciais existentes entre os diferentes tipos de células e no que diz respeito à quota de mercado (figura 2.1.2), não significa que o processo de evolução das células menos atrativas esteja estagnado. Ambas as tecnologias encontram-se numa fase ascendente da sua evolução o que levará ao aparecimento de muitas novidades neste setor, ao longo dos tempos.

No que diz respeito à eficiência, segundo os dados estatísticos fornecidos pela NREL (*National Renewable Energy Laboratory*) e apresentados no anexo A, verifica-se a previsão de um aumento nas diferentes células fotovoltaicas, o que levará ao aparecimento de painéis com menor área para potências superiores, comparativamente aos já existentes.

### 2.1.5 Situação Solar de Portugal

A distribuição da radiação no nosso território não é uniforme, tal como apresentado na figura 2.1.3, uma vez que o espectro da radiação solar é constituído por diversas frequências, sendo que 90%

da energia radiada pelo sol tem comprimentos de onda compreendidos entre  $0,28\mu\text{m}$  e  $4,96\mu\text{m}$ , num intervalo relativamente pequeno do espectro eletromagnético.

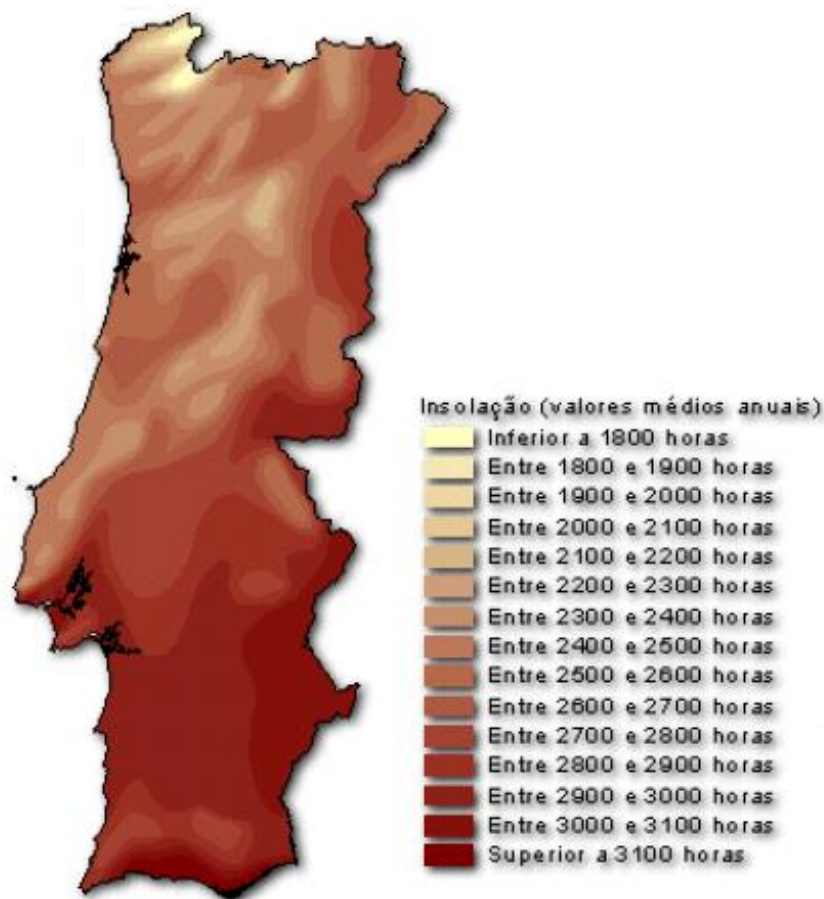


*Autor da carta : Serviço Meteorológico Nacional*

Figura 2.1.3 – Radiação em Portugal (fonte: Serviço Meteorológico Nacional).

Parte da energia proveniente da radiação solar não chega a atingir a superfície da terra, devido aos diversos fenómenos de reflexão e atenuação, os principais fatores de atenuação são provocados pela camada de ozono e pela absorção dos raios infravermelhos provocada pelas moléculas de H<sub>2</sub>O, O<sub>2</sub> e CO<sub>2</sub> da atmosfera. Em consequência destes fenómenos, a radiação que chega à superfície da terra é constituída por três componentes, a radiação direta, a radiação difusa e a radiação refletida, proveniente da reflexão no chão e em objetos circundantes, sendo por vezes englobada na difusa.

Em termos de exposição solar, Portugal é um dos países europeus com mais horas de exposição solar por ano, sendo os valores da insolação direta apresentados na seguinte figura.



*Autor da carta : Serviço Meteorológico Nacional*

Figura 2.1.4 – Insolação em Portugal (fonte: Serviço Meteorológico Nacional).

Visto a insolação ser uma das condicionantes fundamentais no que toca à produção de energia fotovoltaica, não significa que para locais com baixos valores de insolação, não sejam propícios à produção de energia elétrica.

Portugal reunindo todas estas características tem a possibilidade de produzir energia elétrica com custos mais baixos, comparando com outros países, a juntar a estes fatores têm de se ter em consideração os benefícios socioeconómicos, ecológicos e ambientais. Os benefícios ambientais são provavelmente os mais óbvios, pois incluem a geração de uma quantidade significativa de energia ao longo do período de vida útil e a consequente redução da emissão dos gases com efeito de estufa. Relativamente aos benefícios elétricos, pode se ter em conta a redução no uso das grandes centrais, redução no investimento em extensões da rede para locais remotos, diminuição das perdas de transporte, melhoria da fiabilidade da rede e diminuição da variabilidade na produção.

Outro fator que enaltece o aproveitamento da energia solar deve-se ao nível arquitetural, isto porque, a consequente evolução dos equipamentos associados à captação da energia solar permitem

uma fácil empregabilidade e uma diversificada aplicação, como por exemplo na substituição de materiais de construção.

### **2.1.6 Aplicações**

A energia solar tem diversas aplicações, com diferentes intuitos, desde a produção de energia elétrica até aos sistemas de conforto. No que toca aos sistemas de conforto, estão englobados os sistemas de aquecimento das águas sanitárias, sistemas de aquecimento e refrigeração das habitações.

Quanto à produção de energia elétrica, esta pode ser associada a grandes estações fotovoltaicas (por exemplo a estação solar fotovoltaica de Cariñena em Saragoça, a da Amareleja no Alentejo e outras), que disponibilizam a energia produzida à rede, ou podemos ainda considerar a produção de energia elétrica em menor escala, no que se refere a consumo próprio, devido à localização pretendida ou a fatores económicos.

Outra das aplicações é referente aos transportes, sendo que passa inicialmente pela produção de energia elétrica, mas o objetivo principal consiste no deslocamento de um meio, e neste campo a energia solar é aplicada em veículos terrestres (como por exemplo veículo solar), em embarcações marítimas, na aviação (Solar Impulse) e no setor espacial. Consequentemente é no setor espacial que se dá o maior desenvolvimento nesta área, sendo aplicado em satélites, torres solares e veículos espaciais.

## **2.2 Veículos Elétricos**

### **2.2.1 História**

Embora os veículos elétricos possam parecer futurísticos, estes existem há mais de 150 anos. Os primeiros veículos elétricos apareceram pouco tempo após o surgimento do motor CC, nomeadamente nos anos 30 do século XIX.

O primeiro veículo elétrico (figura 2.2.1) foi construído na Escócia por Robert Anderson entre os anos de 1832 e 1839, veículo esse, bastante popular e detentor do recorde de velocidade até ao início do século XX, tinha ainda a particularidade de usar baterias não recarregáveis.



Figura 2.2.1 – Primeiro veículo elétrico (fonte: MaxCarABC).

Mas a primeira frota de veículos elétricos comercializados só surgiu em 1897, criados pela empresa Electric Carriage and Wagon Company of Philadelphia, sendo estes veículos utilizados fundamentalmente sob a forma de táxis na cidade de Nova York.

No início do século XX, após a 1ª Guerra Mundial os veículos com motores a combustão interna tornaram-se mais dominantes, devido aos meios de fabrico mais eficientes, custo de fabrico mais reduzido, desenvolvimento tecnológico, preço do barril de petróleo, limitação da capacidade das baterias, reduzida potencia dos motores elétricos e a falta de infraestrutura elétrica nas cidades. Apesar desta mudança os veículos elétricos permaneceram em número reduzido a circular nas estradas das grandes cidades.

Com os motores de combustão em grande expansão, surgiu um crescimento na procura pelo petróleo, o que originou em 1960 a criação da OPEP (Organização dos Países Exportadores de Petróleo) pelos países exportadores de petróleo, até esse momento quem determinava o preço do barril eram os principais importadores, os quais demandavam preços cada vez mais baixos e os produtores reclamavam que os preços não cobriam os seus custos de exploração, nesse momento ocorreu uma redução na oferta de petróleo no mercado, elevando o preço do barril. Durante a década de 1970 ocorreu outra redução da oferta provocada por nacionalizações, guerras envolvendo os países Árabes da OPEP e pela especulação financeira, de forma que os preços atingiram valores muito mais altos que os praticados anteriormente. Tendo em conta essa subida de valores, os principais países afetados tomaram medidas para diminuir a sua dependência do petróleo árabe, essa alta manteve-se entre 1973 e 1979.

Com as medidas tomadas pelos países importadores, os preços mantiveram-se estáveis durante a década de 1980, o que viria a sofrer novas alterações com a invasão do Kuwait pelo Iraque em 1990 e na sequência a Guerra do Golfo. Os Estados Unidos e os países aliados expulsaram o Iraque do Kuwait, originando a que os preços chegassem a níveis recordes. Tendo em consideração que o petróleo é um dos fatores que afeta diretamente o desenvolvimento dos veículos elétricos, poderemos fazer uma comparação temporal desses avanços com a evolução do preço do petróleo [7], que se encontra representada na figura 2.2.2 e na figura 2.2.3.



Figura 2.2.2 – Evolução do preço do petróleo entre 1861 e 2001 [7].

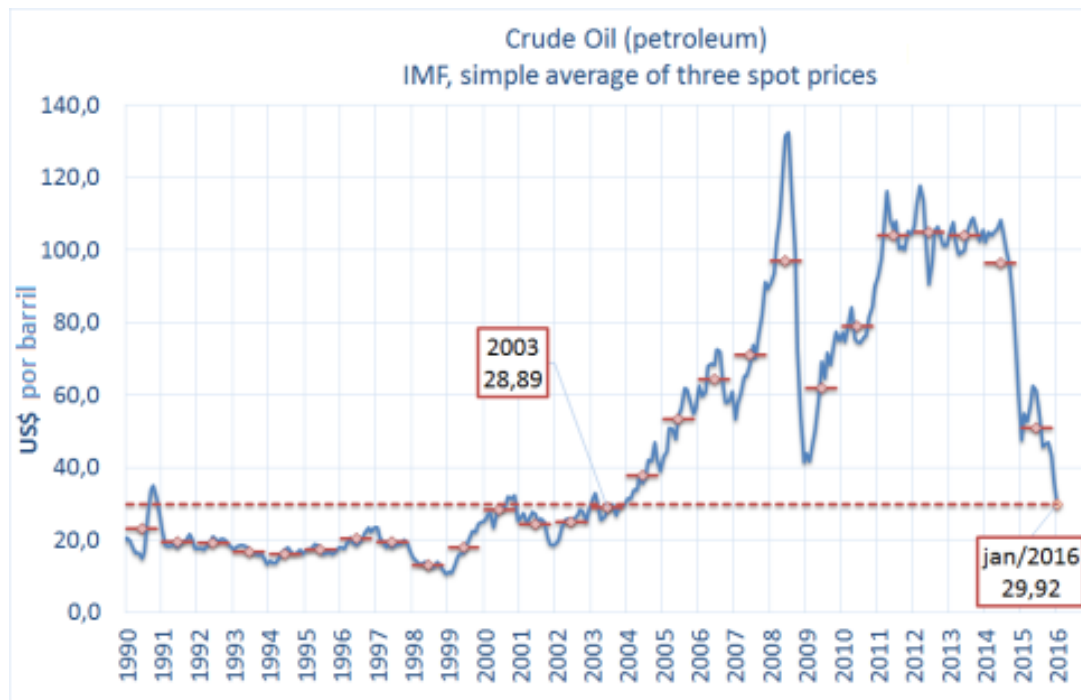


Figura 2.2.3 – Evolução do preço do petróleo entre 1990 e 2016 (IMF Primary Commodity Prices).

A partir de 1990 o preço do barril beneficiou a sua venda, atingindo valores recordes, o que por sua vez levou a que a comunidade internacional refletisse sobre a emissão de gases poluentes, a utilização de produtos poluentes e a sua destruição ou reciclagem. Para que houvesse um consenso no combate à diminuição dos gases poluentes emitidos para a atmosfera, foi assinado em 1997 o tratado internacional de Quioto, com a finalidade de os países desenvolvidos assumirem o compromisso de reduzir a emissão de gases que agravem o efeito de estufa, de modo a aliviar os impactos causados pelo aquecimento global. Para além dos compromissos invocados no protocolo, são realizadas discussões para estabelecer metas e criar formas de desenvolvimento que não sejam prejudiciais ao planeta.

Uma das formas para cumprir esses objetivos passa pela redução dos veículos de combustão face aos veículos elétricos, daí surgir a oportunidade de desenvolvimento dos veículos elétricos. Esse desenvolvimento originou que os fabricantes de automóveis em parceria com fabricantes de componentes elétricos/eletrónicos apresentassem no mercado veículos com diversas formas de tração elétrica. Das diferentes tipologias de tração aplicadas surgiram as seguintes denominações:

- Veículo Puramente Elétrico (VE);
- Veículo Elétrico a Bateria (BEV);
- Veículo Elétrico com Extensão da Autonomia (VERex);
- Veículo Elétrico de Vizinhança (NEV);
- Veículo Elétrico Híbrido (HEV);

- Veículo Elétrico Puro Híbrido (SHEV);
- Veículo Elétrico Híbrido de Recarregamento pela Rede (PHEV);
- Veículo Elétrico de Células de Combustível (FCEV).

O verdadeiro impulso na produção generalizada de veículos elétricos deu-se no início do século XXI, tendo como referência a produção do Toyota Prius, lançado no Japão em 1997, sendo o primeiro veículo elétrico híbrido produzido em massa e com a particularidade de serem constituídos por baterias de hidrato metálico de níquel.

Em 2006 surgiu mais um avanço de relevo, uma empresa de pequenas dimensões, a Tesla Motors, anunciou a produção de um veículo elétrico desportivo de luxo com uma autonomia superior a 200 quilómetros, proveniente de um único carregamento. Essa empresa em 2010 viria a receber um empréstimo do Departamento de Energia dos EUA para estabelecer uma fábrica na Califórnia, para aumentar a sua capacidade de produção e desenvolvimento, num curto espaço de tempo a Tesla Motors tornou-se o maior empregador da indústria automóvel na Califórnia.

Com esse feito por parte da Tesla, muitos fabricantes de automóveis aceleraram na apresentação de veículos elétricos, nesse âmbito a Chevrolet e a Nissan no final de 2010 lançaram os modelos Volt e Leaf, respetivamente. O Chevrolet Volt foi o primeiro *plug-in* disponível comercialmente, em que utiliza um motor a gasolina para funcionar como gerador, permitindo desta forma o carregamento da bateria. Quanto ao Nissan Leaf é um veículo totalmente elétrico, ou seja, com tração proporcionada exclusivamente pelos motores elétricos.

Ao longo dos anos seguintes, outros fabricantes começaram a lançar veículos elétricos, mas apesar disso, um dos primeiros problemas do veículo elétrico surgiu no facto de onde o poderíamos recarregar, para tal resolução foram implementados postos de carregamento de forma ampla a nível quase mundial. Simultaneamente, desenvolveu-se uma nova tecnologia de baterias que permitiu o aperfeiçoamento dos veículos elétricos, nomeadamente, a tecnologia de baterias de iões de lítio já usadas anteriormente no Volt.

Devido aos consecutivos desenvolvimentos tecnológicos houve uma redução dos custos de produção dos veículos elétricos na ordem dos 50% e uma melhoria no desempenho das baterias dos veículos (ou seja, no seu poder, energia e durabilidade).

Os consumidores têm hoje em dia mais opções do que nunca, quando se trata de comprar um veículo elétrico. Existem inúmeros veículos *plug-in* elétricos e outros tantos modelos híbridos disponíveis no mercado, tendo estes as mais diversas variedades de tamanhos, desde a viatura de dois passageiros inteligentes ED, ao Ford C-Max Energy e ao BMW i3 SUV. Com os preços da gasolina

a continuarem a subir e os preços dos veículos elétricos a descer, estes cada vez ganham mais popularidade e motivo de aquisição.

### 2.2.2 Conceito de Veículos Elétricos

Um veículo elétrico, tal como o nome indica, é um veículo cuja fonte de energia é elétrica. Na verdade os tipos de veículos elétricos mais comuns são os veículos elétricos a baterias (BEV), os veículos elétricos híbridos (HEV) e os veículos elétricos a hidrogénio (FCEV). Os BEV são veículos que recorrem à energia proveniente de baterias colocadas a bordo do veículo, que poderão ser recarregadas em andamento, bem como em postos de abastecimento próprios.

Sendo atualmente a densidade de energia existente nas baterias inferior à da gasolina, o desenvolvimento de novos tipos de baterias tenta caminhar no sentido de aumentar essa densidade de energia e por sua vez aumentar a autonomia dos veículos elétricos. Em paralelo com os VE, o desenvolvimento de viaturas com recurso a células de combustível tem aumentado nos últimos anos, tornando-se uma possível solução como fonte de energia. A outra solução, mas mais complexo e dispendioso, é referente ao desenvolvimento comercial dos veículos elétricos híbridos, permitindo o aumento do desempenho e da sua autonomia. Para reduzir os custos associados a essa solução, têm sido realizados esforços no melhoramento de diversos subsistemas elétricos dos veículos híbridos (motor elétrico, eletrónica de potência, unidade de gestão de energia e baterias).

Tendo em conta os veículos elétricos com maior predominância no mercado, nomeadamente os veículos elétricos a bateria (BEV) e os veículos elétricos híbridos (HEV), serão apresentados na tabela 2.2.1 as principais características de cada um, como termo de comparação.

Tipos de veículos eléctricos	BEV	HEV
Propulsão	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Motor Eléctrico</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Motor Eléctrico</li> <li>• Motor de Combustão Interna</li> </ul>
Fonte de Energia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Baterias</li> <li>• Supercondensadores</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Baterias</li> <li>• Supercondensadores</li> <li>• Gasolina/Gasóleo</li> </ul>
Proveniência da Energia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Rede Eléctrica</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Rede Eléctrica</li> <li>• Postos de combustível</li> </ul>
Características	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Emissão poluente nula</li> <li>• Independência do petróleo</li> <li>• Autonomia de 100-200 Km</li> <li>• Elevado custo inicial</li> <li>• Disponível comercialmente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Emissão poluente reduzida</li> <li>• Longa Autonomia</li> <li>• Dependência do petróleo</li> <li>• Estrutura complexa</li> <li>• Disponível comercialmente</li> </ul>
Principais Questões	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Gestão da bateria</li> <li>• Propulsão de alto desempenho</li> <li>• Facilidades de carregamento energético</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Gestão de múltiplas fontes de energia</li> <li>• Dependente do ciclo de condução</li> <li>• Gestão e dimensões da bateria</li> </ul>

Tabela 2.2.1 – Características dos veículos elétricos BEV e HEV.

### 2.2.3 Futuro dos Veículos Elétricos

O futuro dos veículos elétricos está longe de estar delineado, o que não se pode negar é o seu grande potencial na transformação de um futuro mais sustentável. Segundo estudos estatísticos, se todos os veículos ligeiros de combustão fossem substituídos por veículos híbridos ou *plug-in*, a procura do petróleo tinha um decréscimo entre 30 a 60% e em consequência haveria uma redução na poluição, indo de encontro aos objetivos ambientais.

Mas para que tal feito se torne realidade é necessário combater as desvantagens dos veículos elétricos, principalmente no que se refere à autonomia, mais especificamente em relação aos postos de carregamento, tempos de carregamento e sobretudo ao armazenamento de energia. A tecnologia mais utilizada no armazenamento de energia em veículos elétricos é com base nas baterias de lítio, o que sendo uma tecnologia com resultados favoráveis, tem o inconveniente das reservas naturais de lítio serem reduzidas.



Figura 2.2.4 – Reservas naturais de lítio (fonte: Revista Época, dezembro 2010).

Como se comprova em vários domínios, os veículos elétricos são uma mais-valia num horizonte futuro, mas além das desvantagens descritas anteriormente teremos outras questões que provocam algum impasse no seu desenvolvimento. Por exemplo as matérias-primas associadas no seu fabrico, nomeadamente nas baterias. Essas matérias-primas são reduzidas e têm uma durabilidade baixa, o que levará a uma substituição necessária ao longo dos anos de vida de um veículo elétrico. Desse ponto de vista não há globalmente uma reutilização que lhes esteja associada, originando um acréscimo nos problemas e questões ambientais relacionadas. No que se refere à legislação ainda existe o problema da sua aplicação e fazer cumprir nos países do terceiro mundo, pelo facto da sua extração mineira e processos de fabrico serem uma contrapartida no crescimento económico.

## **2.2.4 Benefícios Ambientais**

Um automóvel elétrico não produz emissões poluentes no local onde circula, contribuindo desta forma para uma melhoria da qualidade do ar. Contudo, e em termos globais para a sua contabilização poluente, será de incluir ainda as emissões que são produzidas pelas centrais térmicas que convertem os combustíveis fósseis em energia elétrica. Mas mesmo em relação a essa solução de geração de energia elétrica, essas emissões têm vindo a diminuir devido à grande utilização das energias renováveis no âmbito da produção de energia e conseqüentemente no carregamento das baterias dos veículos elétricos.

No veículo híbrido ter-se-ão as emissões por parte do motor de combustão interna, que em todo o caso serão inferiores às emissões de um veículo convencional, isto porque o motor é de dimensões inferiores em relação aos motores de combustão interna utilizado nos veículos convencionais. Os fabricantes mencionam que este tipo de veículos proporciona uma redução na emissão dos gases de 50%, devido ao seu baixo consumo de combustível.

Os benefícios ambientais serão sempre positivos no que diz respeito à transição dos veículos de combustão para os veículos elétricos, mas ainda se obteria resultados mais empolgantes se aos veículos elétricos estivessem associadas as fontes de energia renováveis como meio de produção de energia elétrica e conseqüente recarregamento destes.

## **2.3 Carregadores de Veículos Elétricos**

### **2.3.1 Baterias**

A bateria é um elemento essencial no que toca a armazenar a produção de energia excessiva em relação à que é pretendida momentaneamente, para que posteriormente possa ser utilizada. Sendo aplicada num sistema fotovoltaico, permite que a energia elétrica produzida nas horas de maior radiação solar seja paralelamente utilizada e durante a noite, ou nas horas de menor radiação, disponibilize a energia armazenada. O seu princípio de funcionamento consiste na transformação da energia química em energia elétrica, contudo, é necessário efetuar uma escolha apropriada, dentro dos tipos de baterias disponíveis, da tecnologia mais eficiente e adequada para o tipo de sistema que se pretende implementar. Deve-se ter em conta as principais características, tais como, o peso, a capacidade, o regime de carga, o regime de descarga, o estado de carga, a tensão de corte, a auto descarga, o ciclo de vida, o rendimento energético, a densidade de energia por unidade de volume, a energia e a potência específica.

As baterias eletroquímicas são classificadas de não recarregáveis (primárias) ou de recarregáveis (secundárias) e podem ter as mais diversas dimensões e aplicações, mas no que se refere ao armazenamento de energia proveniente de fontes renováveis, as baterias recarregáveis de Lítio,

Níquel Chumbo, Sódio, Magnésio e Fluxo, são as que mais se destacam. Atualmente as baterias de Lítio são as que apresentam uma maior eficiência, proporcionando uma maior densidade de energia, para menores dimensões e peso. Em relação ao mercado dos veículos elétricos as baterias adotadas são as de Sódio, Magnésio, Níquel-Hidreto metálico e as de fluxo.

Outro tipo de bateria que se encontra em desenvolvimento é a bateria de nano titanato, sendo construída a partir da nanotecnologia, onde foram desenvolvidos materiais de nano titanato para substituir o grafite utilizado nas baterias convencionais de íões de lítio. Visto tratar-se de uma tecnologia recente tem como desvantagens o seu elevado valor comercial e de ainda estar numa fase de desenvolvimento, em contra partida pode ter uma longevidade de 20 anos e de se poder recarregar muito rapidamente.

Em relação às baterias de chumbo-ácido, tratando-se das primeiras baterias recarregáveis que surgiram na história, têm desvantagens em comparação com as novas tecnologias, tais como, a variação do seu desempenho consoante a temperatura ambiente, o seu curto tempo de vida, a necessidade de manutenção periódica, não serem adequadas para carregamentos rápidos, a baixa energia e potência específica. Mas tem fatores que ainda hoje são vantajosos, tais como, a tolerância a sobrecargas, impedância interna baixa e de fornecerem correntes elevadas.

Quanto às baterias de lítio, podem ser baterias de íões lítio ou de polímero de lítio, em que o que difere é o eletrólito. As de íões de lítio são geralmente aplicadas em sistemas de baixa potência e tem como pontos fulcrais o facto de ter uma elevada densidade energética, grande potência específica, uma boa capacidade de carga e descarga diária, uma taxa de auto descarga muito baixa e de ter uma tensão de célula elevada comparada com a dos outros tipos de baterias. Em contra partida tem as desvantagens de o seu tempo de vida ser dependente da profundidade de descarga, ser constituída por eletrólitos orgânicos inflamáveis, o que levanta algumas implicações no que diz respeito à segurança e ao impacto ambiental, impedância interna superior em relação aos outros tipos de baterias e o facto de necessitar de um circuito de proteção. Relativamente às de polímero de lítio, em comparação com as de íões lítio, têm uma maior gama de energia específica, são mais seguras, mais leves e menos inflamáveis, no entanto apresenta uma vida útil mais baixa e a sua auto descarga tem uma maior dependência da temperatura que a rodeia.

No campo das baterias de Níquel existem três tipos que se destacam, sendo elas, a de Níquel-Cádmio, a de hidreto metálico de níquel e a de Níquel-Zinco. A bateria de Níquel-Cádmio tem um longo ciclo de vida, baixos requisitos de manutenção, possibilidade de permanecer longos períodos de tempo com uma carga reduzida e a taxa de auto descarga pode atingir 10% da capacidade nominal. O inconveniente deste tipo de bateria é referente à sua toxicidade e ao facto de sofrer do efeito de memória. As baterias de hidreto metálico de Níquel e as de Níquel-Zinco, em relação às de níquel-

cádmio, apresentam potência e energia específica superior, sendo o seu ciclo de vida inferior. São caracterizadas ainda por permitirem carregamentos rápidos e terem uma baixa impedância interna, tem como aspetos negativos a impossibilidade de não suportarem sobrecargas, terem uma taxa de auto descarga elevada e a tensão das células ser muito baixa.

Uma das tecnologias promissoras no armazenamento de energia de elevada potência são as baterias de Sódio-enxofre (NaS), em que são caracterizadas por funcionar a elevadas temperaturas (aproximadamente 350°C), o facto de possuírem uma densidade de energia e eficiência energética elevada, não terem auto descarga e de necessitarem de pouca manutenção.

Relativamente às baterias de fluxo, tecnologia de entre as outras referidas a mais recente, tem como principais vantagens, a facilidade da sua capacidade de energia ser expansível, da capacidade de energia e a sua potência serem características independentes. Têm ainda o benefício de se poderem descarregar totalmente sem qualquer dano e da sua corrente de auto descarga ser baixa.

Uma das características fundamentais para todos os tipos de baterias é o ciclo de vida, característica essa, que depende do modo em como estão empregues e dos cuidados que estão sujeitas (manutenção, condições de segurança e instaladas com os devidos requisitos). Consoante o tipo de bateria é preciso ter em atenção o nível de eletrólito, os terminais de ligação limpos e sem corrosão, devem ser instaladas em locais ventilados, o isolamento apropriado dos condutores e da estrutura de suporte, instalação se necessário de circuitos de proteção das baterias contra sobrecargas e curto-circuitos.

Não menos importante no que toca ao aumento de vida da bateria é o conhecimento e o controlo do estado de carga da bateria, ou seja, é a razão entre a capacidade residual e a capacidade máxima que esta pode fornecer.

### **2.3.2 Tipo de Carregadores**

Os carregadores de baterias podem apresentar várias tipologias e diferentes modos de funcionamento, sendo que os seus principais objetivos são o carregamento da bateria, otimizar a taxa de carga e determinar a finalização do carregamento. Com a evolução da tecnologia os carregadores têm vindo a sofrer alterações, no que toca à monitorização e ao controlo do carregamento, nomeadamente para assegurar uma maior longevidade do tempo de vida e acima de tudo assegurar que a bateria e os que possam estar perto delas não sofram quaisquer danos.

Em relação aos modos de ligação do carregador à rede pode ser feita de duas formas diferentes, através do acoplamento magnético entre dois enrolamentos ou por meios físicos, sendo que no setor empresarial a ligação física leva larga vantagem, devido à sua simplicidade e baixo custo. Não se tratando propriamente de um modo de ligação, mas sim mais de um modo de operação, temos os

carregadores associado aos veículos elétricos denominados de *Veículo to Grid (V2G)*, que permitem a circulação bidirecional da carga elétrica, ou seja, carregar a bateria através da rede ou fornecer energia à rede.

Quanto à disposição dos carregadores de baterias podemos classificá-los como *off-board*, quando o carregador se trata de um equipamento individual e instalado no local onde se pretende carregar o veículo, ou de *on-board* se o carregador estiver instalado na estrutura do próprio veículo. Independentemente da sua disposição, ainda podemos classificar os carregadores consoante a sua constituição interna, nos seguintes tipos [8]:

- *Switch Mode Regulator*: Consiste num retificador AC-DC seguido de um conversor DC-DC, em que é controlada a tensão de saída através de um PWM. Tem a necessidade de ser constituído por grandes filtros para baixas frequências, sendo que para altas frequências o tamanho do filtro diminui, mas aumenta o ruído e a interferência;

- Carregador Paralelo: Conversor controlado pela corrente, através de um semicondutor controlado, colocado em paralelo com a fonte e a carga, esta tipologia é simples e económica, no entanto não é muito vulgar a sua utilização nos sistemas de tração;

-Carregador Série: Ou também conhecido por carregador linear, em que o controlo da corrente de carga é efetuado por um componente com uma característica linear (por exemplo uma resistência), o que por sua vez implica um rendimento muito baixo;

-*Pulsed Charger* ou *SCR Charger*: Como o próprio nome indica trata-se de um carregamento por impulsos, em que está associado um semicondutor que poderá ser comutado (exemplo de um tiristor), em que na fase inicial do carregamento fornece correntes elevadas à bateria e na fase final do carregamento a corrente é controlada, de modo a manter um nível de tensão mais reduzido.

-Carregador em Ponte: Trata-se de um retificador de díodos ou de outros semicondutores comandados, montados em ponte e ligados a uma fonte AC;

-Carregamento Indutivo (*Inductive Charging*): Caracterizado pela utilização de um transformador, com o intuito de efetuar o isolamento galvânico entre a rede e a bateria, associado ao transformador será instalado um dos carregadores anteriormente referidos;

-*Ferroresonant Chargers*: Neste tipo de carregador é instalado um transformador com dois enrolamentos no secundário, sendo a sua função baixar o nível de tensão que vem da rede e ao mesmo tempo controlar a corrente de carga, através do condensador que se encontra ligado aos terminais de um dos enrolamentos do transformador. Sendo complementado com um retificador, de díodos ou de tirístores, para converter a tensão AC em DC.

Como anteriormente referido, existem diversas constituições internas de um carregador, ao qual permitem defini-los de carregadores não isolados, quando são ligados diretamente à rede, ou por

carregadores isolados, quando estes são interligados à rede por meio de um transformador. A grande maioria dos carregadores é formado pela associação de um transformador com um conversor CC-CC, em que geralmente o tipo de carregadores mais utilizados nos veículos elétricos são o série, o *switch mode* e os em ponte.

Ainda no que diz respeito aos carregadores existem outros aspetos a ter em conta, tais como, as características técnicas, nomeadamente os valores das grandezas referentes ao carregamento. Partindo dessas características foi estabelecido uma divisão dos carregadores em três níveis, sendo eles:

-Nível 1: No caso do carregador ser incluído na compra do veículo e ter a capacidade de fornecer 3.3 kW (230 V/16 A), o que rondará as 7/8 horas para o carregamento completo da bateria;

-Nível 2: Quando a capacidade fornecida tem um limite de 19,2 kW, sendo que o valor mais comum neste nível ronda os 6,6 kW, no caso de ser instalado em habitações ou postos de abastecimento. Em relação aos carregadores de nível 1, este tem a vantagem de proporcionar um carregamento mais rápido, sendo normalmente utilizado em veículos com baterias de capacidades mais elevadas;

-Nível 3: Refere-se a carregadores ao qual podemos obter um carregamento rápido, em que a capacidade destes pode variar entre 40 kW e os 120 kW (no caso do Tesla Modelo S), são normalmente aplicados em postos de abastecimento.

### **2.3.3 Modos de Carregamento**

Independentemente dos tipos de carregadores, foi estabelecido através da *International Electrotechnical Commission* (IEC), pela norma IEC 62196, os modos de carregamento e os tipos de conectores a utilizar na interligação com o veículo elétrico. A respetiva norma estabelece quatro modos de carregamento:

-Modo 1: Carga lenta através de uma tomada convencional com ligação à terra, corrente limitada a 16 A e 250 V, no caso de ser alimentação monofásica, ou a 480 V para trifásica;

-Modo 2: Carga lenta através de uma tomada convencional, mas com equipamento de proteção requerido para o respetivo veículo elétrico, tendo este equipamento ligado à terra e a uma distância máxima de trinta centímetros da tomada. Corrente limitada a 32 A para 250 V (monofásica) ou 480 V (trifásica);

-Modo 3: Carga lenta ou rápida através de um carregador específico para os veículos elétricos, em que os conectores estipulados são o da norma IEC 61851-1, em cada ponta do cabo ou através de uma ligação SAE J1772. Tendo a corrente limitada a 32 A para uma carga lenta ou a 250 A para uma

carga rápida. Com a aplicação dos conectores acima referidos é possível uma comunicação entre o veículo e o carregador, permitindo uma possível interação do carregador com uma rede inteligente;

-Modo 4: Carga rápida através de corrente contínua, permitindo uma corrente máxima de 400 A, os conectores utilizados neste modo são os denominados de CHAdeMQ, ao qual são restritos a alguns modelos de veículos elétrico. Este tipo de conexão está normalmente limitada a 500 V DC e 125 A, quanto ao tipo de conector tem ainda a particularidade de realizar a leitura do barramento CAN do veículo, informando o carregador sobre o estado da bateria.

## 2.4 Conversores DC-DC

A finalidade dos conversores consiste em fornecer à sua saída valores médios de tensão ou corrente diferentes dos que são impostos na entrada, estes são sobretudo aplicados em fontes DC, motores DC e na geração de energia elétrica, quando acoplado a outros sistemas.

Os conversores DC-DC podem ser divididos em dois grupos, designadamente os isolados e os não isolados, em que a grande diferença deve-se ao uso de transformadores de alta frequência nos conversores isolados, permitindo a aplicação de uma gama de valores para o duty-cycle mais alargada, consoante as tensões de entrada e saída.

### 2.4.1 Tipo de Conversores

Dentro dos grupos anteriormente referidos podemos ainda designar os conversores por diferentes tipologias, no que se refere à sua funcionalidade, onde teremos o Redutor (*Buck*), o Elevador (*Boost*) e o Redutor-Elevador (*Buck-Boost*), no caso dos conversores não isolados, e teremos o Redutor-Elevador Isolado (*Flyback*), o Redutor Isolado (*Forward*), o Ponte Completa (*Full-Bridge*) no grupo dos conversores isolados.

#### Conversor Redutor (*Buck*):

O conversor redutor é caracterizado por fornecer um valor da tensão de saída sempre inferior ao valor de entrada. Tendo a seguinte esquematização:

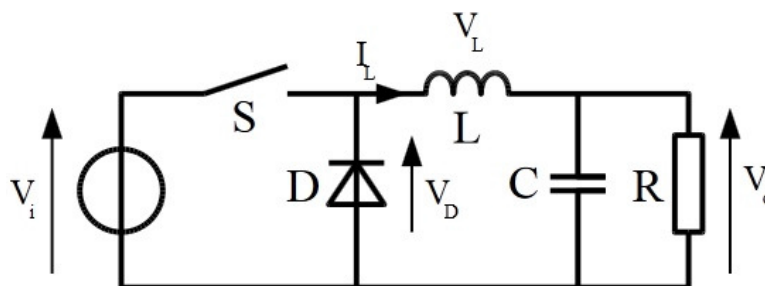


Figura 2.4.1 – Esquema conversor redutor [17].

O seu princípio de funcionamento baseia-se em duas etapas, quando o interruptor (S) se encontra fechado ou no caso de este estar aberto. Quando o interruptor estiver fechado, é aplicada uma tensão de entrada ao conversor, originando uma corrente ( $I_L$ ) que percorrerá a bobine (L) e depois se divide entre o condensador (C) e a carga (R). A corrente ao circular pela bobine originará o armazenamento de energia sob a forma de campo eletromagnético, provocando conseqüentemente uma queda de tensão, que irá ser subtraída à de entrada, a tensão resultante é a mesma que surge aos terminais do condensador (C), ou seja, a tensão de saída do conversor.

Quando o interruptor estiver aberto, a indutância (L) inverte a polaridade devido à corrente que a percorre, alimentando a carga e fechando o circuito pelo díodo que se encontra diretamente polarizado e passa a conduzir.

### Conversor Elevador (*Boost*):

A finalidade do conversor elevador recai na obtenção de uma tensão de saída com um valor superior à tensão de entrada. O esquema representativo deste conversor será apresentado na figura seguinte.

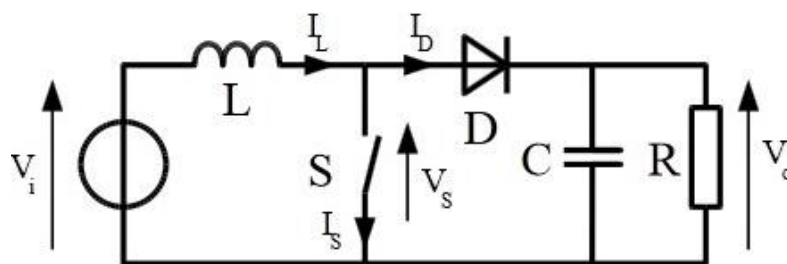


Figura 2.4.2 – Esquema conversor elevador [17].

Quando o interruptor (S) se encontra fechado a corrente circulará entre a bobine e o interruptor, sendo a energia fornecida armazenada na bobine, e por sua vez a carga é só alimentada pelo condensador. Ao ser aberto o interruptor, o díodo passa a conduzir, permitindo a transferência de energia da bobine para a carga e o carregamento do condensador, sendo a tensão de saída a soma da tensão de entrada com a tensão da indutância.

Dentro desta finalidade de conversores, ou seja, obter uma tensão de saída superior à de entrada, existem outros que proporcionam uma relação maior entre essas tensões, conforme o número de elementos e as suas respectivas disposições. Como é o caso do *Cascade boost*, *Interleaved boost*, *multilevel boost*, *Hybrid boost* e o Quadrático.

### Conversor Redutor-Elevador (*Buck-Boost*):

Relativamente ao conversor redutor-elevador, o seu funcionamento permite a obtenção de uma tensão de saída superior ou inferior em relação à tensão de entrada, em diferentes momentos de utilização. O esquema que o caracteriza é:

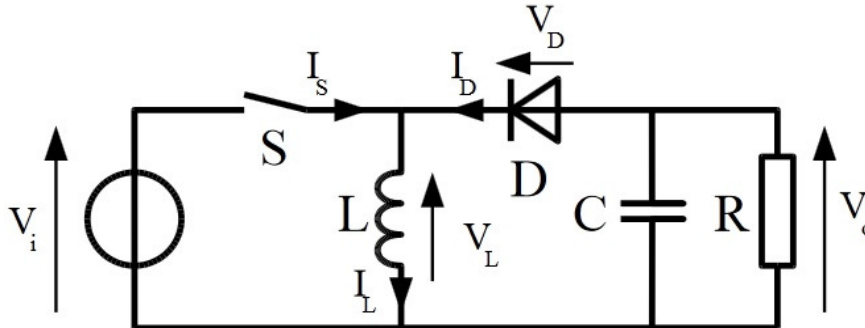


Figura 2.4.3 – Esquema conversor redutor-elevador [17].

O seu funcionamento varia consoante o estado do interruptor ( $S$ ), no caso de este estar fechado, a tensão de entrada será aplicada aos terminais da indutância ( $L$ ) e o que levará ao armazenamento de energia, devido à circulação da corrente. Quanto à tensão de saída aplicada à carga, será a que se encontra aos terminais do condensador.

Se o interruptor ( $S$ ) estiver aberto, a polaridade da indutância é invertida e o diódo passa a conduzir, isto porque é polarizado diretamente, permitindo a circulação da corrente pela carga e pelo condensador, originando o seu carregamento.

### Conversor Redutor-Elevador Isolado (*Flyback*):

O conversor redutor-elevador isolado, tal como a designação indica, pertence ao grupo dos conversores isolados e pode assumir diferentes tipos de esquemas, consoante o número de transístores, em que o mais vulgar é:

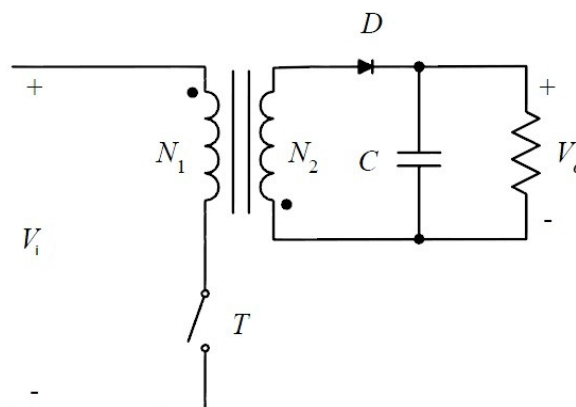


Figura 2.4.4 – Esquema conversor redutor-elevador isolado [17].

O seu princípio de funcionamento baseia-se no estado do interruptor (T), se o interruptor estiver fechado a tensão de entrada magnetiza o primário do transformador, aumentando o fluxo que o percorre. Na sequência da abertura do interruptor, a energia armazenada no transformador é transferida para a saída.

### Conversor Redutor Isolado (*Forward*):

Quanto ao conversor redutor isolado tem uma funcionalidade idêntica ao redutor-elevador isolado, em que a maior diferença consiste na implementação de uma indutância (L) e dois díodos ( $D_1$  e  $D_2$ ), tal como se pode observar no seguinte esquema.

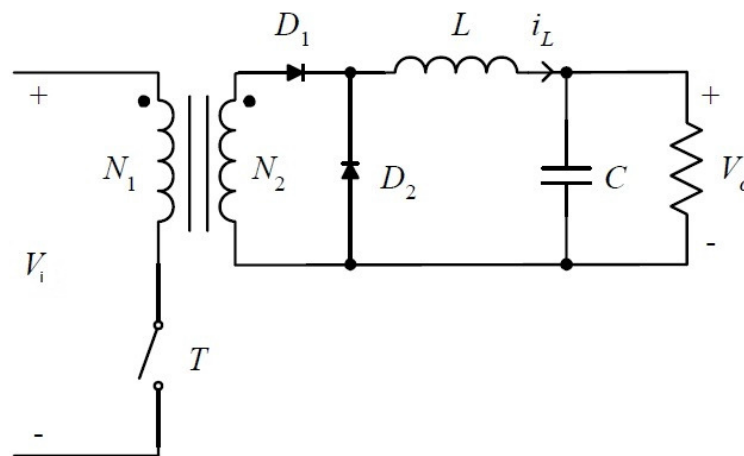


Figura 2.4.5 – Esquema conversor redutor isolado [17].

Em análise ao esquema representativo do conversor redutor isolado verifica-se, tal como nos conversores anteriores, duas fases de funcionamento distintas. Numa primeira fase teremos o interruptor (T) fechado, o que implica que o diodo  $D_1$  se encontra à condução e o diodo  $D_2$  estará ao corte, proporcionando um aumento da corrente na bobine devido à transferência direta da energia de entrada para a bobine. A segunda fase consiste na abertura do interruptor, onde o diodo  $D_2$  passaria a conduzir e o diodo  $D_1$  ao corte, originando que a energia armazenada na fase anterior seja nesse instante transferida para a saída.

### Conversor Ponte Completa (*Full-Bridge*):

Outra das tipologias pertencentes ao grupo de conversores DC-DC isolados, são os denominados de conversores ponte completa, os quais apresentam um esquema com maior número de componentes e uma maior complexidade, como se pode verificar na figura que se segue.

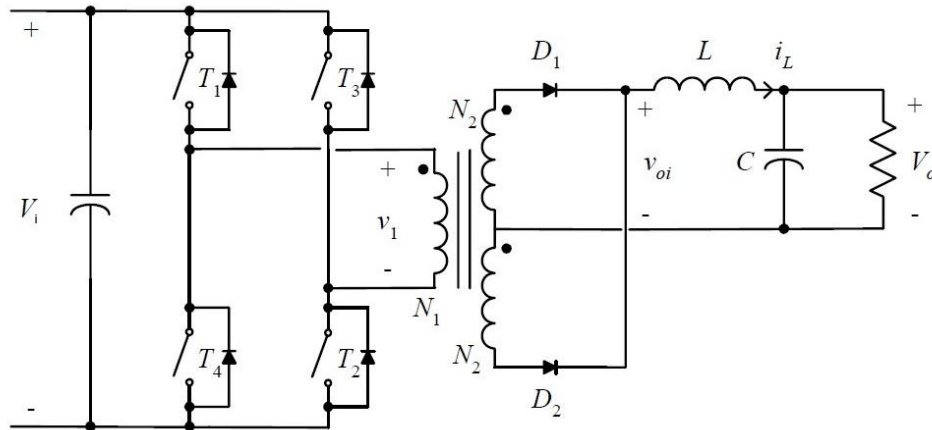


Figura 2.4.6 – Esquema conversor de ponte completa [17].

O seu funcionamento caracteriza-se por duas fases bem definidas, sendo que os interruptores (T) são acionados dois a dois, ou seja, no caso dos interruptores  $T_1$  e  $T_2$  estarem à condução os interruptores  $T_3$  e  $T_4$  estarão ao corte. Quando os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  se encontram na fase de condução, o diodo  $D_1$  estará a conduzir e o diodo  $D_2$  irá estar ao corte, verificando a situação oposta no caso de os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  passarem ao corte e os restantes interruptores à condução. Sendo que a transição entre as duas fases de funcionamento, corresponde a um intervalo de tempo em que ambos os díodos estão à condução.

## 2.4.2 Controladores

Como já referido nos diferentes tipos de conversores eles são fundamentalmente compostos por interruptores, podendo estes serem do tipo comandados (ou denominados de ativos, exemplo dos transístores) ou do tipo não comandados (ou denominados de passivos, no caso de serem díodos). Na maioria dos casos os interruptores são comandados, comando esse com a finalidade de obter uma tensão de saída antecipadamente dimensionada e que dependerá da tensão de entrada, do fator de ciclo, da frequência de comutação e da carga.

Seguidamente iremos ver os tipos de controlo que melhor se adequam para a interligação entre um sistema fotovoltaico e o carregamento de baterias dos veículos elétricos.

### 2.4.2.1 Tipo Controladores MPPT (*Maximum Power Point Tracking*)

Nos sistemas fotovoltaicos é desejável otimizar a potência, para tal, é necessário que o ponto de operação do sistema seja estabelecido para o ponto MPP, sendo que este depende da radiação solar e da temperatura envolvente da célula fotovoltaica. O algoritmo MPPT calculará o ciclo de trabalho ótimo de modo a maximizar a potência do sistema.

Os algoritmos MPPT passíveis de ser aplicados no sistema que se pretende abordar nesta dissertação poderiam ser os seguintes:

#### **Perturbação e Observação:**

A principal vantagem deste algoritmo é o facto de não ser necessário o conhecimento das condições ambientais, em contra partida requer a aplicação de um sensor de corrente e um de tensão. Com o conhecimento destas duas grandezas ele calcula a potência de saída do painel fotovoltaico e irá provocar uma perturbação no ciclo de trabalho, após a perturbação observa o comportamento da potência. No caso da potência aumentar mantém-se a perturbação na mesma direção, se esta diminuir a perturbação imposta terá o sentido oposto.

O valor da perturbação irá ditar a velocidade e a oscilação em torno do MPP (ponto de máxima potência).

#### **Condutância Incremental:**

Este algoritmo consiste no cálculo da potência de saída do sistema fotovoltaico, através das medições da tensão e da corrente, e da derivada por partes da função da potência ( $P=U \cdot I$ ). Conforme o valor da derivada da potência o ciclo de trabalho será ajustado, ou seja, quando o valor da derivada for positivo o ciclo de trabalho deverá ser aumentado, se esse valor for negativo significa que o ciclo de trabalho terá de ser reduzido. Quando a derivada da potência for igual a zero ou muito próxima, conforme o intervalo de tolerância previamente especificado, o ciclo de trabalho mantém-se, o que significa que o sistema está a operar no MPP.

#### **Tensão Constante:**

Neste método é necessário um sensor de tensão de forma a observar se a tensão à saída do sistema fotovoltaico é constante, sendo o controlo dessa tensão efetuado a partir da variação do ciclo de trabalho. Para tal, será necessário determinar os valores de tensão para dois casos distintos, um deles a temperatura será mantida constante para todos os valores de radiação e no outro caso seria manter a radiação constante para os diferentes valores de temperatura.

Mas como poderemos verificar pelas curvas características do painel fotovoltaico, que serão representadas mais à frente na simulação do painel, a potência máxima ocorre para diferentes valores de tensão, consoante as respetivas variações da temperatura, o que impossibilita a implementação deste algoritmo como um método preciso

### Linearização das Características I-V:

As características I-V dependem da radiação e da temperatura, sendo bem visível dois segmentos de operação na respetiva curva característica (figura 2.4.7), em que num deles a tensão é praticamente constante e noutro teremos a corrente constante, sendo assim podemos aproximar as características I-V de uma função linear em ambos os segmentos. O MPP será o ponto referente à interseção das funções lineares, o que corresponde ao “joelho” da característica I-V do painel fotovoltaico.

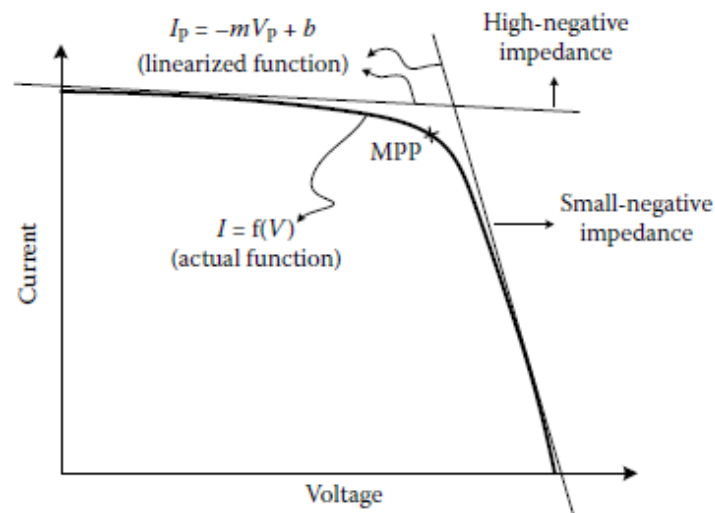


Figura 2.4.7 – Curva característica de um painel fotovoltaico [23].

