

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

Carro a Energia Solar

Ricardo Jorge de Araújo Ferreira

Versão Provisória

Dissertação/Relatório de Projecto realizada(o) no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador:

Prof. Dr. Armando Luís de Sousa Araújo

Julho de 2008

Resumo

A presente tese estuda, propõe e analisa um método de utilização de painéis fotovoltaicos para a tracção eléctrica. Este método será projectado tendo como base a implementação de um carro solar capaz de transportar uma pessoa.

Ao longo do trabalho é apresentado um modelo que permite estudar o funcionamento dos painéis fotovoltaicos sob o ponto de vista da influência da incidência de radiação e da temperatura. Este modelo é posteriormente utilizado em conjunto com o restante circuito eléctrico.

Durante a fase de desenvolvimento do projecto são também evidenciados requisitos para o conversor DC/DC a utilizar. Este conversor, um conversor do tipo *step-down*, é analisado através do seu modelo em espaço de estados, o qual será utilizado para o desenvolvimento de um controlador adequado. São também apresentados os aspectos relevantes para o dimensionamento dos seus componentes e feita a respectiva escolha dos seus elementos.

O controlador implementado é baseado em controladores clássicos e permite o controlo da corrente de saída do conversor. É apresentado todo o processo de dimensionamento do controlador, tendo-se obtido um compensador por avanço de fase.

Com o sistema painel e conversor completamente caracterizado é desenvolvida uma topologia de ligação do sistema que permite a sua adaptação ao motor a utilizar.

Este motor é um motor *Brushless* DC de ímanes permanentes. Para se utilizar devidamente o motor é estudado o seu princípio de funcionamento e respectivas arquitecturas de controlo. Com base neste estudo é proposto um método de controlo que permita conferir ao motor o funcionamento desejado para a aplicação em análise.

O sistema final é ainda composto por um modelo das baterias e respectivo controlo de carga, o qual foi desenvolvido e validado atendendo ao seu princípio de funcionamento.

Abstract

This thesis presents the study and analysis of a method for the utilization of photovoltaic modules in electric traction. This method will be developed with the objective to be integrated in a solar car able to transport a person.

During the work, a model to study the climacteric influence in photovoltaic modules, such as temperature and radiation, is presented. This model will be later used with the complete electric circuit.

Along the development of