### Lógica Difusa:

O controlo difuso está repartido em três partes fundamentais, em que na primeira tem-se a conversão das variáveis de entrada em variáveis linguísticas fornecidas pelos sensores de corrente e de tensão, seguidamente é aplicado os operadores difusos para determinar a ação a tomar e por fim temos a desfuzificação, que consiste no sinal de saída do controlador que irá afetar o MPP.

Este método tem a vantagem de se poder aplicar em sistemas não lineares e com entradas imprecisas, o que não implica o conhecimento de um modelo dinâmico preciso do sistema.

### Redes Neurais:

Tal como na lógica difusa estes tipos de controladores são implementados com ajuda de microcontroladores. Uma rede neuronal é normalmente constituída por uma camada de entrada, uma camada escondida e uma camada de saída. Neste caso em concreto as entradas seriam os parâmetros do painel fotovoltaico e as condições atmosféricas, na camada escondida seriam atribuídos diferentes pesos e condições para cada nó, na camada de saída teríamos o sinal do ciclo de trabalho necessário para o conversor operar próximo do MPP.

### 3. Geração Fotovoltaica

#### 3.1 Princípio de Funcionamento

A conversão da energia associada à radiação solar em energia elétrica, designado efeito fotoelétrico, dá-se quando, sobre uma junção p-n normalmente resultante da junção do fósforo com o silício, incide uma radiação solar. Sendo que a zona n da junção deve ser suficientemente fina e coberta por uma película antirreflexo, de maneira a ser atravessada pela maior quantidade possível de radiação incidente.

Tendo em conta os diferentes tipos de silício utilizados na conceção das células fotovoltaicas, estas apresentaram diferentes rendimentos, que será juntamente com as características das respetivas células, necessárias para podermos avaliar o desempenho do sistema fotovoltaico e o comportamento do respetivo painel fotovoltaico.

Para modelar o painel fotovoltaico é necessário determinar o comportamento da célula fotovoltaica, que faz parte da sua conceção, e ter conhecimento das características técnicas fornecidas pelos respetivos fabricantes.

#### 3.2 Painel Fotovoltaico

O sistema fotovoltaico em estudo nesta dissertação é composto por um painel fotovoltaico fabricado pela Global Solar e o modelo em causa é o PowerFLEX BIPV – 300W, o catálogo do respetivo painel encontra-se no anexo B.

Para o respetivo painel os parâmetros de maior relevância a ter em consideração são:

<b>Potência máxima (<math>P_{max}</math>)</b>	<b>300 W</b>
<b>Corrente máxima (<math>I_{max}</math>)</b>	5,50 A
<b>Tensão máxima (<math>U_{max}</math>)</b>	54,30 V
<b>Corrente de curto-circuito (<math>I_{sc}</math>)</b>	6,40 A
<b>Tensão de circuito aberto (<math>V_{ca}</math>)</b>	69,70 V
<b>Número de células (<math>N_{SM}</math>)</b>	36 CIGS
<b>Comprimento (C)</b>	5745 mm
<b>Largura (L)</b>	494 mm
<b>Temperatura de referência (<math>T_{ref}</math>)</b>	25° C
<b>Radiação de referência (<math>G_{ref}</math>)</b>	1000 W/m <sup>2</sup>

Tabela 3.2.1 – Parâmetros painel PowerFlex 300W.

### 3.3 Modelo Matemático

As grandezas associadas às células fotovoltaicas são resumidas num modelo matemático com base num esquema elétrico, sendo que existem diversas abordagens dos circuitos elétricos, desde o modelo ideal (figura 3.3.1), composto por uma fonte de corrente e um díodo, até aos modelos mais complexos (figura 3.3.2) que são compostos por uma fonte de corrente, dois díodos, uma resistência em série e uma em paralelo.

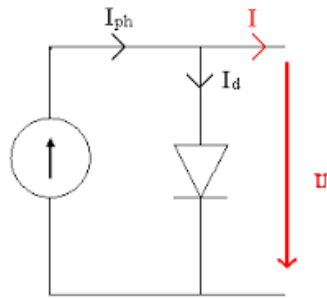


Figura 3.3.1 – Esquema simplificado de uma célula fotovoltaica [13].

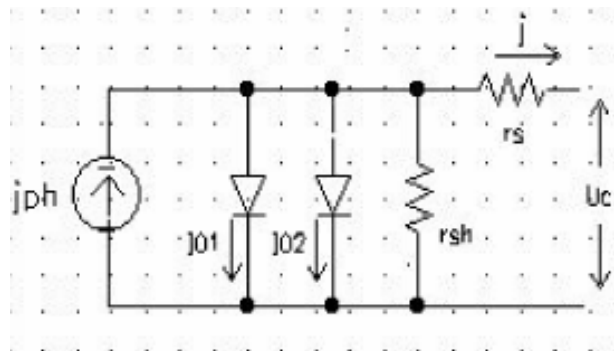


Figura 3.3.2 – Esquema célula fotovoltaica com dois díodos.

De entre os circuitos equivalentes existentes, o que será aplicado nesta dissertação é o designado de modelo real (figura 3.3.3), constituído por uma fonte de corrente, um díodo, uma resistência em série e uma em paralelo.

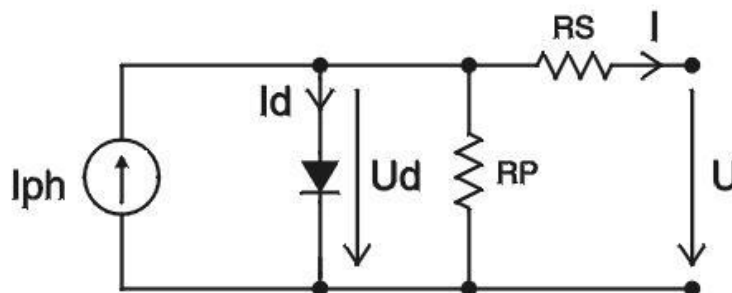


Figura 3.3.3 – Esquema real da célula fotovoltaica [15].

O esquema real da célula fotovoltaica serve de referência para o esquema do painel fotovoltaico, visto o painel ser formado por módulos de células em série e em paralelo, onde a diferença entre os esquemas será a associação de díodos em série e em paralelo consoante o número de células referentes. A outra diferença recai sobre o valor das resistências, em que no caso do esquema real do painel fotovoltaico (figura 3.3.4) se deverá determinar as resistências equivalentes consoante o número de células em série e em paralelo ( $R_S$  – Resistência em série;  $R_P, R_{SH}$  – Resistência em paralelo).

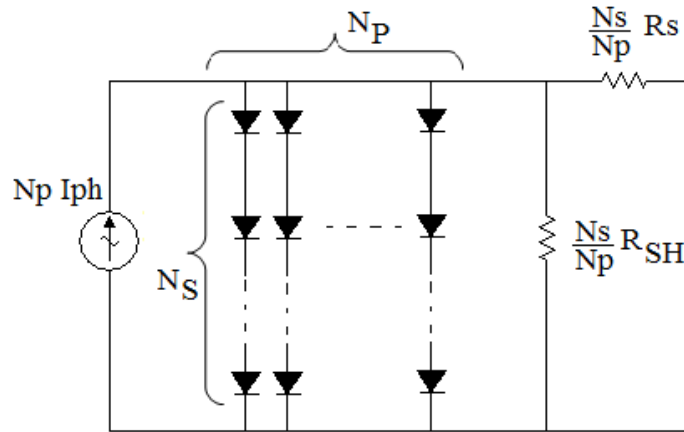


Figura 3.3.4 – Esquema real do painel fotovoltaico [11].

Para o dimensionamento do painel fotovoltaico, mencionado nesta dissertação, será utilizado o modelo do esquema real da célula fotovoltaica (figura 3.3.3) em vez do esquema real do painel, visto ser mais simplificado e devido ao facto dos valores das grandezas, referentes aos elementos constituintes do esquema, serem fornecidos pelo fabricante.

O dimensionamento inicia-se com a aplicação da lei dos nós, ao esquema referido, obtendo a seguinte equação para determinar a corrente ( $I$ ) que será entregue à carga:

$$I = I_{ph} - I_d - I_p \quad (3.3.1)$$

Seguidamente iremos determinar cada parâmetro da equação anterior, começando pela corrente interna unidirecional ( $I_d$ ), com base na equação correspondente ao cálculo da corrente que percorre o díodo [12].

$$I_d = I_o \left( e^{\frac{V+R_S I}{mV_T}} - 1 \right) \quad (3.3.2)$$

Onde:

$I$  – Corrente entregue à carga (Ampere [A]);

$I_d$  – Corrente interna unidirecional (Ampere [A]);

$I_o$  – Corrente inversa de saturação do díodo (Ampere [A]);

- $I_p$  – Corrente na resistência em paralelo (Ampere [A]);  
 $I_{ph}$  – Corrente fotovoltaica (Ampere [A]);  
 $m$  – Fator de idealidade do painel fotovoltaico;  
 $R_p$  – Resistência em paralelo (Ohm [ $\Omega$ ]);  
 $R_s$  – Resistência em série (Ohm [ $\Omega$ ]);  
 $V$  – Tensão aos terminais do painel fotovoltaico (Volt [V]);  
 $V_T$  – Potencial térmico (Volt [V]);  
 $V_{Tref}$  – Potencial térmico para as condições de referência (Volt [V]).

Em que o potencial térmico e o potencial térmico de referência, oriundos da diferença de potencial aos terminais do díodo, são obtidos a partir de:

$$V_T = \frac{KT_{FV}}{q} \quad (3.3.3)$$

$$V_{Tref} = \frac{KT_{ref}}{q} \quad (3.3.4)$$

Sendo:

- $K$  – Constante de Boltzman ( $K=1,38 \times 10^{-23}$  J/K);  
 $q$  – Carga do elétron ( $q=1,6 \times 10^{-19}$  C);  
 $T_{FV}$  – Temperatura na célula fotovoltaica em Kelvin (K);  
 $T_{ref}$  – Temperatura de referência na célula em Kelvin (K).

Ainda referente à equação 3.3.1, iremos calcular a corrente ( $I_p$ ) que circula na resistência em paralelo, aplicando a lei das malhas ao esquema em estudo.

$$I_p = \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (3.3.5)$$

Substituindo os parâmetros anteriormente determinados na equação 3.3.1 obtém-se a seguinte expressão:

$$I = I_{ph} - I_o \left( e^{\frac{V + R_s I}{mV_T}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (3.3.7)$$

Resolvendo a expressão anterior em ordem à tensão ( $V$ ) gerada aos terminais do painel fotovoltaico chega-se à equação (3.3.8).

$$V = mV_T \ln \left( \frac{I_{ph} - \frac{V + R_s I}{R_p} - I}{I_o} + 1 \right) \quad (3.3.8)$$

Tendo em conta as unidades das grandezas aplicadas no dimensionamento do painel fotovoltaico, será necessário, no caso da temperatura, determinar a relação da temperatura ambiente com a temperatura de trabalho da célula e converte-la para Kelvin. Para isso serão aplicadas as equações seguintes.

$$\theta_c = \theta_{amb} + \frac{G(NOCT-20)}{800} \quad (3.3.9)$$

$$T_{FV} = \theta_c + 273.15 \quad (3.3.10)$$

Em que:

G - Radiação incidente na célula (Watt por metro quadrado [ $W/m^2$ ]);

$G_{ref}$  – Radiação incidente na célula nas condições de referência [ $W/m^2$ ];

NOCT – Temperatura da célula de operação normal em graus Celsius ( $^{\circ}C$ );

$\Theta_{amb}$  – Temperatura ambiente em graus Celsius ( $^{\circ}C$ );

$\Theta_c$  – Temperatura da célula em graus Celsius ( $^{\circ}C$ ).

Dando seguimento ao dimensionamento iremos determinar os fatores relacionados com a corrente inversa de saturação do díodo ( $I_o$ ), onde é necessário calcular o fator de idealidade do painel fotovoltaico ( $m$ ), a corrente inversa de saturação do díodo para as condições de referência ( $I_{or}$ ) e a corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) em função da radiação incidente. Começando por determinar a corrente inversa de saturação do díodo para as condições de referência ( $I_{or}$ ), é necessário ter em conta o esquema simplificado da célula fotovoltaica (figura 3.3.1), funcionando em circuito aberto ( $I=0$  e  $I_{ph}=I_{sc}$ ). Onde aplicando a lei dos nós obtemos a equação:

$$\begin{aligned} I = I_{ph} - I_{or} \left( e^{\frac{V_{ca}}{mV_{Tref}}} - 1 \right) \Leftrightarrow 0 = I_{sc} - I_{or} \left( e^{\frac{V_{ca}}{mV_{Tref}}} - 1 \right) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow I_{or} = \frac{I_{sc}}{\left( e^{\frac{V_{ca}}{mV_{Tref}}} - 1 \right)} \end{aligned} \quad (3.3.11)$$

Quanto ao fator de idealidade também ele é determinado a partir do esquema simplificado da célula fotovoltaica (figura 3.3.1), onde se aplicará a lei dos nós e a substituição das variáveis associadas por grandezas fornecidas pelo fabricante, nomeadamente atribui-se às variáveis as grandezas referentes ao ponto de funcionamento de máxima potência.

$$I = I_{ph} - I_d \Leftrightarrow I = I_{ph} - I_o \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \Leftrightarrow I_{max} = I_{sc} - I_{or} \left( e^{\frac{V_{max}}{mV_{Tref}}} - 1 \right) \quad (3.3.12)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem ao fator de idealidade ( $m$ ) e substituindo a corrente inversa de saturação do díodo para as condições de referência ( $I_{or}$ ) pela equação 3.3.11, tem-se:

$$m = \frac{V_{max} - V_{ca}}{V_{Tref} \ln\left(1 - \frac{I_{max}}{I_{sc}}\right)} \quad (3.3.13)$$

$$m' = \frac{m}{NSM} \quad (3.3.14)$$

Onde:

$I_{max}$  – Corrente no ponto de máxima potência (Ampere [A]);

$I_{or}$  – Corrente inversa de saturação para as condições de referência (Ampere [A]);

$I_{sc}$  – Corrente de curto-circuito (Ampere [A]);

$m'$  – Fator de idealidade da célula;

$NSM$  – Número de células ligadas em série;

$V_{ca}$  – Tensão de circuito aberto (Volt [V]);

$V_{max}$  – Tensão no ponto de máxima potência (Volt [V]).

A corrente inversa de saturação do diodo irá ser calculada tendo em conta as propriedades do material da célula fotovoltaica [13], visto sabermos que as células do painel em causa são de silício. Sendo assim baseamo-nos nas equações:

$$\begin{cases} I_{or} = DT_{ref}^3 e^{-\frac{\varepsilon}{mV_{Tref}}} \\ I_o = DT_{FV}^3 e^{-\frac{\varepsilon}{mV_T}} \end{cases} \Leftrightarrow \frac{I_o}{I_{or}} = \frac{DT_{FV}^3 e^{-\frac{\varepsilon}{mV_T}}}{DT_{ref}^3 e^{-\frac{\varepsilon}{mV_{Tref}}}} \Leftrightarrow \Leftrightarrow I_o = I_{or} \left(\frac{T_{FV}}{T_{ref}}\right)^3 e^{\frac{\varepsilon}{mT} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T}\right)} \quad (3.3.15)$$

Sendo:

$I_{scr}$  – Corrente de curto-circuito nas condições de referência (Ampere [A]);

$\varepsilon$  – Hiato de silício ( $\varepsilon=1,12$  eV).

Como a corrente de curto-circuito da célula fotovoltaica, praticamente não varia com a temperatura, o que não acontece com a radiação solar incidente, no caso da radiação a corrente de curto-circuito apresenta uma variação linear. O que permite o cálculo da corrente de curto-circuito através da relação da radiação solar incidente, aplicando a seguinte expressão:

$$I_{sc} = I_{scr} \left(\frac{G}{G_{ref}}\right) \quad (3.3.16)$$

Os parâmetros que faltam determinar no dimensionamento terão de ser relacionados com dois estados de funcionamento do esquema simplificado da célula fotovoltaica, ou seja, funcionando em cadeia aberta e em curto-circuito. Com base no funcionamento em curto-circuito iremos determinar

a corrente da fonte ( $I_{ph}$ ), tendo em consideração as condições das grandezas para esse estado de funcionamento e do coeficiente da corrente em função da temperatura ( $K_i$ ).

$$\begin{cases} U = 0 \\ I_d = 0 \\ I = I_{ph} = I_{sc} \end{cases} \Leftrightarrow I_{ph} = I_{scr} \frac{G}{G_{ref}} = \left( I_{sc} + K_i(T - T_{ref}) \right) \frac{G}{G_{ref}} \quad (3.3.17)$$

Considerando o funcionamento em circuito aberto, em que a tensão que surge aos terminais do painel, tensão circuito aberto ( $V_{ca}$ ), representa o valor máximo de tensão gerada.

$$\begin{cases} I = 0 \\ U = V_{ca} = mV_T \ln \left( 1 + \frac{I_{ph}}{I_0} \right) \end{cases} \quad (3.3.18)$$

Relativamente à eficiência da célula fotovoltaica, consequentemente do painel, é reduzida durante a sua operação, devido à dissipação de potência através das resistências internas, sendo essas resistências modeladas como resistência série ( $R_s$ ) e resistência paralelo ( $R_p$ ). No caso de considerarmos a célula um elemento ideal, a resistência em paralelo seria infinita de modo a não oferecer um caminho alternativo ao fluxo de corrente e a resistência em série teria valor zero, para não provocar nenhuma queda de tensão. Ao variar o valor das resistências, as curvas I-V dos respectivos fabricantes irão sofrer alterações como se demonstrará na figura 3.3.5.

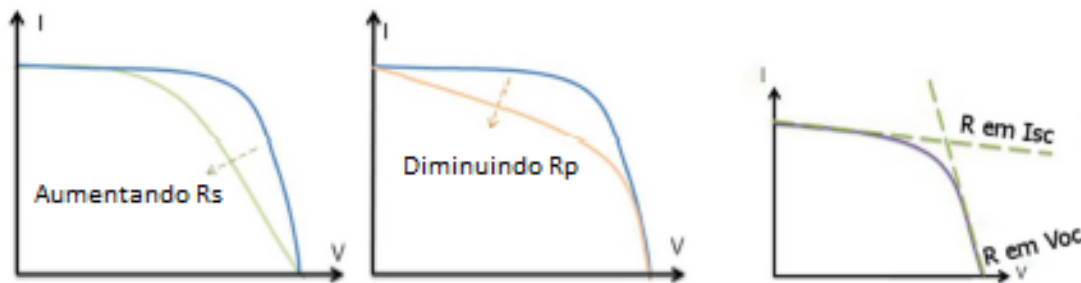


Figura 3.3.5 – Influência das resistências internas na curva I-V do painel.

Visto conhecermos o comportamento do painel em relação às resistências internas, podemos determinar essas duas grandezas segundo a inclinação das curvas I-V fornecidas pelos respectivos fabricantes. Em alternativa podemos determina-las a partir do cálculo da potência (equação 3.3.19) para o ponto ótimo de funcionamento do painel, impondo que a resistência em série teria valor zero ( $R_s=0$ ) determinamos o valor mínimo da resistência em paralelo.

$$P_{max} = V_{max}I_{max} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow P_{max} = V_{max} \left( I_{ph} - I_o \left[ e^{\left( \frac{q}{kT} \frac{V_{max} + R_s I_{max}}{N_{sm}} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{max} + R_s I_{max}}{R_p} \right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow R_{pmin} = \frac{V_{max}}{I_{sc} - I_{max}} - \frac{V_{ac} - V_{max}}{I_{max}} \quad (3.3.19)$$

Sabendo o valor mínimo da resistência em paralelo calculamos a resistência em série pelo divisor de corrente.

$$I_{ph} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc} \Leftrightarrow R_s = \frac{I_{ph} R_p}{I_{sc}} - R_p \quad (3.3.20)$$

No caso de utilizarmos o método da inclinação das curvas I-V, determinamos a resistência em paralelo (equação 3.3.21) pela equação da inclinação da reta entre o ponto de curto-circuito e o ponto de potência máxima, em relação à resistência em série (equação 3.3.22), é determinada a partir da equação da inclinação da reta entre o ponto de potência máxima e o ponto de circuito aberto. Obtendo as seguintes expressões:

$$R_p = \frac{V_{ac}}{I_{sc} - I_{max}} \quad (3.3.21)$$

$$R_s = \frac{V_{ac} - V_{max}}{I_{max}} \quad (3.3.22)$$

### 3.4 Dimensionamento do Painel Fotovoltaico

Partindo do modelo teórico anteriormente determinado iremos dimensionar o painel fotovoltaico, aplicado nesta dissertação, calculando o valor das grandezas e dos elementos que lhes estão associados. Foi considerado para efeitos de cálculos uma radiação solar incidente (G) de 1000 W/m<sup>2</sup> e uma temperatura ambiente ( $\theta_{amb}$ ) de 25°C.

Os parâmetros calculados a partir do modelo usado estão apresentados na tabela 3.3.1, em que as resistências em paralelo e em série são calculadas a partir das equações 3.3.19 e 3.3.20, respetivamente. Posteriormente estes valores calculados são ajustadas indo de encontro aos valores obtidos pelas equações simplificadas 3.3.21 e 3.3.22.

Parâmetro	Equação	Valor
G		1000 W/m <sup>2</sup>
G <sub>ref</sub>		1000 W/m <sup>2</sup>
T <sub>ref</sub>	3.3.10	298,15 K
T <sub>FV</sub>	3.3.9;3.3.10	304,40 K
V <sub>T</sub>	3.3.3	0,0263 V
V <sub>Tref</sub>	3.3.4	0,0257 V
m	3.3.13	305,67
m'	3.3.14	8,49
I <sub>or</sub>	3.3.11	8,92x10 <sup>-4</sup> A
I <sub>o</sub>	3.3.15	9,49x10 <sup>-4</sup> A
R <sub>p</sub>	3.3.19	57,54 Ω
R <sub>s</sub>	3.3.20	1,71 Ω
I <sub>sc</sub>	3.3.16	6,40 A
I <sub>ph</sub>	3.3.17	6,59 A

Tabela 3.3.1 – Parâmetros do dimensionamento do painel fotovoltaico.

### 3.5 Simulação do Painel Fotovoltaico

O *software* utilizado para a simulação do painel, e mais à frente, do respetivo sistema fotovoltaico em desenvolvimento nesta dissertação, é o MATLAB e o Simulink (ferramenta disponível do MATLAB), desenvolvidos pela empresa MathWorks, empresa com grande relevância no que toca a softwares computacionais matemáticos. A versão utilizada foi a R2012a, sendo este *software* fundamentalmente utilizado no desenvolvimento de algoritmos, análise de dados, visualização gráfica e computação numérica. O Simulink permite a modelagem e simulação gráfica dos diversos sistemas, tendo para isso na sua biblioteca ferramentas ajustadas para os diferentes sistemas, em que a mais utilizada nesta simulação foi a do SimPowerSystems.

Para a realização da simulação do painel efetuaram-se a implementação das equações 3.3.1 a 3.3.22 em código Matlab (ficheiro .m, descrito no anexo C) e em Simulink (anexo D), de modo a comprovar-se a veracidade dos dois métodos utilizados. Obtendo-se em ambos as curvas características do painel (anexo E), para diferentes valores de radiação solar incidente e temperatura ambiental, sendo apresentado na figura seguinte as curvas do painel para as condições de referência do fabricante ( $G=G_{ref}=1000 \text{ W/m}^2$  e  $T=T_{ref}=25^\circ\text{C}$ ).

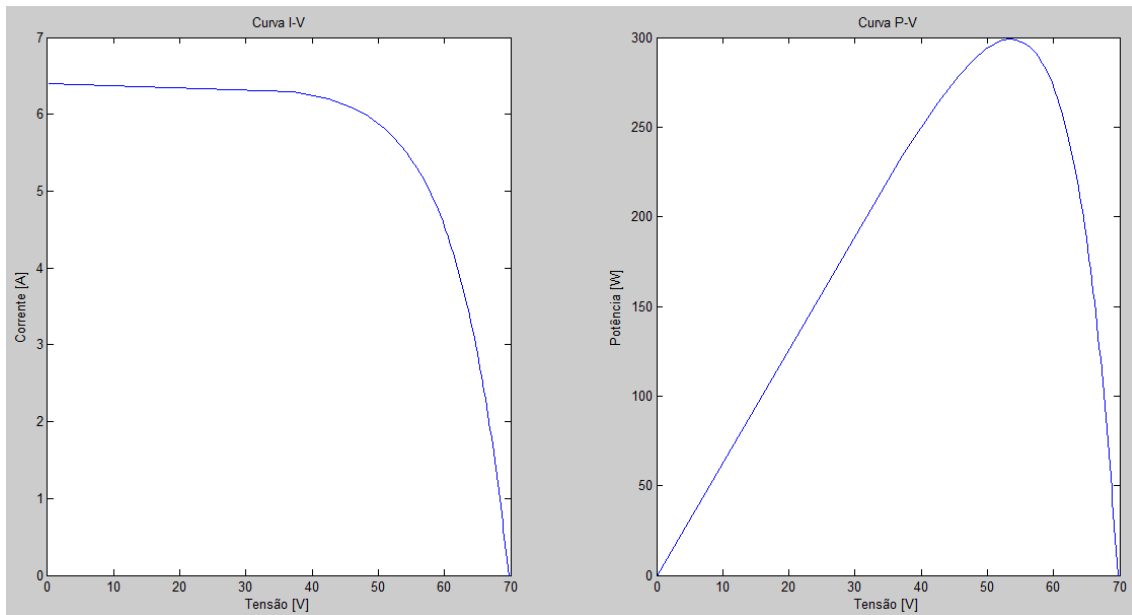


Figura 3.5.1 – Simulação painel fotovoltaico (Curvas I-V e P-V).

Em análise às figuras do anexo E, verifica-se a dependência da temperatura e da radiação no comportamento das células fotovoltaicas, ou seja, para valores de temperatura mais baixos ou para valores de radiação maiores, em relação aos de referência, a potência gerada aumenta. Por analogia às referidas figuras, nomeadamente as curvas I-V, podemos identificar duas zonas distintas de funcionamento, em que uma delas a corrente é praticamente constante e o seu comportamento tem uma dependência direta da temperatura, sendo que a corrente aumenta com o aumento da temperatura, já a radiação afeta a corrente inversamente. A outra zona de funcionamento corresponde a um comportamento constante da tensão, sendo nesta situação visível que a tensão diminui com o aumento da temperatura e com a diminuição da radiação.

A conseqüente interseção das duas zonas de funcionamento permite-nos identificar o ponto de potência máxima (MPP), que se desloca consoante a alteração dos parâmetros anteriormente referidos.

Após a análise das figuras e dos artigos referentes ao comportamento das células fotovoltaicas [11], [14] a [16], consideram-se comprovadas e validadas as equações implementadas para a modelação do painel fotovoltaico.

#### **4. Sistema Conversão de Potência**

Neste capítulo serão abordados os sistemas referentes ao elo de ligação entre o painel fotovoltaico e a bateria, em que as suas finalidades consistem em retirar o máximo proveito da energia produzida pelo painel para o carregamento da bateria.

##### **4.1 Conversores**

Os conversores que foram utilizados entre o painel fotovoltaico e a bateria, são essencialmente três tipos, o conversor elevador, o conversor redutor de tensão e o conversor quadrático. Sendo que o conversor redutor não será implementado nas simulações, sendo substituído por um diodo e uma bobine, devido aos valores de corrente que serão entregues à bateria serem muito baixos, a sua implementação tornaria o sistema mais dispendioso e o seu contributo não iria ser relevante. De qualquer modo será apresentado o seu dimensionamento, com o intuito de verificarmos a sua funcionalidade e as vantagens da sua empregabilidade, no caso de a potência gerada aos terminais do painel fotovoltaico serem superiores aos verificados neste sistema.

Neste capítulo iremos descrever e dimensionar cada conversor individualmente, sendo que na elaboração do sistema de conversão de potência iremos ter três soluções diferentes, consoante as associações de conversores que serão implementadas. Na primeira e segunda solução teremos dois conversores elevadores, enquanto na terceira solução teremos um conversor quadrático. O que difere da primeira solução para a segunda é o controlo do primeiro conversor elevador, que consoante o tipo de controlo associado a cada conversor iremos obter um modo de funcionamento distinto entre eles. Esse controlo tem como finalidade estabelecer a abertura e o fecho do interruptor (chave), constituintes dos diferentes conversores, interruptores esses que podem ser transístores de junção bipolar (TJB), transístores de efeito de campo metal – óxido semiconductor (MOSFET) ou por transístores bipolar de porta isolada (IGBT) [17].

Os MOSFETs têm vantagem sobre os TJBs, pois apresentam uma velocidade de comutação maior e uma baixa potência de dissipação, em relação aos IGBTs são diferenciados principalmente no modo de aplicação. Sendo o MOSFET utilizado para tensões de operação inferiores a 250 V e sistemas com potência até 500 W, enquanto o IGBT está associado a tensões de operação superiores a 1000 V e sistemas com potência acima dos 5kW. No que se refere às velocidades de comutação entre estes dois elementos, o MOSFET é mais rápido, funcionando com frequências superiores a 200kHz e o IGBT é indicado para funcionar com frequências até 20kHz.

##### **4.1.1 Conversor Elevador (*Boost*)**

O conversor elevador clássico [18] é constituído e caracterizado pela seguinte disposição:

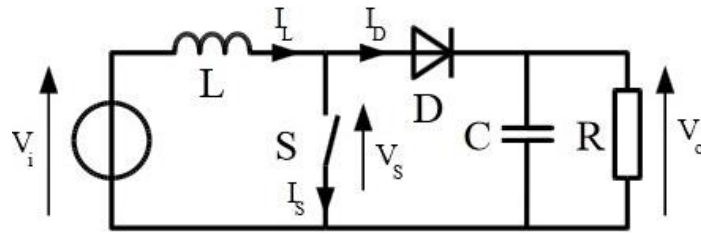


Figura 4.1.1 – Conversor elevador de tensão utilizado na simulação [17].

A sua funcionalidade consiste em elevar e regular a tensão média de saída, sendo a relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada denominada de ganho, ganho esse que pode ser variado consoante o valor do ciclo de trabalho ( $\delta$  – fração do período em que o sinal de controlo do interruptor está no nível 1, referente ao fecho do interruptor), os valores usualmente adotados para o ciclo de trabalho estão compreendidos entre 0,1 e 0,9.

O funcionamento do conversor elevador está dividido em duas fases, ou seja, uma delas é quando o interruptor (S) se encontra fechado e a outra é quando este se encontra aberto. No caso de o interruptor (S) estar fechado o díodo (D) é polarizado inversamente e a fonte de tensão ( $V_{in}$ ) é aplicado diretamente à bobine (L), o que irá provocar o crescimento linear da corrente sobre ela, o que significa que durante o intervalo em que o interruptor se encontra fechado não há transferência de energia da fonte de alimentação para a carga. Quando o interruptor (S) se abrir o díodo (D) é polarizado diretamente e a energia armazenada na bobine (L), durante a fase anterior, mais a energia proveniente da fonte de tensão ( $V_{in}$ ) é enviada para o condensador (C) e para a carga, daí o valor ser mais elevado em relação ao de entrada.

Na figura seguinte está demonstrado o comportamento da corrente e tensão na bobine, em relação ao tempo de condução e corte do respetivo interruptor.

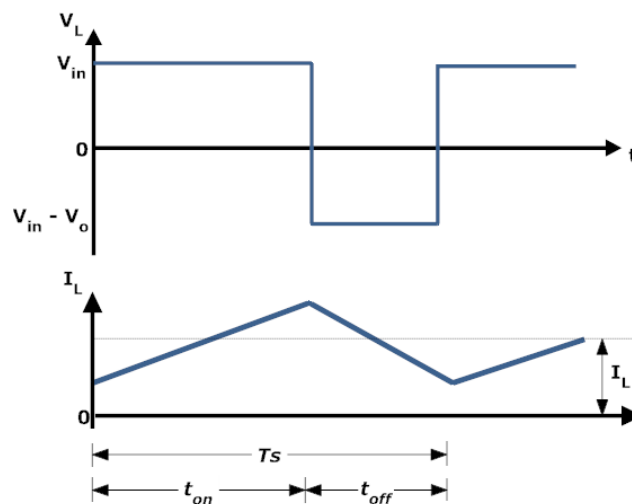


Figura 4.1.2 – Corrente e tensão na bobine do conversor elevador [18].

Com o controlo dos respectivos intervalos, das duas fases anteriormente descritas, obtém-se a tensão média de saída pretendida, segundo o respetivo dimensionamento do conversor. O ganho deste conversor em função do ciclo de trabalho será deduzido a partir do valor médio da tensão aos terminais da bobine ( $V_L$ ), isto porque, sabemos que em regime permanente o seu valor médio é nulo ( $V_L=0$ ).

A tensão na bobine ( $V_L$ ) será:

$$V_L(t) = \begin{cases} +V_{in} & , 0 < t < t_{on} \\ +V_{in} - V_o & , t_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (4.1.1)$$

Ou seja, o seu valor médio é determinado segundo:

$$\begin{aligned} V_{Lav} = 0 &\Leftrightarrow 0 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_{in} - V_o) dt \right] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow 0 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\delta \cdot T_s} V_{in} dt + \int_{\delta \cdot T_s}^{T_s} (V_{in} - V_o) dt \right] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow 0 = \frac{1}{T_s} [V_{in} \delta T_s + (V_{in} - V_o)(T_s - \delta \cdot T_s)] \end{aligned}$$

De onde obtemos o ganho:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-\delta} \quad (4.1.2)$$

Em que o ciclo de trabalho provem de:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{\frac{1}{f_s}} \quad (4.1.3)$$

Os parâmetros aplicados nas equações anteriores são:

$f_s$  – Frequência de comutação (Hertz [H]);

$T_s$  – Período de comutação (segundos [s]);

$V_{in}$  – Tensão de entrada do conversor (Volt [V]);

$V_L$  – Tensão na bobine (Volt [V]);

$V_{Lav}$  – Tensão média na bobine (Volt [V]);

$V_o$  – Tensão de saída do conversor (Volt [V]);

$\delta$  – ciclo de trabalho.

Com base na equação 4.1.2, obtém-se o gráfico (figura 4.1.3) representativo do ganho em função do ciclo de trabalho, onde se pode fazer uma análise quantitativa dos níveis de tensão pretendidos à saída do conversor, tendo em consideração os valores de entrada.

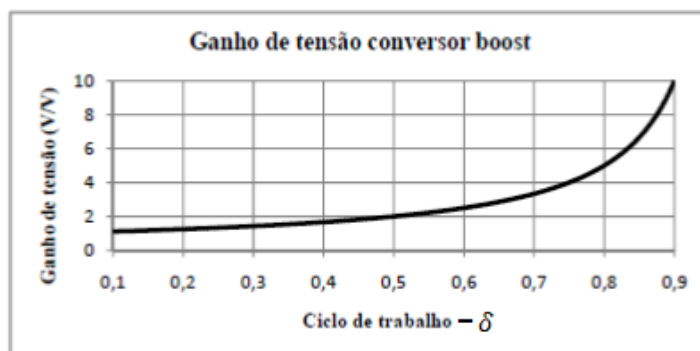


Figura 4.1.3 – Ganho do conversor elevador em função do ciclo de trabalho [18].

Nesta dissertação o dimensionamento do conversor elevador [18] irá ser efetuado partindo de níveis de tensão de saída antecipadamente estipulados, sendo que os parâmetros serão determinados a partir das condições nominais de funcionamento. Primeiramente será determinado o ciclo de trabalho a partir da equação 4.1.2.

$$\delta = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} \quad (4.1.4)$$

O passo seguinte consiste em calcular o valor da tensão de comando ( $U_c$ ), que servirá de comparação com uma onda portadora, com amplitude  $A$  e frequência  $f_s$ , sendo o sinal obtido dessa comparação aplicado ao interruptor, proporcionando o seu controle.

$$U_c = A\delta \quad (4.1.5)$$

Visto termos conhecimento da corrente de entrada que será aplicada ao conversor, para as condições de referência, podemos obter a corrente de saída segundo a equação 4.1.2, permitindo posteriormente determinar a resistência de carga ( $R_o$ ).

$$I_o = (1 - \delta)I_{in} \quad (4.1.6)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{1}{(1-\delta)} \Leftrightarrow R_o = \frac{V_{in}}{I_{in}(1-\delta)^2} \quad (4.1.7)$$

Em que:

$I_{in}$  – Corrente de entrada do conversor (Ampere [A]);

$I_o$  – Corrente de saída do conversor (Ampere [A]);

$R_o$  – Resistência de carga (Ohm [ $\Omega$ ]).

No seguimento do dimensionamento é necessário atribuir valores para a ondulação (*ripple*) da corrente de entrada ( $\Delta i_i$ ) e para a ondulação da tensão de saída do conversor ( $\Delta v_o$ ), valores esses que se consideram aceitáveis num intervalo entre 10% a 20%.

Tendo determinado todas as grandezas anteriores estão reunidas as condições para calcular os restantes elementos constituintes do conversor, ou seja, a bobine e o condensador. Para dimensionar

a bobine será necessário atribuir uma variável à fase de funcionamento do conversor ( $\gamma$ ), de forma a ser possível a implementação da equação diferencial (4.1.9) que descreve o comportamento da corrente na bobine em função do tempo, sendo ainda considerado que a tensão de saída ( $V_o$ ) será constante ( $V_o=V_{oav}$ ), teremos:

$$\gamma = \begin{cases} 0 \Rightarrow S \text{ corte e } D \text{ conduz } (t_{on} < t < T_s) \\ 1 \Rightarrow S \text{ conduz e } D \text{ corte } (0 < t < t_{on}) \end{cases} \quad (4.1.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - \gamma V_o}{L} \quad (4.1.9)$$

Integrando ambos os membros da equação, onde sabendo que a  $\gamma$  lhe será atribuído valor zero ( $\gamma=0$ ) e que  $i_L(\gamma.t_{on})$  corresponde ao valor inicial da corrente em cada intervalo, iremos resolver a equação anterior em ordem ao parâmetro da bobine ( $L$ ).

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{V_{in}}{L}(t - \gamma \cdot \delta T_s) - \frac{V_o}{L}\gamma(t - \delta T_s) + i_L(t_{on}) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow i_L(t) - i_L(\gamma t_{on}) &= \frac{V_{in}}{L}(t - \gamma \cdot \delta T_s) \Leftrightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in}}{L}\delta T_s \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow L &= \frac{V_{in}}{\Delta i_L}\delta T_s \end{aligned} \quad (4.1.9)$$

A resistência de carga ( $R_o$ ) é alimentada diretamente pelo condensador ( $C$ ), no caso do interruptor estar fechado, o que nos leva à equação:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = -C \frac{d}{dt} v_o \quad (4.1.10)$$

Onde supondo que a tensão  $v_o$  corresponde aproximadamente a uma variação linear com valor inicial igual a  $V_o + (\Delta V_o/2)$  e que  $t = \delta T_s$ , teremos:

$$\begin{aligned} I_o = -C \frac{d}{dt} v_o &\Leftrightarrow \frac{d}{dt}(v_o) = -\frac{I_o}{C} \Leftrightarrow v_o = \int -\frac{I_o}{C} dt \\ \Leftrightarrow v_o = -\frac{I_o}{C}t + V_o + \frac{\Delta V_o}{2} &\Leftrightarrow V_o - \frac{\Delta V_o}{2} = -\frac{I_o}{C}t + V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{I_o}{C}\delta T_s = \Delta V_o &\Leftrightarrow C = \frac{I_o}{\Delta V_o}\delta T_s \end{aligned} \quad (4.1.11)$$

#### 4.1.2 Conversor Redutor (*Buck*)

Tal como referido no início deste capítulo, este conversor só foi estudado e dimensionado de modo a facilitar a sua compreensão e uma possível aplicação num sistema que engloba-se potências de níveis superiores, onde a sua finalidade seria o controlo da corrente que seria entregue ao sistema de armazenamento, possibilitando um controlo mais eficiente e estável da corrente de carregamento.

O conversor redutor, tal como o elevador, tem duas fases de funcionamento, que representam o intervalo de tempo em que o interruptor (S) está aberto ou fechado. A sua finalidade consiste em entregar à carga um valor de tensão inferior ao que recebe da fonte de tensão. A sua esquematização será a que se observa na figura seguinte.

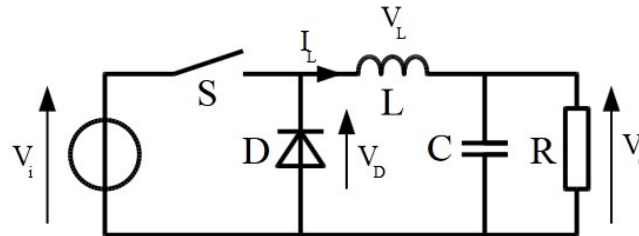


Figura 4.1.4 – Conversor redutor de tensão utilizado na simulação [17].

Relativamente ao seu funcionamento, quando o interruptor (S) está fechado o diodo encontra-se polarizado inversamente, ou seja está ao corte, logo a corrente irá percorrer a bobine (L) e de seguida divide-se pelo condensador (C) e pela carga. Essa corrente que circular pela bobine vai permitir que a bobine armazene energia sob a forma de campo eletromagnético, provocando uma queda de tensão que se subtrai à tensão de entrada, daí resultar um valor de saída inferior ao de entrada. Se o interruptor estiver aberto o diodo estará polarizado diretamente, passando a conduzir, ou seja, a energia armazenada na bobine na fase anterior será dividida entre o condensador e a carga, em que a tensão de saída corresponde à tensão aos terminais do condensador, visto ele estar na fase de descarga.

A partir destas duas fases de funcionamento, anteriormente descritas, consegue-se traçar o comportamento das tensões e correntes dos respetivos ramos do conversor, como se pode observar na figura seguinte.

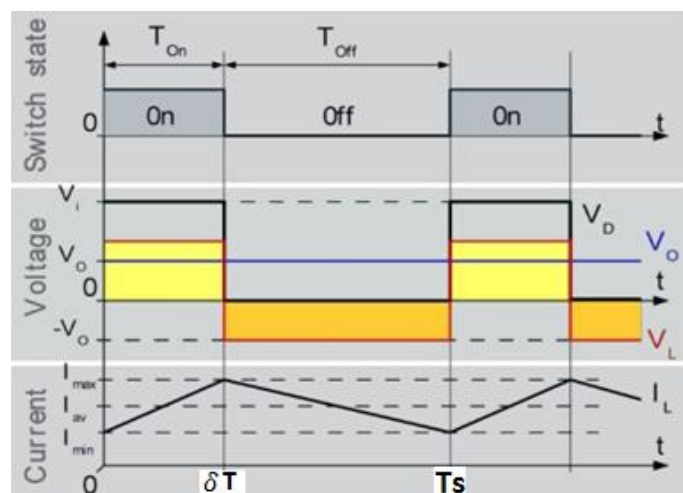


Figura 4.1.5 – Corrente e tensão na bobine do conversor redutor [20].

No dimensionamento do conversor redutor [18] e [19] as grandezas que se terão em conta serão as correntes de entrada e saída do respetivo conversor, visto a sua funcionalidade nesta dissertação estar relacionada com o carregamento da bateria do veículo elétrico. O seu ciclo de trabalho ( $\delta$ ), tal como no conversor elevador, é dado pela fração entre o tempo em que o interruptor está fechado e o tempo resultante de um ciclo (fecho e abertura do interruptor).

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{\frac{1}{f_s}} \quad (4.1.12)$$

Para se obter o ganho do conversor será necessário determinar as tensões na bobine, a de entrada e a de saída do conversor. Como se trata de variáveis com comportamentos constantes no tempo, os seus valores médios são iguais aos valores de pico e eficazes (RMS). A tensão de entrada ( $V_{in}$ ) é dada por:

$$\begin{aligned} V_{in} = V_{in_{av}} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\delta \cdot T_s} v_{in} dt = \frac{1}{T_s} (V_{in} \delta T_s) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow V_{in_{av}} = \delta V_{in} \end{aligned} \quad (4.1.13)$$

Quanto à tensão na bobine ( $V_L$ ) em regime permanente deve ser zero, devido à magnetização e desmagnetização em cada período de comutação, comprovando-se na equação seguinte:

$$\begin{aligned} V_L = V_{L_{av}} &= \frac{1}{T_s} [(V_{in} - V_o) \delta T_s + (-V_o (T_s - \delta T_s))] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow V_L = [V_{in} \delta - V_o \delta - V_o + V_o \delta] \Leftrightarrow V_L = 0 \end{aligned} \quad (4.1.14)$$

Sabendo a tensão de saída ( $V_o$ ), que será determinada com base nas tensões anteriormente descritas, obtemos o ganho do conversor.

$$\begin{aligned} V_{o_{av}} = V_{in_{av}} - V_{L_{av}} &\Leftrightarrow V_o = \delta V_{in} - V_L \Leftrightarrow V_o = \delta V_{in} - 0 \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \delta \end{aligned} \quad (4.1.15)$$

Onde:

$T_s$  – Período de comutação (segundo [s]);

$V_{in}$  – Tensão de entrada do conversor (Ampere [A]);

$V_{in_{av}}$  – Tensão média de entrada do conversor (Ampere [A]);

$V_L$  – Tensão na bobine (Volt [V]);

$V_{L_{av}}$  – Tensão média na bobine (Volt [V]);

$V_o$  – Tensão de saída (Volt [V]);

$V_{o_{av}}$  – Tensão média de saída (Volt [V]);

$\delta$  – Ciclo de trabalho.

O comportamento do ganho do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, tal como se pode observar no gráfico apresentado na figura 4.1.6, resultante da equação 4.1.15, onde se aplicou um ganho entre zero e um.

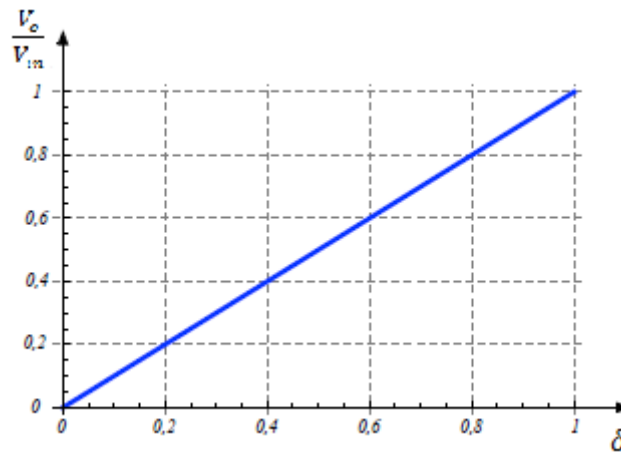


Figura 4.1.6 – Ganho do conversor redutor em função do ciclo de trabalho [19].

Tendo em conta as características e os parâmetros do conversor redutor até aqui mencionados iremos proceder ao dimensionamento do mesmo, em que se impõe desde o início a condição de se obter uma corrente de saída de dez amperes ( $I_o=10$  A), corrente essa que se considerou adequada para o carregamento da bateria, com base no método de carregamento lento/normal (10 a 16 Ampere). O primeiro passo consiste na determinação do ciclo de trabalho ( $\delta$ ) para as condições de referência, partindo da equação (4.1.15) do ganho do conversor.

$$\delta = \frac{V_o}{V_{in}} \Leftrightarrow \delta = \frac{I_{in}}{I_o} \quad (4.1.16)$$

De seguida calcula-se o valor da resistência de carga ( $R_o$ ), para que se possa realizar a simulação do conversor num contexto próximo da realidade, sendo obtido pela expressão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \Leftrightarrow I_o = \frac{V_{in}\delta}{R_o} \Leftrightarrow R_o = \frac{V_{in}\delta}{I_o} \quad (4.1.17)$$

Prosseguindo o dimensionamento serão apresentadas as deduções das equações referentes à determinação da bobine e do condensador, em que para a bobine a equação base corresponde à queda de tensão gerada aos seus terminais, sendo ainda considerado que a corrente terá um comportamento linear. Teremos então:

$$\begin{aligned} v_L(t) &= L \frac{di_L(t)}{dt} \Leftrightarrow V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Leftrightarrow L = V_L \frac{\Delta t}{\Delta i_L} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow L = (V_{in} - V_o) \frac{T_{on}}{\Delta i_L} \Leftrightarrow L = \frac{V_{in}-V_o}{\Delta i_L} \delta T_s \end{aligned} \quad (4.1.18)$$

No que diz respeito ao condensador [20], teremos de realizar o seu dimensionamento através da expressão que determina a tensão aos seus terminais, em que inicialmente se acha a corrente na bobine ( $I_L$ ), aplicando a lei dos nós.

$$I_L = I_C + I_o \quad (4.1.19)$$

Onde a corrente média no condensador ( $I_C$ ), considerando a ondulação da corrente de carga muito pequena ( $\Delta i_o \approx 0$ , logo  $\Delta i_L = \Delta i_C$ ), durante  $(T_{on}/2 + T_{off}/2) = T/2$  será:

$$I_C = \frac{1}{T_s} \int_0^{T/2} \frac{\Delta i}{2} dt \Leftrightarrow I_C = \frac{\Delta i}{4} \quad (4.1.20)$$

A tensão no condensador pode ser expressa do seguinte modo:

$$\begin{aligned} V_C &= \frac{1}{C} \int I_C dt + V_o(t=0) \Leftrightarrow V_C = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta i}{4} dt \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow V_C = \frac{\Delta i T_s}{8C} \end{aligned} \quad (4.1.20)$$

E a tensão de ondulação no condensador ( $\Delta v_o$ ), recorrendo à equação 4.1.18 (em ordem a  $\Delta i_L$ ) e 4.1.20, será:

$$\begin{aligned} \Delta v_o &= V_C - V_C(t=0) \Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{\Delta i}{8C} T_s \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{(V_{in} - V_o)}{8C} \frac{\delta T_s}{L} T_s \Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{(V_{in} - V_o) \delta T_s^2}{8LC} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \Delta v_o = \frac{(1-\delta)V_{in} \delta T_s^2}{8LC} \end{aligned} \quad (4.1.21)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem à capacidade do condensador (C) temos:

$$C = \frac{(1-\delta)V_{in} \delta T_s^2}{8L \Delta v_o} \quad (4.1.22)$$

### 4.1.3 Conversor Quadrático

Uma das topologias associadas aos conversores elevadores de tensão é o conversor quadrático [21] e [22], que se distingue do conversor elevador pelo seu elevado ganho. A sua esquematização consiste basicamente na associação em série de dois conversores elevadores, só que com a particularidade de utilizar só um interruptor (semicondutor) comandado, como se pode observar na figura seguinte.

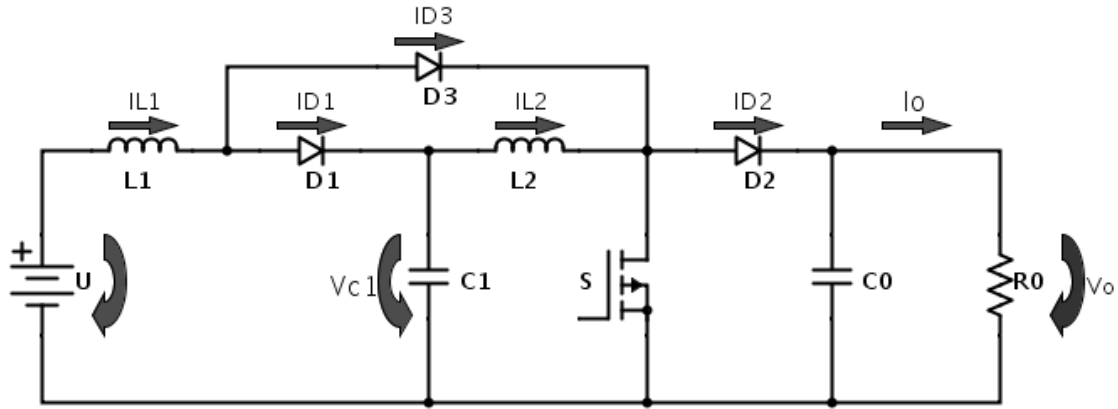


Figura 4.1.7 – Conversor quadrático utilizado na simulação [21].

Quanto ao seu funcionamento está dividido, tal como os anteriores, em duas fases, uma quando o interruptor (S) está fechado e outra quando o interruptor (S) está aberto. No caso de o interruptor (S) estar fechado os díodos D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> estarão ao corte e o díodo D<sub>3</sub> a conduzir, ou seja, a corrente proveniente da fonte fecha-se pelo interruptor (S) e circulará pelo díodo D<sub>3</sub>, enquanto o condensador C<sub>1</sub> irá transferir a sua energia para a bobine L<sub>2</sub>. Neste intervalo de tempo a carga (R<sub>o</sub>) irá receber energia exclusivamente do condensador C<sub>o</sub>. A segunda fase de funcionamento é caracterizada pela abertura do interruptor (S), onde os díodos D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> estão a conduzir e por sua vez o díodo D<sub>3</sub> estará ao corte, o que permite a circulação da corrente da fonte pelo restante circuito, de modo a garantir a continuidade da energia magnética nas bobines e o carregamento dos condensadores.

Resumidamente será aplicada a lei das malhas para cada fase de funcionamento, de onde iremos obter o nível de tensão aos terminais das bobines.

Interruptor fechado:

$$\begin{cases} -U + V_{L1} = 0 \\ -V_{C1} + V_{L2} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{L1} = U \\ V_{L2} = V_{C1} \end{cases} \quad (4.1.23)$$

Interruptor aberto:

$$\begin{cases} -U + V_{L1} + V_{C1} = 0 \\ -V_{C1} + V_{L2} + V_o = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{L1} = U - V_{C1} \\ V_{L2} = V_{C1} - V_o \end{cases} \quad (4.1.24)$$

Para definirmos as duas fases de funcionamento designámos uma variável binária ( $\gamma$ ), onde cada fase corresponde a uma fração de período, atribuindo:

$$\gamma = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_{on} \\ 0, & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (4.1.25)$$

Associando a variável  $\gamma$  às equações 4.1.23 e 4.1.24 ficamos com:

$$V_{L1} = \begin{cases} U & \Rightarrow \gamma = 1 \\ U - V_{C1} & \Rightarrow \gamma = 0 \end{cases} \quad (4.1.26)$$

$$V_{L2} = \begin{cases} V_{C1} & \Rightarrow \gamma = 1 \\ V_{C1} - V_o & \Rightarrow \gamma = 0 \end{cases} \quad (4.1.27)$$

O ganho do conversor quadrático ( $V_o/U$ ) é determinado admitindo-se o circuito em regime permanente, em que o valor médio das tensões aos terminais das bobinas  $L_1$  e  $L_2$  é nulo, bem como o valor médio das correntes nos condensadores. Sendo o valor médio das tensões aos terminais das bobinas dado por:

$$\begin{cases} V_{L1_{av}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\delta T_s} U dt + \int_{\delta T_s}^{T_s} (U - V_{C1}) dt \right] = \frac{1}{T_s} [U\delta T_s + (U - V_{C1})(T_s - \delta T_s)] \\ V_{L2_{av}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\delta T_s} V_{C1} dt + \int_{\delta T_s}^{T_s} (V_{C1} - V_o) dt \right] = \frac{1}{T_s} [V_{C1}\delta T_s + (V_{C1} - V_o)(T_s - \delta T_s)] \end{cases} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} V_{L1_{av}} = 0 \\ V_{L2_{av}} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} 0 = \frac{1}{T_s} [U\delta T_s + (U - V_{C1})(T_s - \delta T_s)] \\ 0 = \frac{1}{T_s} [V_{C1}\delta T_s + (V_{C1} - V_o)(T_s - \delta T_s)] \end{cases} \quad (4.1.28)$$

Com base nas equações anteriores (4.1.28) iremos resolver a equação da tensão média na bobine  $L_1$  em ordem à tensão de entrada ( $U$ ) e a equação da tensão média na bobine  $L_2$  em ordem à tensão de saída ( $V_o$ ), após determinada essas equações chega-se ao ganho do conversor através da relação entre elas, como se verifica pelas deduções seguintes:

$$\begin{cases} 0 = \frac{1}{T_s} [U\delta T_s + (U - V_{C1})(T_s - \delta T_s)] \\ 0 = \frac{1}{T_s} [V_{C1}\delta T_s + (V_{C1} - V_o)(T_s - \delta T_s)] \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} U = (1 - \delta) \cdot V_{C1} \\ V_o = \frac{V_{C1}}{(1 - \delta)} \end{cases} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_o}{U} = \frac{\frac{V_{C1}}{(1-\delta)}}{(1-\delta)V_{C1}} \Leftrightarrow \frac{V_o}{U} = \frac{1}{(1-\delta)^2} \quad (4.1.29)$$

Sendo:

$T_s$  – Período de comutação (segundo [s]);

$U$  – Tensão de entrada do conversor (Volt [V]);

$V_{C1}$  – Tensão no condensador  $C1$  (Volt [V]);

$V_{L1}$  – Tensão na bobine  $L1$  (Volt [V]);

$V_{L1_{av}}$  – Tensão média na bobine  $L1$  (Volt [V]);

$V_{L2}$  – Tensão na bobine  $L2$  (Volt [V]);

$V_{L2_{av}}$  – Tensão média na bobine  $L2$  (Volt [V]);

$V_o$  – Tensão de saída do conversor (Volt [V]);

$\delta$  – Ciclo de trabalho.

Conhecendo o esquema, o funcionamento e o ganho do conversor quadrático prossegue-se para o seu dimensionamento, em que como já referido anteriormente, tendo como condições primárias os níveis de tensão de entrada e saída previamente estabelecidos, inicia-se com a determinação do ciclo de trabalho ( $\delta$ ) para as condições de referência a partir da equação 4.1.29.

$$\frac{V_o}{U} = \frac{1}{(1-\delta)^2} \Leftrightarrow \delta = 1 - \sqrt{\frac{U}{V_o}} \quad (4.1.30)$$

Neste caso em concreto, temos a particularidade do conversor quadrático ser aplicado diretamente ao painel fotovoltaico, logo sabemos a corrente de entrada ( $I$ ) do conversor, aplicando o ganho do conversor em função das correntes obtém-se a corrente de saída ( $I_o$ ).

$$\frac{V_o}{U} = \frac{1}{(1-\delta)^2} \Leftrightarrow \frac{I_o}{I} = (1 - \delta)^2 \Leftrightarrow I_o = I(1 - \delta)^2 \quad (4.1.31)$$

De seguida determina-se a resistência de carga ( $R_o$ ) pela expressão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \Leftrightarrow I_o = \frac{1}{(1-\delta)^2} \frac{U}{R_o} \Leftrightarrow R_o = \frac{1}{(1-\delta)^2} \frac{U}{I_o} \quad (4.1.32)$$

O passo seguinte será a determinação dos elementos indutivos (as bobines  $L_1$  e  $L_2$ ), em que apesar do conversor funcionar com tensões e correntes contínuas, estas apresentam ligeiras variações devido aos elementos reativos constituintes do circuito. O que nos leva a descrever as correntes nas bobines na forma de equação diferencial:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{L1}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{L2}}{L_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{v_{L1}}{L_1} \\ \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{v_{L2}}{L_2} \end{cases} \quad (4.1.33)$$

Tendo em conta que as variações da corrente serão calculadas enquanto o interruptor (S) estiver fechado ( $\gamma=1$ ), o que significa que  $\Delta t = \delta T_s$  e que as tensões aplicadas nesse momento serão as descritas nas equações 4.1.26 e 4.1.27. Em que teremos:

$$\begin{cases} \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{v_{L1}}{L_1} \\ \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{v_{L2}}{L_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{v_{L1} \Delta t}{L_1} \\ \Delta i_{L2} = \frac{v_{L2} \Delta t}{L_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \Delta i_{L1} = \frac{U \cdot \delta T_s}{L_1} \\ \Delta i_{L2} = \frac{U \cdot \delta T_s}{(1-\delta)L_2} \end{cases} \quad (4.1.34)$$

Partindo das equações (4.1.34) referentes às variações da corrente na bobine (com  $T_s=1/f_s$ ), chega-se às equações que permitem determinar os parâmetros das bobines constituintes do conversor.

$$\begin{cases} L_1 = \frac{U\delta}{\Delta i_{L1} f_s} \\ L_2 = \frac{U\delta}{(1-\delta)\Delta i_{L2} f_s} \end{cases} \quad (4.1.35)$$

Relativamente aos elementos capacitivos, começou-se por determinar o condensador  $C_o$ , sendo o elemento que alimenta diretamente a resistência de carga ( $R_o$ ) quando o interruptor (S) se encontra fechado, ou seja:

$$\begin{cases} I_o = \frac{V_o}{R_o} \\ I_{C_o} = C_o \frac{d}{dt} v_o \end{cases} \Leftrightarrow I_o = I_{C_o} \Leftrightarrow \frac{V_o}{R_o} = C_o \frac{d}{dt} v_o \quad (4.1.36)$$

Supondo que  $v_o$  varia lentamente ao longo de  $T$ , pode-se considerar que corresponde aproximadamente a uma variação linear em torno do seu valor médio ( $dv_o/dt = \Delta v_o/\Delta t$ ), resultando então:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{R_o} = C_o \frac{d}{dt} v_o &\Leftrightarrow \frac{V_o}{R_o} = C_o \frac{\Delta v_o}{\Delta t} \Leftrightarrow C_o = \frac{V_o \Delta t}{R_o \Delta v_o} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow C_o = \frac{V_o \delta T_s}{R_o \Delta v_o} \Leftrightarrow C_o = \frac{U\delta}{(1-\delta)^2 R_o \Delta v_o f_s} \end{aligned} \quad (4.1.37)$$

Para o condensador  $C_1$  baseamo-nos na equação diferencial que descreve o comportamento da corrente no condensador, que por sua vez é a mesma que na bobine  $L_2$  quando o interruptor (S) está fechado, originando:

$$i_{C1} = i_{L2} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = C_1 \frac{\Delta v_{C1}}{\Delta t} \quad (4.1.38)$$

Recorrendo à equação anterior e à equação da corrente na bobine  $L_2$ , em função da corrente de saída ( $I_o$ ), obtém-se a equação referente ao cálculo da capacidade do condensador  $C_1$ . A corrente média na bobine, tendo em consideração que o interruptor está aberto ( $\gamma=0$ ,  $t=(1-\delta)T_s$ ) e a corrente média nos condensadores é nula, será dada por:

$$\begin{aligned} I_{L2} &= \begin{cases} I_{C1} & \Rightarrow 0 < t < T_{on} \\ I_{L1} - I_{C1} & \Rightarrow T_{on} < t < T_s \end{cases} \Leftrightarrow I_{L2} = (1-\delta)I_{L1} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow I_{L2} = (1-\delta)I \Leftrightarrow I_{L2} = \frac{1}{(1-\delta)} I_o \end{aligned} \quad (4.1.39)$$

Então:

$$\begin{aligned} i_{C1} = i_{L2} &\Leftrightarrow C_1 \frac{\Delta v_{C1}}{\Delta t} = \frac{1}{(1-\delta)} I_o \Leftrightarrow C_1 \frac{\Delta v_{C1}}{\Delta t} = \frac{1}{(1-\delta)} \frac{V_o}{R_o} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow C_1 = \frac{\delta \cdot U}{(1-\delta) \Delta v_{C1} R_o f_s} \end{aligned} \quad (4.1.40)$$

#### 4.1.4 Dimensionamento dos Conversores

Neste subcapítulo serão apresentadas as tabelas referentes aos dimensionamentos dos diferentes conversores aplicados no sistema global em estudo nesta dissertação.

##### Conversor Elevador:

Parâmetro	Equação	Conversor Elevador 1	Conversor Elevador 2
$V_{in}$		54,3 V	100 V
$V_o$		100 V	320 V
$\delta$	4.1.4	0,457	0,69
$I_{in}$		5,5 A	2,99 A
$I_o$	4.1.6	2,987 A	0,93 A
$R_o$	4.1.7	33,484 $\Omega$	342,82 $\Omega$
$L$	4.1.9	24,80 mH	68,75 mH
$C$	4.1.11	1,37 mF	0,641 mF

Tabela 4.1.1 – Parâmetros do dimensionamento dos conversores elevadores.

Na sequência do dimensionamento é apresentado no anexo F o esquema imposto em Simulink e as curvas obtidas em cada conversor elevador.

##### Conversor Quadrático:

Parâmetro	Equação	Conversor Quadrático
$U$		54,30 V
$V_o$		320 V
$\delta$	4.1.31	0,59
$I$		5,50 A
$I_o$	4.1.31	0,934 A
$R_o$	4.1.32	342,50 $\Omega$
$L_1$	4.1.35	32,00 mH
$L_2$	4.1.35	77,50 mH
$C_o$	4.1.37	0,55 mF
$C_1$	4.1.40	0,23 mF

Tabela 4.1.2 – Parâmetros do dimensionamento do conversor quadrático.

Encontra-se no anexo G o esquema adotado e as curvas provenientes do dimensionamento realizado.

### Conversor Redutor:

Parâmetro	Equação	Conversor Redutor
$V_{in}$		320 V
$V_o$	4.1.15	29,87 V
$\delta$	4.1.16	0,093
$I_{in}$		0,934 A
$I_o$	4.1.16	10 A
$R_o$	4.1.17	2,99 $\Omega$
$L$	4.1.18	27,10 mH
$C$	4.1.22	12,50 $\mu$ F

Tabela 4.1.3 – Parâmetros do dimensionamento do conversor redutor.

No anexo H estão disponibilizadas as curvas referentes ao conversor redutor, tendo em consideração os parâmetros dimensionados, em que os valores adotados são os que se encontram na tabela anteriormente descrita.

## 4.2 Controladores

Neste subcapítulo iremos dar a conhecer os diferentes métodos de controlo dos conversores utilizados nesta dissertação, de modo a atingirmos os dimensionamentos que mais se aproximaram do ideal para o nosso sistema. Os métodos em causa serão o seguidor de máxima potência (*maximum power point tracking* - MPPT), controlo de tensão e o controlo de corrente.

### 4.2.1 MPPT – Seguidor de Máxima Potência

O principal objetivo do MPPT consiste em retirar do painel fotovoltaico e entregar à carga a potência máxima produzida em cada instante, em que a potência máxima é caracterizada por uma corrente e uma tensão. De entre os diferentes algoritmos de MPPT existentes o que será adotado nesta dissertação é o método de Condutância Incremental, em que o seu funcionamento consiste na determinação da derivada da potência ( $dP/dU$ ), recorrendo à medição da tensão e da corrente em cada instante. Conforme o valor obtido na derivada de potência o ciclo de trabalho será ajustado, no caso de a derivada ser positiva significa que ainda se encontra a funcionar abaixo do ponto de máxima

potência e em consequência aumenta-se o valor do ciclo de trabalho. Se a derivada da potência for negativa implica que já se passou o ponto de máxima potência e nesse caso o valor do ciclo de trabalho no instante seguinte será reduzido. O ponto de funcionamento de máxima potência representa a concavidade da curva P-I (figura 4.2.1), em que a derivada desse ponto terá valor zero.

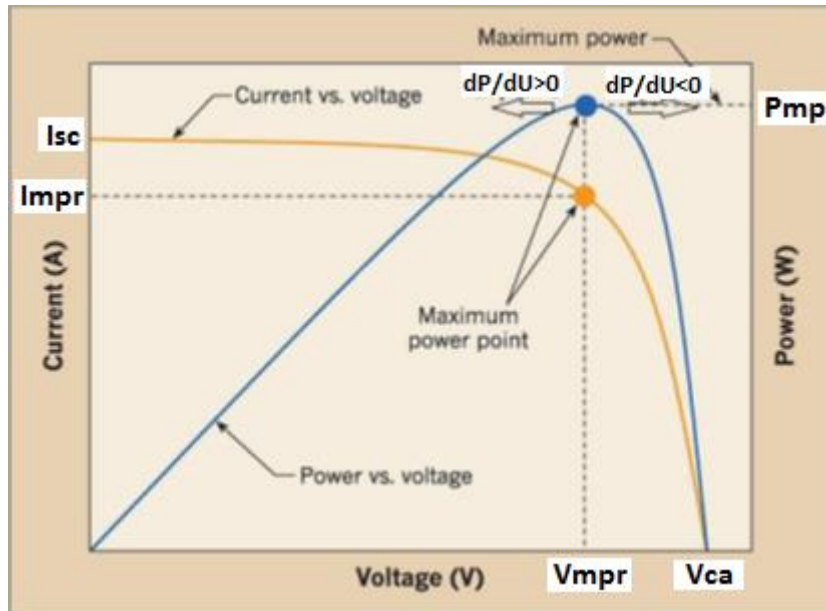


Figura 4.2.1 – Curvas genéricas do módulo fotovoltaico [21].

Resumidamente, este método tende a ajustar o ciclo de trabalho de modo a derivada da potência tender para zero. Sendo a derivada da potência dada por:

$$\frac{dP}{dU} = \frac{d(UI)}{dU} = I \frac{dU}{dU} + U \frac{dI}{dU} = I + U \frac{dI}{dU} \Leftrightarrow \frac{dP}{dU} = I + U \frac{(i(t)-i(t-1))}{(v(t)-v(t-1))} \quad (4.2.1)$$

Em que o ponto de potência máxima deriva da expressão anterior igualando-a a zero:

$$\frac{dP}{dU} = 0 \Leftrightarrow I + U \frac{(i(t)-i(t-1))}{(v(t)-v(t-1))} = 0 \Leftrightarrow I = -U \frac{(i(t)-i(t-1))}{(v(t)-v(t-1))} \quad (4.2.2)$$

Onde as variáveis  $v(t-1)$  e  $i(t-1)$  representam as tensões e correntes lidas no instante anterior.

Como se verifica pela análise da figura 4.2.1, a derivada da potência em ordem à tensão é positiva quando a potência em cada instante se encontra à esquerda do ponto de máxima potência, o que significa que a potência obtida nesse instante é inferior à potência máxima possível de se gerar com o respetivo painel fotovoltaico. No caso de a derivada ser negativa verifica-se exatamente o inverso, o ideal será a derivada da potência em ordem à tensão ser igual a zero. Para tal será necessário o controlo da corrente na bobine através do comando do interruptor, em que no caso de a derivada

ser positiva o MPPT vai ter de fazer subir a corrente na bobine, ou seja, o valor do ciclo de trabalho irá ser ajustado, o que implica aumentar o tempo em que o interruptor irá estar fechado ( $\gamma=1$ ). As condições de controlo regem-se pelas seguintes regras:

$$\frac{dP}{dU} > 0 \Rightarrow I < I_{mp} \Rightarrow I \text{ terá de aumentar} \Rightarrow \gamma = 1$$

$$\frac{dP}{dU} < 0 \Rightarrow I > I_{mp} \Rightarrow I \text{ terá de diminuir} \Rightarrow \gamma = 0$$

$$\frac{dP}{dU} = 0 \Rightarrow I \approx I_{mp} \Rightarrow I \text{ mantém - se} \Rightarrow \gamma = \gamma(t - 1)$$

De onde podemos apresentar o funcionamento do MPPT pelo seguinte fluxograma:

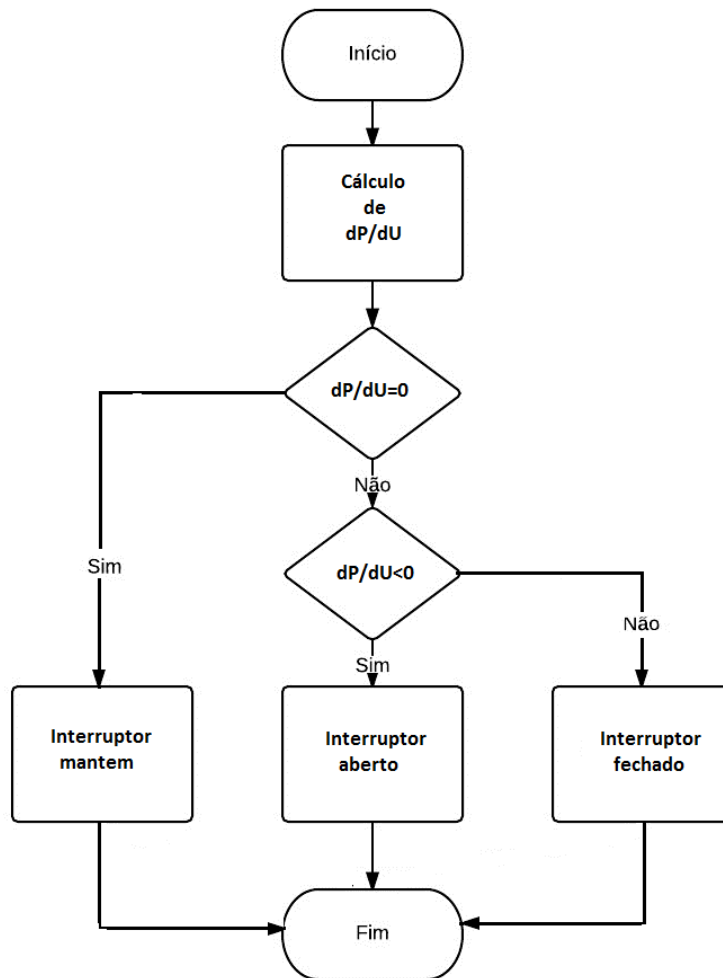


Figura 4.2.2 – Fluxograma do controlo MPPT [21].

A simulação do controlo MPPT associado a um conversor foi realizado em Simulink, implementando em diagrama de blocos a equação 4.2.1, referente ao cálculo da derivada de potência em ordem à tensão. Tendo como entradas os sinais de tensão e corrente aos terminais do painel

fotovoltaico, em que se recorreu aos blocos *memory* para a obtenção dos valores de corrente e tensão referentes ao instante anterior, seguidos do bloco função (fcn), bloco onde está inserida a equação do cálculo da derivada da potência. À saída da função foi implementado um controlador PI, para proporcionar uma resposta mais rápida e amortizada, em que na sua saída teremos a tensão de comando ( $U_c$ ) que irá ser comparada com uma onda triangular de referência, com base no método de modulação por largura de impulso (PWM) [25], originando o ciclo de trabalho que será imposto ao interruptor comandado.

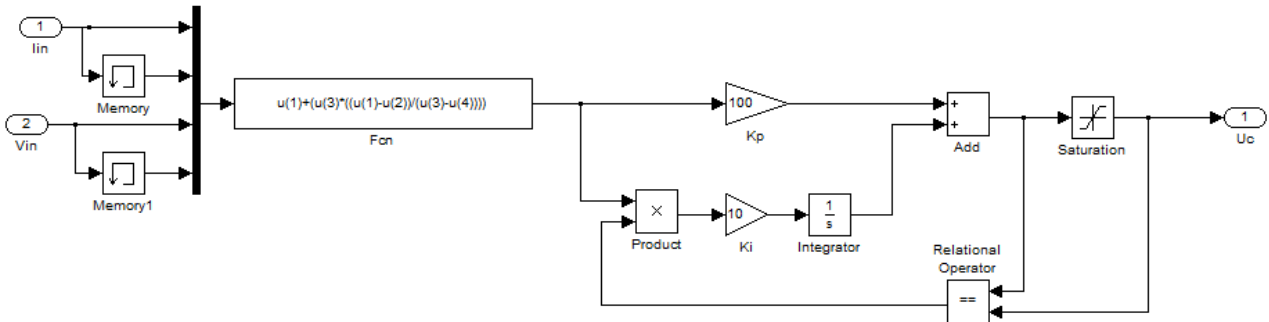


Figura 4.2.3 – Diagrama de blocos do controlo MPPT.

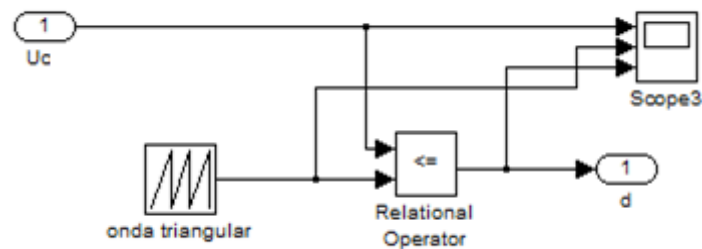


Figura 4.2.4 – Diagrama PWM associado ao MPPT.

## 4.2.2 Tensão

Os conversores comutados para satisfazer os requisitos dimensionados, em virtude de alimentarem uma carga com a tensão e a corrente pretendida, necessitam de ser controlados em cadeia fechada. Onde esse controlo é caracterizado pelo comando dos seus interruptores, abertura e fecho dos mesmos ( $\gamma$ ), em virtude da corrente de entrada, independentemente das condições impostas na carga.

Este método é denominado de controlo de tensão, mas devido à dinâmica da tensão de saída ser muito mais lenta do que a da corrente de entrada, o controlo da tensão de saída será em função da variação da corrente de entrada.

Por análise do circuito referente à saída do conversor (figura 4.2.5), independentemente do tipo de conversor, chegamos à corrente no condensador ( $i_{C0}$ ):

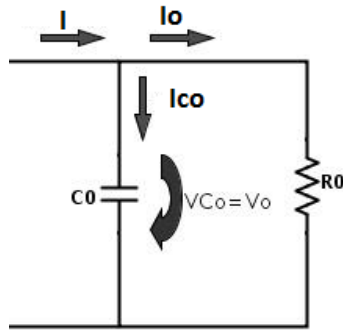


Figura 4.2.5 – Circuito saída do conversor.

$$i_{Co} = C_o \frac{dv_o}{dt} = I - I_o \quad (4.2.3)$$

Em que substituindo na equação anterior a corrente I pela corrente na bobine ( $i_L$ ), corrente que será controlada, em função do ganho do conversor ( $V_o/V_{in}$ ) teremos:

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = I - I_o \Leftrightarrow C_o \frac{dv_o}{dt} = \frac{V_{in}}{V_o} I_L - I_o \quad (4.2.4)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação 4.2.4 e resolvendo a equação em ordem à tensão de saída ( $v_o$ ) chegamos a:

$$sC_o v_o = \frac{V_{in}}{V_o} i_L - i_o \Leftrightarrow v_o = \frac{\frac{V_{in}}{V_o} i_L - i_o}{sC_o} \quad (4.2.5)$$

Considerando que  $v_o$  varia muito lentamente no tempo, devido a ser uma tensão contínua que se pretende praticamente constante, impõe que o ganho por sua vez seja também ele quase constante. O que por analogia da equação 4.2.5 representa-se o diagrama de blocos do controlo de tensão, tendo em conta o compensador em cadeia fechado e o ganho (H) na realimentação unitário, do seguinte modo:

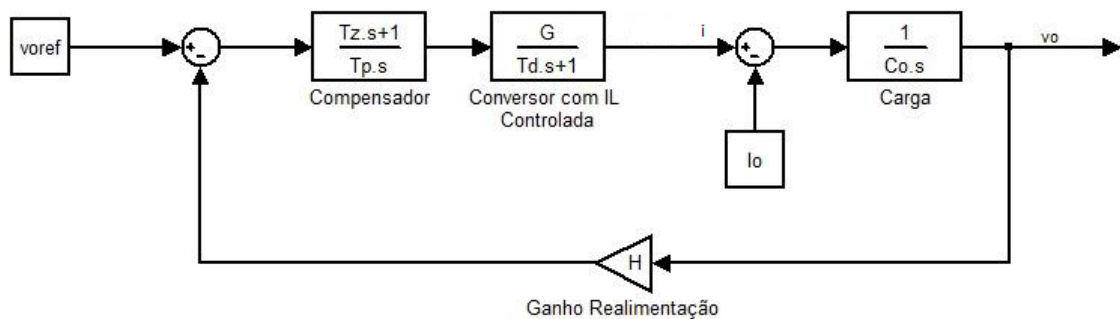


Figura 4.2.6 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral para o controlo de tensão [21].

Como se pode verificar em cadeia fechada o sinal de saída é utilizado para determinar o sinal de controlo que se deve aplicar num instante específico, onde o sinal de saída é comparado com um sinal de referência originando um sinal denominado de erro, de modo a proporcionar uma reação precisa às perturbações externas. O sinal de erro será aplicado a um compensador PI que por sua vez irá dar o valor eficaz da corrente de referência ( $i_{Lref}$ ).

A função transferência resultante do diagrama de blocos do controlo de tensão em cadeia fechada é dada por:

$$v_o(s) = \frac{\frac{1 + sT_z}{sT_p} \frac{G}{1 + sT_d} \frac{1}{sC_o}}{1 + \frac{1 + sT_z}{sT_p} \frac{1}{sC_o}} v_{oref}(s) - \frac{\frac{1}{sC_o}}{1 + \frac{1 + sT_z}{sT_p} \frac{G}{1 + sT_d} \frac{1}{sC_o}} i_o(s) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow v_o(s) = \frac{(1+s.T_z)Gv_{oref}(s)-(1+sT_d)(sT_p)i_o(s)}{s^3T_pT_dC_o+s^2T_pC_o+(1+sT_z)G} \quad (4.2.6)$$

Relativamente aos parâmetros [28] implícitos na equação anterior são determinados a partir de:

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (4.2.7)$$

$$T_z = C_o R_0 \quad (4.2.8)$$

$$T_p = 4\xi^2 a G R_0 T_d \quad (4.2.9)$$

$$a = 1 \quad (4.2.10)$$

$$G = \frac{V_{in}}{V_o} \quad (4.2.11)$$

$$K_i = \frac{1}{T_p} \quad (4.2.12)$$

$$K_p = \frac{T_z}{T_p} \quad (4.2.13)$$

$$K_w = \frac{1}{K_p} \quad (4.2.14)$$

Em que:

$K_i$  - Ganho integral;

$K_p$  - Ganho proporcional;

$K_w$  - Ganho diferencial;

$T_d$  - Atraso estático do controlo de tensão e corrente (segundo [s]);

$T_p$  - Constante de tempo referente ao polo do compensador do controlo de tensão e corrente (segundo [s]);

$T_z$  - Constante de tempo referente ao zero do compensador do controlo de tensão e corrente (segundo [s]);

$\xi$  - Fator de amortecimento.

Sendo válido este controlo PI para regimes de pequenas perturbações, pois no caso do ponto de funcionamento do conversor ser afetado por variações acentuadas o compensador pode interferir limitando essa ação. Para evitar os erros que ocorram antes do sistema atingir uma situação estável, originando um incorreto funcionamento do controlador causado por fenómeno de embalamo (*windup*), optou-se pela aplicação de um compensador PI com sistema anti embalamo [27]. Na figura que se segue está representado o digrama de blocos para o controlo de tensão com o sistema de anti embalamo [21].

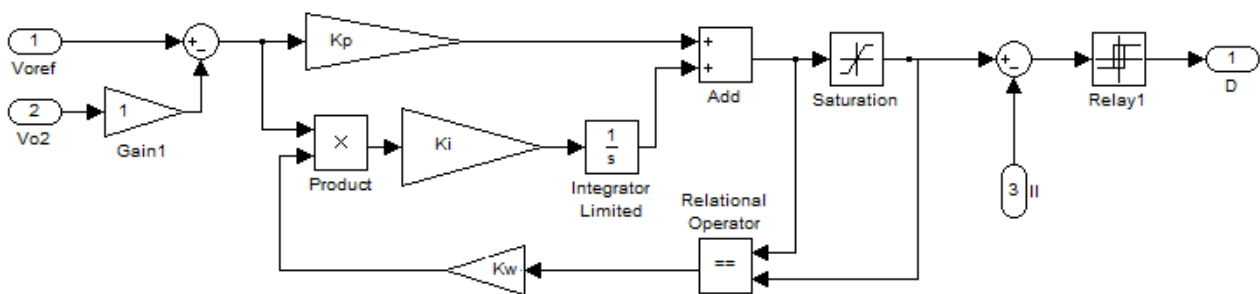


Figura 4.2.7 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de tensão.

Cálculo dos parâmetros, desta vez, para o controlo de tensão com suspensão da ação integral serão dados por:

$$z = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (4.2.15)$$

$$\xi = \frac{z}{2R_o} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C_o}}}{2.R_o} \quad (4.2.16)$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{L.C_o}} \quad (4.2.17)$$

$$T_d = \frac{\pi}{wd} = \frac{\pi}{w\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{\pi\sqrt{L.C_o}}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (4.2.18)$$

Onde:

- z - Zero da função transferência do circuito anti embalamo;
- w - Frequência própria ou natural do sistema (radiano por segundo [rad/s]);

Os restantes parâmetros são determinados, tal como foram descritos, para o controlo de tensão simples, aplicando as equações de 4.2.8 a 4.2.14.

#### 4.2.2.1 Dimensionamento dos controladores de tensão

Aplicando as equações mencionadas no subcapítulo anterior irá determinar-se o valor dos parâmetros do controlo de tensão com sistema de anti embalamento para o respetivo conversor em que será aplicado.

**Para os conversores elevadores:**

Parâmetro	Equação	Conversor Elevador 1	Conversor Elevador 2
$z$	4.2.14	4,209	10,36
$\xi$	4.2.15	0,063	0,03
$w$	4.2.16	169,711 rad/s	150,64 rad/s
$a$	4.2.10	1	1
$G$	4.2.11	0,543	0,313
$T_d$	4.2.16	0,019 s	0,021 s
$T_z$	4.2.8	0,047 s	0,220 s
$T_p$	4.2.9	$5,484 \times 10^{-3}$ s	$8,17 \times 10^{-3}$ s
$K_i$	4.2.12	182,334	122,42
$K_p$	4.2.13	8,57	26,90
$K_w$	4.2.14	0,117	0,037

Tabela 4.2.1 – Dimensionamento do controlo de tensão para o conversor elevador.

### Para o conversor quadrático:

Parâmetro	Equação	Valor
$z$	4.2.14	18,52
$\xi$	4.2.15	0,021
$w$	4.2.16	238,94 rad/s
$a$	4.2.10	1
$G$	4.2.11	0,17
$T_d$	4.2.16	0,013 s
$T_z$	4.2.8	0,077 s
$T_p$	4.2.9	$2,24 \times 10^{-3}$ s
$K_i$	4.2.12	446,99
$K_p$	4.2.13	34,55
$K_w$	4.2.14	0,029

Tabela 4.2.2 – Dimensionamento do controle de tensão para o conversor quadrático.

### 4.2.3 Corrente

Este tipo de controle tem como finalidade determinar o erro entre o valor de referência para a corrente de saída ( $I_{oref}$ ) e a corrente de saída ( $I_o$ ) num determinado instante, em que esse erro será a condição de controle.

O controle será efetuado através dos tempos de abertura e fecho do interruptor, de modo a que o erro seja nulo. Na sequência da determinação do erro, aplicou-se este a um compensador PI como intuito de se obter uma resposta de controle mais rápida, com menores oscilações e um comportamento estável. Quanto ao dimensionamento do compensador PI será aplicado o mesmo que no controle de tensão, isto porque, a finalidade é a mesma e em ambos o controle é referente à corrente, para tal são aplicadas as equações de 4.2.8 a 4.2.18. O diagrama do controle de corrente aplicado nesta dissertação é o que se visualiza na figura seguinte:

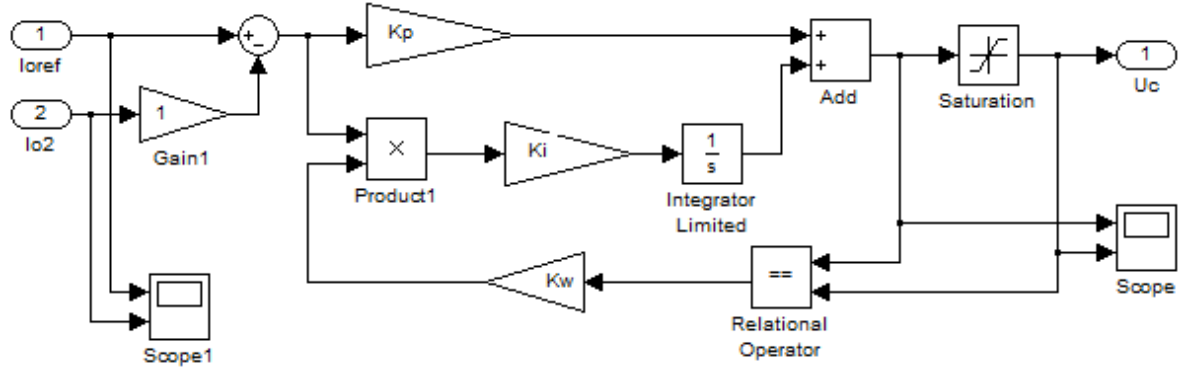


Figura 4.2.8 – Esquema de blocos com o controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controle de corrente.

Na saída do controle de corrente tem-se o sinal denominado de tensão de comando ( $U_c$ ), sinal esse que será comparado com uma onda portadora, com amplitude  $A$  e frequência  $f_s$ . Na sequência dessa comparação obtém-se o ciclo de trabalho que será imposto ao interruptor, este método de determinar o ciclo de trabalho é com base no PWM [25]. O diagrama de blocos referente ao descrito no parágrafo anterior será:

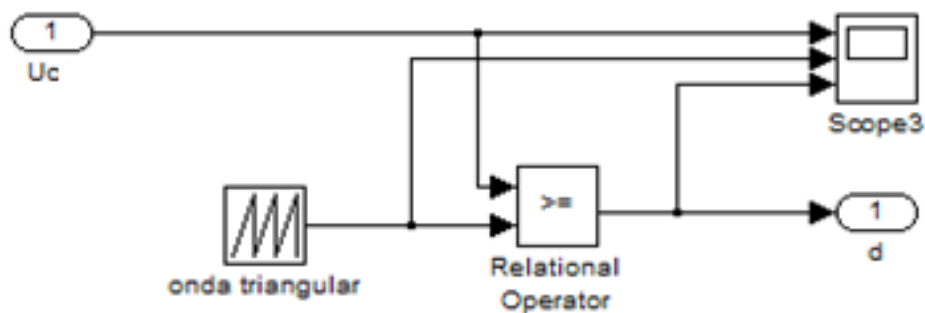


Figura 4.2.9 – Diagrama de blocos do PWM para determinar o ciclo de trabalho.

#### 4.2.3.1 Dimensionamento do controlador de corrente

Após a descrição teórica do dimensionamento do controle de corrente, será apresentado na tabela seguinte os valores dos elementos referentes a esse dimensionamento.

**Para o conversor redutor:**

Parâmetro	Equação	Valor
$z$	4.2.14	46,56
$\xi$	4.2.15	7,84
$w$	4.2.16	1718,15 rad/s
$a$	4.2.10	1
$1/G$	4.2.11	0,093
$T_d$	4.2.16	$2.35 \times 10^{-4}$ s
$T_z$	4.2.8	$3,71 \times 10^{-5}$ s
$T_p$	4.2.9	0,016 s
$K_i$	4.2.12	62,48
$K_p$	4.2.13	$2,32 \times 10^{-3}$
$K_w$	4.2.14	432,27

Tabela 4.2.3 – Dimensionamento do controle de corrente para o conversor redutor.

## 5. Sistema de Armazenamento

Este capítulo irá incidir sobre o dispositivo eletroquímico, que tem como objetivo o armazenamento de energia química e posteriormente a sua conversão em energia elétrica. Dispositivo esse denominado de bateria, em que no caso dos veículos de combustão ela é utilizada para alimentar o motor de arranque, luzes e equipamentos eletrônico, quando é aplicada em veículos elétricos terá as mesmas funcionalidades e ainda, a mais relevante, a alimentação dos motores de tração.

### 5.1 Bateria

A bateria é constituída por células eletroquímicas, podendo estas serem galvânicas, eletrolíticas, de combustível ou de fluxo, em que cada célula é composta por duas meias células e nessas meias células encontra-se um elétrodo de metal emerso num eletrólito. As duas meias células encontram-se ligadas em série e são separadas por um disco poroso, onde uma delas funciona como cátodo e a outra como ânodo. Na figura que se segue é exemplificado o processo de uma célula galvânica.

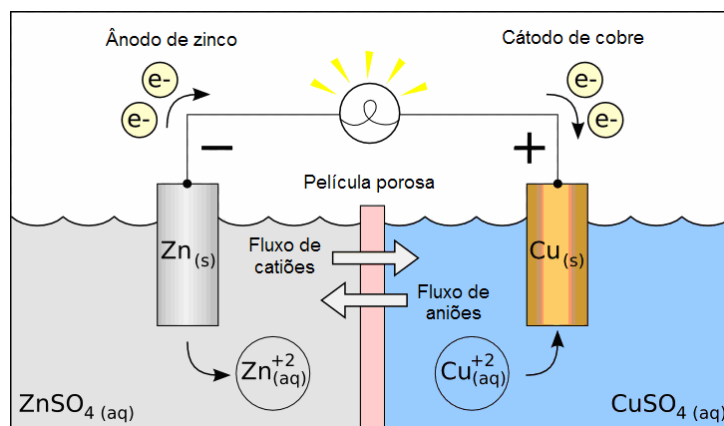


Figura 5.1.1 – Reação química da célula galvânica [29].

Como se pode observar pela ilustração anterior, em cada elétrodo vai existir a movimentação de elétrões e por sua vez essa movimentação será compensada com as deslocções dos iões, de forma a neutralizar o elétrodo. Essas movimentações proporcionam o aparecimento de uma corrente de elétrões, ou seja, originando a energia elétrica proveniente da respetiva transformação da energia química. Relativamente à energia disponibilizada e ao comportamento da bateria, estas podem variar consoante o estado de carga (SOC), a capacidade de armazenamento da bateria, a taxa de carga/descarga, a temperatura, o tempo de vida da bateria e de reações químicas secundárias internas.

Dentro dos diversos tipos de baterias, os fabricantes de veículos elétricos hoje em dia recaem mais sobre as baterias de iões lítio, o que levou à implementação deste tipo de baterias no sistema em estudo nesta dissertação.

Sendo o princípio de funcionamento o mesmo que se descreveu anteriormente, com as diferenças que o ânodo normalmente é de carbono, o cátodo de óxido de metal e o eletrólito é feito de um sal de lítio num solvente orgânico (por exemplo éter). As vantagens e desvantagens das baterias de íões de lítio que mais se destacam, em comparação com outros tipos de baterias, são apresentadas na tabela que se segue:

Vantagens	Desvantagens
Tensão da célula elevada (menos células por bateria)	Impedância interna superior
Não possui eletrólito líquido	Custo mais elevado (para altas potências)
Densidade de energia muito elevada	Determinação do SOC mais complexo
Grande densidade de potência	Maior degradação para temperaturas mais elevadas
Mais leves	Necessita de circuito de proteção
Pode ser descarregada com uma taxa elevada (por exemplo 40C)	Composta por químicos mais instáveis
Possibilidade de ser carregada/descarregada totalmente	
Taxa de auto descarga muito baixa	
Grande eficiência	
Não apresenta efeito de memória	
Disponível para uma larga gama de capacidades	

Tabela 5.1.1 – Vantagens e desvantagens da bateria de íões de lítio.

## 5.2 Modelo Matemático

Existem diversos tipos de baterias e muitos fatores que as condicionam, o que impossibilita a existência de um modelo matemático exato, sendo os modelos mais simples baseados na eletroquímica, permitindo a capacidade de prever a energia armazenada, mas em contra partida não fornecem a variação da tensão em função do tempo. Nesta dissertação o modelo que será apresentado para a bateria de íões lítio é o modelo simples [30] a [33], que consiste numa fonte de tensão e uma resistência interna em série, com base nas equações e no esquema proveniente do Matlab, tal como exemplificado na figura seguinte:

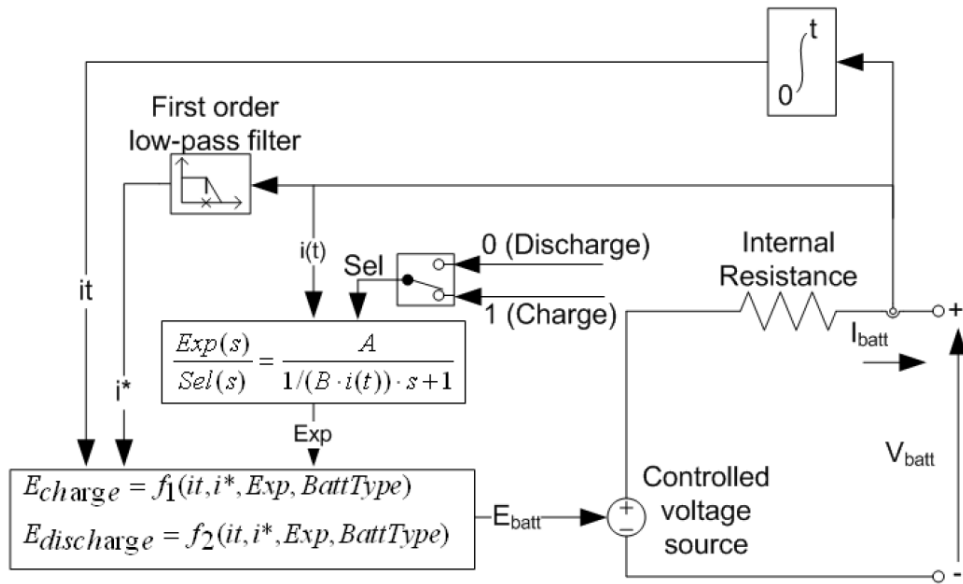


Figura 5.2.1 – Modelo simples da bateria.

A fonte de tensão é determinada pelas equações não lineares baseadas no SOC real das baterias, onde temos para:

Modelo de descarga ( $i^* > 0$ ):

$$f_1(it, i^*, i) = E_0 - K \frac{Q}{Q-it} i^* - K \frac{Q}{Q-it} it + A^{-Bit} \quad (5.2.1)$$

Modelo de carga ( $i^* < 0$ ):

$$f_2(it, i^*, i) = E_0 - K \frac{Q}{it+0,1.Q} i^* - K \frac{Q}{Q-it} it + A^{-Bit} \quad (5.2.2)$$

Em que:

A – Tensão exponencial (Volt [V]);

B – Capacidade exponencial (Ampere por hora [ $Ah^{-1}$ ]);

$E_0$  – Tensão constante (Volt [V]);

$E_{bat}$  – Tensão não linear da fonte (Volt [V]);

$i$  – Corrente da bateria (Ampere [A]);

$i^*$  – Corrente dinâmica de baixa frequência (Ampere [A]);

$it$  – Capacidade extraída (Ampere hora [Ah]);

K – Constante de polarização ( $Ah^{-1}$ ) ou Resistência de polarização (Ohm [ $\Omega$ ]);

Q – Capacidade máxima da bateria (Ampere hora [Ah]);

Sel – Representa o modo da bateria (Sel(s)=0 durante a descarga da bateria, Sel(s)=1 durante o carregamento da bateria).

Quanto à resistência interna, que se encontra no modelo (figura 5.2.1), representa a resistência do caminho metálico no interior da bateria, incluindo os terminais da célula, os eletrodos e as conexões, tendo ainda em consideração a resistência do caminho que passa pelo eletrólito e o separador.

Consoante o tipo de bateria os parâmetros do circuito equivalente podem ser modificados, para isso é necessário ter conhecimento da característica de descarga, que é representada numa curva de descarga, composta por três secções, tal como exemplificado na figura seguinte:

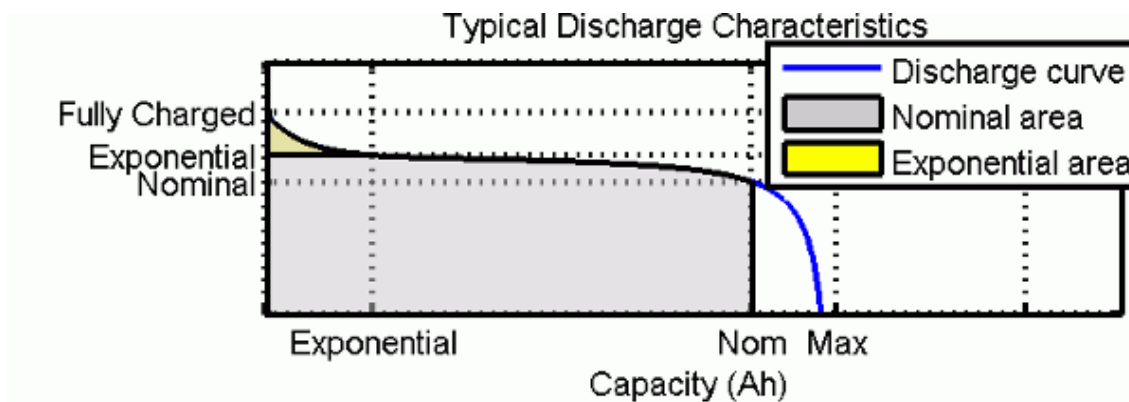


Figura 5.2.2 – Curva típica da característica de descarga da bateria [31].

A primeira secção corresponde à queda tensão exponencial quando a bateria está carregada, a segunda secção está relacionada com a carga que pode ser extraída a partir da bateria até que a tensão atinga o valor da tensão nominal da bateria. Na terceira secção temos a descarga total da bateria, onde há uma queda acentuada da tensão, as áreas correspondentes a cada secção podem ser mais ou menos amplas consoante o tipo específico de bateria. É de salientar que os parâmetros do modelo são deduzidos a partir da característica de descarga e que estes se mantem no que toca ao carregamento.

No caso da corrente da bateria ser negativa, o recarregamento é concretizado no seguimento da característica de carga. Temos como exemplo da característica de carga da bateria de lítio a figura que se segue:

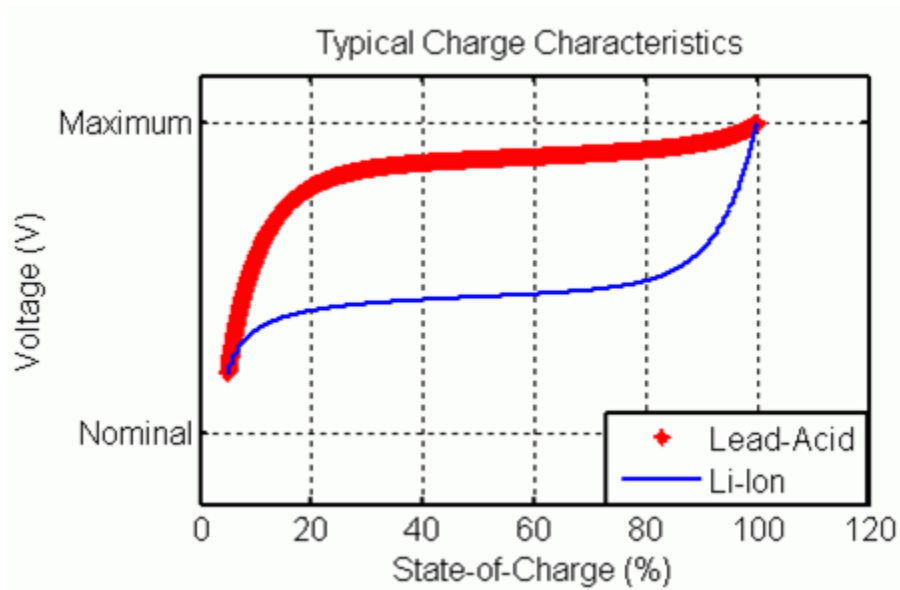


Figura 5.2.3 – Curva típica da característica de carga da bateria [31].

### 5.3 Bateria Implementada no Sistema

A bateria que servirá de modelo (Anexo I), para implementação do sistema e posterior simulação, é a que equipa o veículo Nissan Leaf, sendo esta formada por quarenta e oito módulos e cada módulo possui quatro células (duas em série e duas em paralelo), com as seguintes características:

Célula Iões de Lítio	
<b>Material do cátodo</b>	Lítio Manganês (LMO)
<b>Material do ânodo</b>	Grafite
<b>Tensão nominal</b>	3,75 V
<b>Capacidade nominal</b>	32,95 Ah
<b>Capacidade (0.3C)</b>	32,50 Ah
<b>Densidade de energia</b>	317 Wh/L
	157 Wh/kg

Tabela 5.3.1 – Características das células de íões de lítio.

Em que a curva da característica de descarga da célula, fornecida pelo fabricante, é a seguinte:

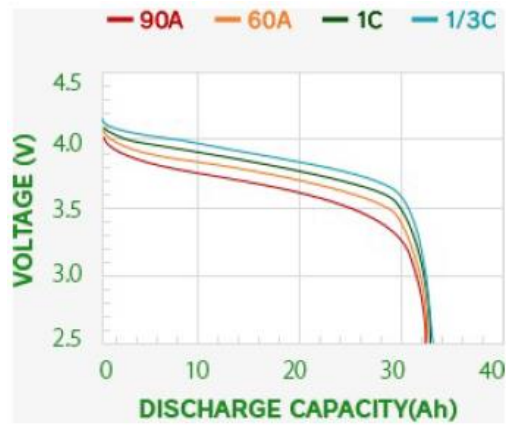


Figura 5.3.1 – Curva da característica de descarga da célula.

Tendo em conta as características da célula e a respetiva constituição da bateria, mencionada anteriormente, obtém-se uma bateria com uma tensão nominal de 360 V e com uma capacidade de 24 kWh.

## **6. Simulação do Sistema Global**

A simulação do sistema global será efetuado para três soluções diferentes, tal como mencionado no capítulo 4.1, onde serão apresentados três sistemas de conversão de potência, em que a principal condicionante que difere entre eles é a associação dos conversores anteriormente dimensionados e o respetivo controlo que lhes está associado. Tal como referido no capítulo 4, o conversor redutor será substituído por uma bobine e um díodo nas três soluções que serão apresentadas, em que a finalidade da bobine consiste em proporcionar uma corrente mais estável à bateria, isto é com menor oscilação, e a implementação do díodo irá certificar-nos que a corrente só circulará do conversor para a bateria e não no sentido contrário.

Relativamente às simulações irão ser realizadas para três tipos de dados de entrada, para as condições de referência de funcionamento do painel ( $G=1000 \text{ W/m}^2$  e  $T=25^\circ\text{C}$ ), para o melhor (Julho) e pior (Dezembro) mês de radiação solar média de 2015 [34] (Anexo K). As curvas obtidas das simulações que serão apresentadas nos subcapítulos seguintes serão em ordem ao tempo, onde cada intervalo de 0,05 segundos de simulação corresponde a um intervalo de tempo real de 15 minutos. Quanto à capacidade da bateria, esta foi reduzida para 0,033Ah, que representa um valor 1000 vezes inferior ao modelo real, isto para que fosse possível verificar o estado de carga da bateria no intervalo de tempo em que foram realizadas as simulações (aproximadamente 3 segundos), o nível de bateria inicial considerado para todas as simulações foi de 50% do seu valor nominal.

### **6.1 Sistema de Conversão 1**

No primeiro ensaio teremos o painel fotovoltaico, o sistema de conversão de potência, constituído por dois conversores elevadores (Anexo F) e o sistema de armazenamento. Os conversores elevadores 1 e 2 utilizarão o método de controlo de tensão, relativamente ao sistema de armazenamento será constituído pelo bloco da bateria proveniente do Simulink. O sistema global referente a este ensaio é:

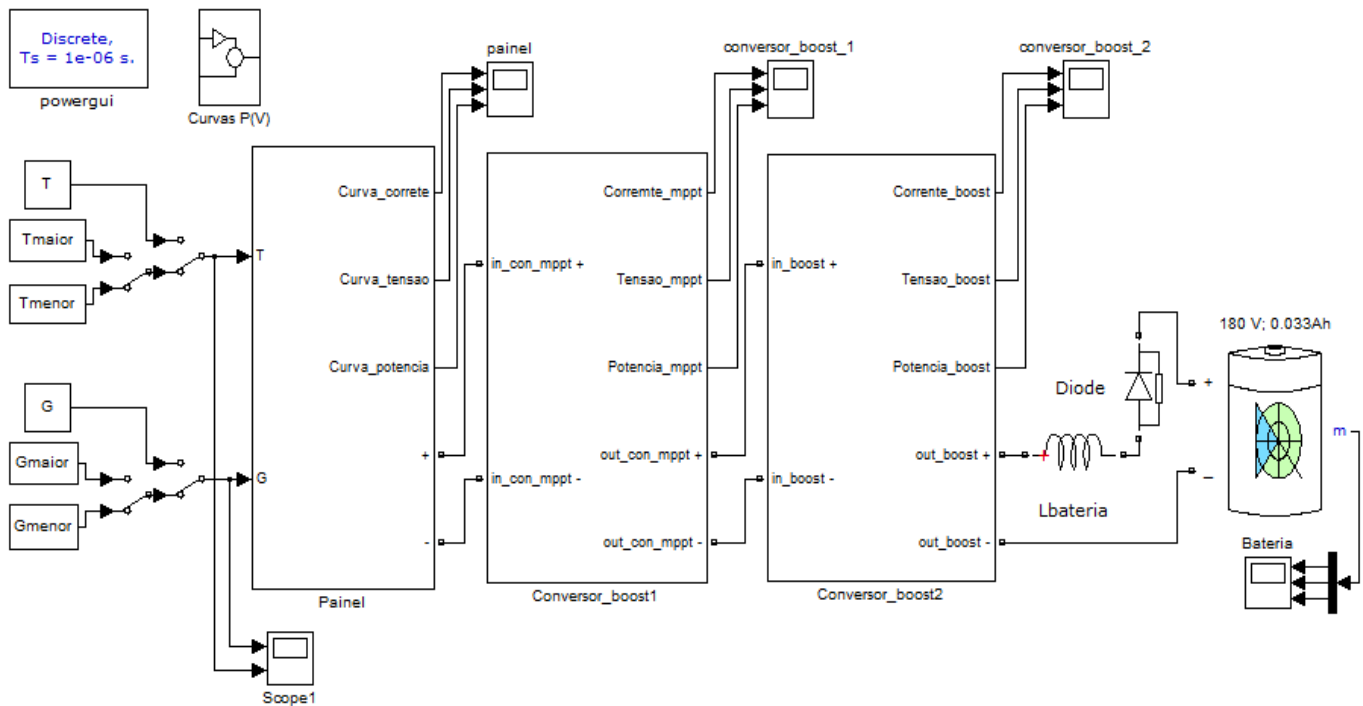


Figura 6.1.1 – Sistema global do sistema de conversão 1.

Relativamente aos controladores dos conversores, consoante as simulações realizadas, efetuou-se os ajustes dos controladores PI partindo dos valores dimensionados, com o objetivo de termos uma resposta mais rápida e estável, onde chegámos aos seguintes valores:

Parâmetro	Controlo conversor elevador 1	Controlo conversor elevador 2
Ki	200	100
Kp	10	30
Kw	0,1	0,04

Tabela 6.1.1 – Controlo PI com suspensão da ação integral do sistema de conversão 1.

Para as condições de referência de funcionamento iremos obter as seguintes curvas à saída do painel, dos respetivos conversores e na entrada da bateria:

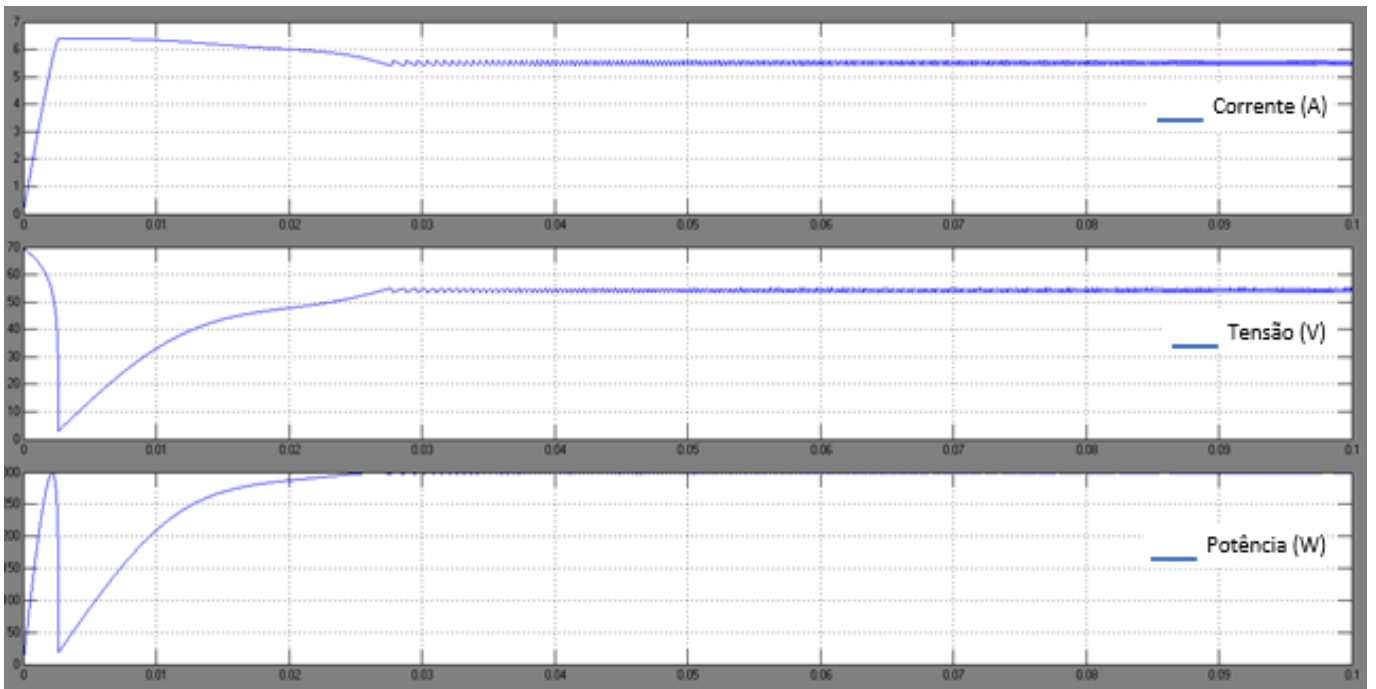


Figura 6.1.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (condições referência).

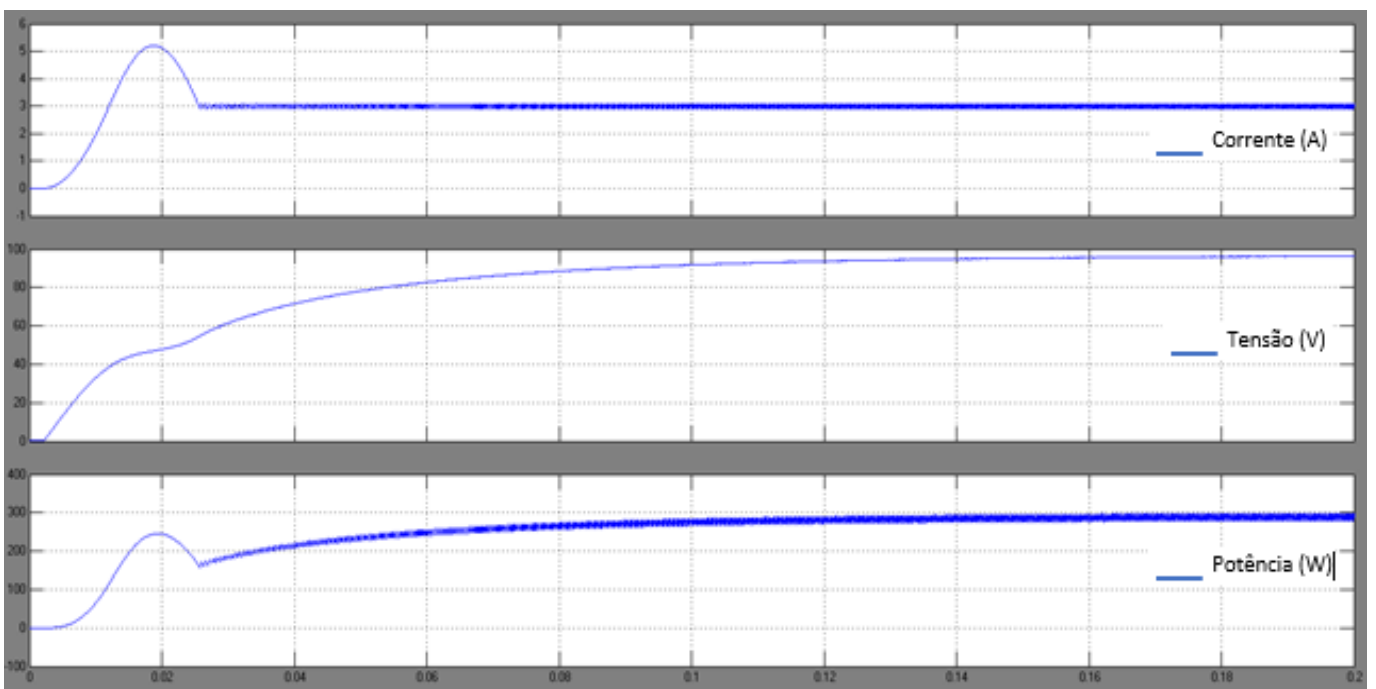


Figura 6.1.3 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão1 (condições referência).

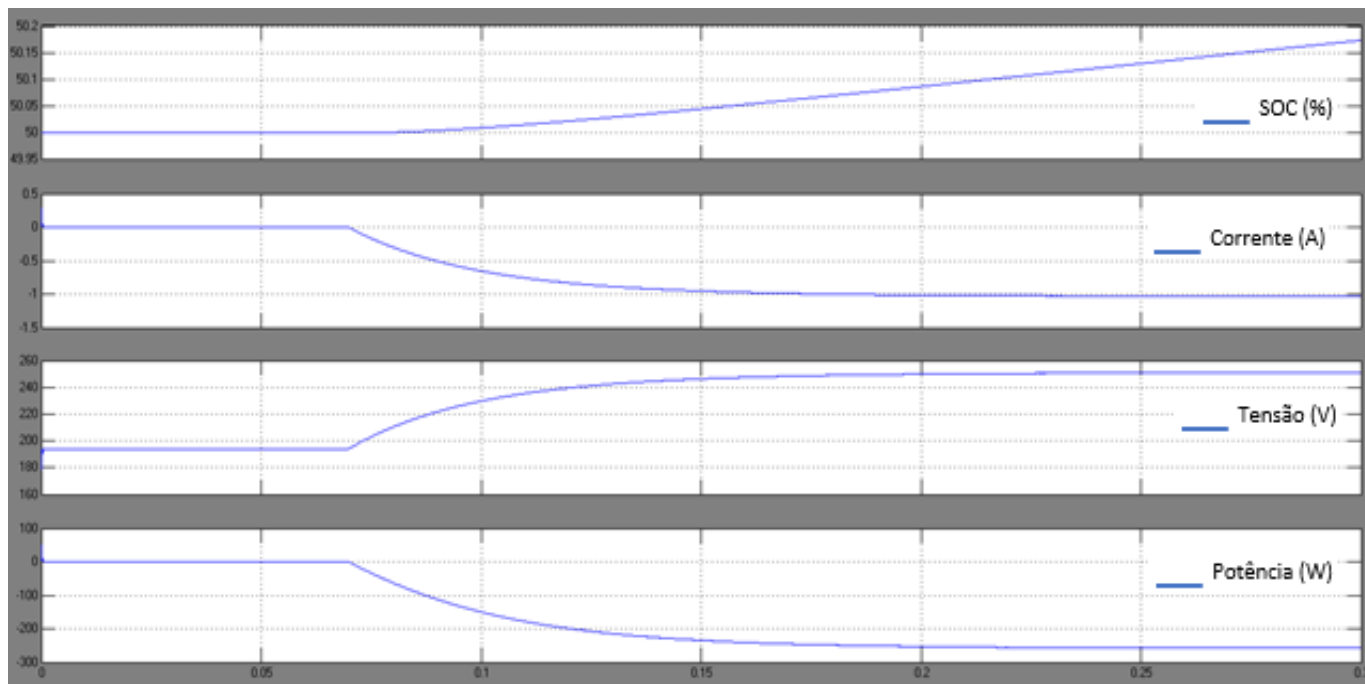


Figura 6.1.4 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (condições referência).

Para as condições de referência, verifica-se que a potência gerada no painel fotovoltaico corresponde à potência máxima indicada pelo fabricante, que por sua vez anda muito próxima do valor que é entregue à bateria. Sendo que esta simulação não se traduz no que acontece no dia-a-dia, apenas permite comprovar o funcionamento do sistema global, para termos uma noção próxima da realidade foram realizadas simulações com valores de entrada correspondentes aos meses que apresentam os valores mais elevados e mais baixos da temperatura e da radiação solar média. Para o melhor cenário foram introduzidos os valores referentes ao mês de julho originando as curvas que se seguem:

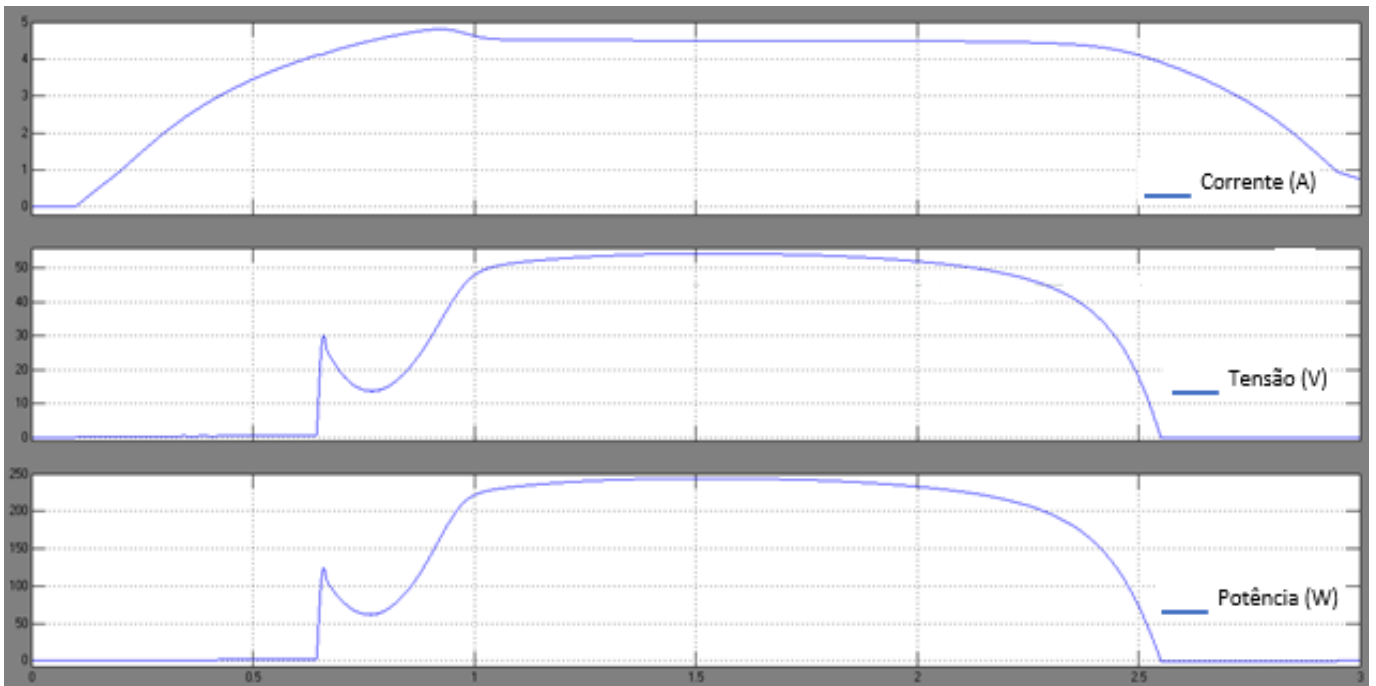


Figura 6.1.5 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (mês julho).

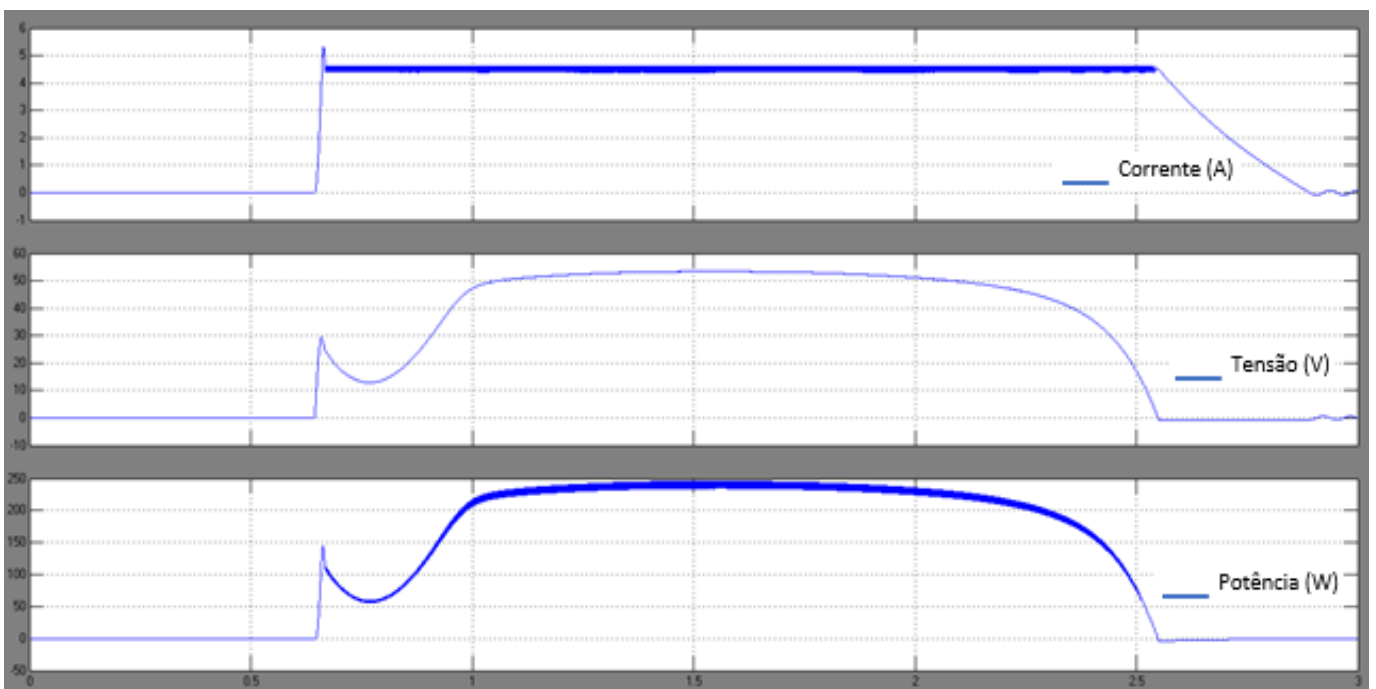


Figura 6.1.6 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 1 (mês julho).

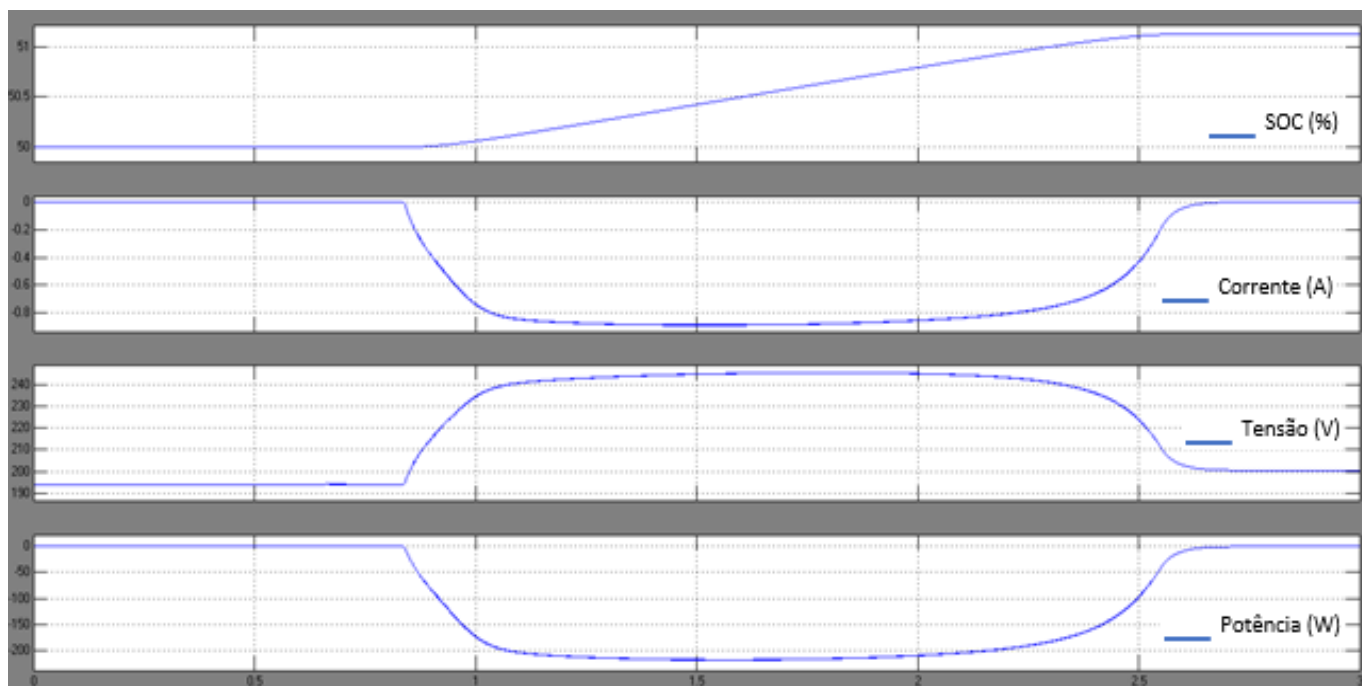


Figura 6.1.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (mês julho).

Em análise às simulações obtidas, verifica-se que a potência máxima produzida pelo painel ronda os 250 W, já a que é entregue à bateria ronda os 220 W, esta diferença deve-se essencialmente ao rendimento dos conversores, pois não sendo considerado as perdas, têm na sua constituição elementos com quedas de tensão associadas. O tempo que a bateria se encontra a carregar corresponde ao intervalo em que o SOC está na fase crescente, entre 0,84 e 2,54, o que na realidade representaria uma carga de 8 horas e meia, com uma corrente que maioritariamente do tempo ronda os 0,8 A.

Seguidamente são apresentadas as curvas proveniente das simulações referentes ao mês de dezembro, onde é representado o pior dos cenários para o carregamento da bateria do veículo elétrico.

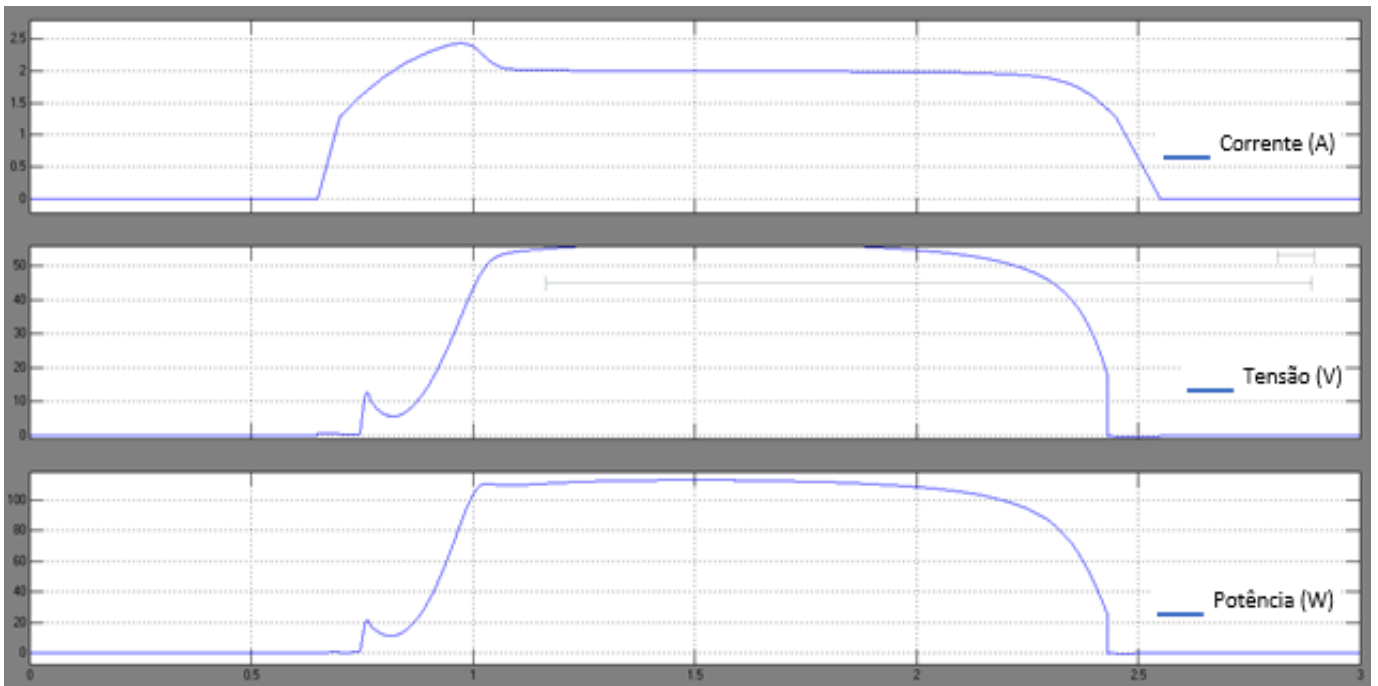


Figura 6.1.8 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 1 (mês dezembro).

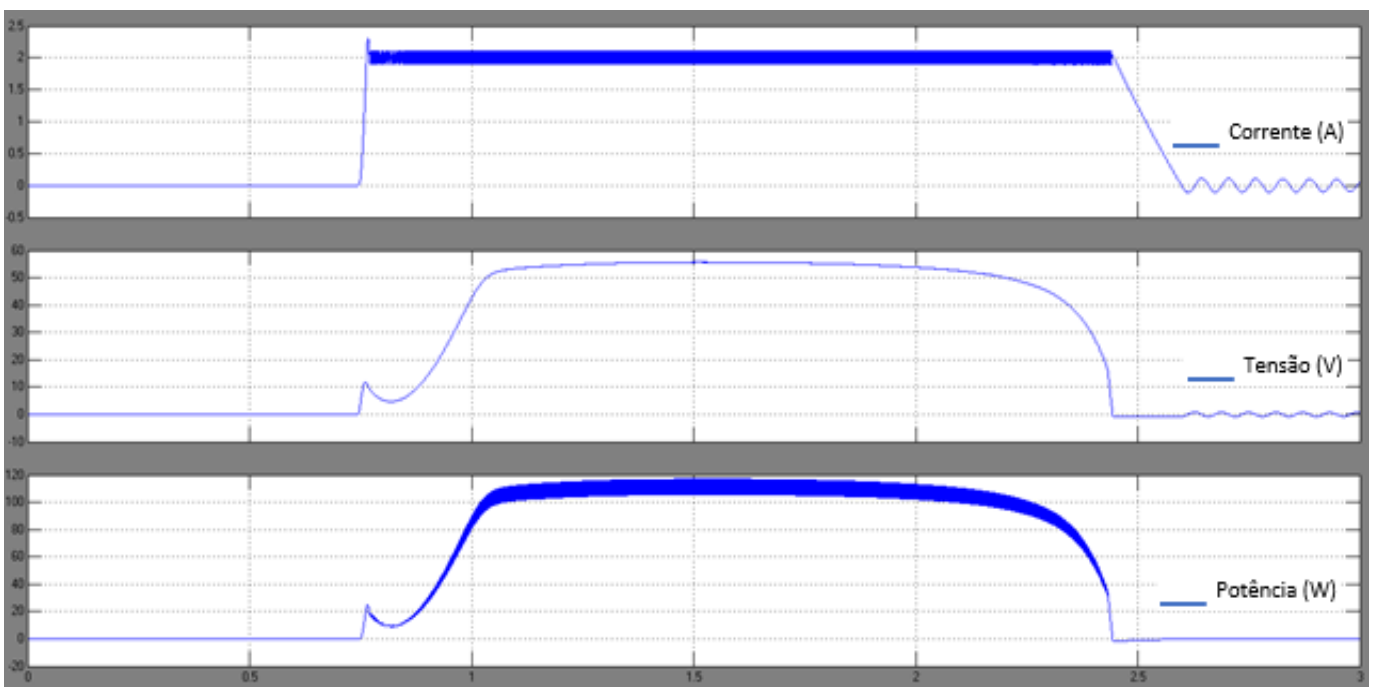


Figura 6.1.9 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 1 (mês dezembro).

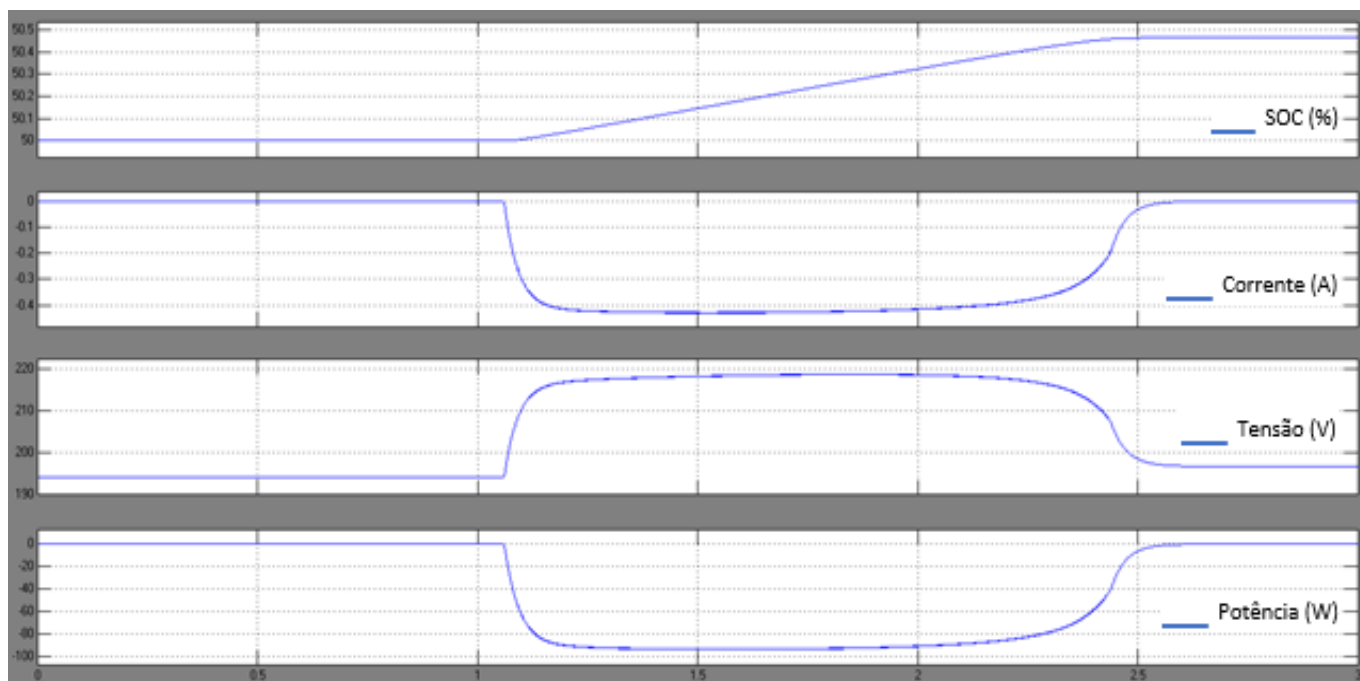


Figura 6.1.10 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 1 (mês dezembro).

Para o mês de dezembro o painel irá produzir uma potência média diária de 110 W e a que é entregue à bateria é próxima dos 95 W, originando o carregamento da bateria entre 1,05 e 2,55 (7 horas e meia) com uma corrente de 0,45 A na maior parte do tempo.

Como se pode verificar o estado de carga da bateria (SOC) para todas as simulações tem um aspeto ascende, o que significa que a bateria estaria a ser carregada, sendo que a evolução quantitativa do estado de carga não corresponde à verdade devido à diferença de unidades entre a capacidade da bateria, que vem em horas e o tempo de simulação, que é em segundos. Quanto à corrente e à potência que se visualizam nas curvas, têm um valor negativo, pois são referentes à saída da bateria, o que implica que na entrada da bateria temos os valores exatamente simétricos.

## 6.2 Sistema de Conversão 2

O segundo ensaio difere do primeiro, só no que diz respeito aos métodos de controlo dos conversores elevadores. Ou seja, neste ensaio teremos o painel fotovoltaico, os dois conversores elevadores (Anexo F) e o sistema de armazenamento, onde o conversor elevador 1 utiliza o método de controlo MPPT e o conversor elevador 2 o controlo de tensão. Na figura que se segue é apresentado o sistema implementado para este ensaio.

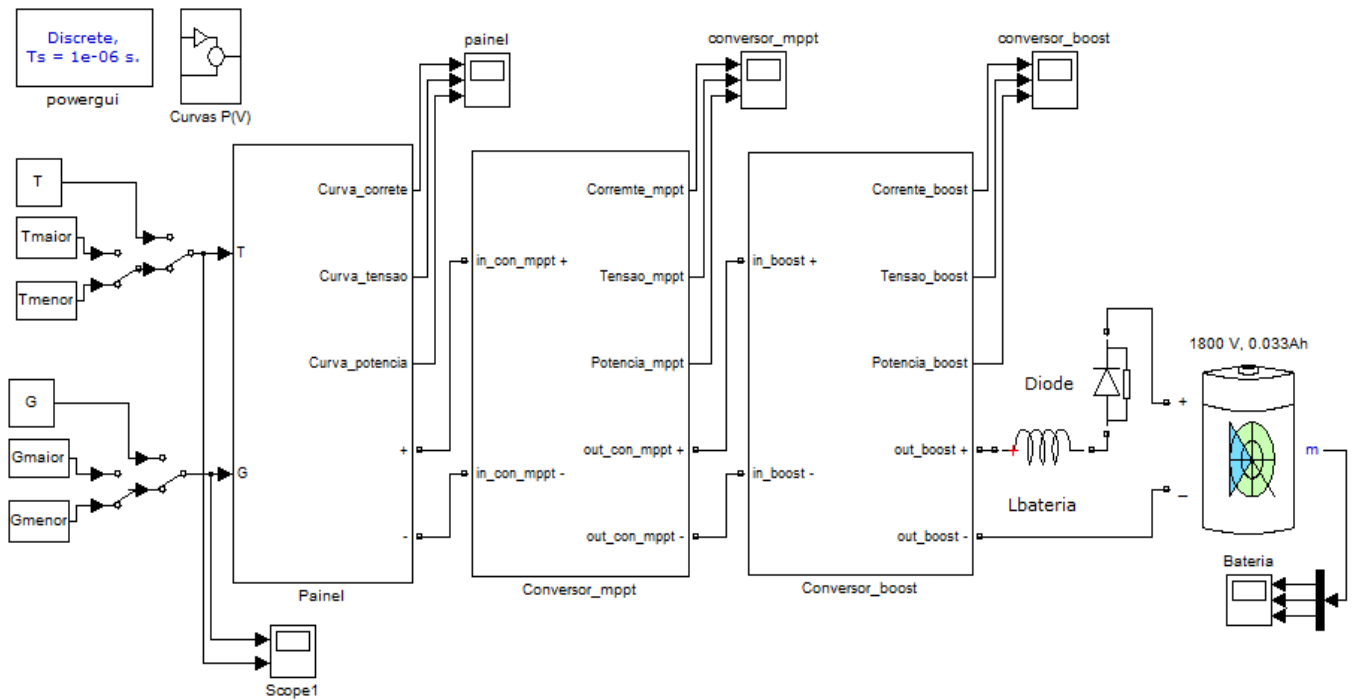


Figura 6.2.1 – Sistema global do sistema de conversão 2.

Os parâmetros relacionados com o controlo dos conversores, nomeadamente o controlo PI com sistema de anti embalamento, foi tal como no sistema de conversão 1 ajustados, em que os valores aplicados na simulação serão os mesmos (Tabela 6.1.1). As simulações realizadas também elas serão as mesmas que foram impostas no sistema de conversão 1, de modo a possibilitar em termos de comparação o sistema que melhor se adapta ao sistema global em estudo. Para isso começamos por demonstrar as simulações para as condições de referência.

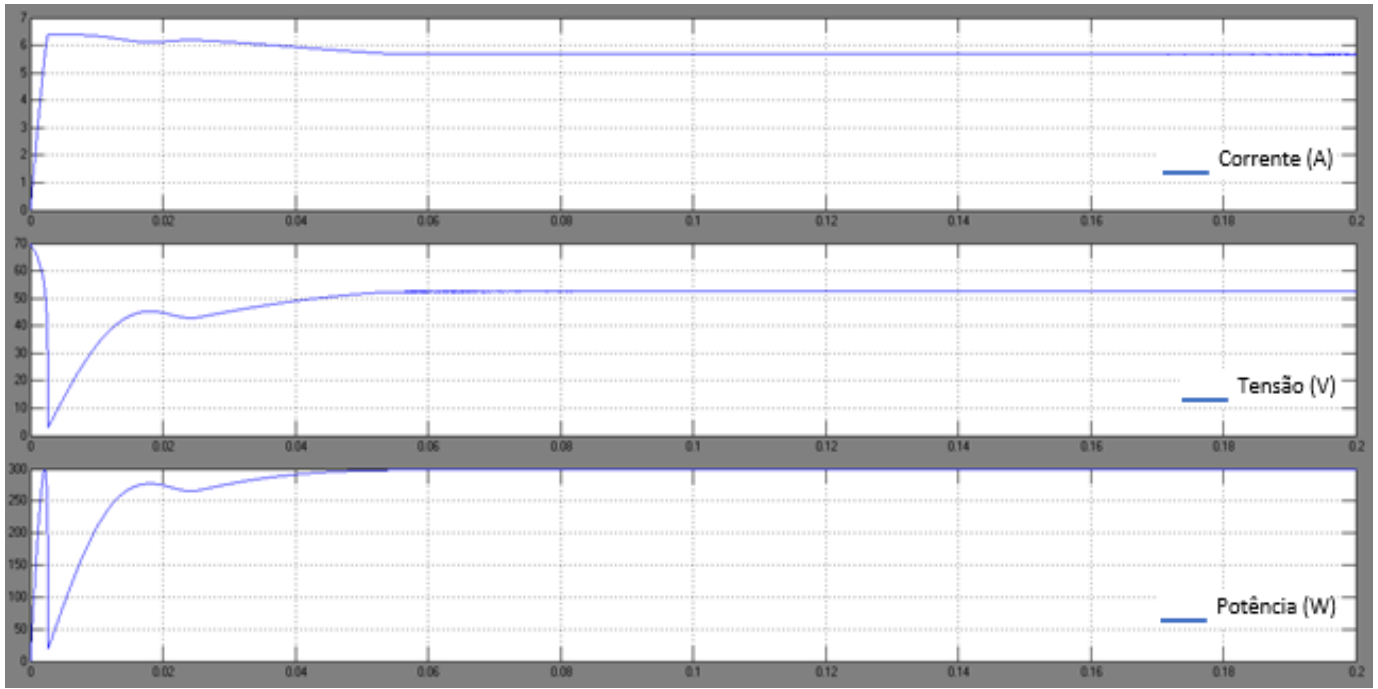


Figura 6.2.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (condições referência).

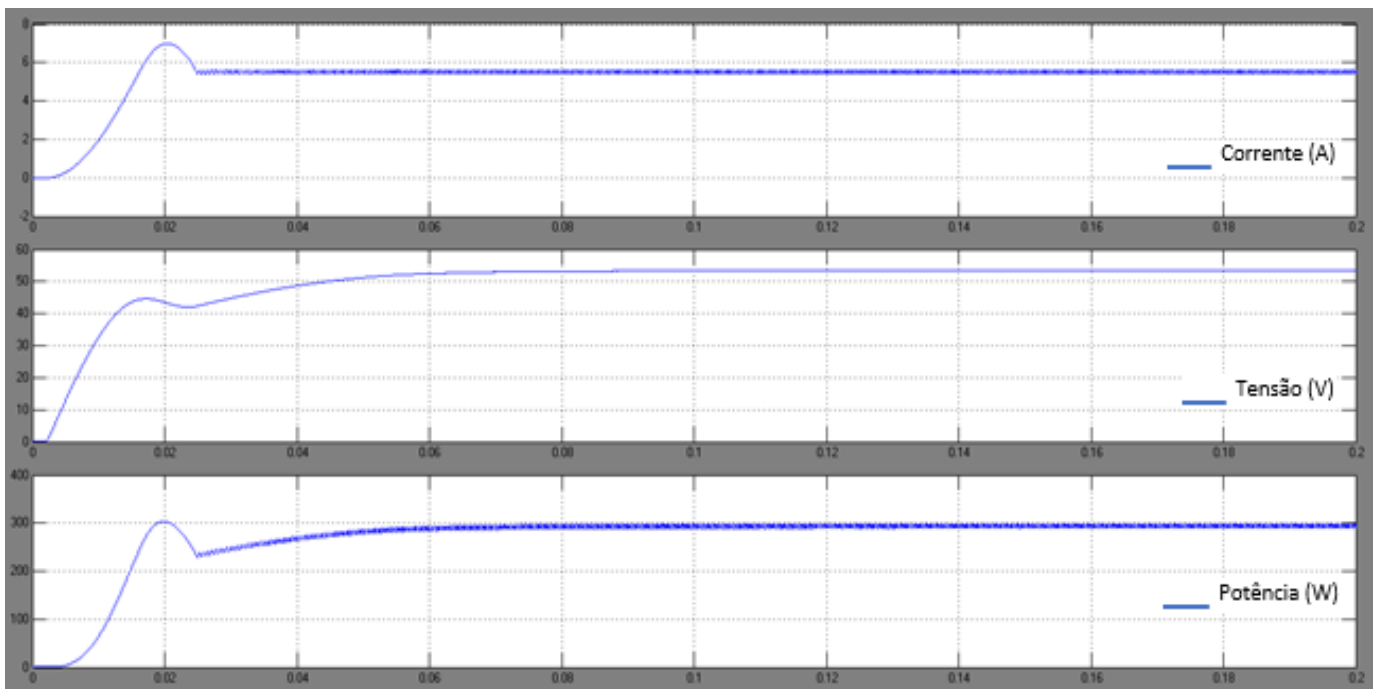


Figura 6.2.3 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (condições referência).

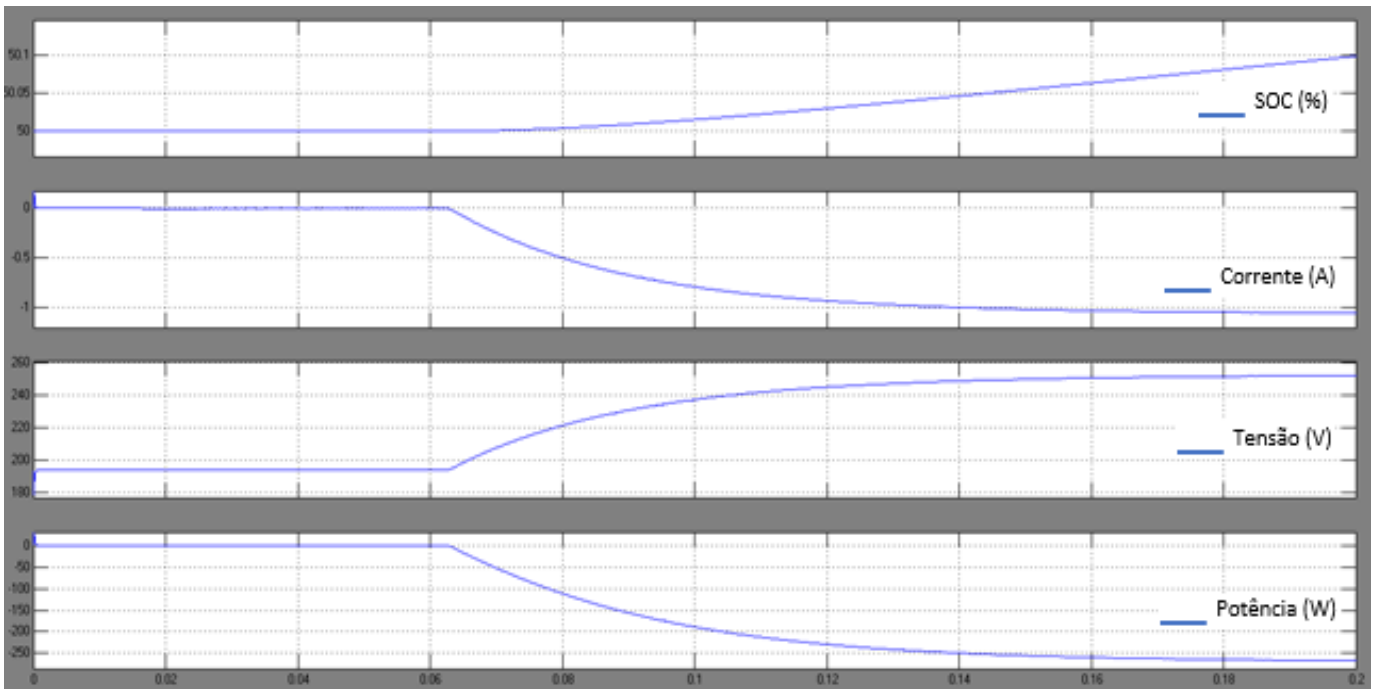


Figura 6.2.4 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (condições referência).

Observando as curvas anteriores podemos dar como validado o funcionamento do sistema de conversão 2, pois a potência que será entregue à bateria ( $\pm 270$  W) é muito próxima da que é gerada aos terminais do painel fotovoltaico (300 W). Partindo desse princípio realizou-se as simulações que mais se aproximam da realidade, alcançando as seguintes curvas para aquele que seria o mês mais favorável.

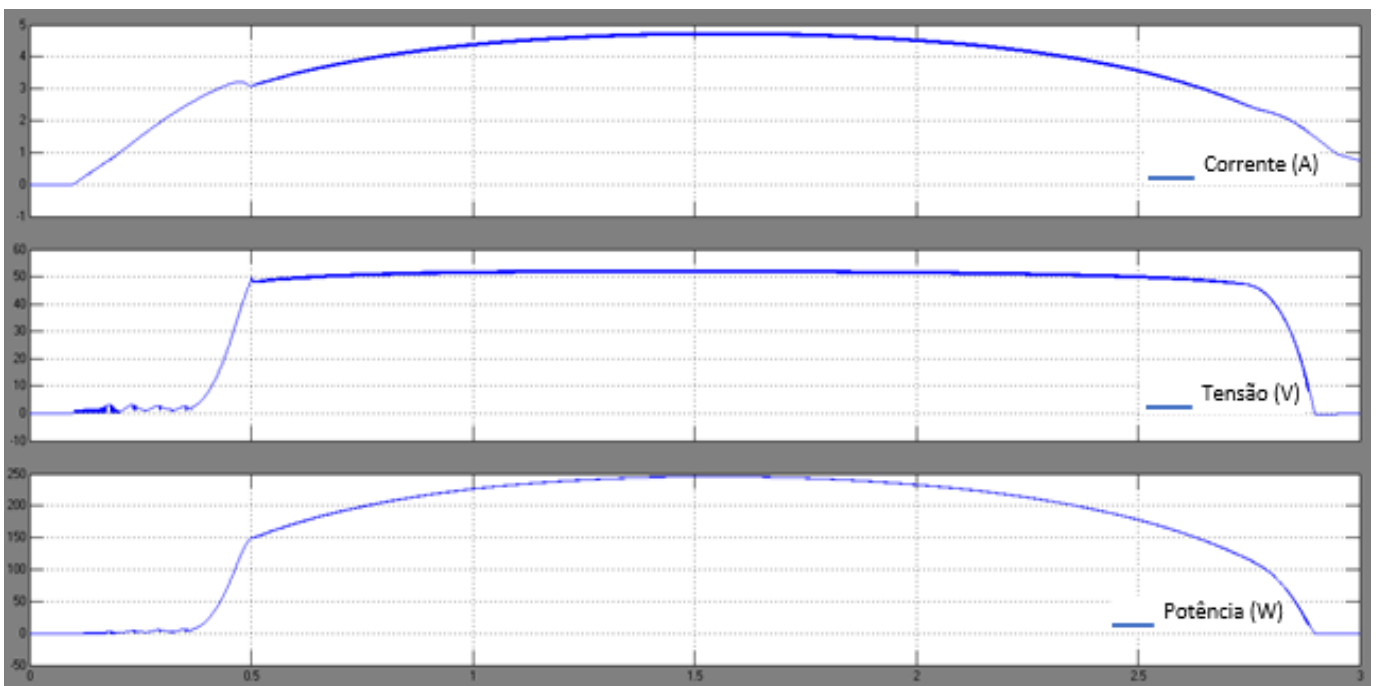


Figura 6.2.5 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (mês julho).

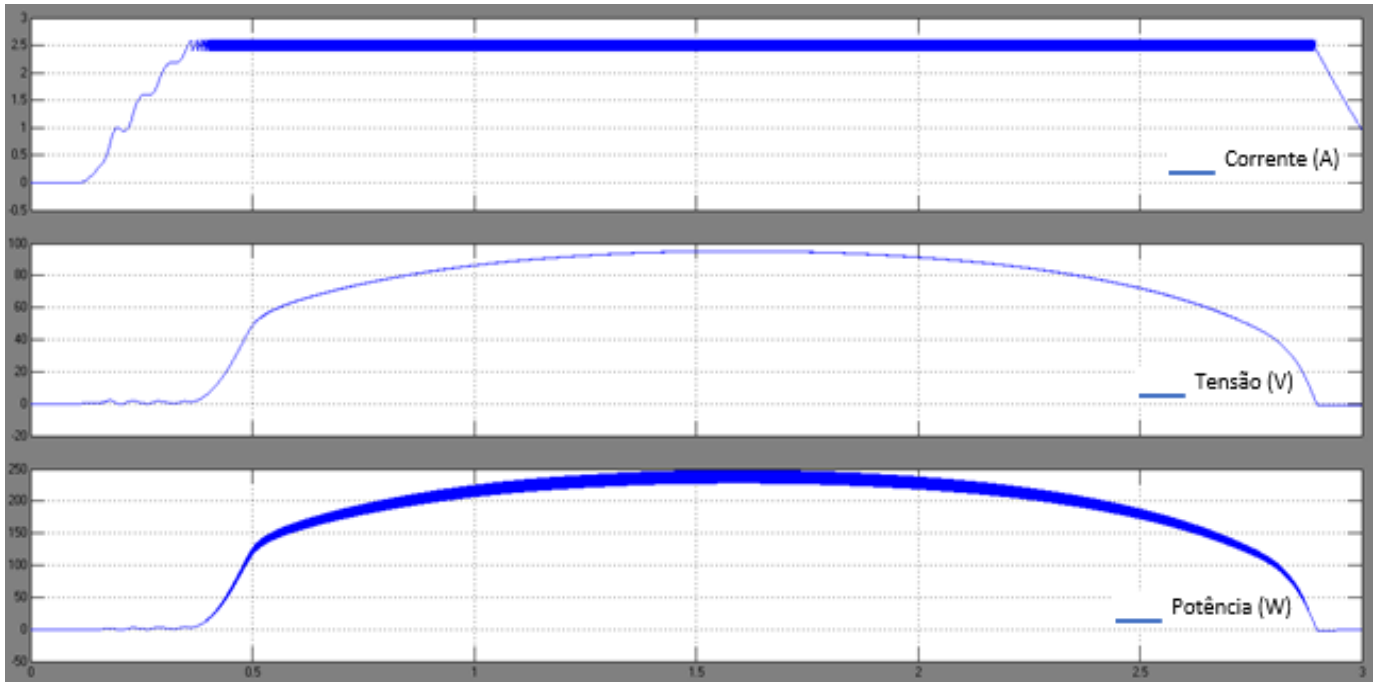


Figura 6.2.6 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (mês julho).

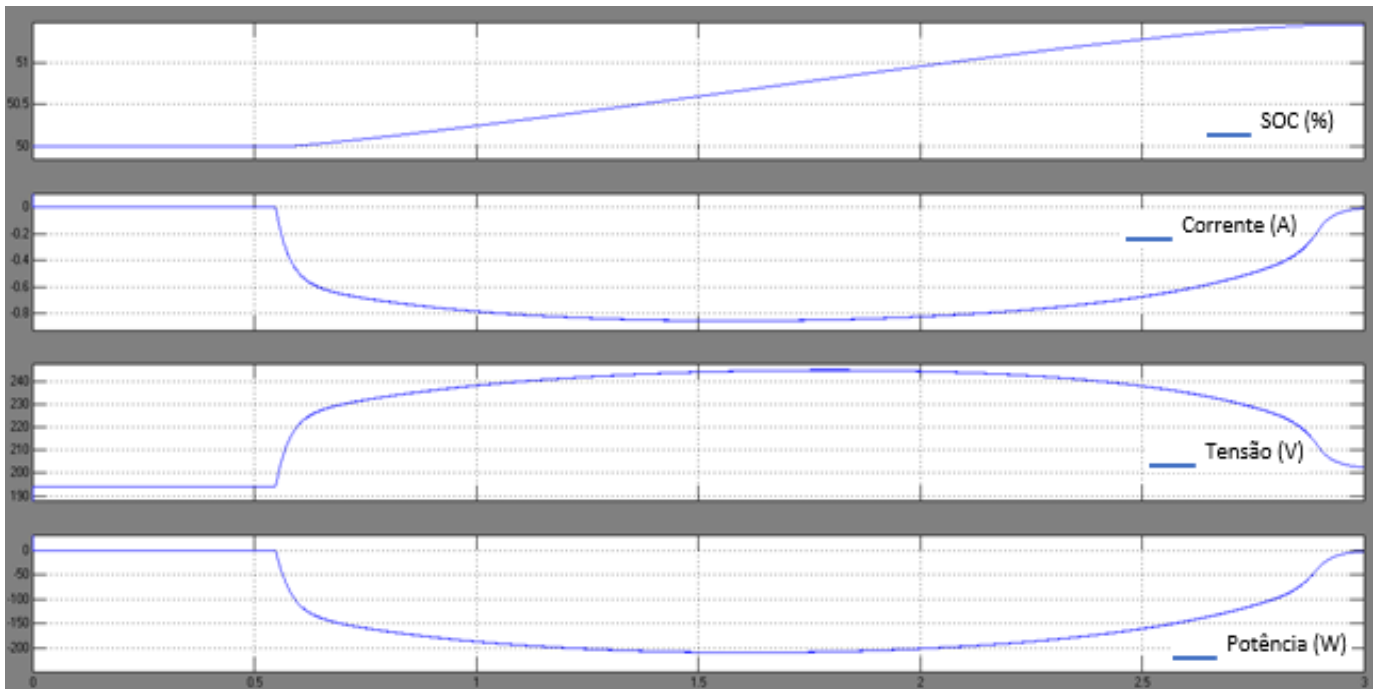


Figura 6.2.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (mês julho).

Com a implementação deste sistema de conversão verifica-se que existe uma maior discrepância entre a potência gerada pelo painel (250 W) e a potência disponibilizada pelo conversor elevador 2 que será entregue à bateria (210 W), contudo a corrente entregue à bateria atinge praticamente os mesmos valores, sendo o pico máximo de sensivelmente 0,85A. A diferença

significativa está no tempo em que a bateria se encontra a carregar (de 0,55 a 2,85, ou seja 11 horas e meia) que é bastante superior.

As figuras que se seguem correspondem às simulações para a situação que será a mais desfavorável, ou seja para o mês com os valores médios de radiação solar mais baixos, nomeadamente o mês de dezembro.

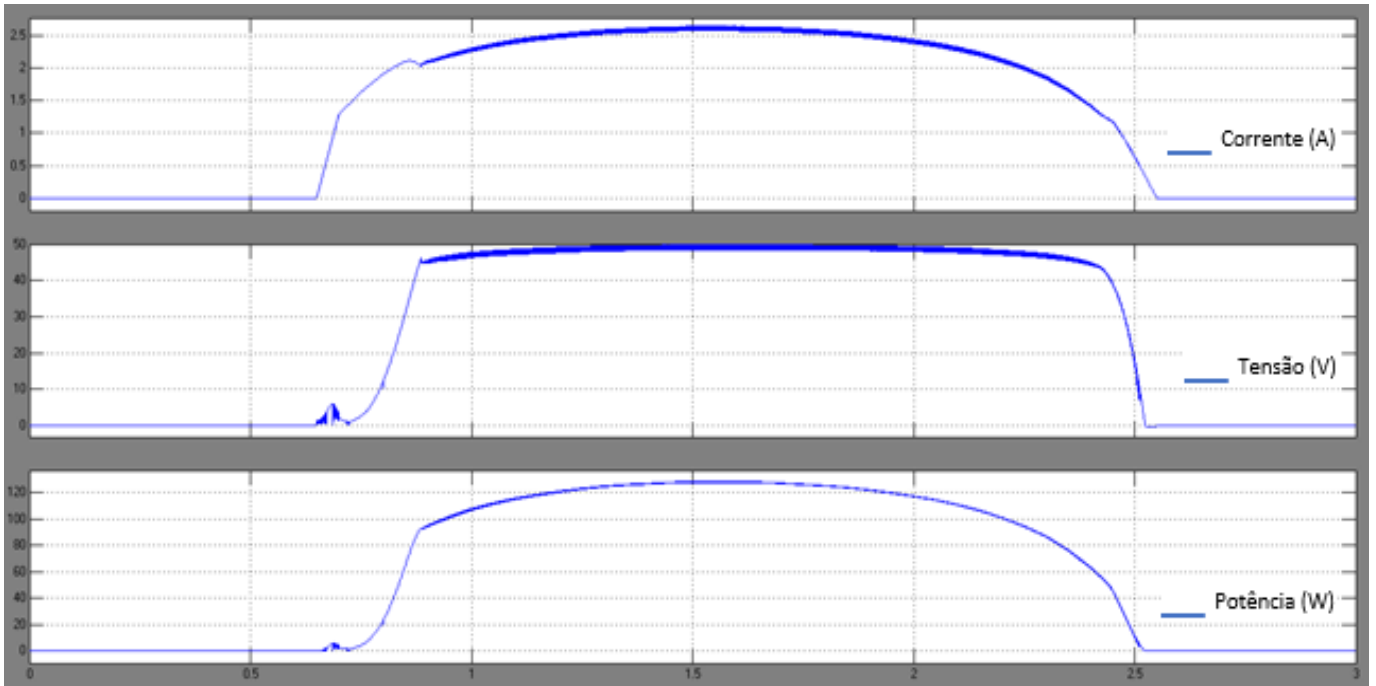


Figura 6.2.8 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 2 (mês dezembro).

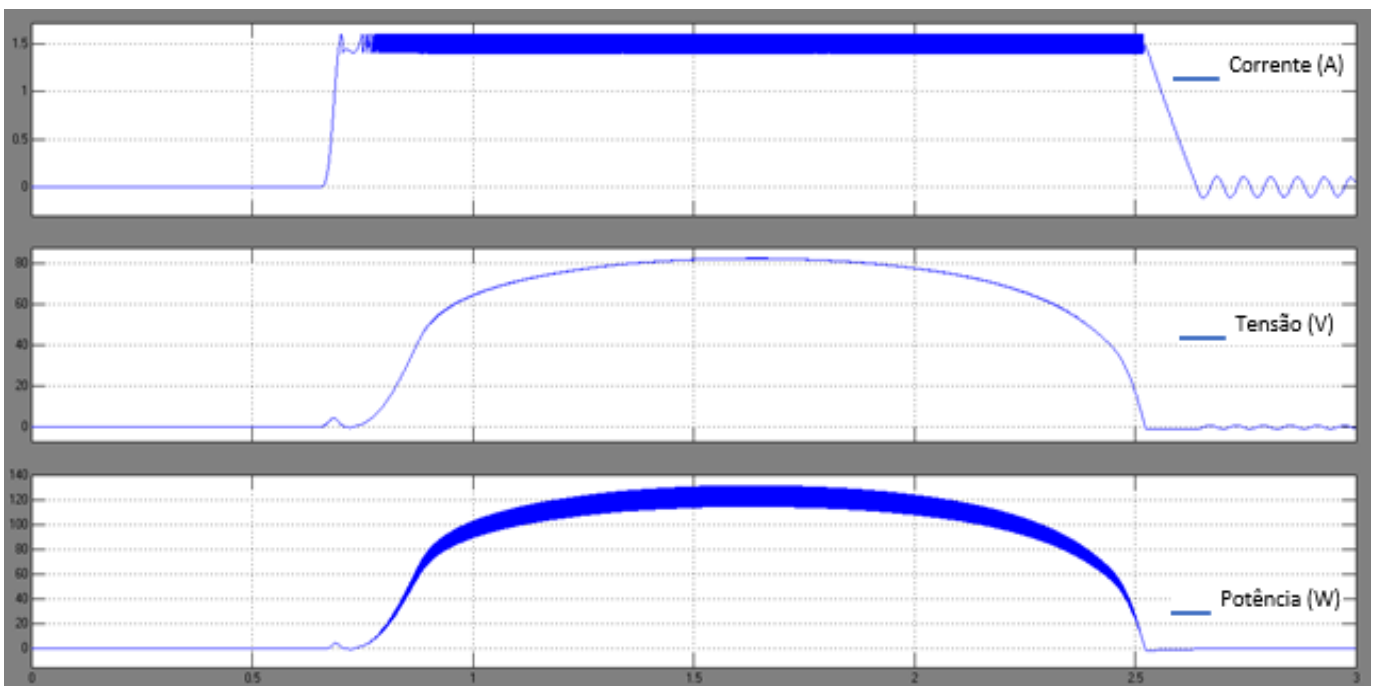


Figura 6.2.9 – Curvas à saída do conversor elevador 1 do sistema de conversão 2 (mês dezembro).

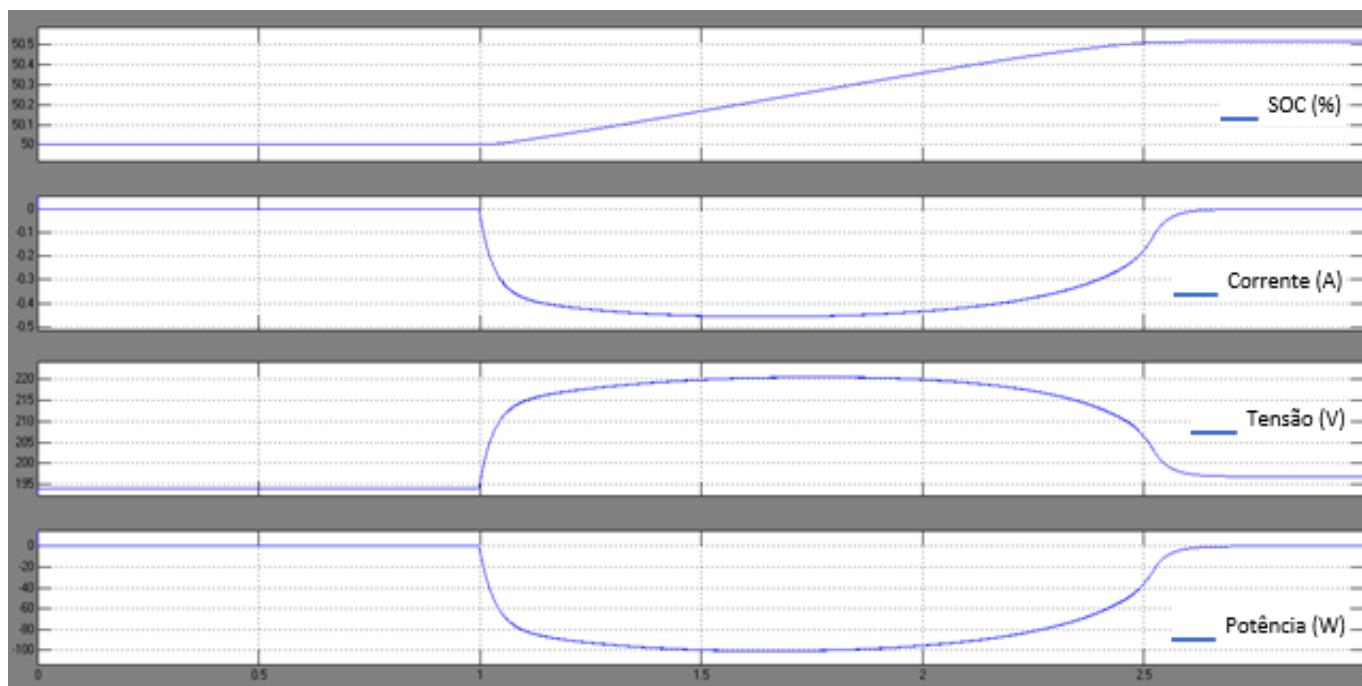


Figura 6.2.10 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 2 (mês dezembro).

Nesta simulação, tal como esperado, os valores de potência são mais baixos, assim como o período em que esta é gerada, sinal dos menores dias de radiação solar proveniente do mês de dezembro. O valor da potência máxima incutida aos terminais da bateria será de 100 W e o seu período de carregamento está compreendido entre 1 e 2,6 segundos (8 horas).

Comparando este sistema de conversão com o anterior (subcapítulo 6.1), verifica-se que as potências geradas e por sua vez entregues à bateria têm valores significativamente mais baixos, em contra partida, devido ao método de controlo MPPT, consegue entregar essa potência em períodos de tempo mais longos, pois mesmo para pequenos valores de corrente produzida pelo painel o controlador tem uma melhor resposta, procurando sempre o ponto de máxima potência entre a conciliação da tensão com a corrente gerada.

### 6.3 Sistema de Conversão 3

Neste ensaio o sistema global é composto pelo painel fotovoltaico, o sistema de conversão de potência e pelo sistema de armazenamento. Em que o sistema de conversão de potência tem implementado um conversor quadrático (Anexo G), o método de controlo que lhe está associado é uma junção do MPPT com o de tensão (Anexo J). Onde para valores de tensão de saída inferiores ao valor de referência ( $V_{ref}=V_{m\acute{a}x}$ ) pretendido estará a ser aplicado o método de controlador MPPT, caso a tensão de saída seja superior ao valor de referência o controlador que se encontra em funcionamento é o de tensão. Com a junção destes dois métodos de controlo optou-se por

implementar apenas um integrador para os dois controlos, isto porque se tivéssemos dois integradores a funcionar constantemente, no momento da transição entre eles, surgiria sobretensões na tensão de saída.

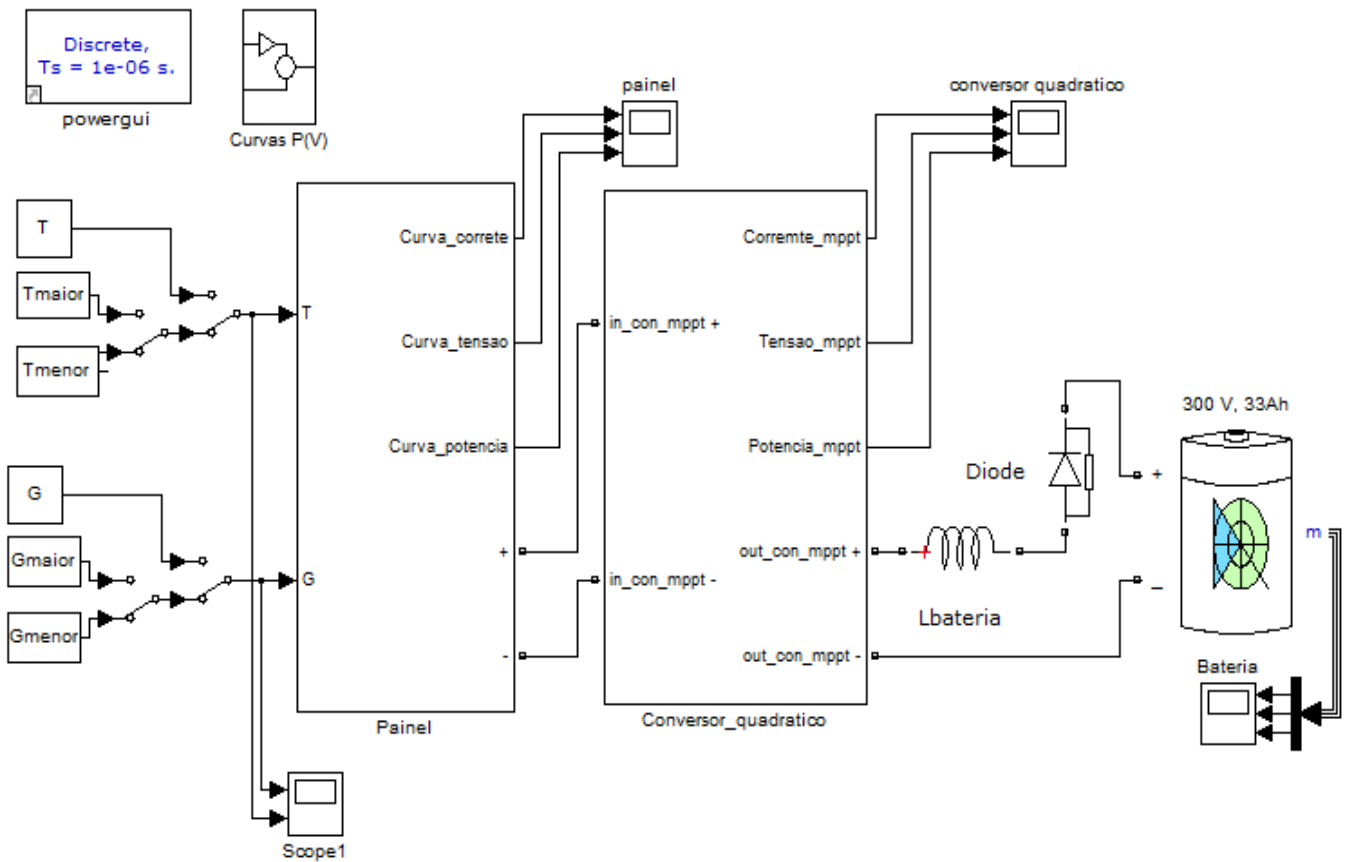


Figura 6.3.1 – Sistema global do sistema de conversão 3.

Neste sistema global, mais concretamente no controlo do conversor quadrático, em que lhe foi associado o controlo PI com sistema de anti embalamento (suspensão da ação integral), foram realizadas diferentes simulações de modo a determinar o valor dos parâmetros do controlador PI que nos parecessem mais indicados, ficando pelas seguintes atribuições:

Parâmetro	Controlo conversor quadrático
Ki	400
Kp	30
Kw	0,02

Tabela 6.3.1 – Controlo PI com suspensão da ação integral do sistema de conversão 3.

Tal como referido nos subcapítulos anteriores as simulações impostas neste sistema de conversão serão exatamente as mesmas que foram realizadas nos sistemas de conversão anteriores.

Em que começamos por certificar-nos que o sistema está em pleno funcionamento, impondo as condições de referência, donde resultaram as curvas seguintes.

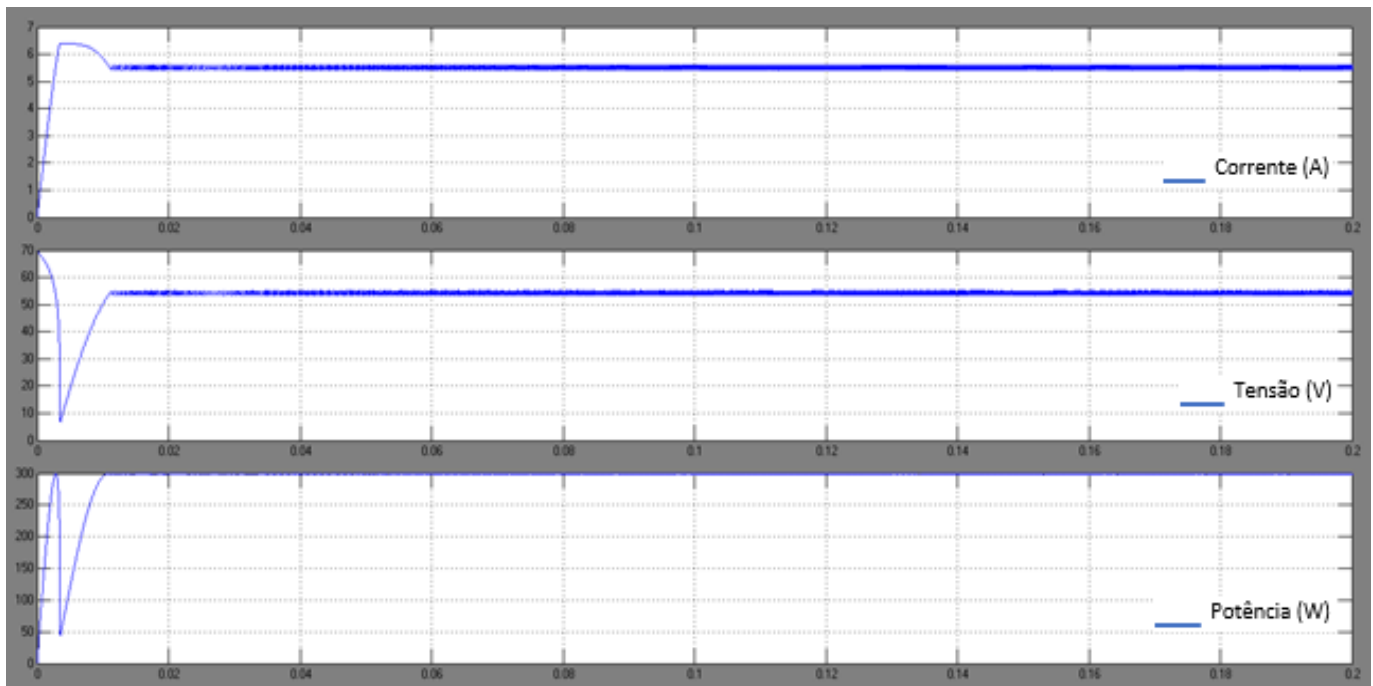


Figura 6.3.2 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (condições referência).

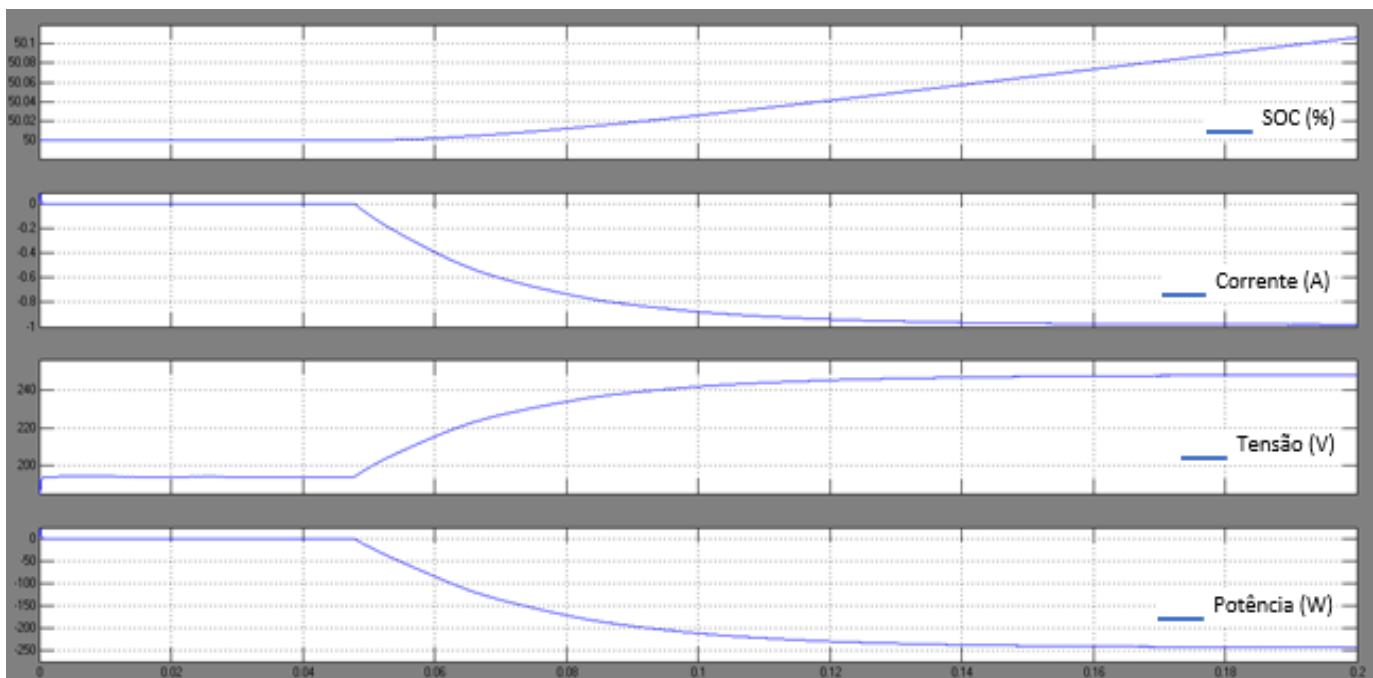


Figura 6.3.3 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (condições referência).

Conforme se pode observar pelas curvas anteriores o sistema de conversão 3 encontra-se a funcionar, onde se tem uma potência gerada pelo painel fotovoltaico de 300 W e por sua vez à saída

do conversor quadrático temos 245 W, potência essa que será entregue à bateria. Sendo assim passaremos a aplicar os dados de entrada para as simulações que se seguem, para podermos ter uma noção da sua verdadeira funcionalidade e para que possamos verificar qual o sistema de conversão que apresenta melhor rendimento, em que começamos por determinar as curvas para o mês mais favorável.

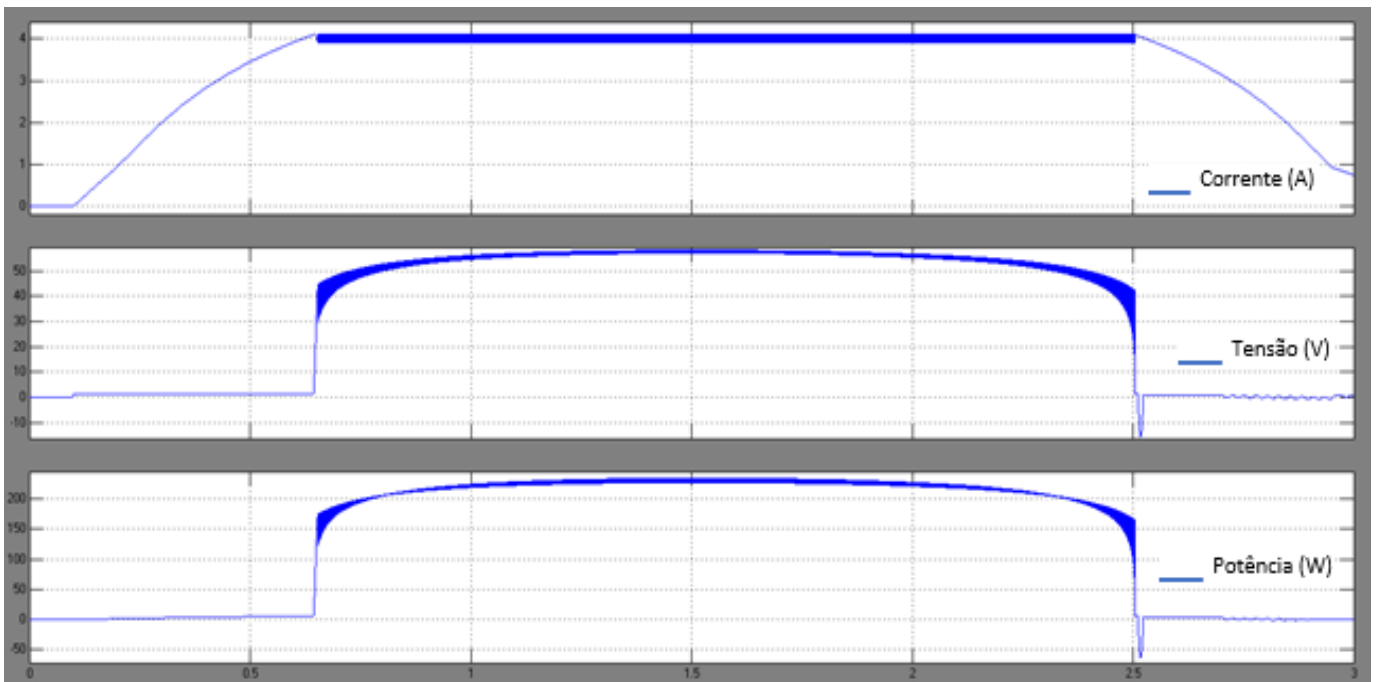


Figura 6.3.4 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (mês julho).

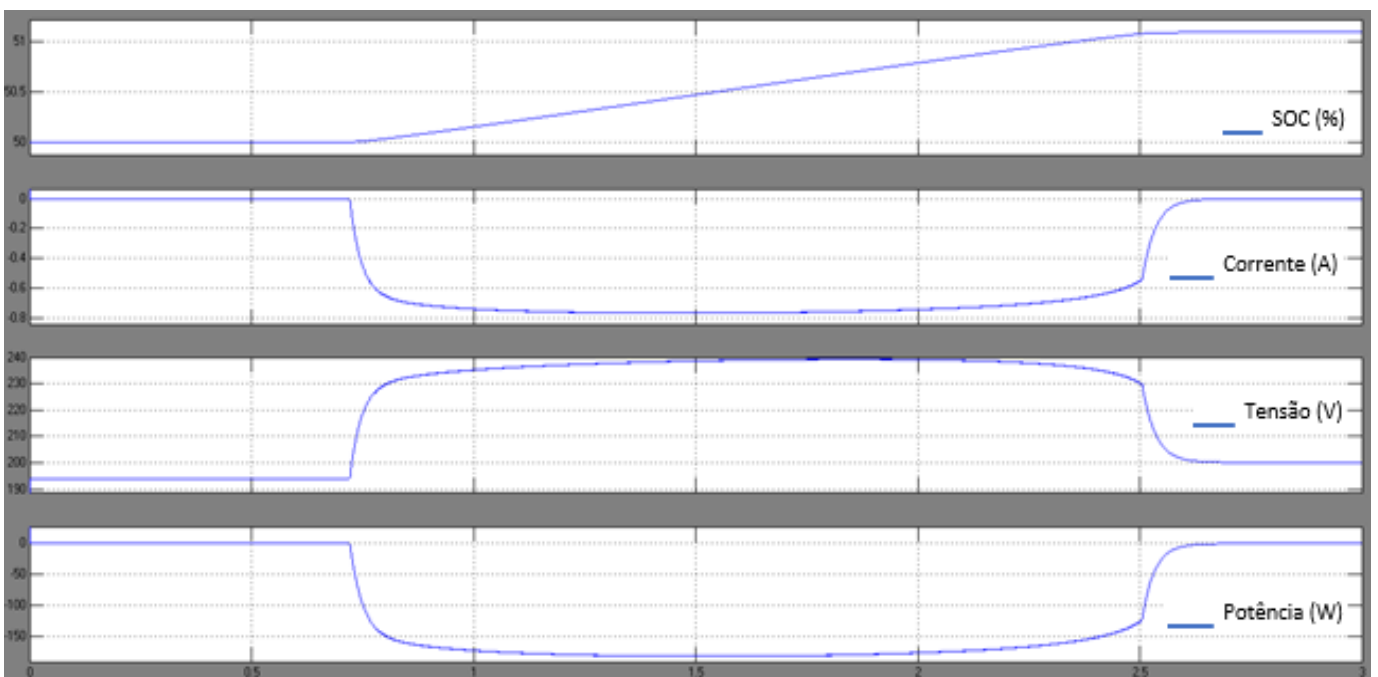


Figura 6.3.5 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (mês julho).

Analisando as figuras anteriores, verificamos que potência máxima obtida é próxima de 195 W, o que demonstra a existência de perdas significativas tendo em conta a potência gerada pelo painel (245 W) e os sistemas anteriores (devido ao maior número de elementos na sua constituição), relativamente à corrente o seu valor predominante ronda 0,75 A, o que não difere muito dos sistemas anteriores. Quanto ao período de carregamento da bateria (0,72 a 2,5, 8 horas e 54 minutos) verifica-se que este diminuiu em relação ao sistema de conversão 2, pois este sistema não permite o controlo simultâneo do MPPT e do de tensão.

O passo seguinte será efetuar a simulação para aquele que se considera o pior mês, resultando as curvas que se seguem.

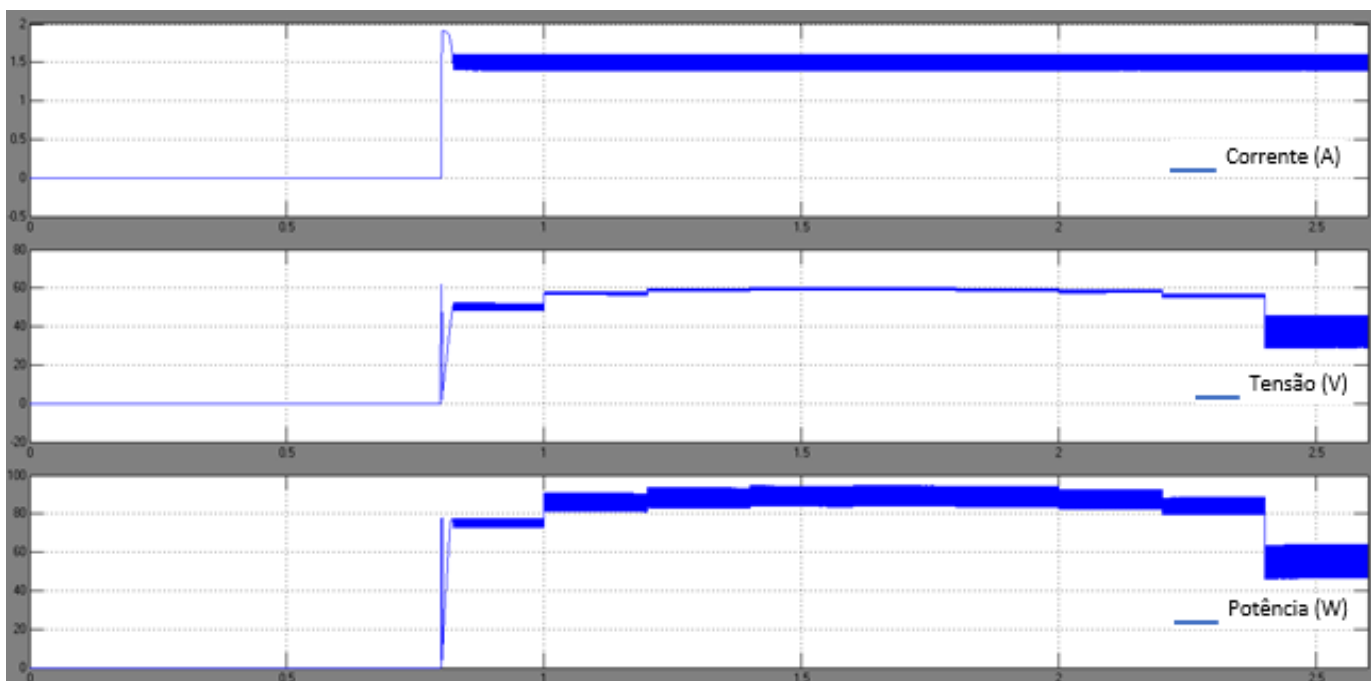


Figura 6.3.6 – Curvas à saída do painel fotovoltaico do sistema de conversão 3 (mês dezembro).

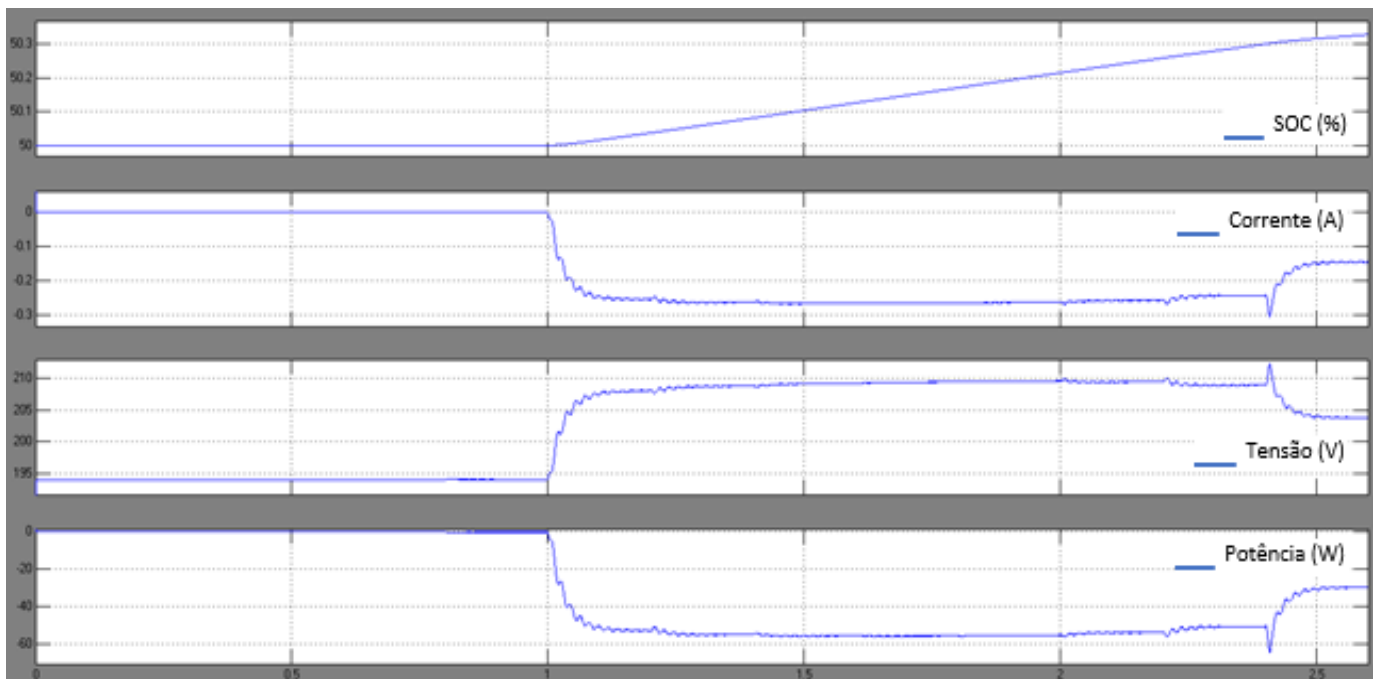


Figura 6.3.7 – Curvas à saída da bateria no sistema de conversão 3 (mês dezembro).

Esta simulação foi encurtada no que diz respeito ao tempo de simulação, pois a partir dos 2,6 segundos ocorria um erro no integrador pertencente ao PI do controlador, esse erro dá-se devido à radiação solar a partir desse momento ser nula, o que implicaria que as curvas tenderiam para zero. Tendo em conta esse fator podemos analisar normalmente as curvas obtidas até ao valor descrito, onde observamos que a potência gerada anda na casa dos 90 W e a potência fornecida à bateria é cerca de 56 W, isto no que se refere aos valores máximos atingidos. Ou seja, neste sistema a potência entregue à bateria atinge valores muito reduzidos em comparação com os outros sistemas, a corrente proveniente do conversor que será entregue à bateria tem como registo máximo 0,27 A, o que não é favorável para o carregamento da bateria, originando uma ascensão muito lenta do SOC e o tempo de carga correspondente à simulação é de 8 horas.

## 7. Implementação Laboratorial – Conversor Quadrático

Neste capítulo será descrito o processo referente à implementação do protótipo laboratorial do conversor elevador quadrático, sendo o único conversor aplicado no sistema de conversão 3 e o que demonstrou um comportamento similar aos outros sistemas de conversão, com a particularidade de utilizar um só interruptor comandado. A implementação baseia-se exclusivamente no sistema de conversão (conversor quadrático), onde na entrada substituímos o painel fotovoltaico por uma fonte de tensão regulável e na saída aplicamos uma resistência de carga.

No que diz respeito aos ensaios do modelo laboratorial serão realizados para cadeia aberta, onde se aplicará um fator de ciclo constante, e para cadeia fechada, em que neste caso o fator de ciclo será controlado pelo método PWM através do controlador digital de sinal *dSPACE*, com base no modelo de simulação criado em Matlab/Simulink.

### 7.1 Dimensionamento do Protótipo Experimental

Tendo em conta os níveis de tensão e corrente que poderíamos trabalhar no laboratório, bem como os componentes que se encontravam à nossa disposição, teve-se de realizar uma nova parametrização do conversor quadrático consoante as condições que o laboratório nos proporcionava. Inicialmente com ajuda do código Matlab, utilizado para as simulações do subcapítulo 6.3, foi-se aplicando níveis de tensão de entrada e de saída até se obter valores próximos dos componentes disponíveis em laboratório, onde se selecionou 10V para a tensão de entrada ( $U$ ) e 50V para a tensão de saída ( $V_o$ ), sendo a corrente de entrada ( $I$ ) limitada a 2A. Aplicando estes valores às equações do dimensionamento do conversor quadrático, obtém-se os seguintes parâmetros:

$$\delta = 1 - \sqrt{\frac{U}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{10}{50}} = 0,553 \quad (4.1.30)$$

$$I_o = I(1 - \delta)^2 = 2(1 - 0,553)^2 = 0,4 \text{ [A]} \quad (4.1.31)$$

$$R_o = \frac{1}{(1-\delta)^2} \frac{U}{I_o} = \frac{1}{(1-0,553)^2} \frac{10}{0,4} = 125,12 \text{ [\Omega]} \quad (4.1.32)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = \frac{U\delta}{\Delta i_{L1} f_s} = \frac{10 \times 0,553}{0,2 \times 10000} = 0,0028 = 2.8 \text{ [mH]} \\ L_2 = \frac{U\delta}{(1-\delta)\Delta i_{L1} f_s} = \frac{10 \times 0,553}{(1-0,553) \times 0,2 \times 10000} = 0,0062 = 6.2 \text{ [mH]} \end{array} \right. \quad (4.1.35)$$

$$C_o = \frac{U\delta}{(1-\delta)^2 R_o \Delta v_o f_s} = \frac{10 \times 0,553}{(1-0,553)^2 \times 125,12 \times 0,2 \times 10000} = 110,6 \text{ [\mu F]} \quad (4.1.37)$$

$$C_1 = \frac{\delta U}{(1-\delta)\Delta v_{C1} R_o f_s} = \frac{0,553 \times 10}{(1-0,553) \times 0,2 \times 125,12 \times 10000} = 49,44 \text{ [\mu F]} \quad (4.1.40)$$

Após determinadas as grandezas anteriores, selecionamos os respectivos componentes para a elaboração do modelo experimental do conversor quadrático.

Componente	Calculado	Implementada
Bobine $L_1$	2,8 mH	1 mH
Bobine $L_2$	6,2 mH	4 mH
Condensador $C_1$	49,44 $\mu\text{F}$	47 $\mu\text{F}$
Condensador $C_0$	110,6 $\mu\text{F}$	100 $\mu\text{F}$
Resistência de Carga $C_0$	125,12 $\Omega$	150 $\Omega$

Tabela 7.1.1 – Parâmetros do protótipo laboratorial do conversor quadrático.

## 7.2 Elementos do Protótipo Laboratorial

Visto termos determinado as grandezas dos parâmetros do conversor quadrático fomos à procura dos elementos que nos ofereciam essas capacidades, em que no caso da resistência de carga utilizámos dois reóstatos de 100 $\Omega$  cada em série (figura 7.2.1 (a)), da RHEOSTAT MV 1955, duas indutâncias, uma de 1 e outra de 4 mH (figura 7.2.1(b)), e dois condensadores eletrolíticos de 100V, com uma capacidade de 47 e de 100  $\mu\text{F}$ .

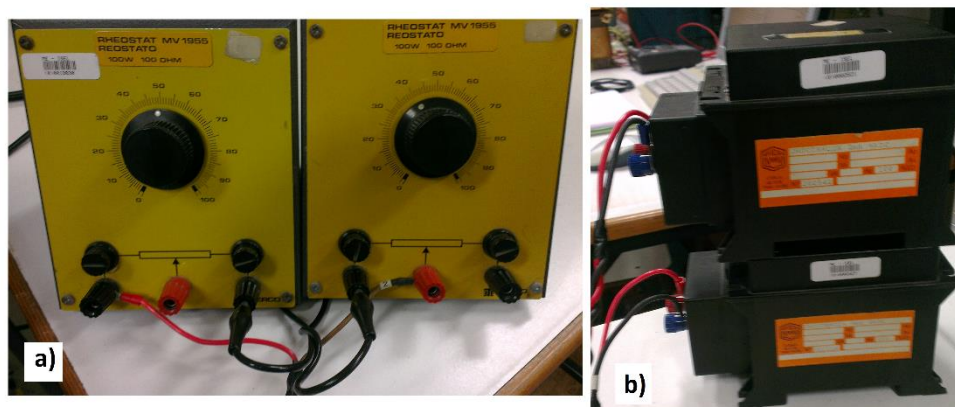


Figura 7.2.1 – a) Resistência de carga e b) bobines do protótipo laboratorial.

Os díodos utilizados na montagem do modelo laboratorial foram os díodos rápidos VS-20ETF (TO-220AC) de 20A (Anexo L), quanto ao MOSFET aplicado foi o IRFP460 (Anexo M), em que o sinal imposto na gate, proveniente do modulador PWM do DSP, passará primeiro pelo optoacoplador TLP351 (Anexo N), como elemento de proteção, e por uma resistência de 2,1K $\Omega$  de modo a limitar a corrente na gate. Os elementos mencionados neste parágrafo foram montados numa placa de circuito impresso pré-furada (figura 7.2.2) e ligados por cabos multifilares aos componentes que foram referidos no início deste capítulo, bem como, às fontes de tensão (figura 7.2.3).

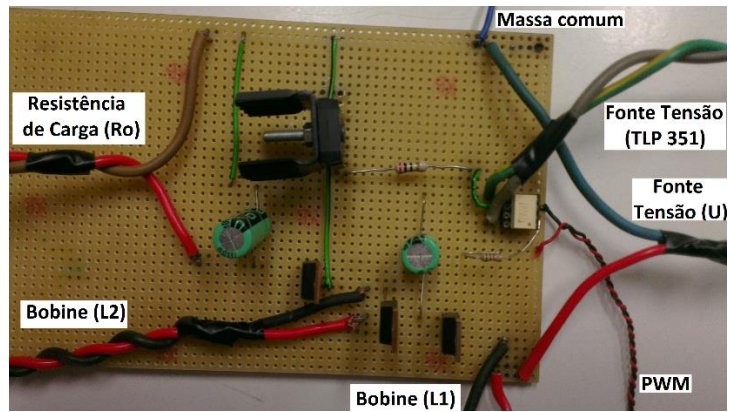


Figura 7.2.2 – Placa de circuito impresso do protótipo laboratorial.

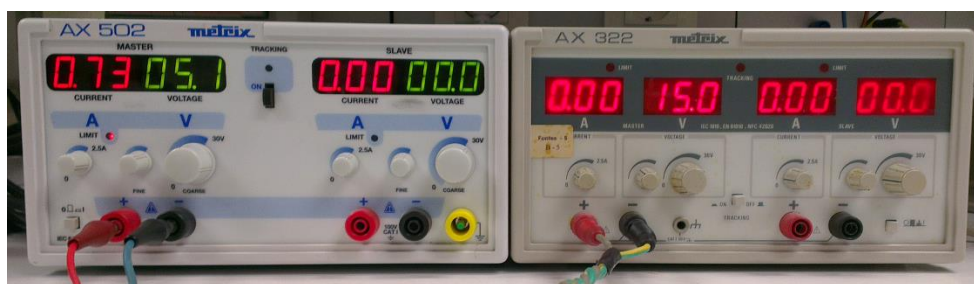


Figura 7.2.3 – Fontes de tensão.

Relativamente aos transdutores de corrente e de tensão utilizados, os quais irão fornecer os respetivos dados de leitura ao DSP, foi utilizado uma pinça amperimétrica E3N da CHAUVIN ARNAUX (figura 7.2.4 (a)) no de corrente e no de tensão, foi uma sonda de tensão ativa TT-SI 9001 da TESTEC (figura 7.2.4 (b)).



Figura 7.2.4 – a) Transdutor corrente, b) Transdutor tensão.

No que diz respeito às curvas obtidas que serão apresentadas nos respetivos ensaios foram capturadas por um osciloscópio digital Tektronix TDS2014 (figura 7.2.5), com ligação a um computador, para retirar as curvas em formato digital.

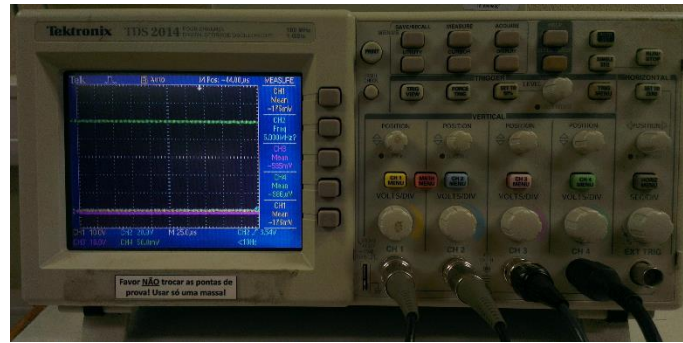


Figura 7.2.5 – Osciloscópio digital.

### 7.3 Controlo do Conversor

O passo seguinte passa pela elaboração do método de controlo do interruptor comandado (MOSFET), onde esse controlo para cadeia aberta consiste na aplicação de um fator de ciclo constante e para cadeia fechada será exclusivamente pelo controlo de tensão, com aplicação do método PWM. Em ambos os casos o sinal imposto ao interruptor irá ser proveniente do controlo digital de sinal *dSPACE*, o qual permite interligação com o *software* (Matlab/Simulink) utilizado para a simulação numérica, como exemplificado na ilustração seguinte.

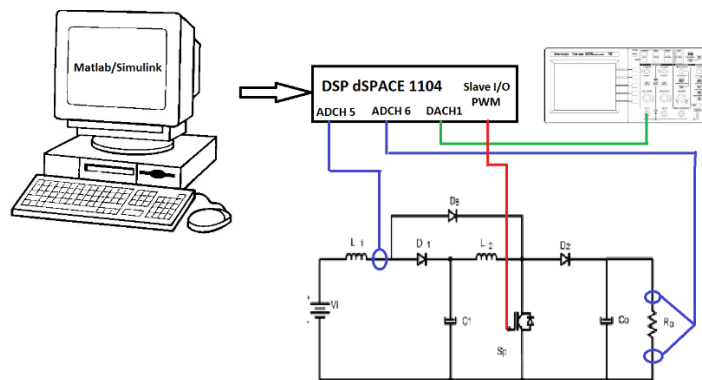


Figura 7.3.1 – Ilustração controlo do MOSFET.

Relativamente ao algoritmo de controlo implementado em Matlab/Simulink (figura 7.3.2) utilizará os blocos específicos para o DSP, que estão disponíveis na *Toolbox dSPACE RTI1104* do respetivo *software*, sendo constituído por um modulador PWM (DS1104SL\_DSP\_PWM) para gerar os sinais de comando do conversor, dois conversores analógico/digital (DS1104ADC\_C5 e DS1104ADC\_C6), que permitem converter os sinais analógicos dos transdutores de corrente e de tensão em sinais digitais. Será também aplicado um conversor digital/analgico (DS1104DAC\_C1), de modo a transformar a referência da tensão de saída num sinal analógico, ao qual permitirá a visualização deste no osciloscópio e comparar com o sinal de tensão efetiva medida em determinados

instantes. Os outros blocos representados no algoritmo de controlo são referentes ao controlo da tensão e da corrente, onde se irá obter o sinal de comando que entrará no modulador PWM, consoante os valores da corrente e tensão provenientes dos conversores analógico/digital. O modelo algoritmo implementado é o seguinte:

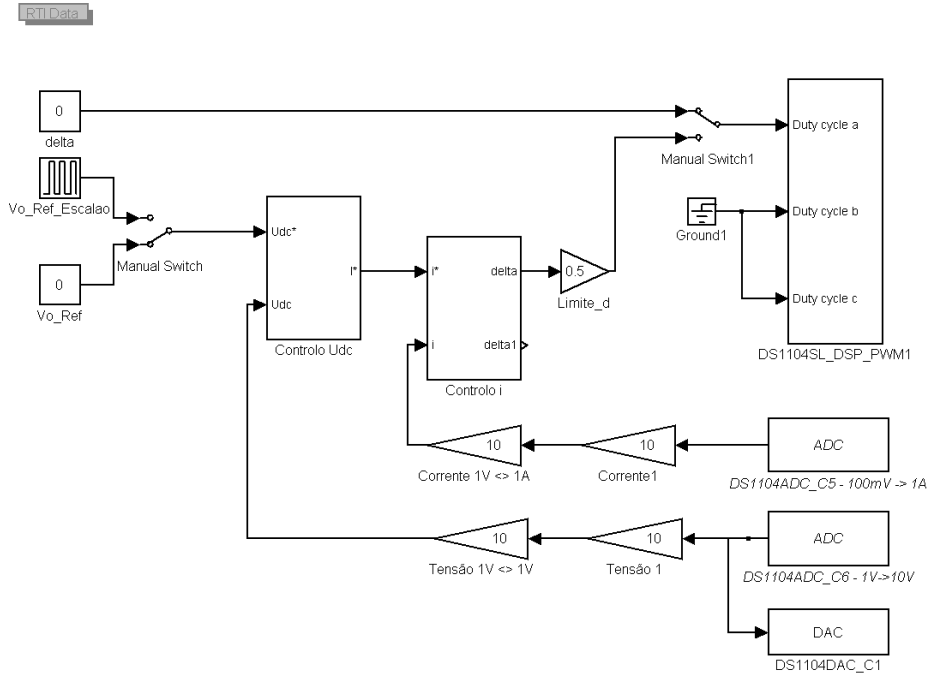


Figura 7.3.2 – Modelo Algoritmo de Controlo do Conversor Quadrático.

O bloco Controlo Udc representa o controlo da tensão de saída, através de um controlador PI, em que na saída deste iremos ter o sinal referente à corrente de referência que será pretendida na entrada do conversor. O ganho proporcional e integral do controlador PI é dado pelas equações de 4.2.7 a 4.2.13 (anteriormente determinadas).

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,71 \quad (4.2.7)$$

$$T_z = C_o R_o = 100 \times 10^{-6} \times 150 = 0,015 \text{ [s]} \quad (4.2.8)$$

$$a = 1 \quad (4.2.10)$$

$$G = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{10}{50} = 0,2 \quad (4.2.11)$$

$$T_d = \frac{\pi}{\omega d} = \frac{\pi}{\omega \cdot \sqrt{1-\xi^2}} = \frac{\pi \sqrt{L \cdot C_o}}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{\pi \sqrt{1 \times 10^{-3} \times 47 \times 10^{-6}}}{\sqrt{1-0,71^2}} = 9,7 \times 10^{-4} \text{ [s]} \quad (4.2.18)$$

$$T_p = 4\xi^2 a G R_o T_d = 4 \times 0,71^2 \times 1 \times 0,2 \times 150 \times 9,7 \times 10^{-4} = 0,06 \text{ [s]} \quad (4.2.9)$$

$$K_i = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{0,06} = 16,67 \approx 17 \quad (4.2.12)$$

$$K_p = \frac{T_z}{T_p} = \frac{0,015}{0,06} = 0,25 \quad (4.2.13)$$

Originando o seguinte bloco de controlo da tensão:

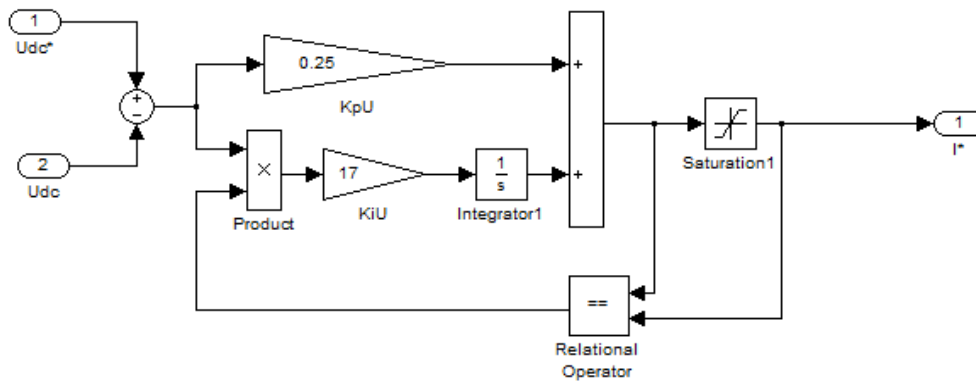


Figura 7.3.3 – Esquema de blocos com controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de tensão.

No caso do controlador de corrente (Controlo i) optou-se pela implementação de dois métodos, um controlador PI e um histerético, com o intuito de verificarmos em qual se obteria uma melhor resposta do conversor. Em relação ao controlador PI, os ganhos foram atribuídos arbitrariamente e posteriormente ajustados, em que os valores atribuídos para simulação foram de 0.05 para o ganho proporcional e de 0.5 para o integral. Sendo o bloco do controlo de corrente representado da seguinte maneira:

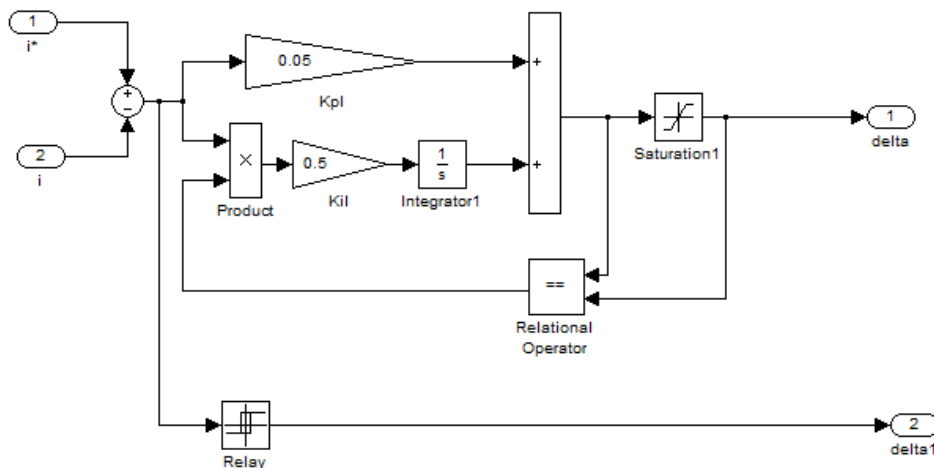


Figura 7.3.4 – Esquema de blocos com controlador proporcional integral com suspensão da ação integral para o controlo de corrente.

### 7.3.1 Comando Cadeia Aberta

Tal como se pode observar pela figura 7.3.2, uma das opções do sinal de controlo do conversor consiste na aplicação de uma constante na entrada do modulador PWM do DSP, constante essa que será o valor do fator de ciclo que será imposto na gate do MOSFET. Este comando tem essencialmente como finalidade a verificação da veracidade do funcionamento do modelo laboratorial, para que

possamos comprovar que os parâmetros determinados são adequados e possamos prosseguir com os restantes ensaios.

### 7.3.2 Comando Cadeia Fechada

Neste controlo teremos associados os controlos de tensão e de corrente, em que na saída do controlador de corrente teremos o sinal de comando que será entregue ao modulador PWM do DSP e este por sua vez irá devolver o sinal que será incutido na gate do MOSFET. É de referenciar que este controlo aplica-se em cadeia fechada, logo o valor do ciclo de trabalho ajusta-se consoante as grandezas que são lidas pelos transdutores de corrente e tensão que serão entregues aos respetivos controladores.

### 7.4 Simulação do Protótipo em Matlab/Simulink

Antes de se partir para o ensaio do modelo laboratorial, implementou-se esse mesmo modelo em Simulink (figura 7.4.1), onde poderíamos antecipar os resultados referente ao comportamento do conversor e comparar os resultados da simulação com os do ensaio. Os elementos aplicados na simulação terão os valores dos parâmetros anteriormente calculados ao longo do capítulo 7, tanto nos elementos constituintes do conversor como no que se refere ao controlo do MOSFET.

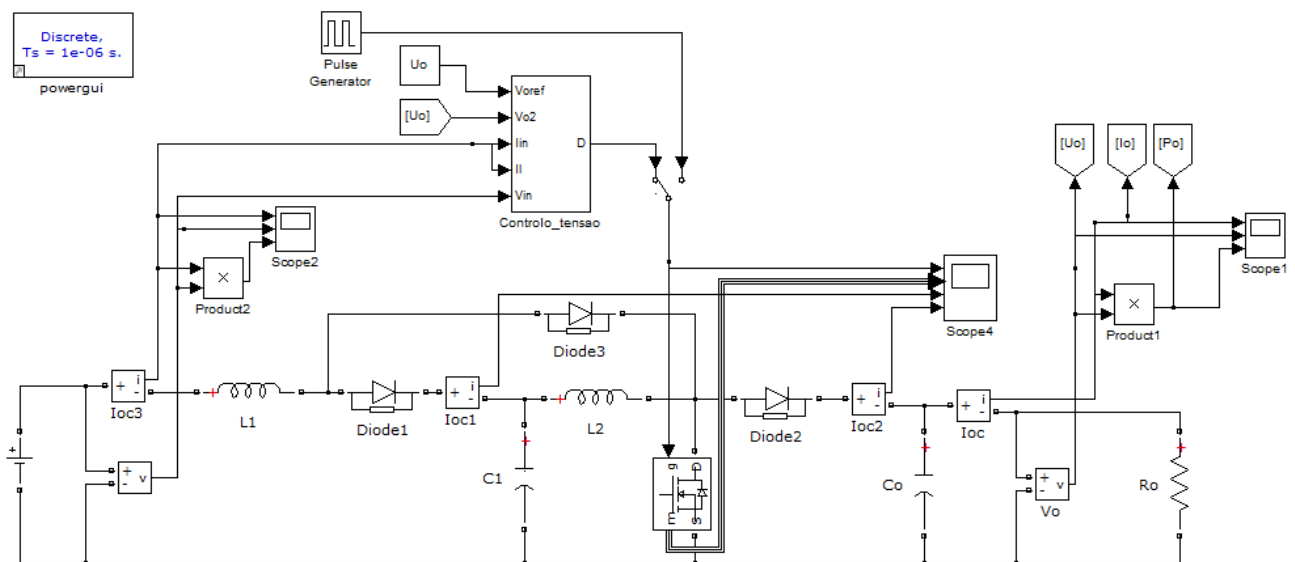


Figura 7.4.1 – Modelo do protótipo laboratorial em Matlab/Simulink.

Quanto ao bloco de controlo de tensão é contudo idêntico ao do algoritmo de controlo (figura 7.3.2), sendo que neste caso temos o controlo de tensão e de corrente no mesmo bloco, em que como

opção do controlador PI de corrente temos em paralelo o controlo histerético, tal como se pode verificar pela figura que se segue:

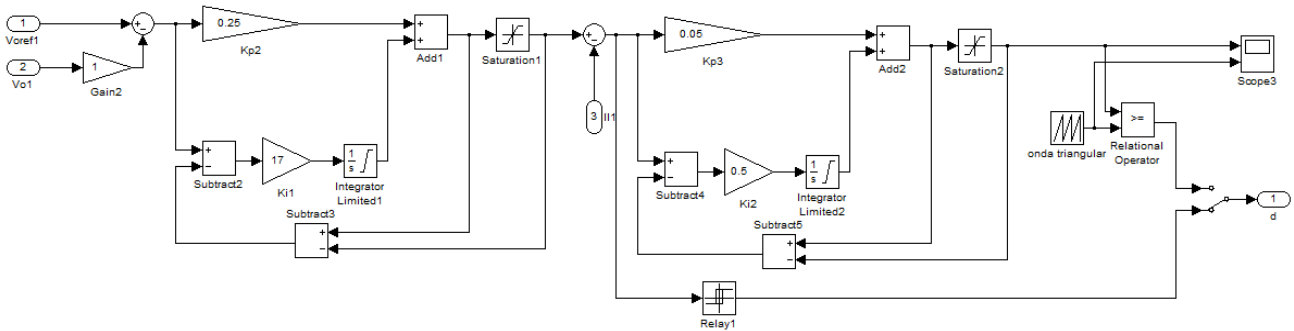


Figura 7.4.2 – Bloco de controlo do protótipo de simulação.

### 7.5 Ensaio do Protótipo Laboratorial

Depois de realizada a respetiva ligação dos elementos constituintes do conversor, que não se encontravam montados na placa de circuito impresso, dos aparelhos de medida e do *hardware* referente ao *dSPACE*, iniciou-se os ensaios do nosso modelo laboratorial, começando pelo ensaio em cadeia aberta (aplicação de um ciclo de trabalho constante) e posteriormente em cadeia fechada. Os parâmetros impostos, nomeadamente o ciclo de trabalho e a tensão de referência, serão alterados para os respetivos ensaios através do *controldesk* do *dSPACE* (figura 7.5.1).

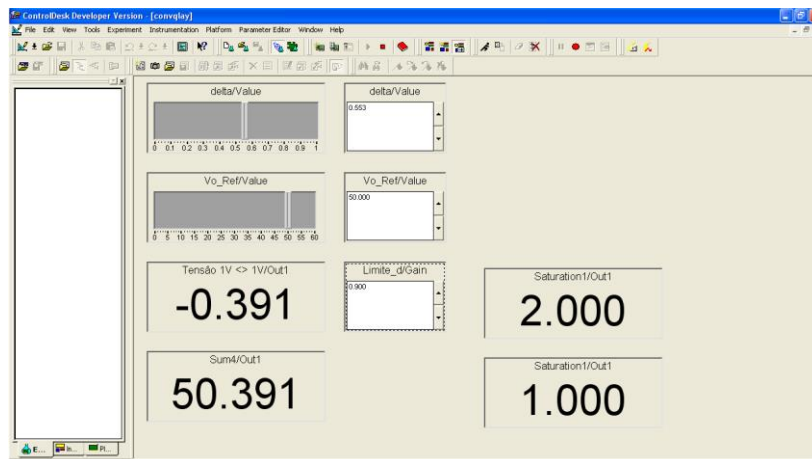


Figura 7.5.1 – Janela do ControlDesk associado ao dSPACE.

### 7.6 Resultados da Simulação e do Ensaio Laboratorial

Neste subcapítulo serão confrontadas as curvas provenientes da simulação do protótipo com as do ensaio laboratorial, sendo ambas efetuadas para as mesmas condições, de modo a compararmos os resultados obtidos. Tal como mencionado anteriormente as simulações efetuadas serão realizadas

em cadeia aberta, onde se aplicará um fator de ciclo constante na gate do MOSFET, e em cadeia fechada, utilizando o método de controlo PWM.

### 7.6.1 Resultados em Cadeia Aberta

No decorrer deste subcapítulo serão apresentadas os resultados referentes ao controlo em cadeia aberta, em que iniciámos com os parâmetros estabelecidos para o dimensionamento do protótipo laboratorial (tabela 7.6.1).

Imposto		Previsto	
Tensão Entrada (U)	Ciclo de Trabalho ( $\delta$ )	Tensão de Saída (Uo)	Corrente de Saída (Io)
10 V	0,553	50 V	0,4 A

Tabela 7.6.1 – Parâmetros do primeiro ensaio em cadeia aberta.

De onde resultaram as seguintes curvas:

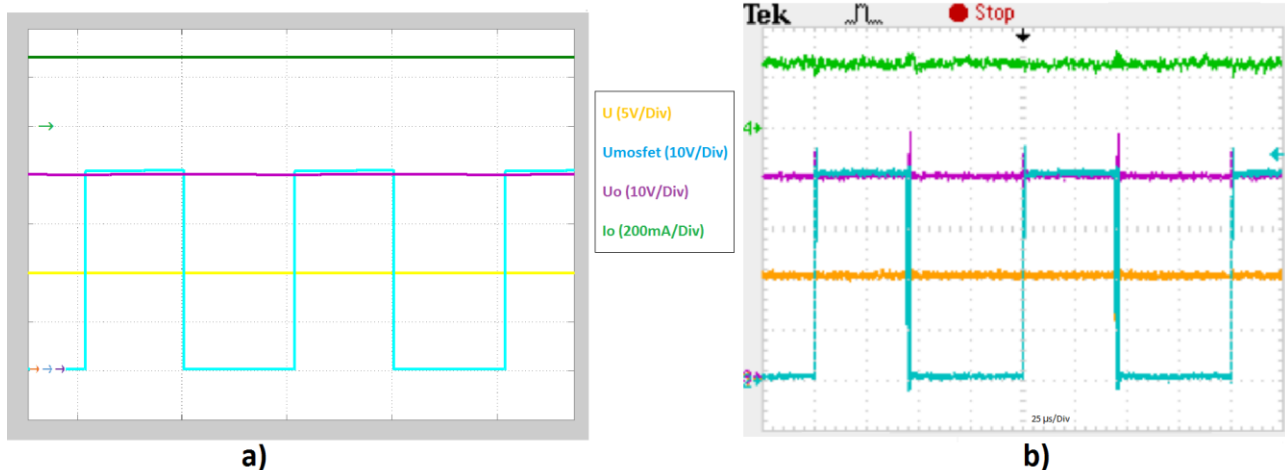


Figura 7.6.1 – Resultados do primeiro ensaio em cadeia aberta: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial.

Em análise aos resultados obtidos verifica-se que os valores são contudo semelhantes, no que toca ao valor das grandezas, sendo que relativamente ao ensaio laboratorial existe uma maior oscilação das grandezas em visualização, devido essencialmente às ligações dos diferentes componentes constituintes do conversor quadrático e do comportamento real do MOSFET, nomeadamente provocado pelas comutações do mesmo. Comparando o valor da tensão de saída (Uo) prevista com os valores provenientes da simulação e do ensaio do protótipo laboratorial regista-se uma diferença que ronda os 10V, isto porque, no dimensionamento do conversor não foi considerado qualquer tipo de perdas e os componentes aplicados na construção do conversor foram os que o

laboratório disponibilizava, com os valores das grandezas mais próximas dos valores determinados para o respetivo dimensionamento.

Visto a tensão de saída ( $U_o$ ) estar abaixo do valor estipulado no dimensionamento fez-se uns pequenos ajustes, inicialmente na tensão de entrada e posteriormente no valor do ciclo de trabalho aplicado. Sendo implementados os valores descritos na tabela 7.6.2 e de seguida efetuada a simulação e o ensaio laboratorial.

Imposto		Previsto	
Tensão Entrada (U)	Ciclo de Trabalho ( $\delta$ )	Tensão de Saída ( $U_o$ )	Corrente de Saída ( $I_o$ )
12,3 V	0,553	50 V	0,34 A

Tabela 7.6.2 – Parâmetros do segundo ensaio em cadeia aberta.

Dos resultados obtidos por simulação numérica e ensaios laboratoriais resultaram as respostas que se seguem:

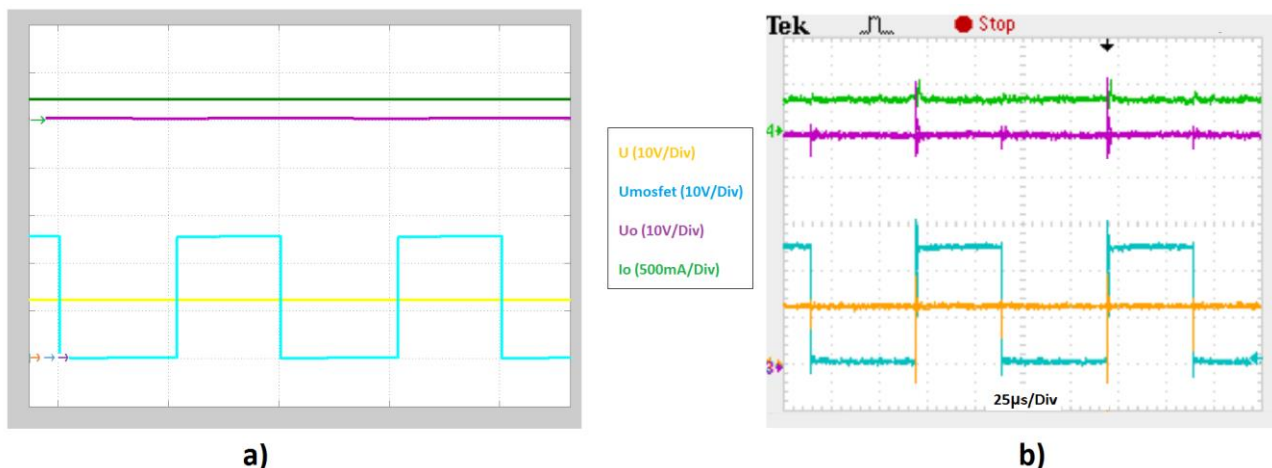


Figura 7.6.2 – Resultados do segundo ensaio em cadeia aberta: a) simulação numérica; b) ensaio laboratorial.

Como se pode observar, neste caso o valor da tensão de saída ( $U_o$ ) já atinge os 50V, em que para conseguirmos tal feito fomos aumentando gradualmente a tensão de entrada ( $U$ ) e registou-se o valor imposto na entrada, onde foi necessário uma tensão de entrada ( $U$ ) de 12,3V. Outra das soluções passaria por variar o ciclo de trabalho ( $\delta$ ) de modo a atingirmos a relação dimensionada, em que para esta situação mantinha-se os valores da tensão de entrada ( $U$ ) e saída ( $U_o$ ) que foram previamente estabelecidos no dimensionamento do conversor. Ou seja, depois de se ter realizado o ajuste do ciclo de trabalho ( $\delta$ ), alterando esse mesmo valor na simulação e no ensaio, chegou-se aos parâmetros apresentados na tabela 7.6.3 e que por sua vez vão dar origem às curvas representadas na figura 7.6.3.

Imposto		Previsto	
Tensão Entrada (U)	Ciclo de Trabalho ( $\delta$ )	Tensão de Saída ( $U_o$ )	Corrente de Saída ( $I_o$ )
10 V	0,63	50 V	0,4 A

Tabela 7.6.3 – Parâmetros do terceiro ensaio em cadeia aberta.

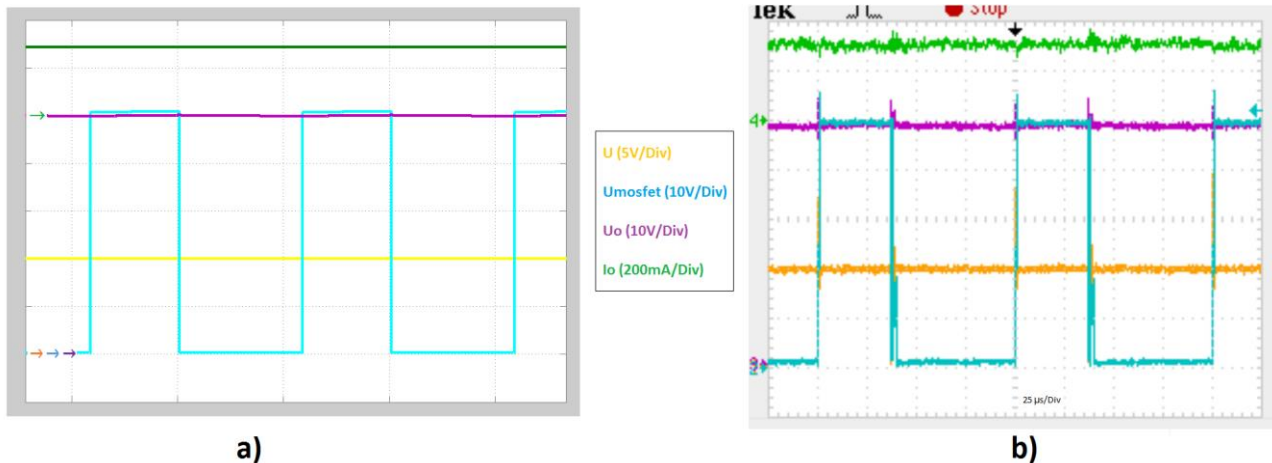


Figura 7.6.3 – Resultados do terceiro ensaio em cadeia aberta: a) simulação numérica; b) ensaio laboratorial.

Resumidamente verifica-se uma coerência entre a simulação e o ensaio do protótipo laboratorial, mesmo quando se tenta ajustar os parâmetros tidos em consideração nas simulações, de modo a obter os 50V na tensão de saída ( $U_o$ ). Quanto à diferença entre os valores determinados no dimensionamento e os do ensaio, seria possível anular essa discrepância, se tivéssemos tido em consideração as perdas existentes no circuito do conversor e os elementos aplicados na sua construção tivessem os valores exatos que foram determinados, sendo que esses valores deveriam ser calculados para um ciclo de trabalho ( $\delta$ ) próximo de 0,9, o qual representa uma relação de ganho mais elevada.

## 7.6.2 Resultados Cadeia Fechada

No seguimento do âmbito do subcapítulo anterior iremos realizar as simulações e os ensaios laboratoriais, mas desta vez referente ao controlo em cadeia fechada, através do método PWM. A lógica dos ensaios aplicados será idêntica à aplicada no subcapítulo anterior, em que iremos confrontar as simulações com os ensaios e realizar alguns ajustes de modo a chegar aos parâmetros pretendidos.

O primeiro ensaio baseia-se na aplicação dos parâmetros determinados inicialmente no dimensionamento do conversor quadrático, sendo eles:

Primeiro Ensaio em Cadeia Fechada		
Tensão Entrada (U)	Tensão Saída de Referência (Uref)	Tensão Saída (Uo)
10 V	50 V	50 V

Tabela 7.6.4 – Parâmetros do primeiro ensaio em cadeia fechada.

Como resultado do ensaio e simulação em causa foram extraídas as curvas que se seguem na figura abaixo.

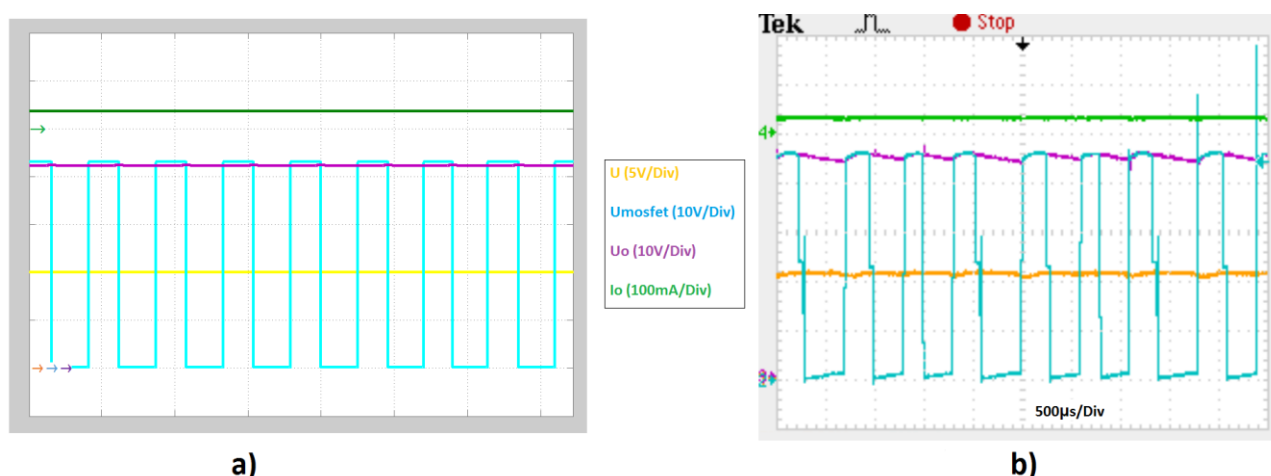


Figura 7.6.4 – Resultados do primeiro ensaio em cadeia fechada: a) simulação numérica; b) ensaio laboratorial.

Nesta figura verifica-se que no ensaio laboratorial o comportamento da tensão aos terminais do MOSFET (Umosfet) não é tão linear como o que se pode observar na simulação, sobretudo devido às influências dos restantes componentes do conversor e do controlo imposto, onde se conclui que nos extremos das fases de comutação existem as maiores oscilações das curvas, devido ao tempo de resposta em tempo real do conversor. Uma das soluções para obtermos uma maior definição das curvas seria um reajuste nos controladores PI implementados nos controladores de tensão e de corrente. Tal como já se tinha verificado em cadeia aberta os níveis da tensão de saída (Uo) do conversor estão abaixo do dimensionado (50V), em que para a simulação o nível atingido foi de 42,3V e para o ensaio laboratorial foi de 44,7V, esta diferença deve-se ao facto de o valor em causa ser o nível médio de tensão, o que é influenciado pelas sobrelevações da tensão nos extremos da fase de comutação.

O ensaio que se segue (segundo ensaio em cadeia fechada) foi efetuado após se ter ajustado o valor da tensão de entrada (U), com o intuito de atingir os 50V na tensão de saída (Uo), visto ser a

única solução possível para atingirmos esse feito, pois o ciclo de trabalho já não se pode alterar. Com o ajuste da tensão de entrada os parâmetros aplicados neste ensaio serão:

Segundo Ensaio em Cadeia Fechada		
Tensão Entrada (U)	Tensão Saída de Referência (Uref)	Tensão Saída (Uo)
13,6 V	50 V	50 V

Tabela 7.6.5 – Parâmetros do segundo ensaio em cadeia fechada.

No seguimento deste ensaio registou-se as seguintes curvas:

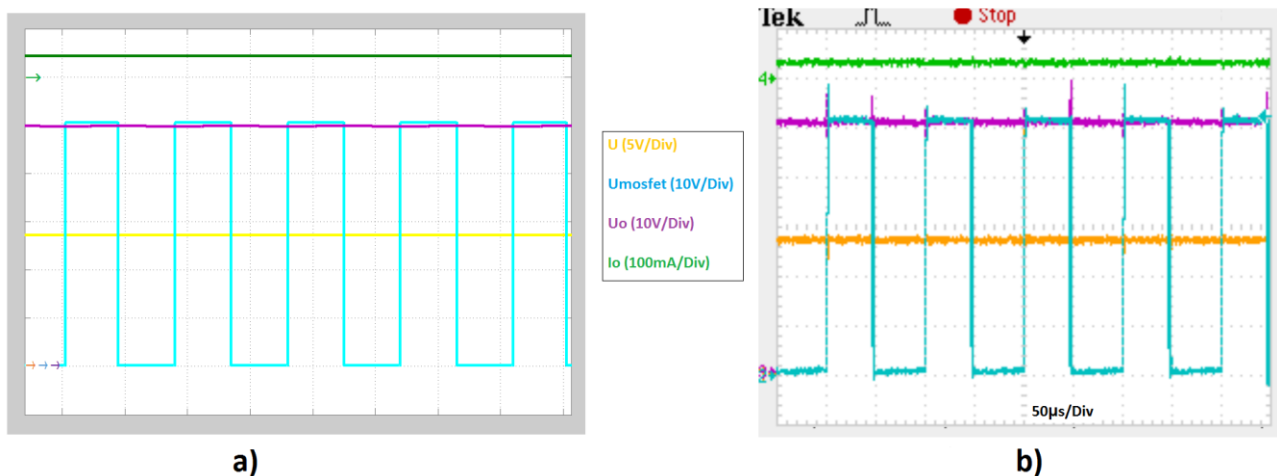


Figura 7.6.5 – Resultados do segundo ensaio em cadeia fechada: a) simulação numérica; b) ensaio laboratorial.

Com este ensaio conclui-se que se aumentássemos a tensão de entrada (U) para os 13,6V na saída iríamos ter os 50V pretendidos, onde teoricamente o ciclo de trabalho ( $\delta$ ) para este ganho tem um valor de 0,48, ou seja, se no dimensionamento do conversor quadrático tivéssemos tido em consideração as perdas existentes, nomeadamente as quedas de tensão aos terminais dos díodos o valor da tensão de entrada (U) tenderia para os 10V, tal como se tinha previsto no dimensionamento.

Mesmo verificando-se uma ligeira diferença entre os valores dimensionados e os valores obtidos na simulação e no ensaio do protótipo laboratorial, concluímos que o conversor se encontra em pleno funcionamento para cadeia fechada, isto sem haver qualquer tipo de alterações ao longo do tempo de simulação. O passo que se segue será fazer um ensaio em que iremos aplicar uma sequência repetida, relativamente à tensão de referência. Para este ensaio, o qual denominado de terceiro ensaio em cadeia fechada, serão impostos os seguintes parâmetros:

Terceiro Ensaio em Cadeia Fechada		
Tensão Entrada (U)	Tensão Saída de Referência (Uref)	Tensão Saída (Uo)
13,6 V	50 V -> 25 V -> 50 V	50 V

Tabela 7.6.6 – Parâmetros do terceiro ensaio em cadeia fechada.

As curvas provenientes deste ensaio são:

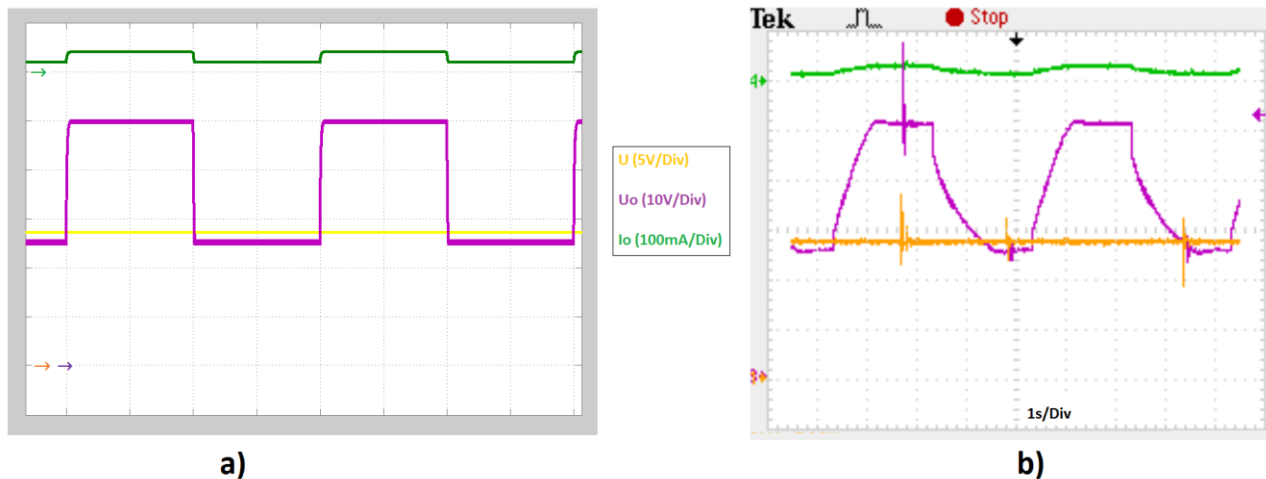


Figura 7.6.6 – Resultados do terceiro ensaio em cadeia fechada: a)simulação numérica; b)ensaio laboratorial.

Em análise às curvas obtidas verifica-se que o conversor consegue acompanhar as alterações impostas ao longo do decorrer da simulação e do ensaio, onde foi aplicada uma sequência repetida do valor da tensão de saída de referência, com valor inferior de 25V e o superior de 50V. A grande diferença entre o ensaio e a simulação do protótipo laboratorial, que é visível na figura 7.6.6, é no que diz respeito ao momento de transição da tensão de saída ( $U_o$ ) dos 25V para os 50V e vice-versa, esta suposta anomalia que é mais visível no ensaio laboratorial deve-se sobretudo aos controladores, em que os valores dimensionados não serão os apropriados, isto também muito por causa do que foi mencionado anteriormente relativamente aos componentes utilizados não terem as grandezas iguais às determinadas no dimensionamento. Tirando essa ocorrência pode-se dizer que o conversor tem um desempenho dentro do previsto, pois alterando a tensão de saída de referência o valor da tensão de entrada (U) mantém-se constante e a tensão de saída ( $U_o$ ) tende para os valores de referência impostos.

O último ensaio, para comprovar o perfeito funcionamento do conversor quadrático e a veracidade do seu ganho, consiste em alterar o valor da tensão de entrada (U) e verificar se a tensão

de saída ( $U_o$ ), independentemente da tensão de entrada ( $U$ ), mantém o seu nível de tensão dentro do valor de referência pretendido. Para este ensaio os parâmetros aplicados foram:

Quarto Ensaio em Cadeia Fechada		
Tensão Entrada ( $U$ )	Tensão Saída de Referência ( $U_{ref}$ )	Tensão Saída ( $U_o$ )
8,5V -> 15V -> 8,5V	40 V	40 V

Tabela 7.6.7 – Parâmetros do quarto ensaio em cadeia fechada.

No seguimento deste ensaio obtém-se a seguinte figura:

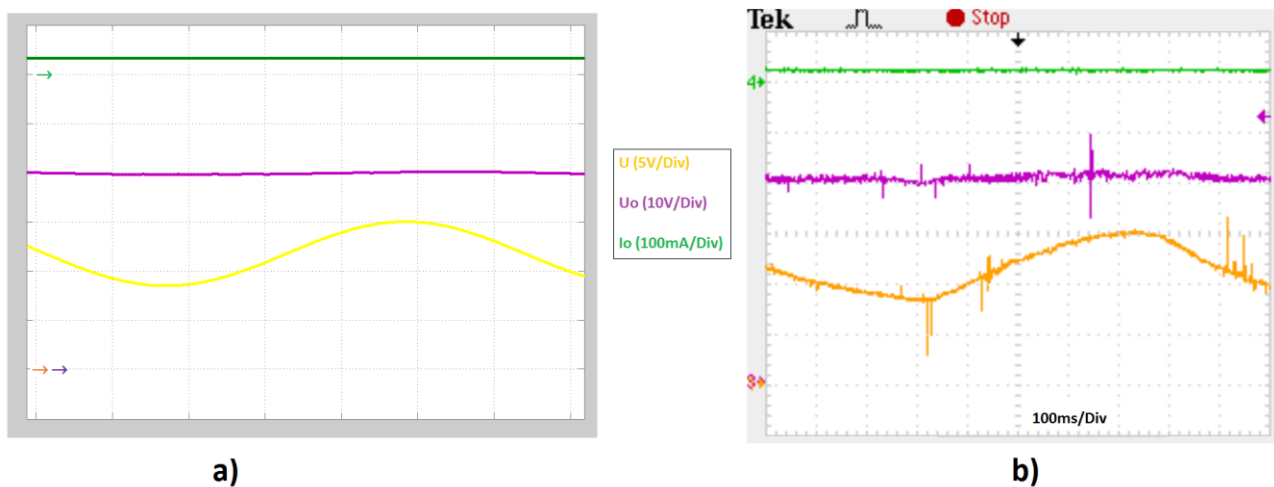


Figura 7.6.7 – Resultados do quarto ensaio em cadeia fechada.

A finalidade deste ensaio consistia na análise do comportamento da tensão de saída ( $U_o$ ) quando a tensão de entrada ( $U$ ) fosse alterada, como se pode verificar pelas curvas obtidas, independentemente de variarmos a tensão de entrada ( $U$ ) a tensão de saída ( $U_o$ ) manteve-se constante no valor de referência, ou seja, nos 40V.

Após efetuados estes quatro ensaios em cadeia fechada, concluímos que o conversor quadrático tem um desempenho coerente com a sua funcionalidade, mas tal como mencionado ao longo deste capítulo a sua performance poderia ser melhorada, se para isso fosse realizado o dimensionamento tendo em conta as perdas existentes no circuito e se na sua construção aplicássemos os componentes determinados para esse mesmo dimensionamento.

## **8. Conclusões**

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões no que diz respeito à inserção da energia fotovoltaica nos veículos elétricos, bem como os sistemas de conversão que estarão interligados entre o painel fotovoltaico e a bateria, de modo a proporcionar o seu carregamento com base nos resultados obtidos. Sendo ainda apresentado as perspectivas de trabalhos que possam vir a ser realizados no desenvolvimento do tema desta dissertação.

### **8.1 Conclusões Gerais**

O uso da energia fotovoltaica tem vindo a crescer de dia para dia em diferentes aplicações, mas no que se refere aos veículos elétricos é utilizada fundamentalmente nos postos de abastecimento. A sua implementação em veículos elétricos requer o uso de células fotovoltaicas apropriadas, de modo a moldarem-se ao veículo e a proporcionarem um elevado rendimento, onde concluímos que mesmo com a aplicação de células fotovoltaicas de CIGS, sendo estas flexíveis e transparentes, para uma potência de 300 W necessitávamos de uma área de 2,38 m<sup>2</sup>, o que representa 52.9% da área do veículo (modelo Nissan Leaf – Anexo O). Ou seja, para que pudéssemos ter uma potência considerável teríamos de aplicar em áreas maiores, tais como autocarros e comboios, mas no caso de considerarmos que a área total do veículo (4,5 m<sup>2</sup>) iria ser coberta com as células fotovoltaicas em estudo poderíamos chegar a uma potência de 567 W, o que com o avanço tecnológico essa potência tem tendência a aumentar. Tendo em conta essas circunstâncias, mesmo desde o início do estudo desta dissertação visto a potência do painel ser muito baixa, houve a necessidade de determinar qual o sistema de conversão que melhor se adequava e que proporcionaria um rendimento mais elevado.

Após uma análise aos diferentes métodos de conversão existentes, que permitissem o carregamento de uma bateria através de um painel fotovoltaico, chegámos aos três tipos de sistema de conversão estudados no capítulo 6, em que o estudo foi de encontro à máxima potência disponibilizada à bateria e o tempo de carregamento da mesma. Tendo como resultados obtidos os seguintes:

Simulações (Valores na entrada da bateria)		Sistema de conversão 1	Sistema de conversão 2	Sistema de conversão 3
Potência condições nominais [W]		250	270	245
SOC [%]		50.08	50.1	50.1
Rendimento [%]		83.3	90.0	81.7
Mês Julho	Potência [W]	220	210	195
	Tempo carga da bateria [h]	8	11	8,9
	SOC após carga [%]	51,20	51,50	51,17
Mês Dezembro	Potência [W]	95	100	56
	Tempo carga da bateria [h]	7,5	8	8
	SOC após carga [%]	50,35	50,50	50,32

Tabela 8.1.1 – Resumo dos resultados obtidos.

Tendo em conta os dados da tabela, poderíamos concluir que o sistema de conversão com melhores resultados é o segundo, pois é o que apresenta os valores de maior potência para as três simulações, logo é o que proporciona um nível de carregamento mais significativo da bateria, tal como se verifica pelo SOC. Relativamente ao primeiro e terceiro sistema de conversão, estes têm um comportamento com tudo idêntico, sendo que o terceiro sistema consegue atingir paticamente o mesmo nível de carga da bateria para potências mais baixas, devido ao seu aproveitamento nas horas de radiação solar mais baixas.

Sendo o segundo sistema mais vantajoso comparado com o terceiro, em termos das grandezas apresentadas na tabela anterior, a escolha incidiu sobre o terceiro. Nesta decisão foi tido em consideração as características dos conversores aplicados nos três sistemas de conversão de potência. No primeiro e no segundo sistema necessitamos de dois conversores elevadores para poder atingir um ganho equivalente ao do conversor quadrático (aplicado no sistema de conversão 3), implicando um maior número de elementos na sua constituição e de dois interruptores comandados. No caso do conversor quadrático apenas é necessário um interruptor comandado, mas em contrapartida não é possível aplicar os dois métodos de controlo em simultâneo, pelo que se optou por uma associação dos dois métodos possíveis.

Visto o terceiro sistema de conversão ter reunido mais condições para a aplicação neste tema de dissertação, foi necessário comprovar o seu funcionamento, daí a criação de um modelo protótipo no capítulo 7, onde após dimensionado foi confrontado os resultados obtidos da simulação Matlab/Simulink com as do ensaio laboratorial. Concluímos que o conversor quadrático funciona tal como esperado, atingindo os valores da tensão de referência, ou seja, o nível de tensão de saída pretendido, mesmo quando se impinge variações na tensão de entrada. O seu funcionamento poderá ainda ser aperfeiçoado, de modo a ser mais preciso, se for tido em consideração no dimensionamento as perdas existentes no circuito do conversor quadrático e se a construção deste for realizada com os elementos determinados no dimensionamento.-

## **8.2 Perspetivas de Trabalhos Futuros**

Como proposta de trabalhos futuros no âmbito do tema desta dissertação, fica a sugestão de se implementar uma fonte de energia solar com uma maior eficiência e de fácil aplicação, como exemplo as células orgânicas.

Pode-se ainda adaptar o sistema como fonte de serviços auxiliares para todos os meios de transporte, comboios, autocarros, aviões e outros veículos associados a deslocações.

Fica ainda como sugestão o estudo de conversores que proporcionassem uma maior eficiência na potência extraída do painel e por sua vez entregue à bateria.



## **Bibliografia**

- [1] Pinho, João; Galdino, Marco – “Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos”, CEPEL-CRESESB, 2014
- [2] Vallêra, Antonio; Brito, Miguel – “Meio Século de História Fotovoltaica”, Gazeta de Física, 2006
- [3] RTS Corporation. Pesquisa: PV Market and PV Industry.  
<http://www.rts-pv.com>
- [4] Solar Power Advice. Pesquisa: Complete Solar Panel Cost Guide.  
<http://www.solarpoweradvice.com>
- [5] Energy Informative, Pesquisa: Solar compare.  
<http://www.energyinformative.org/solar-basics/#compare>
- [6] NREL.(2012). Pesquisa: Cell Efficiency Records. *NREL*. Retrieved from  
<http://www.nrel.gov/ncpv/>
- [7] Wikipédia, Pesquisa: Crise do petróleo.  
[https://pt.wikipedia.org/wiki/Crise\\_do\\_petr%C3%B3leo](https://pt.wikipedia.org/wiki/Crise_do_petr%C3%B3leo)
- [8] Geist, Tom; Kamath, Haresh; Porter, Suzanne; May-Ostendorp, Peter - “Designing Battery Charger Systems for Improved Energy Efficiency”, Epri Solutions, Inc., 2006.
- [9] Sebastião, Cláudio – “Projeção e desenvolvimento de carregadores para veículos elétricos”, Relatório de estágio para obtenção do grau de Mestre em Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, IPT.
- [10] IEC 62196, “Conductive charging of electric vehicles”, Edition 3.0, 2014-06.  
<https://webstore.iec.ch/publication/6582>
- [11] Hagan Essel; Acakpovi, Amevi – “Novel Photovoltaic Module Modeling using Matlab/Simulink”, International Journal of Computer Applications (0975-8887), volume 83, No 16, December 2013.
- [12] Lopes, Paulo – “Fundamentos de Electrónica”, Díodo semiconductor, ISCTE, 2003.
- [13] Camus, Cristina; Eusébio, Eduardo – “Energias Renováveis - Energia Solar”, DEEA- Secção de Economia e Gestão, ISEL, Março 2006.
- [14] L.A. Dobrzański\*, L. Wosińska, B. Dołżańska, A. Drygała – “Comparison of electrical characteristics of silicon solar cells”, Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering, volume 18, ISSUE 1-2, September-October 2006.
- [15] Cabral, Cláudia; Neto, Lauro; Filho, Delly; Diniz, Antônia – “Modelagem e Simulação de Gerador Fotovoltaico”.

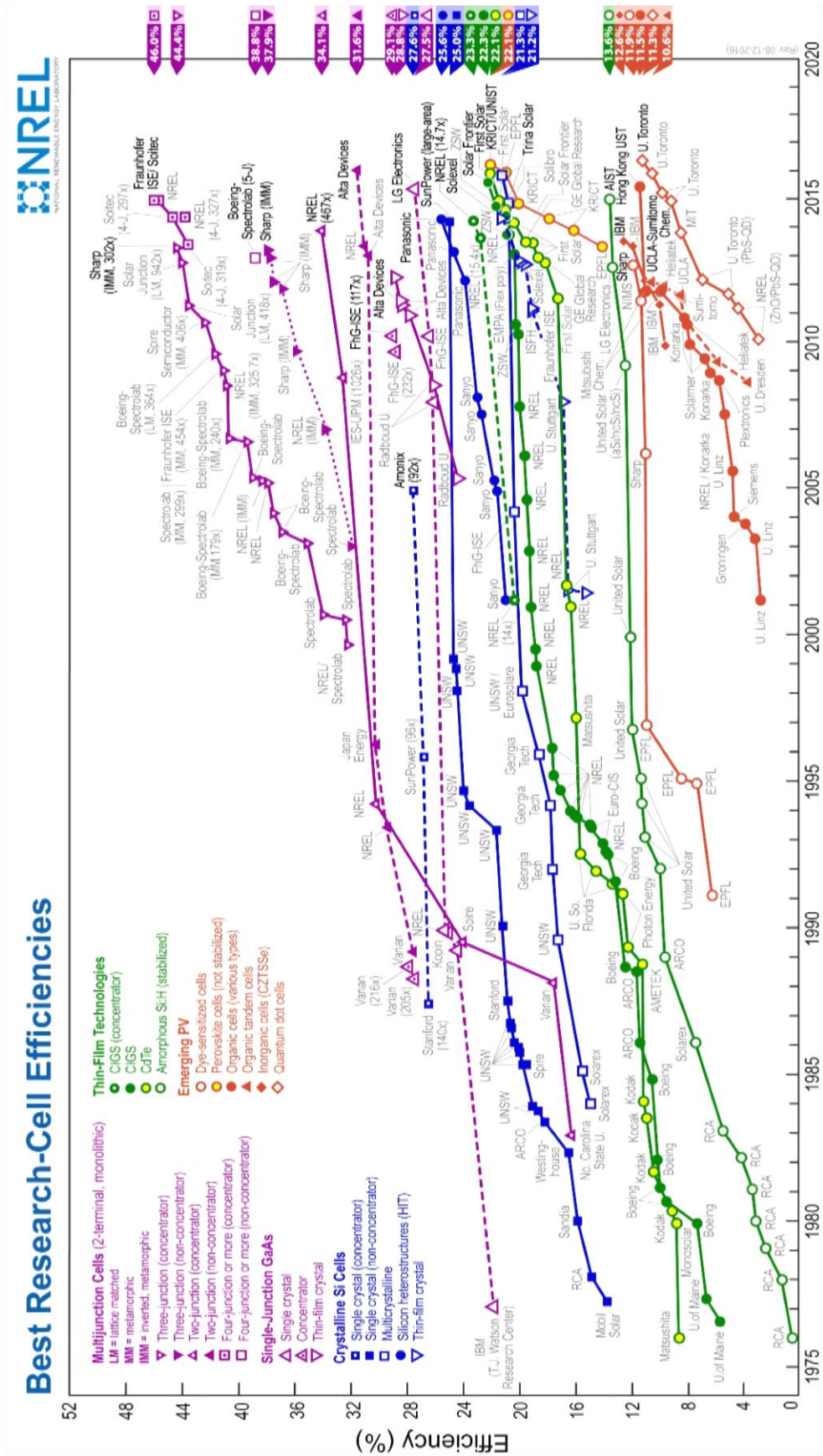
- [16] Vera, Jaime; Mereles, Wilder – “Modelo de Simulación para Sistemas Fotovoltaicos Autónomos en entorno MATLAB/SIMULINK”, *ELÈCTRICA* N°5, 2009.
- [17] Baptista, António; Fernandes, Carlos; Pereira, Jorge; Paisana, José – “Fundamentos de Eletrónica”, Lidel, 2012.
- [18] Silva, José Fernando Alves – “Electrónica Industrial: Semicondutores e conversores de potência”, Fundação Calouste Gulbenkian, 2ª edição, 2013.
- [19] Petry, Clóvis – “Eletrônica de Potência”, Capítulo 12 - Conversores CC-CC: Conversor Buck, Florianópolis, Setembro 2014.
- [20] Bernardo, Paulo – “Análise e Aplicação da Técnica de Rastreamento de Máxima Potência em um Conversor Buck para Sistemas Fotovoltaicos”, Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Católica de Minas Gerais, 2008.
- [21] Brás, Nuno – “Conversor Elevador Quadrático e Geradores Termoelétricos para Recolha de Energia Térmica”, Dissertação para obtenção de Grau Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de computadores, IST, Outubro 2014.
- [22] Paiva, Angelo; Medeiros, Súlivan – “Conversor CC-CC Boost Quadrático”, Trabalho da disciplina de Projeto de Conversores Estáticos, Universidade do Estado de Santa Catarina, 2012.
- [23] Ahn, Seon-Ju; Choi, Joon-Ho; Jung, Won-Wook; Yun, Sang-Yun; Song, Il-Keun; Go, Seok Il - “Simulation and Analysis of Existing MPPT Control Methods in PV Generation System,” *Journal of International Council on Electrical Engineering*, 2011.
- [24] R. Asokan; P.S Raghavendran - “TEG based power system for operation of health monitoring server in industries,” P.S.Raghavendran et.al / *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, Dec 2013 - Jan 2014.
- [25] Palma, João – “ Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
- [26] Ogata, Katsuhiko – “Modern Control Engineering”, Prentice-Hall, 1997.
- [27] Silva, José Fernand - "Eletrónica Industrial: semicondutores e conversores de potência", Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [28] Soares, J. P. Sopa – “Controlo de Sistemas I”, Automação Industrial e Sistemas de Potência, ISEL, Setembro 2005.
- [29] Mendonça, Paulo – “Concepção e Requisitos de um Sistema de Recarregamento de um Veículo Elétrico”, Dissertação para obtenção de Grau Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de computadores, IST, Abril 2008.

- [30] Tremblay, Olivier; Dessaint, Louis-A; Dekkiche, Abdel-Allah – “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles”, IEEE, 0-7803-9761-4/07, 2007.
- [31] Simulink – “Implemente generic battery model”, Matlab 2012.  
<http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>
- [32] Tremblay, Olivier; Dessaint, Louis-A - "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications.", World Electric Vehicle Journal. Vol. 3 - ISSN 2032-6653 - © 2009 AVERE, EVS24 Stavanger, Norway, May 13 -16, 2009.
- [33] Gao, Lijun; Liu, Shengyi; Dougal, Roger – “Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation”, IEEE, 1521-3331/02, September 2002.
- [34] European Commission. Joint Research Centre, Photovoltaic Geographical Information System.  
<http://www.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php>



**Anexos**

**Anexo A – Evolução da eficiência energética**



## Anexo B – Catálogo do painel fotovoltaico



PowerFLEX™ BIPV - 90/100/185/200/275/300W  
The Most Powerful Rooftops on the Planet

### Designed specially for rooftops

#### Integrates with roofing surface

- No mounting hardware
- No roof penetrations
- No wind load
- Low profile

#### Flexible module

- Fits many roof types
- Durable, non-breakable

#### Light weight

- 3.3 kg/m<sup>2</sup> (0.68 lb/ft<sup>2</sup>) with adhesive



### More energy per roof

#### High efficiency CIGS

- 11.4% to 12.7% aperture efficiency
- 50% more efficient than flexible a-Si

#### High performance

- Performs in all light conditions
- Shade tolerant

#### Covers entire roof area

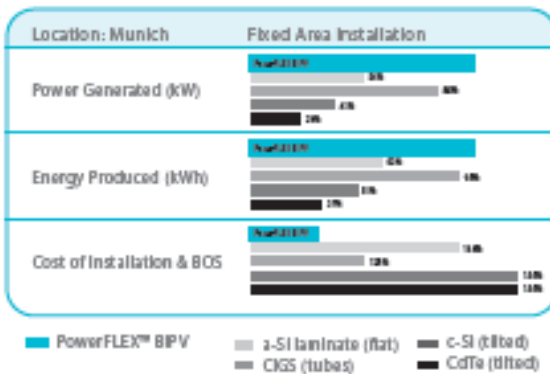
- Lays flat. No tilt required
- Minimum module spacing required

### Lower installed system costs

#### Large format module in six power outputs

- 90-300 Watts
- 0.49m width x lengths of 2.0, 3.0 or 5.7m
- 30% to 40% savings in BOS & installation costs

### How PowerFLEX™ BIPV compares

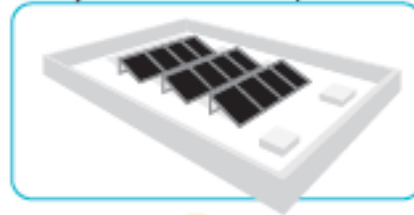


### More power per roof with lower BOS & installation costs

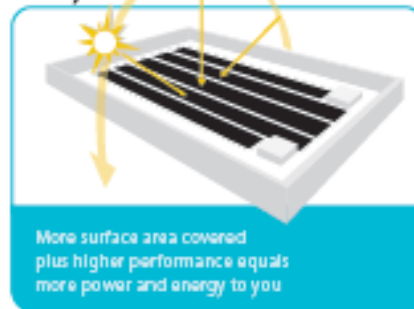
#### This is your roof



#### This is your roof with tilted solar panels



#### This is your roof with PowerFlex™ BIPV



## PowerFLEX™ BIPV 90/100/185/200/275/300W

### Electrical Specifications

Capacity rating	P <sub>max</sub>	300 W	275 W	200 W	185 W	100 W	90 W
Tolerance of P <sub>max</sub>	%	+10 / -7%	+10 / -7%	+10 / -7%	+10 / -7%	+10 / -7%	+10 / -7%
Module aperture area efficiency	%	12.6%	11.5%	12.6%	11.7%	12.7%	11.4%
Rated voltage	V <sub>mpp</sub>	54.3 V	51.5 V	36.2 V	34.7 V	17.8 V	16.5 V
Rated current	I <sub>mpp</sub>	5.5 A	5.3 A	5.5 A	5.3 A	5.6 A	5.4 A
Open circuit voltage	V <sub>oc</sub>	69.7 V	67.6 V	46.4 V	45.6 V	23.3 V	22.0 V
Short circuit current	I <sub>sc</sub>	6.4 A	6.3 A	6.4 A	6.3 A	6.4 A	6.3 A

Note 1: Standard Test Conditions (STC): Cell Temperature at 25°C; Solar irradiance intensity of 1000 W/m<sup>2</sup>; AM1.5 solar reference spectrum (ASTM G892)

Note 2: Average efficiency is calculated using the aperture area of the module: 0.79m<sup>2</sup> for 90/100W, 1.59m<sup>2</sup> for 185/200W, and 2.38m<sup>2</sup> for 275/300W

Note 3: Electrical parameters are +/- 10% unless stated otherwise

### Temperature Coefficients

Maximum power	P <sub>max</sub>	-0.43%/°C
Voltage at Maximum Power	V <sub>mpp</sub>	-0.38%/°C
Open circuit voltage	V <sub>oc</sub>	-0.33%/°C
Short circuit current	I <sub>sc</sub>	-0.03%/°C

Note: Relative to Standard Test Conditions (STC); Solar irradiance intensity of 1000 W/m<sup>2</sup>; AM1.5 solar reference spectrum (ASTM G892)

### Low-Light Performance

Intensity	Relative Efficiency
1000 W/m <sup>2</sup>	100%
500 W/m <sup>2</sup>	99%
200 W/m <sup>2</sup>	91%

Note: Relative to Standard Test Conditions (STC); Cell Temperature at 25°C; AM1.5 solar reference spectrum (ASTM G892)

### Mechanical Specifications

Dimensions	275/300 W	185/200 W	90/100 W
	5745 x 494 x <3 mm (226 x 19.4 x <0.12 in)	3881 x 494 x <3 mm (153 x 19.4 x <0.12 in)	2017 x 494 x <3 mm (79.3 x 19.4 x <0.12 in)
Weight - without adhesive	7.2 kg (2.5 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%	4.9 kg (2.6 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%	2.6 kg (2.6 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%
Weight - with adhesive	9.3 kg (3.3 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%	6.3 kg (3.3 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%	3.3 kg (3.3 kg/m <sup>2</sup> ) ± 5%
Junction Box - Top Mounted	TE Connectivity SOLARLOK™ Micro Junction Box with 4 mm <sup>2</sup> dual rated cables and SOLARLOK™ connectors		
Junction Box - Bottom-mounted	Made with Integrated MC4 connectors		
Top Surface Material	Non-stick ETFE		
Solar Cells	108, 72 or 36 CIGS cells (210 mm x 100 mm)		
Adhesive	ADCO HeliBond™ PVA 600BT butyl mastic		
Hot Spot Protection	Bypass diodes at each cell; 1 at junction box		
Materials	Lead free and exempt from RoHS requirements		
Maximum Series Fuse Rating	10 Amp		

### Operating Conditions

Temperature Range	-40°C to + 85°C
Maximum System Voltage	1000VDC IEC, 600VDC UL

### Certifications and Warranty\*

EN 61646, EN 61730, UL 1703
Materials and workmanship - 5 years
Power output - 25 years (90% @ 10 yrs; 80% @ 25 yrs) Limited Warranty

\*Contact GSE for complete warranty terms

Global Solar® is a leading manufacturer of Copper Indium Gallium diselenide (CIGS) thin-film solar on a flexible substrate. With a plant in Tucson (Arizona, USA), Global Solar® operates with a total of 40MW of production capacity. An average cell efficiency above 12.5% makes the company the world leader in CIGS efficiency on flexible substrate in large scale production. Sold worldwide in multiple applications, including flexible laminates, solar shingles and portable chargers.

Call Global Solar® to find out if PowerFLEX™ BIPV is right for you.



Global Solar® Energy, Inc.  
8500 South Rita Road  
Tucson, Arizona, 85747, USA  
Phone: +1 (520) 546-6313  
Fax: +1 (520) 546-6318  
info@globalsolar.com  
www.globalsolar.com

## Anexo C – Código Matlab

```
%Carateristicas ambientais
Tr=25+273.15;
tamb=25;
NOCT=25;
Gr=1000;

G=1000;
%T=273.15+(tamb+((NOCT-20)/800)*G);%temoeraura no painel
T=273.15+tamb;

Gmaior=xlsread('C:\Users\Utilizador\Desktop\tese\celulas organicas
fotovoltaicas\dados radiacao temperatura\Rad_Temp.xlsx','A:B');
Tmaior=xlsread('C:\Users\Utilizador\Desktop\tese\celulas organicas
fotovoltaicas\dados radiacao temperatura\Rad_Temp.xlsx','D:E');
Gmenor=xlsread('C:\Users\Utilizador\Desktop\tese\celulas organicas
fotovoltaicas\dados radiacao temperatura\Rad_Temp.xlsx','H:I');
Tmenor=xlsread('C:\Users\Utilizador\Desktop\tese\celulas organicas
fotovoltaicas\dados radiacao temperatura\Rad_Temp.xlsx','K:L');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Carateristicas painel solar
Vmpr=54.3;
Vcar=69.7;
Impr=5.5;
Iccr=6.4;
Ns=36;%numero de celulas
Ki=0.03;%coeficiente da corrente em função da temperatura
Kv=-0.38;%coeficiente da tensão em função da temperatura

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Constantes do dimensionamento do painel
q=1.602*10^(-19);%carga eletrão
K=1.38*10^(-23);%constante de Boltzman
E=1.12*q;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Modelo matemático do painel

Vtr=K*Tr/q;
m=(Vmpr-Vcar)/(Vtr*log(1-(Impr/Iccr)));

%dados para plot da curva caraterística
%Vt=K*T/q;
%Ior=Iccr/(exp(Vcar/(m*Vtr))-1);
%Io=((Iccr+Ki*(T-Tr))*(G/Gr))/(exp((Vcar+Kv*(T-Tr))/(Vt*m))-1);
%Io=Ior*((T/Tr)^3)*exp((Ns*E/m)*((1/Vtr)-(1/Vt)));
%Ipv=(Iccr+Ki*(T-Tr))*(G/Gr);

%I=0:0.1:6.4;
%V=m*Vt*log(1+((Ipv-I)/Io));%fonte de tensão
%P=V.*I;
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Dimensionamento das resistências do painel

Rcarga=Vmpr/Impr;
%considerando Rs=0,1 de modo a permitir o maximo de Ipv
Rs=0.1;
%Rp=Up/Ip e considerando Ipv=Iscr
Rp=(Rs*Impr+Vmpr)/(Iccr-Impr);
%Rp=(Vmpr+Rs*Impr)/(Iccr-Impr);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Dimensionamento conversor BOOST 1 (MPPT/Tensão Uin=54.5 => Uo=100)

Fs=10*10^3;
Ts=1/Fs;

Uo=100;%Tensão de saída conversor
delta_i=0.10;
delta_vo=0.10;

D=1-(Vmpr/Uo);
A=10;
Uc=D*A;
Ioc=Impr*(1-D);
Ro=Vmpr/(Impr*(1-D)^2);
Li=Vmpr*D*Ts/delta_i;
Co=D*Ts*Ioc/delta_vo;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Dimensionamento conversor BOOST 2 (Tensão Uo=100 => U1=320)

U1=320;%Tensão de saída conversor

D1=1-(Uo/U1);
Uc1=D1*A;
Ioc1=Ioc*(1-D1);
R1=Uo/(Ioc*(1-D1)^2);
L1=Uo*D1*Ts/delta_i;
C1=D1*Ts*Ioc1/delta_vo;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Dimensionamento conversor Quadrático (MPPT/Tensão Uo=54.3 => U1=320)

D3=1-sqrt(Vmpr/U1);
Io3=Impr*(1-D3)^2;
Ro3=Vmpr/(Io3*(1-D3)^2);
L13=(Vmpr*D3)/(delta_i*Fs);
L23=(Vmpr*D3)/((1-D3)*delta_i*Fs);
Co3=(Vmpr*D3)/(Ro3*Fs*delta_vo*(1-D3)^2);
C13=(Vmpr*D3)/(Ro3*Fs*delta_vo*(1-D3));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Dimensionamento conversor BUCK (Corrente I1=1 => I2=10)

```

```

%I1=1;
I1=Ioc1;
I2=10;

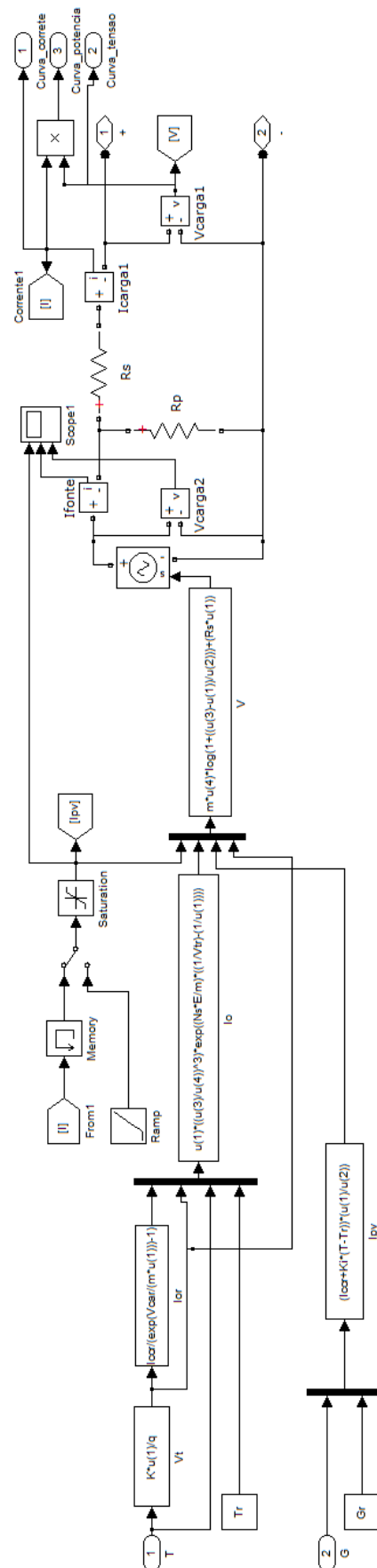
D2=I1/I2;
Uc2=D2*A;
R2=(U1*D2)/I2;
U2=D2*U1;
L2=((U1-U2)/delta_i)*D2*Ts;
C2=((U1*D2)/delta_vo)*(((1-D2)*Ts^2)/(8*L2));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Plot das curvas carateristicas
%subplot(1,2,1); plot(V,I);
%subplot(1,2,2); plot(V,P);
%plot(Vsaida,P_V);

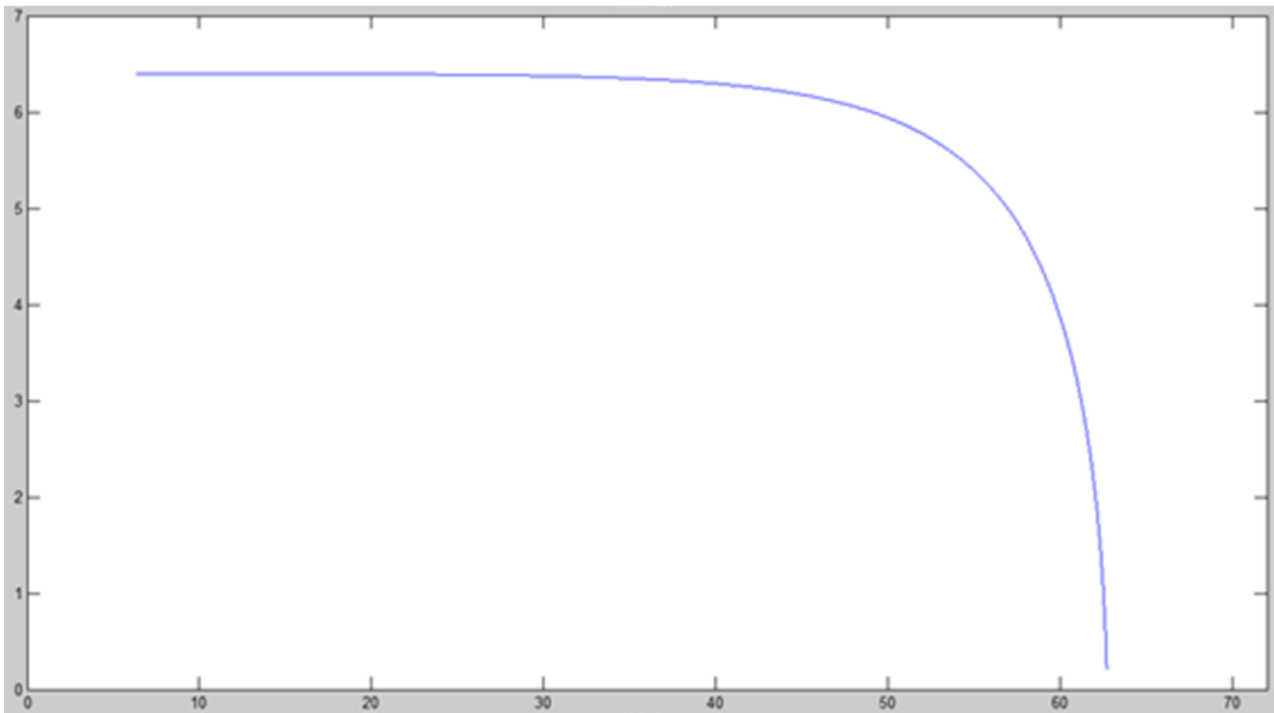
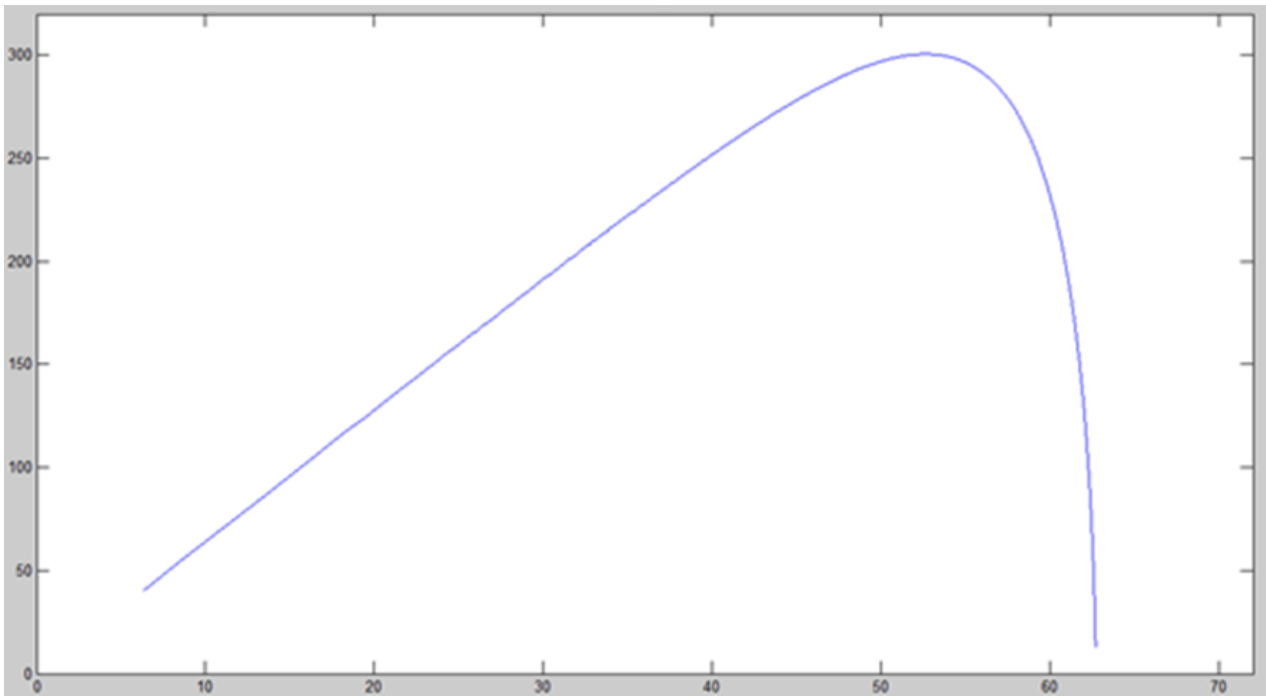
```

## Anexo D – Simulink do painel fotovoltaico

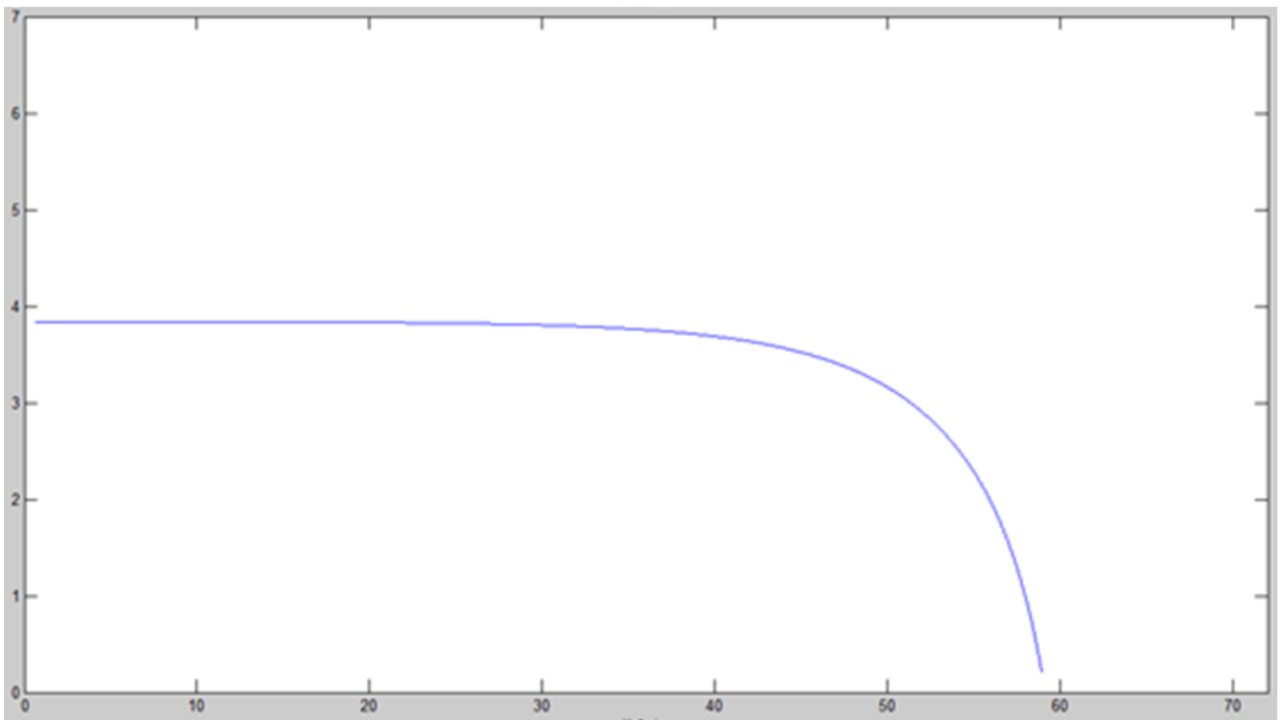
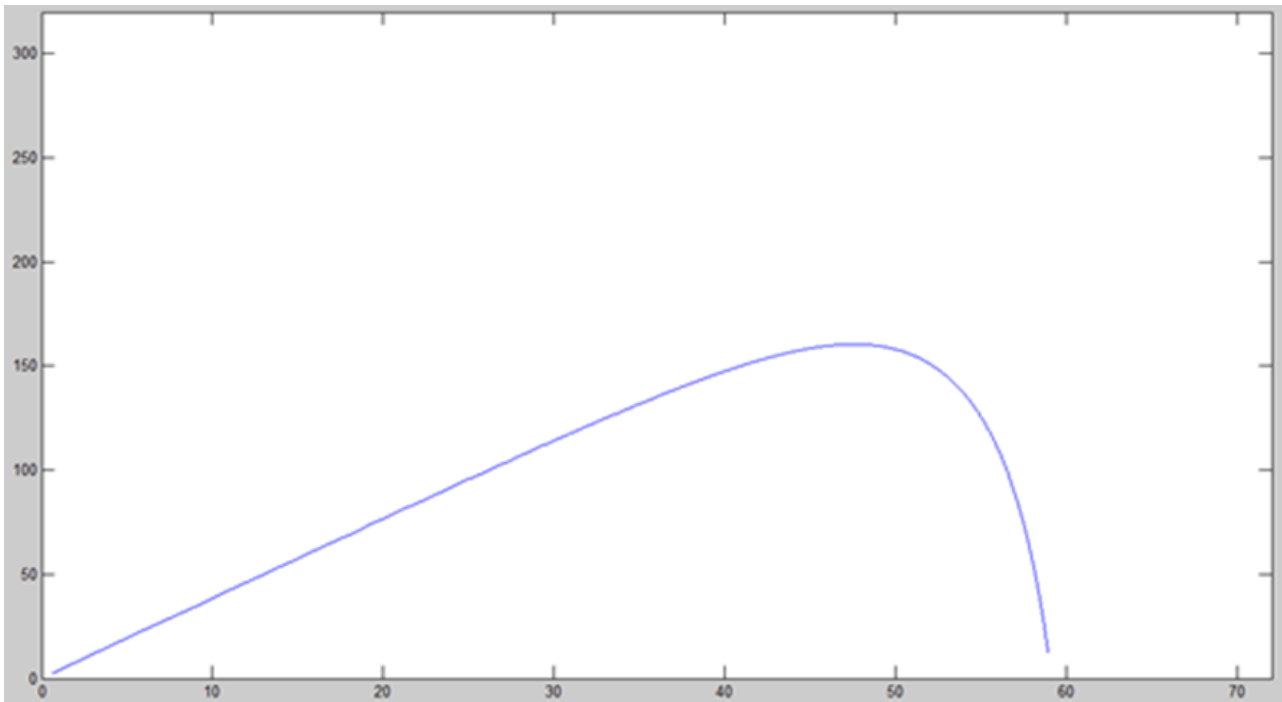


## Anexo E – Curvas painel fotovoltaico

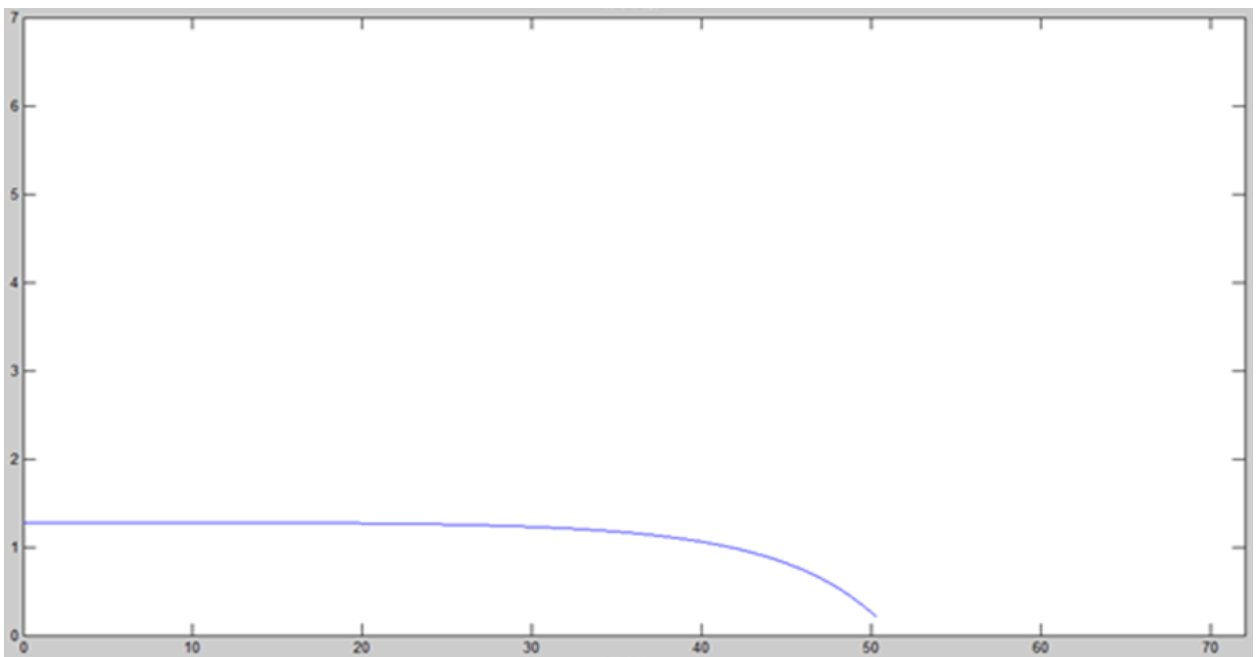
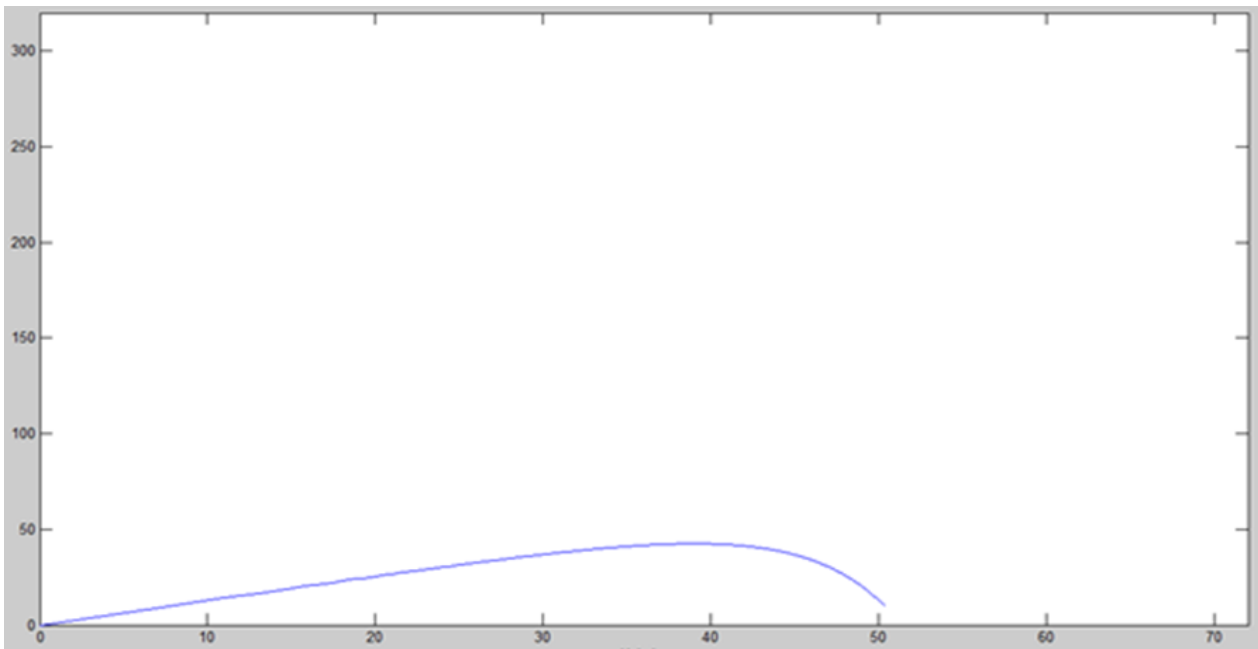
Neste anexo serão apresentadas diferentes curvas obtidas da simulação do painel fotovoltaico, sendo mencionado abaixo de cada figura o valor da radiação (G) e de temperatura (T), considerado na respectiva simulação. Cada simulação é composta por duas curvas, onde temos a curva da potência em função da tensão (P-U) e a curva da corrente em função da tensão (I-U).



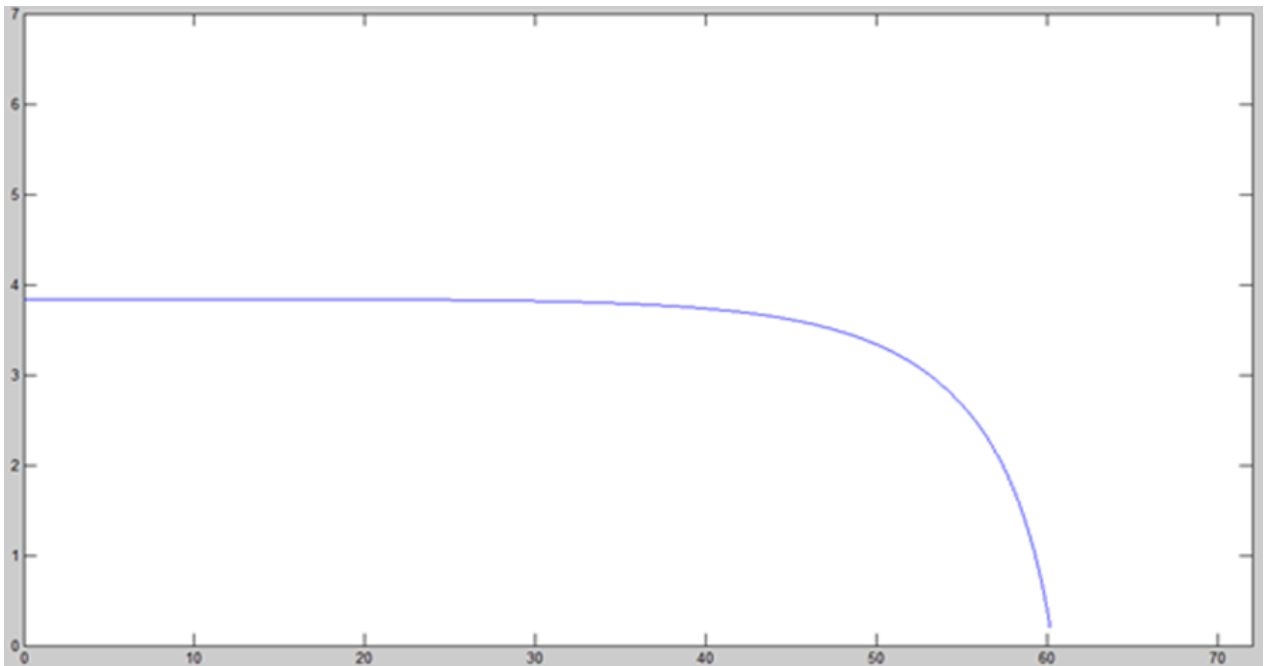
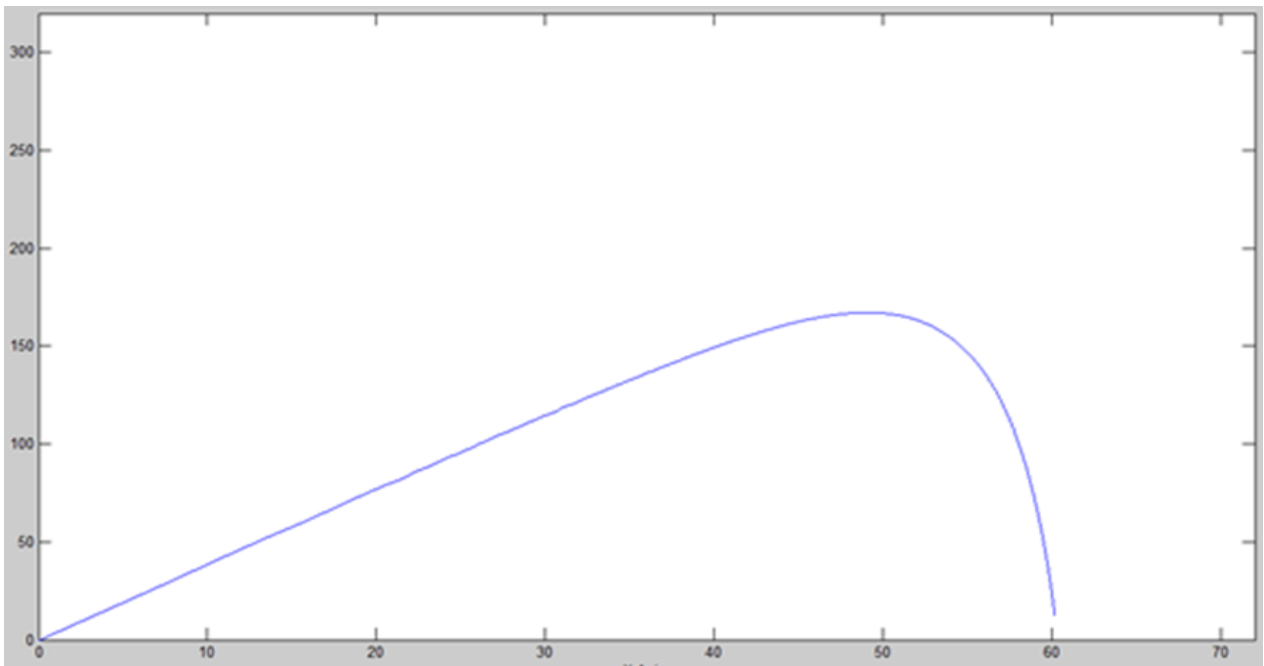
$G=1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T=25^\circ\text{C}$



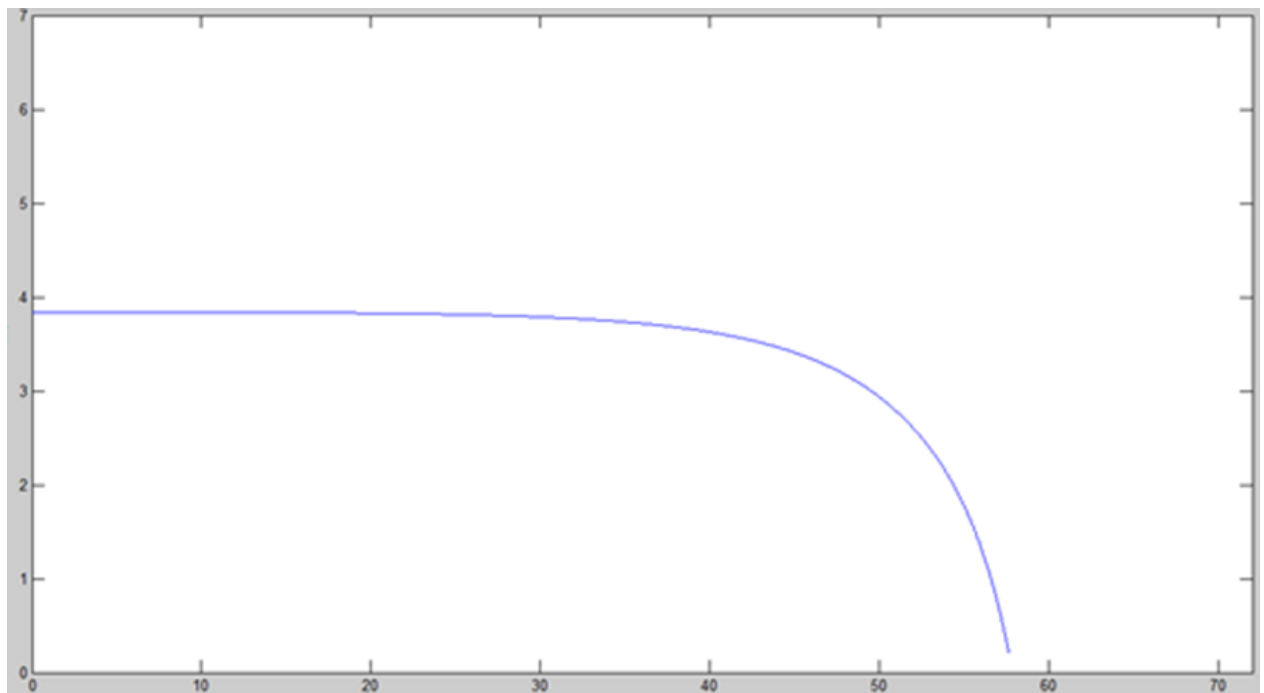
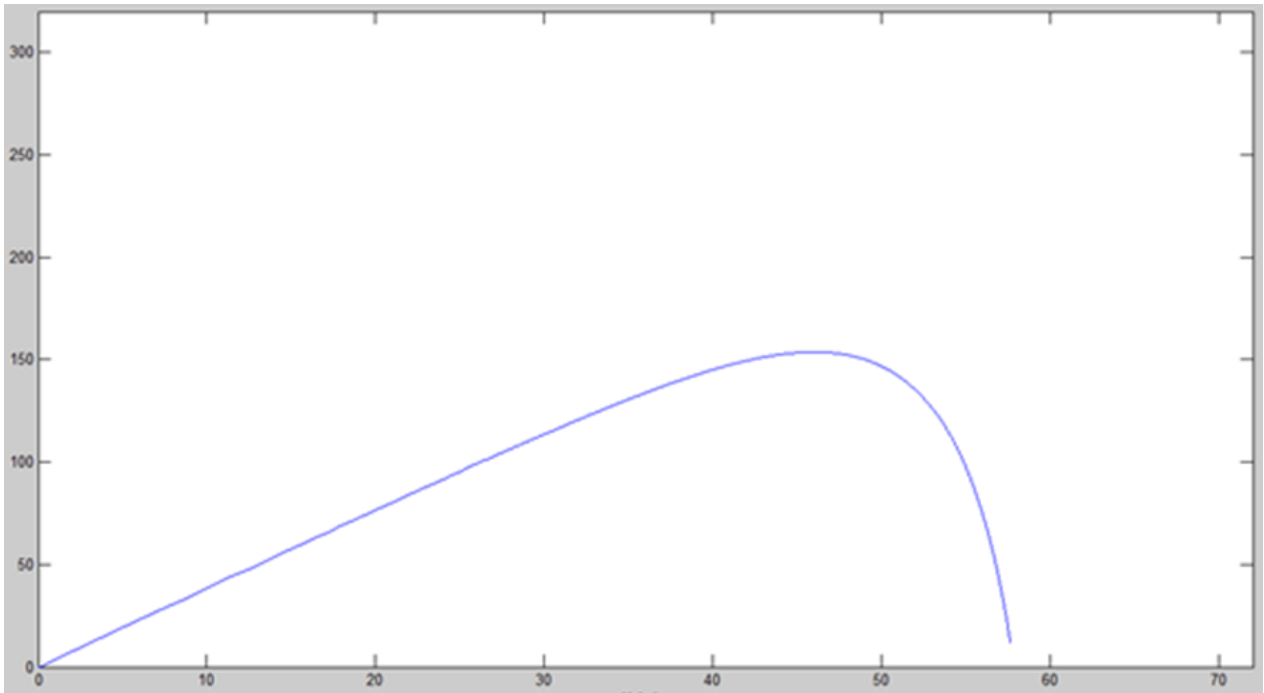
$G=600 \text{ W/m}^2, T=25^\circ\text{C}$



$G=200 \text{ W/m}^2, T=25^\circ\text{C}$

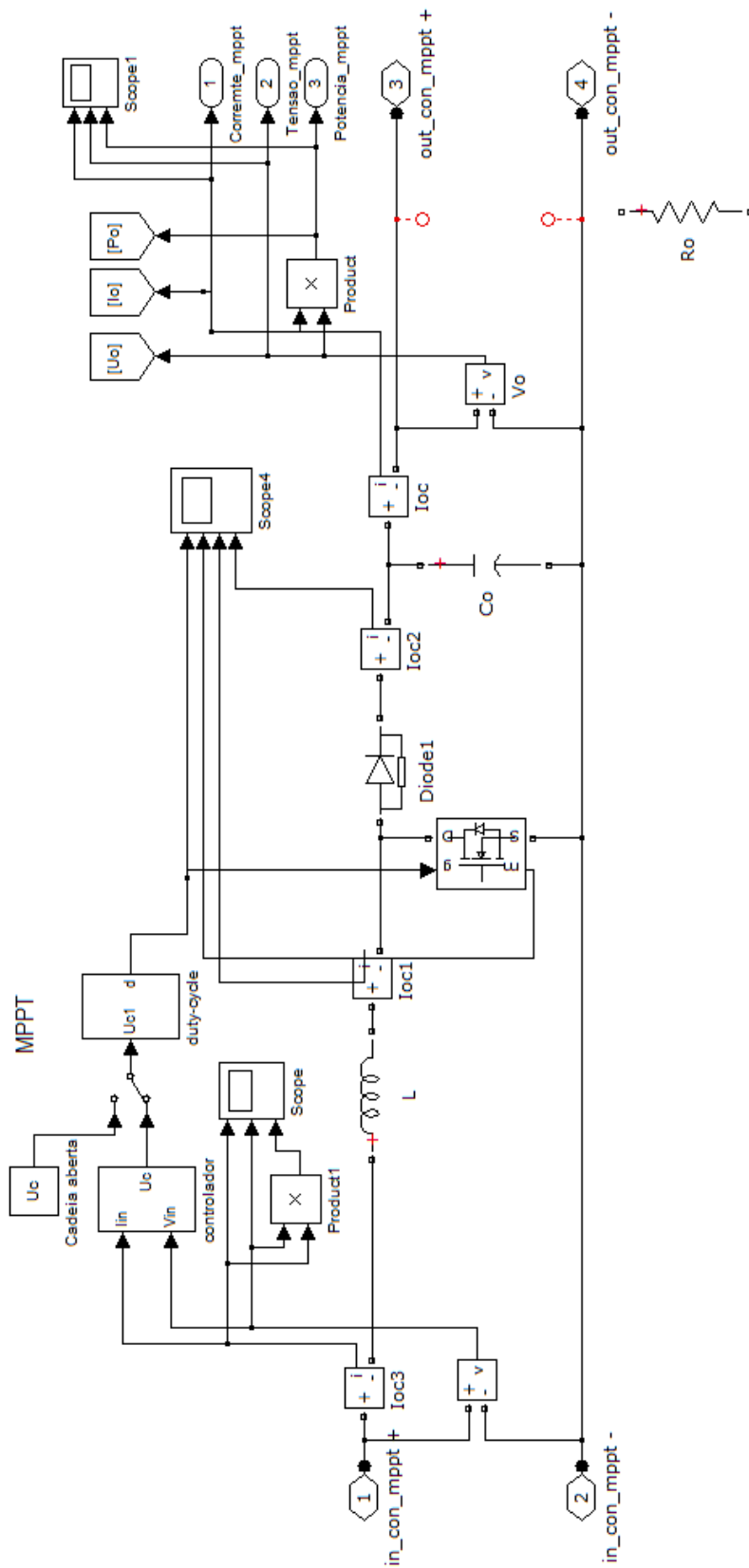


$G=600 \text{ W/m}^2, T=10^\circ\text{C}$

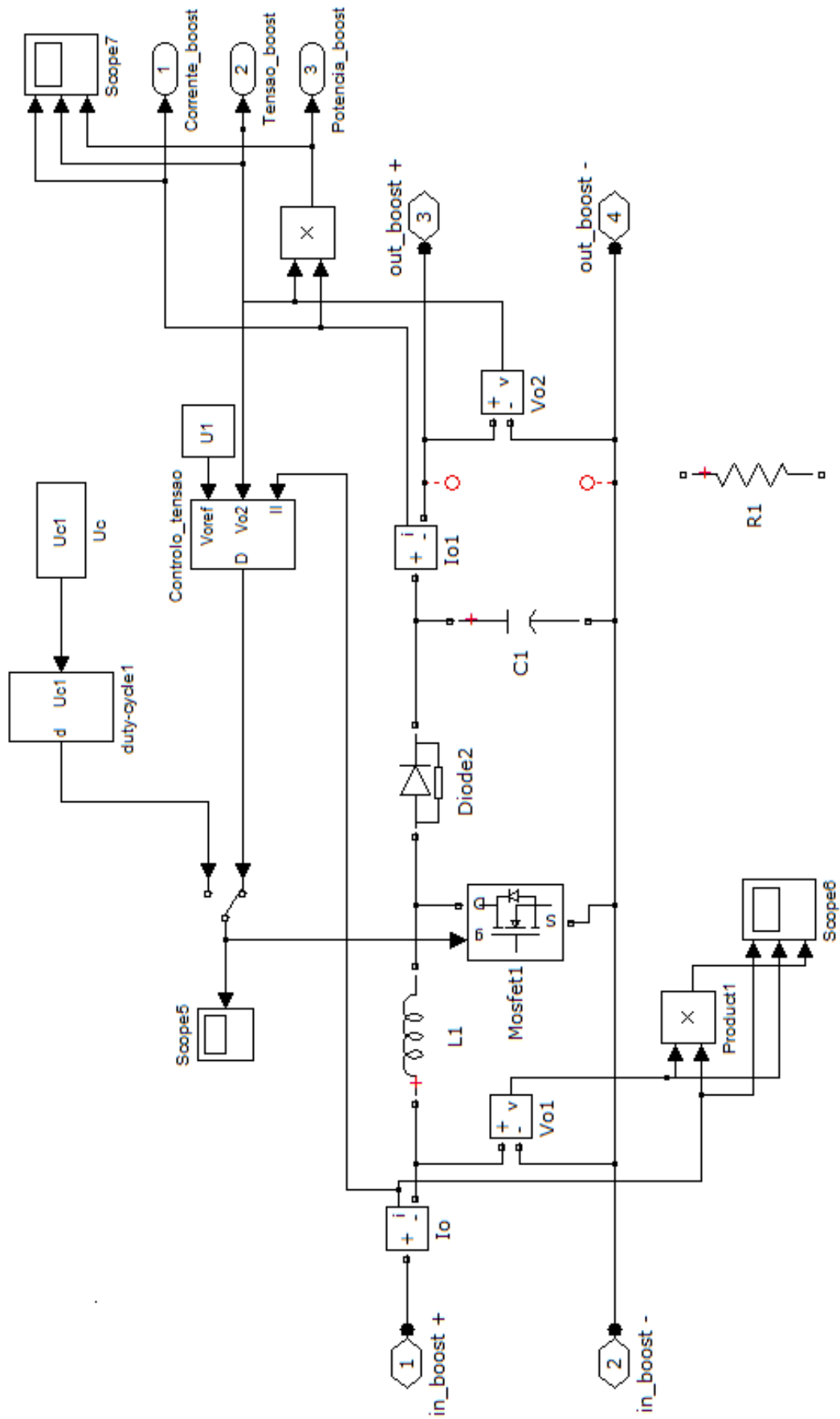


$G=600 \text{ W/m}^2, T=40^\circ\text{C}$

## Anexo F – Simulink dos conversores elevadores



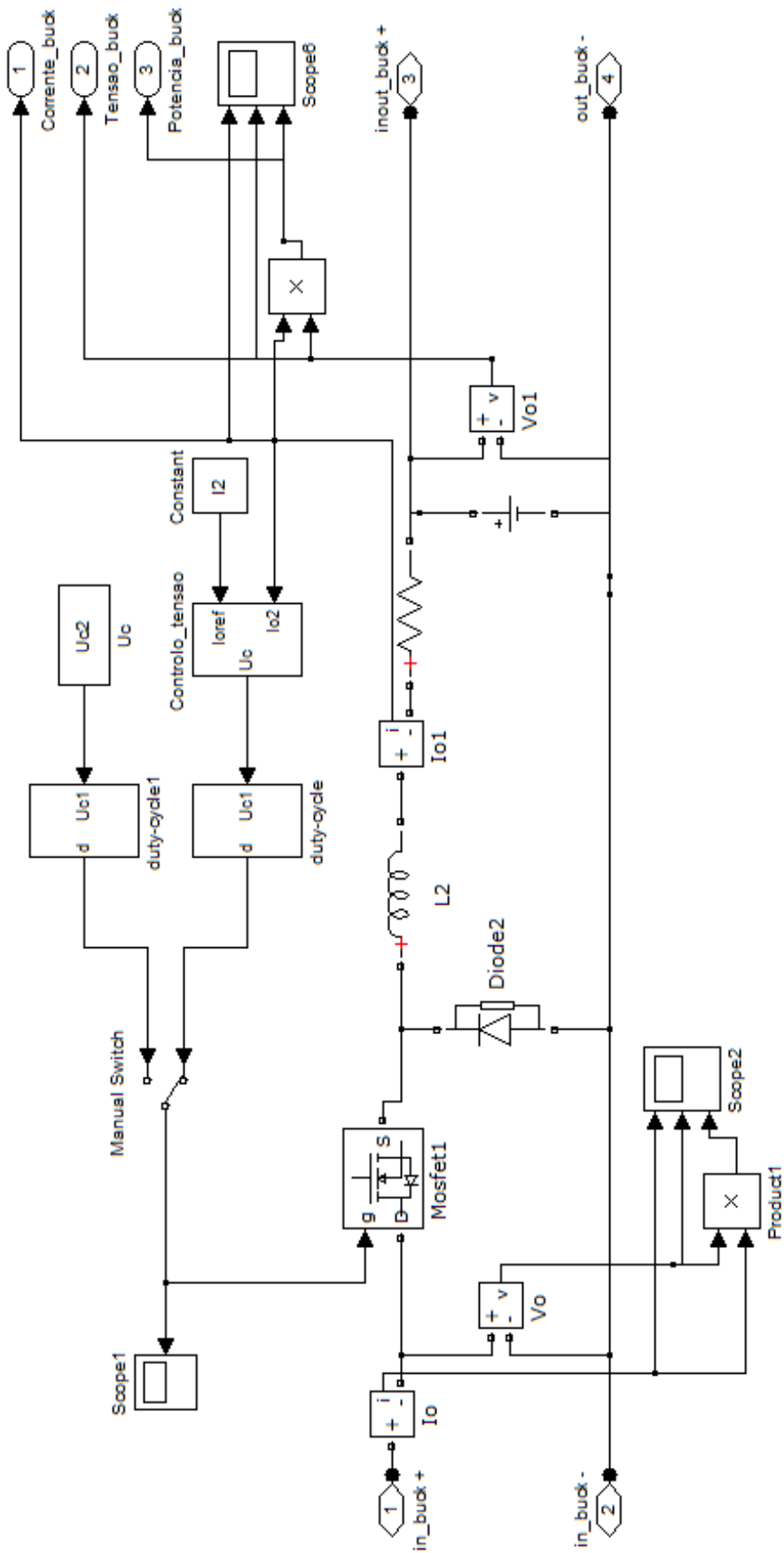
Conversor elevador 1



Conversor elevador 2



## Anexo H – Simulink do conversor redutor



# Anexo I – Catálogo da bateria



Automotive Energy Supply Corporation is a leading lithium-ion battery company.

日本語 English 中文

About AESC

Products

Technology

Inquiries

## Cell, Module, and Pack for EV Applications

Home

Products

Cell, Module, and Pack for EV Applications

### Lithium-ion cell High energy cell



As a single unit, a "cell" performs the functions of a "battery". AESC's battery cells for EV use are shaped like sheets packed in a laminate pack that is slightly smaller than an A4 size of paper.

### Module (4 cells) High energy module



A "module" is formed by connecting multiple "cells", encasing those cells in a metal case, and then attaching terminals. AESC's battery modules for EV use are configured with 4 cells.

### Pack (48 modules) High energy battery pack



A "pack" is formed by connecting multiple connected "modules" with sensors and a controller and then housing the unit in a case. Electric vehicles are equipped with batteries in a "pack" state. The battery pack for the Nissan Leaf features 48 modules connected in a series.

### Product Introduction

#### About Our Products

Cell, Module, and Pack for EV Applications

Cell, Module, and Pack for HEV Applications

### Recommended Content



The rich eco-life we are targeting. -Vision of AESC-



Definition of Lithium-ion Batteries -The Standard for the Future-



AESC's Technology -Our Passion for Lithium-ion Batteries-

## Lithium-ion cell : High energy cell



### Superior Heat Dissipation and High Energy Density are Achieved

AESC's cells for EV applications are formed by layering cathodes and electrodes and then packing them in a laminate pack. The cells are sheet-shaped with a dimension of 290mm × 210mm, and while they are compact, they also demonstrate large capacity. Stability is ensured and a long life span and large capacity are realized by blending lithium nickel oxide with a cathode material that is based on lithium manganese.

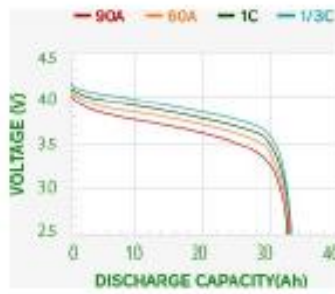
Another characteristic of AESC's cells is the excellent heat dissipation that results from the laminated structure with a wide surface area.

General specifications

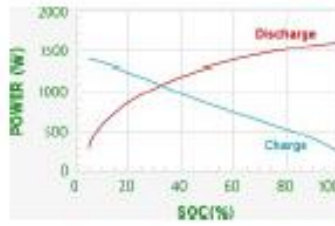
Cell performance

Example of discharge profile (25°C, 80%)

Cell Type	Laminate Type	
Cathode Active Material	LMO with LNO	
Anode Active Material	Graphite	
Capacity (0.3C)	32.5 Ah	
Nominal Voltage	3.75 V	
Exterior Dimensions	Length	290mm
	Width	216mm
	Weight	787 g
Energy Density	317Wh/L	157Wh/kg



UN test results  
Example of charge-discharge characteristic (25°C, 0.5C)



[Return to top of page](#)

## Module : High energy module

**A Compact Shape that Increases the Efficiency of Loading in Vehicles**

The modules for EV use are formed by connecting 4 cells in a 2-series, 2-parallel formation and then housing the unit in metal case. The case functions to protect the cells from vibration and such and also increases the flexibility of the pack design because of its simple, compact shape.

The EV modules adopted in the Nissan Leaf and other vehicles feature a 2-series, 2-parallel formation, but applications with a 4-series formation are also possible.



### General specifications

Number of Cells	4	
Structure	2 parallel, 2 series	
Exterior	Length	303 mm

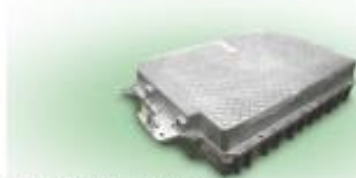
Dimensions	Width	223mm
	Height	35mm
Weight		3.8 kg

[Return to top of page](#)

## Pack : High energy battery pack



For the Nissan Leaf



For the Renault Kangoo

### Vehicle Tailored Designs are Possible

The pack is formed by connecting multiple modules to sensors, a controller, and other components and then housing the unit in a case custom designed for each vehicle model.

The battery packs for both the Nissan Leaf and the Renault Kangoo are formed by connecting 48 modules in a series.

AESC's modules can be installed vertically or flat, and the pack can be designed with a shape that is tailored to the shape under the vehicle floor.

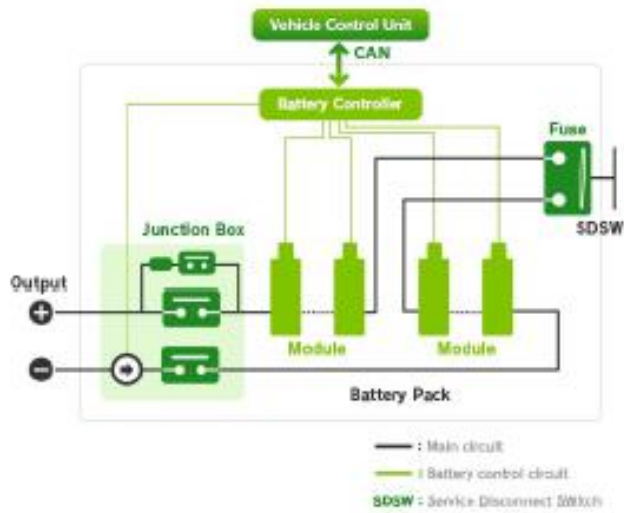
The packs for both the Nissan Leaf and the Renault Kangoo are designed with a voltage of 360V and a capacity of 24kWh and can store electric power that is equivalent to 2 days of electric power used by a standard home.

### General specifications

Number of Modules	48
Nominal Voltage	360V
Capacity	24kWh

[Return to top of page](#)

## Composition



Voltage, temperature, and such are constantly monitored by sensors attached to the modules in the pack. The data is sent from the battery controller to the vehicle control unit via a CAN (Controller Area Network).  
 When a vehicle is maintained at a service factory, the circuit is interrupted by operating the SDSW (Service Disconnect Switch) so that work can be safely performed.

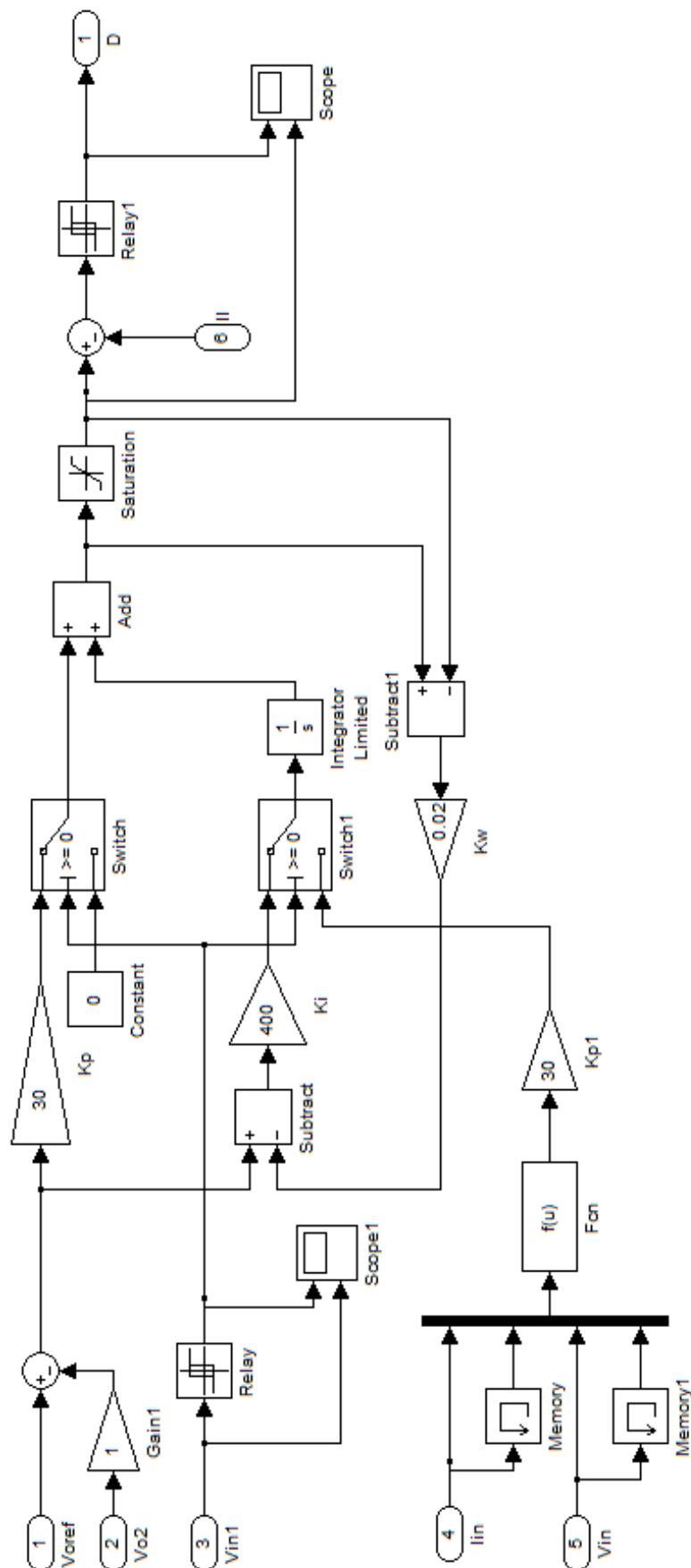
▶ Related products

Automotive Energy Supply Corporation

Copyright©Automotive Energy Supply Corporation,2013

| About AESC | Definition of Lithium-ion Batteries | Products | Technology | Inquiries | Site Map | 日本語 English 中文

## Anexo J – Simulink do controlo MPPT e de tensão



## Anexo K – Dados da Radiação e Temperatura de julho e dezembro de 2015

Dados de Radiação e Temperatura							
jul/15				dez/15			
tempo	radiacao_maior	tempo	temperatura_maior	tempo	radiacao_menor	tempo	temperatura_menor
0,05	0	0,05	290,45	0,05	0	0,05	281,65
0,10	0	0,10	290,35	0,10	0	0,10	281,55
0,15	75	0,15	290,35	0,15	0	0,15	281,55
0,20	148	0,20	290,45	0,20	0	0,20	281,55
0,25	232	0,25	290,55	0,25	0	0,25	281,55
0,30	312	0,30	290,65	0,30	0	0,30	281,55
0,35	382	0,35	290,85	0,35	0	0,35	281,55
0,40	442	0,40	291,15	0,40	0	0,40	281,55
0,45	493	0,45	291,55	0,45	0	0,45	281,55
0,50	539	0,50	291,85	0,50	0	0,50	281,55
0,55	578	0,55	292,35	0,55	0	0,55	281,55
0,60	613	0,60	292,75	0,60	0	0,60	281,65
0,65	644	0,65	293,25	0,65	0	0,65	281,75
0,70	671	0,70	293,75	0,70	200	0,70	281,85
0,75	695	0,75	294,25	0,75	254	0,75	281,95
0,80	717	0,80	294,75	0,80	298	0,80	282,15
0,85	736	0,85	295,25	0,85	333	0,85	282,25
0,90	754	0,90	295,75	0,90	359	0,90	282,45
0,95	769	0,95	296,25	0,95	380	0,95	282,75
1,00	783	1,00	296,75	1,00	398	1,00	282,95
1,05	795	1,05	297,25	1,05	412	1,05	283,25
1,10	805	1,10	297,65	1,10	424	1,10	283,55
1,15	814	1,15	298,05	1,15	433	1,15	283,85
1,20	822	1,20	298,45	1,20	441	1,20	284,15
1,25	829	1,25	298,85	1,25	448	1,25	284,55
1,30	835	1,30	299,25	1,30	454	1,30	284,85
1,35	840	1,35	299,65	1,35	458	1,35	285,25
1,40	844	1,40	299,95	1,40	461	1,40	285,55
1,45	846	1,45	300,35	1,45	464	1,45	285,85
1,50	848	1,50	300,65	1,50	466	1,50	286,15
1,55	849	1,55	300,95	1,55	466	1,55	286,45
1,60	849	1,60	301,25	1,60	466	1,60	286,65
1,65	848	1,65	301,55	1,65	466	1,65	286,95
1,70	846	1,70	301,85	1,70	464	1,70	287,15
1,75	844	1,75	302,15	1,75	461	1,75	287,35
1,80	840	1,80	302,35	1,80	458	1,80	287,45
1,85	835	1,85	302,55	1,85	454	1,85	287,55
1,90	829	1,90	302,75	1,90	448	1,90	287,65
1,95	822	1,95	302,95	1,95	441	1,95	287,65
2,00	814	2,00	303,05	2,00	433	2,00	287,65
2,05	805	2,05	303,05	2,05	424	2,05	287,65
2,10	795	2,10	303,15	2,10	412	2,10	287,55
2,15	783	2,15	303,05	2,15	398	2,15	287,45
2,20	769	2,20	303,05	2,20	380	2,20	287,35
2,25	754	2,25	302,95	2,25	359	2,25	287,15
2,30	736	2,30	302,75	2,30	333	2,30	286,85
2,35	717	2,35	302,55	2,35	298	2,35	286,65
2,40	695	2,40	302,35	2,40	254	2,40	286,35
2,45	671	2,45	302,05	2,45	200	2,45	286,05
2,50	644	2,50	301,75	2,50	100	2,50	285,85
2,55	613	2,55	301,35	2,55	0	2,55	285,55
2,60	578	2,60	301,05	2,60	0	2,60	285,25
2,65	539	2,65	300,65	2,65	0	2,65	284,95
2,70	493	2,70	300,15	2,70	0	2,70	284,75
2,75	442	2,75	299,75	2,75	0	2,75	284,45
2,80	382	2,80	299,25	2,80	0	2,80	284,25
2,85	312	2,85	298,85	2,85	0	2,85	284,05
2,90	232	2,90	298,45	2,90	0	2,90	283,45
2,95	148	2,95	297,75	2,95	0	2,95	282,95
3,00	118	3,00	297,75	3,00	0	3,00	282,95

Obs:  
T=0,05 => 15minutos

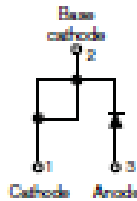


[www.vishay.com](http://www.vishay.com)

**VS-20ETF..PbF Series, VS-20ETF..-M3 Series**

Vishay Semiconductors

**Fast Soft Recovery Rectifier Diode, 20 A**



**FEATURES**

- Glass passivated pellet chip junction
- 150 °C max operating junction temperature
- Low forward voltage drop and short reverse recovery time
- Designed and qualified according to JEDEC®-JESD 47
- Material categorization: for definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



**RoHS**  
compliant  
**HALOGEN**  
**FREE**

PRODUCT SUMMARY	
Package	TO-220AC
$I_{TAV}$	20 A
$V_R$	800 V, 1000 V, 1200 V
$V_F$ at $I_F$	1.31 V
$I_{FSM}$	320 A
$t_r$	95 ns
$T_J$ max.	150 °C
Diode variation	Single die
Snap factor	0.6

**APPLICATIONS**

These devices are intended for use in output rectification and freewheeling in inverters, choppers and converters as well as in input rectification where severe restrictions on conducted EMI should be met.

**DESCRIPTION**

The VS-20ETF... fast soft recovery rectifier series has been optimized for combined short reverse recovery time and low forward voltage drop. The glass passivation ensures stable reliable operation in the most severe temperature and power cycling conditions.

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS			
SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES	UNITS
$V_{RRM}$		800 to 1200	V
$I_{TAV}$	Sinusoidal waveform	20	A
$I_{FSM}$		320	
$t_r$	1 A, 100 A/ $\mu$ s	95	ns
$V_F$	20 A, $T_J = 25$ °C	1.31	V
$T_J$	Range	-40 to +150	°C

VOLTAGE RATINGS			
PART NUMBER	$V_{RRM}$ , MAXIMUM PEAK REVERSE VOLTAGE V	$V_{RRM}$ , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	$I_{FSM}$ AT 150 °C mA
VS-20ETF08PbF, VS-20ETF08-M3	800	900	6
VS-20ETF10PbF, VS-20ETF10-M3	1000	1100	
VS-20ETF12PbF, VS-20ETF12-M3	1200	1300	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum average forward current	$I_{TAV}$	$T_C = 113$ °C, 180° conduction half sine wave	20	A
Maximum peak one cycle non-repetitive surge current	$I_{FSM}$	10 ms sine pulse, rated $V_{RRM}$ applied	270	
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	320	
Maximum P <sub>t</sub> for fusing	P <sub>t</sub>	10 ms sine pulse, rated $V_{RRM}$ applied	365	A <sup>2</sup> s
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	515	
Maximum P <sub>vt</sub> for fusing	P <sub>vt</sub>	t = 0.1 ms to 10 ms, no voltage reapplied	5150	A <sup>2</sup> h

Revision: 11-Feb-16

1

Document Number: 64098

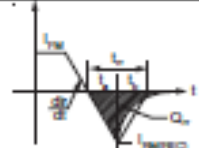
For technical questions within your region: [DiodesAmericas@vishay.com](mailto:DiodesAmericas@vishay.com), [DiodesAsia@vishay.com](mailto:DiodesAsia@vishay.com), [DiodesEurope@vishay.com](mailto:DiodesEurope@vishay.com)

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT [www.vishay.com/doc?91000](http://www.vishay.com/doc?91000)



ELECTRICAL SPECIFICATIONS					
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		VALUES	UNITS
Maximum forward voltage drop	$V_{FM}$	20 A, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.31	V
Forward slope resistance	$r_f$	$T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$		11.88	m $\Omega$
Threshold voltage	$V_{T(DC)}$			0.93	V
Maximum reverse leakage current	$I_{RM}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_{R1} = \text{Rated } V_{SRM}$	0.1	mA
		$T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$		6	

RECOVERY CHARACTERISTICS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Reverse recovery time	$t_{rr}$	$I_F$ at 20 A <sub>pk</sub> 25 A/us 25 $^\circ\text{C}$	400	ns
Reverse recovery current	$I_{rr}$		6.1	A
Reverse recovery charge	$Q_{rr}$		1.7	$\mu\text{C}$
Snap factor	S	Typical	0.6	



THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS					
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		VALUES	UNITS
Maximum junction and storage temperature range	$T_J, T_{Stg}$			-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Maximum thermal resistance, junction to case	$R_{\theta JC}$	DC operation		0.9	$^\circ\text{C/W}$
Maximum thermal resistance, junction to ambient	$R_{\theta JA}$			62	
Typical thermal resistance, case to heatsink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface, smooth and greased		0.5	
Approximate weight				2	g
				0.07	oz.
Mounting torque	minimum			6 (5)	kgf - cm (bf - in)
	maximum			12 (10)	
Marking device		Case style TO-220AC		20ETF08 20ETF10 20ETF12	



Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY	
V <sub>DS</sub> (V)	500
R <sub>DS(on)</sub> (Ω)	V <sub>GS</sub> = 10 V   0.27
Q <sub>g</sub> (Max.) (nC)	210
Q <sub>gs</sub> (nC)	29
Q <sub>gd</sub> (nC)	110
Configuration	Single

FEATURES

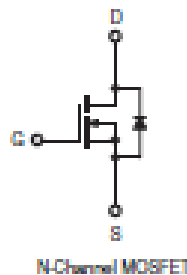
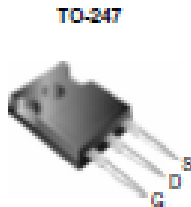
- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead (Pb)-free Available



RoHS COMPLIANT

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness. The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distances between pins to meet the requirements of most safety specifications.



ORDERING INFORMATION	
Package	TO-247
Lead (Pb)-free	IRFP460PbF
	SiHFP460-E3
SnPb	IRFP460
	SiHFP460

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS T <sub>C</sub> = 25 °C, unless otherwise noted			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V <sub>DS</sub>	500	V
Gate-Source Voltage	V <sub>GS</sub>	± 20	
Continuous Drain Current	I <sub>D</sub>	T <sub>C</sub> = 25 °C	20
		T <sub>C</sub> = 100 °C	13
Pulsed Drain Current <sup>a</sup>	I <sub>DM</sub>	80	A
Linear Derating Factor		2.2	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy <sup>b</sup>	E <sub>AS</sub>	960	mJ
Repetitive Avalanche Current <sup>a</sup>	I <sub>AV</sub>	20	A
Repetitive Avalanche Energy <sup>a</sup>	E <sub>AR</sub>	28	mJ
Maximum Power Dissipation	P <sub>D</sub>	280	W
Peak Diode Recovery dV/dt <sup>c</sup>	dV/dt	3.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	- 55 to + 150	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 <sup>d</sup>	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10	lbf - in
		1.1	N - m

- Notes
- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
  - V<sub>DD</sub> = 50 V, starting T<sub>J</sub> = 25 °C, L = 4.3 mH, R<sub>G</sub> = 25 Ω, I<sub>AS</sub> = 20 A (see fig. 12).
  - I<sub>SD</sub> ≤ 20 A, dI/dt ≤ 180 A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>DS</sub>, T<sub>J</sub> ≤ 150 °C.
  - 1.6 mm from case.



<sup>\*</sup> Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

# IRFP460, SiHFP460

Vishay Siliconix



THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	-	40	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	$R_{\theta CS}$	0.24	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	$R_{\theta JC}$	-	0.45	

SPECIFICATIONS $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Static</b>						
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{DS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	500	-	-	V
$V_{DS}$ Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_D = 1\text{ mA}$	-	0.63	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	$I_{GSS}$	$V_{DS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 500\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 400\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$ , $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 12\text{ A}^b$	-	-	0.27	$\Omega$
Forward Transconductance	$g_m$	$V_{DS} = 50\text{ V}$ , $I_D = 12\text{ A}^b$	13	-	-	S
<b>Dynamic</b>						
Input Capacitance	$C_{iss}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $V_{DS} = 25\text{ V}$ , $f = 1.0\text{ MHz}$ , see fig. 5	-	4300	-	$\mu\text{F}$
Output Capacitance	$C_{oss}$		-	870	-	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{rss}$		-	350	-	
Total Gate Charge	$Q_g$	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 20\text{ A}$ , $V_{DS} = 400\text{ V}$ see fig. 6 and 13 <sup>b</sup>	-	-	210	nC
Gate-Source Charge	$Q_{gs}$		-	-	29	
Gate-Drain Charge	$Q_{gd}$		-	-	110	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 250\text{ V}$ , $I_D = 20\text{ A}$ , $R_{\theta J} = 4.3\text{ }^\circ\text{C/W}$ , $R_{\theta C} = 13\text{ }^\circ\text{C/W}$ , see fig. 10 <sup>b</sup>	-	18	-	ns
Rise Time	$t_r$		-	59	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	110	-	
Fall Time	$t_f$		-	58	-	
Internal Drain Inductance	$L_D$	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$		-	13	-	
<b>Drain-Source Body Diode Characteristics</b>						
Continuous Source-Drain Diode Current	$I_S$	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode 	-	-	20	A
Pulsed Diode Forward Current <sup>a</sup>	$I_{SM}$		-	-	80	
Body Diode Voltage	$V_{SD}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_S = 20\text{ A}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	-	1.8	V
Body Diode Reverse Recovery Time	$t_r$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_S = 20\text{ A}$ , $dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	570	860	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$		-	5.7	8.6	
Forward Turn-On Time	$t_{on}$	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S$ and $L_D$ )				

**Notes**

- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- b. Pulse width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs IRED + Photo IC

# TLP351

Inverter for Air Conditioner  
IGBT/Power MOS FET Gate Drive  
Industrial Inverter

The TOSHIBA TLP351 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
This unit is 8-lead DIP package.  
TLP351 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.  
Especially TLP351 is capable of "direct" gate drive of lower Power IGBTs.

- Peak output current:  $\pm 0.6$  A (max)
- Guaranteed performance over temperature:  $-40$  to  $100^{\circ}\text{C}$
- Supply current: 2 mA (max)
- Power supply voltage: 10 to 50 V
- Threshold input current:  $I_p = 5$  mA (max)
- Switching time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ): 700 ns (max)
- Common mode transient immunity: 10 kV/ $\mu\text{s}$
- Isolation voltage: 5750 Vrms
- Option(D4)

VDE Approved : DIN EN60747-5-2

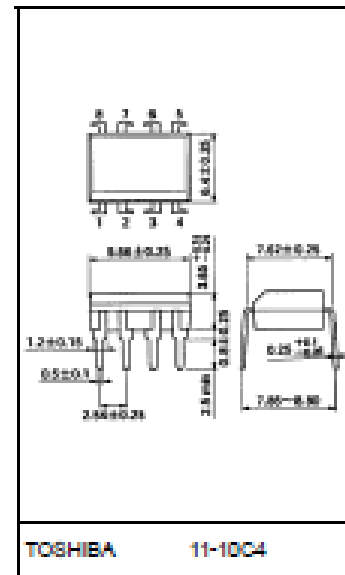
Maximum Operating Insulation Voltage : 800 VPK

Highest Permissible Over Voltage : 4000 VPK

(Note): When a EN60747-5-2 approved type is needed,

Please designate "Option(D4)"

Unit: mm

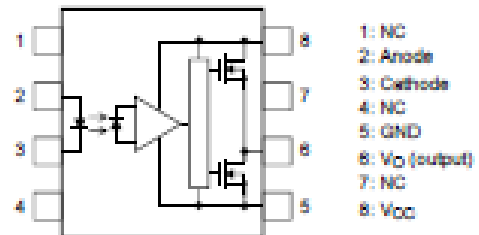


Weight: 0.54 g (typ.)

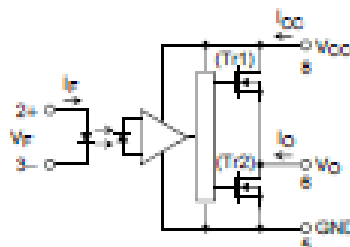
### Truth Table

Input	LED	Tr1	Tr2	Output
H	ON	ON	OFF	H
L	OFF	OFF	ON	L

### Pin Configuration (top view)



### Schematic



A 0.1  $\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5.

Start of commercial production  
2002/05

**Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Characteristics		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	$I_F$	20	mA
	Forward current derating (Ta ≥ 85°C)	$\Delta I_F/\Delta T_a$	-0.54	mA/°C
	Peak transient forward current (Note 1)	$I_{FP}$	1	A
	Reverse voltage	$V_R$	5	V
	Junction temperature	$T_J$	125	°C
Detector	"H" peak output current (Note 2)	$I_{OPH}$	-0.8	A
	"L" peak output current (Note 2)	$I_{OPL}$	0.8	A
	Output voltage	$V_O$	35	V
	Supply voltage	$V_{CC}$	35	V
	Junction temperature	$T_J$	125	°C
Operating frequency (Note 3)	$f$	25	kHz	
Storage temperature range	$T_{stg}$	-55 to 125	°C	
Operating temperature range	$T_{opr}$	-40 to 100	°C	
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	$T_{sld}$	260	°C	
Isolation voltage (AC, 1 minute, R.H. ≤ 60%) (Note 5)	$BV_G$	3750	Vrms	

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc.).

Note 1: Pulse width  $P_W \leq 1 \mu s$ , 300 pps

Note 2: Exponential waveform pulse width  $P_W \leq 10 \mu s$ ,  $f \leq 15$  kHz

Note 3: Exponential waveform  $I_{OPH} \leq -0.4$  A ( $\leq 2.0 \mu s$ ),  $I_{OPL} \leq +0.4$  A ( $\leq 2.0 \mu s$ ),  $T_a = 100^\circ C$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor (0.1  $\mu F$ ) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1 cm.

**Recommended Operating Conditions**

Characteristics	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Input current, ON (Note 7)	$I_F (ON)$	7.5	—	10	mA
Input voltage, OFF	$V_F (OFF)$	6	—	0.8	V
Supply voltage	$V_{CC}$	10	—	30	V
Peak output current	$I_{OPH}/I_{OPL}$	—	—	±0.2	A
Operating temperature	$T_{opr}$	-40	—	100	°C

Note: Recommended operating conditions are given as a design guideline to obtain expected performance of the device. Additionally, each item is an independent guideline respectively. In developing designs using this product, please confirm specified characteristics shown in this document.

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5  $\mu s$

**Electrical Characteristics (Ta = -40 to 100°C, unless otherwise specified)**

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ.*	Max	Unit	
Forward voltage		$V_F$	—	$I_F = 5 \text{ mA}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.65	1.70	V	
Temperature coefficient of forward voltage		$\Delta V_F/\Delta T_a$	—	$I_F = 5 \text{ mA}$	—	-2.0	—	mV/°C	
Input reverse current		$I_R$	—	$V_B = 5 \text{ V}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	—	10	$\mu\text{A}$	
Input capacitance		$C_T$	—	$V = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$ , $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	45	—	pF	
Output current (Note 8)	"H" Level	$I_{OH1}$	1	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ $I_F = 5 \text{ mA}$	$V_{S-G} = 4 \text{ V}$	—	-0.4	-0.2	A
		$V_{S-G} = 10 \text{ V}$			—	-0.67	-0.4		
	"L" Level	$I_{OL1}$	2	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ $I_F = 0 \text{ mA}$	$V_{S-G} = 2 \text{ V}$	0.2	0.35	—	
		$V_{S-G} = 10 \text{ V}$			0.4	0.63	—		
Output voltage	"H" Level	$V_{OH}$	3	$V_{CC} = 10 \text{ V}$	$I_O = -100 \text{ mA}$ , $I_F = 5 \text{ mA}$	8.0	8.5	—	V
	"L" Level	$V_{OL}$			4	$I_O = 100 \text{ mA}$ , $V_F = 0.8 \text{ V}$	—	0.4	
Supply current	"H" Level	$I_{OCH}$	5	$V_{CC} = 10 \text{ to } 30 \text{ V}$ $V_O$ open		$I_F = 10 \text{ mA}$	—	1.4	2.0
	"L" Level	$I_{OCL}$			6	$I_F = 0 \text{ mA}$	—	1.3	2.0
Threshold input current	L → H	$I_{IH}$	—	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $V_O \geq 1 \text{ V}$		—	2.5	5	mA
Threshold input voltage	H → L	$V_{IH}$	—	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $V_O < 1 \text{ V}$	0.8	—	—	V	
Supply voltage		$V_{CC}$	—	—	10	—	30	V	

\*: All typical values are at  $T_a = 25^\circ\text{C}$

Note 8: Duration of  $I_O$  time  $\leq 50 \mu\text{s}$

Note 9: This product is more sensitive than the conventional product to static electricity (ESD) because of a lowest power consumption design.  
General precaution to static electricity (ESD) is necessary for handling this component.

**Isolation Characteristics (Ta = 25°C)**

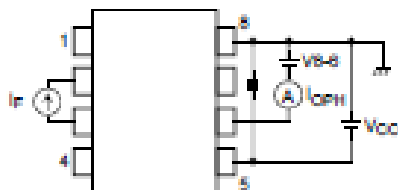
Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min	Typ.	Max	Unit
Capacitance input to output	$C_D$	$V_B = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$ (Note5)	—	1.0	—	pF
Isolation resistance	$R_D$	$V_B = 500 \text{ V}$ , R.H. $\leq 60\%$ (Note5)	$1 \times 10^{12}$	$10^{14}$	—	$\Omega$
Isolation voltage	$BV_D$	AC, 1 minute	3750	—	—	$V_{rms}$
		AC, 1 second, in oil	—	10000	—	
		DC, 1 minute, in oil	—	10000	—	Vdc

**Switching Characteristics (Ta = -40 to 100°C, unless otherwise specified)**

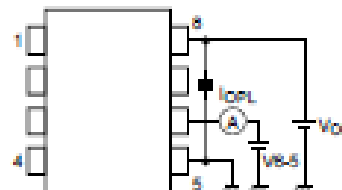
Characteristics	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ.*	Max	Unit	
Propagation delay time	L → H	7	V <sub>CC</sub> = 30 V R <sub>G</sub> = 47 Ω C <sub>G</sub> = 3 nF	I <sub>P</sub> = 0 → 5 mA	100	—	700	ns
	H → L			I <sub>P</sub> = 5 → 0 mA	100	—	700	
Propagation delay difference between any two parts or channels	PDD (t <sub>PHL</sub> - t <sub>PLH</sub> )	7	V <sub>CC</sub> = 30 V, R <sub>G</sub> = 47 Ω C <sub>G</sub> = 3 nF	-500	—	500	ns	
Output rise time (10-90%)	t <sub>r</sub>	7	V <sub>CC</sub> = 30 V R <sub>G</sub> = 47 Ω C <sub>G</sub> = 3 nF	I <sub>P</sub> = 0 → 5 mA	—	50	—	ns
Output fall time (90-10%)	t <sub>f</sub>			I <sub>P</sub> = 5 → 0 mA	—	50	—	
Common mode transient immunity at high level output	CM <sub>H</sub>	8	V <sub>CM</sub> = 1000 Vp-p Ta = 25°C V <sub>CC</sub> = 30 V	I <sub>P</sub> = 5 mA V <sub>O</sub> (min) = 28 V	-10000	—	—	V/μs
Common mode transient immunity at low level output	CM <sub>L</sub>			I <sub>P</sub> = 0 mA V <sub>O</sub> (max) = 1 V	10000	—	—	

\*: All typical values are at Ta = 25°C

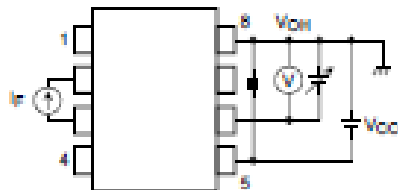
Test Circuit 1: I<sub>OPH</sub>



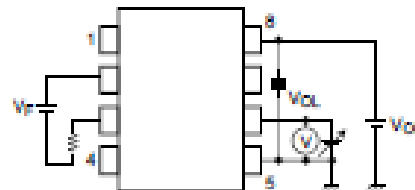
Test Circuit 2: I<sub>OPL</sub>



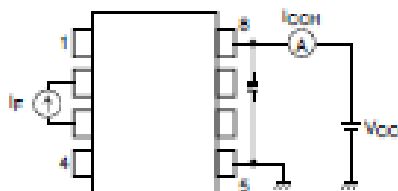
Test Circuit 3: V<sub>OH</sub>



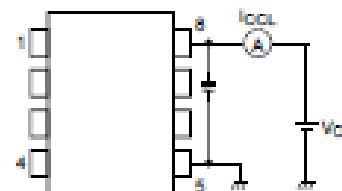
Test Circuit 4: V<sub>OL</sub>



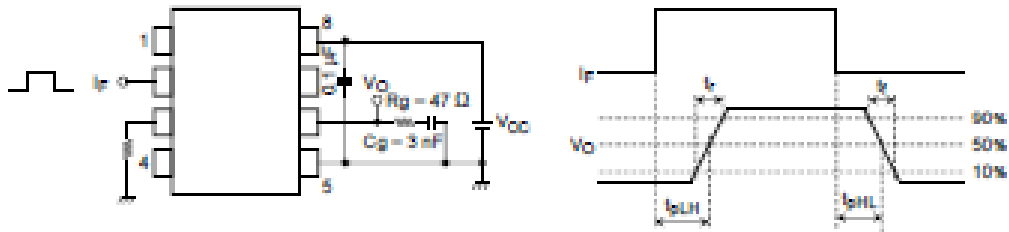
Test Circuit 5: I<sub>OCH</sub>



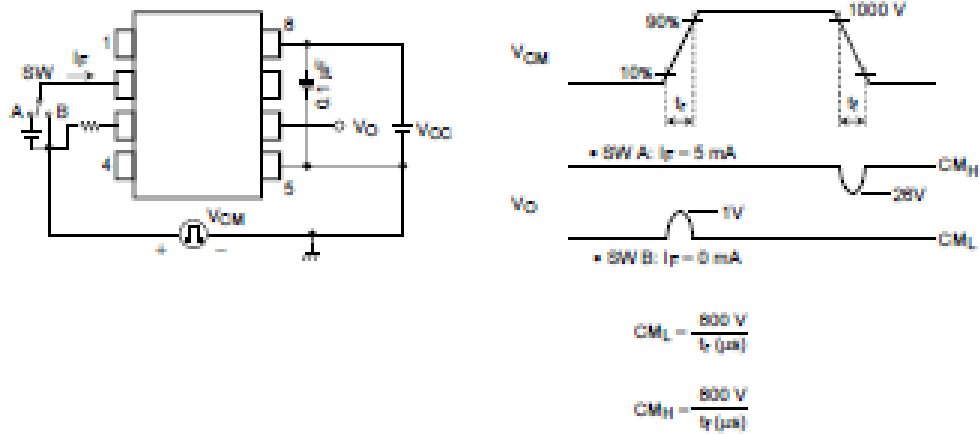
Test Circuit 6: I<sub>OCL</sub>



Test Circuit 7:  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$ , PDD



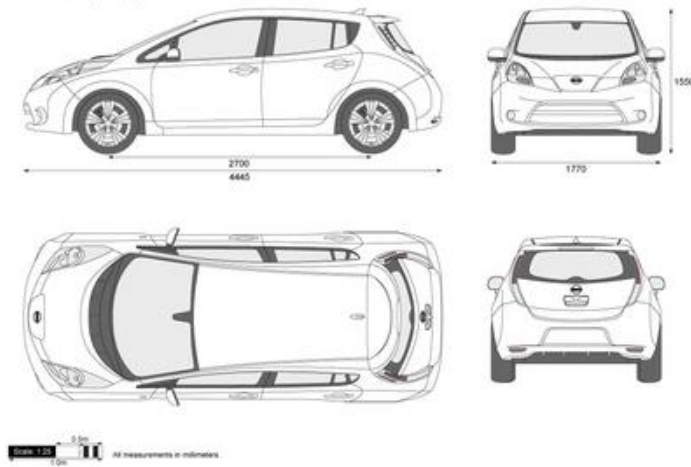
Test Circuit 8:  $CM_H$ ,  $CM_L$



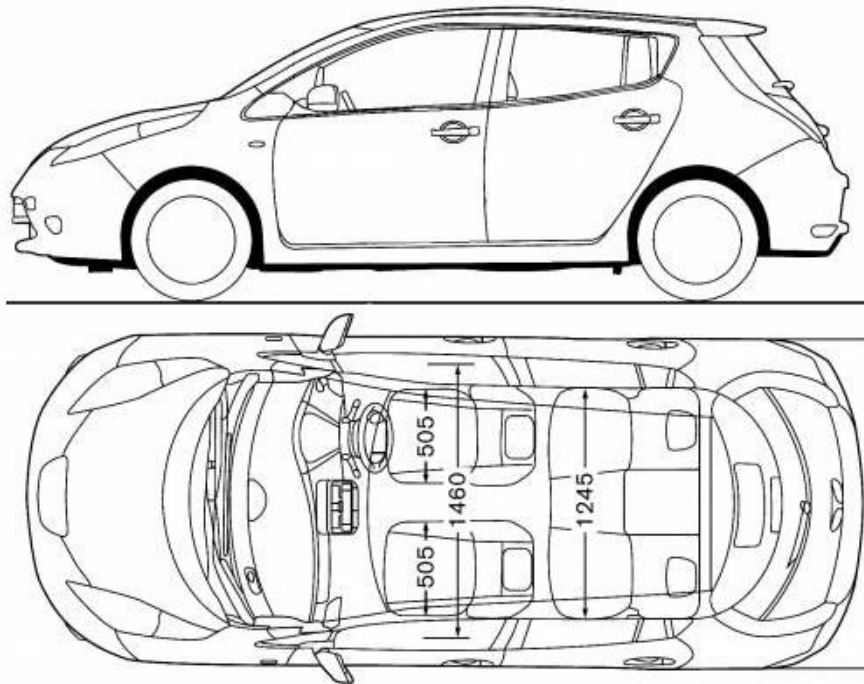
$CM_L$  ( $CM_H$ ) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

## Anexo O – Dimensões Nissan Leaf

Nissan Leaf (2012)



Spec	Leaf
Standard Seating	5
Front Headroom (in.)	41.2
Rear Headroom (in.)	37.3
Front Legroom (in.)	42.1
Rear Legroom (in.)	31.1
Front Shoulder Room (in.)	54.4
Rear Shoulder Room (in.)	52.5
Front Hip Room (in.)	51.5
Rear Hip Room (in.)	50.5
Curb Weight - Automatic (lb.)	3,366
Wheelbase (in.)	106.3
Length (in.)	175.0
Width (in.)	69.7
Height (in.)	61.0
Track Front (in.)	60.6
Track Rear (in.)	60.4
Ground Clearance (in.)	
Cargo Volume (C Ft)	14.5



Área	
Tejadilho	$1722 \times 1245 = 2144 \text{ mm}^2$
Capô	$(898 + 1245) \times 674 / 2 = 722 \text{ mm}^2$
Vidro frontal	$1245 \times 599 = 745 \text{ mm}^2$
Vidro traseiro	$1245 \times 300 = 373 \text{ mm}^2$
Vidros laterais	$1760 \times 300 = 527 \text{ mm}^2$
Área total	$4511 \text{ mm}^2 \Rightarrow \pm 4.5 \text{ m}^2$

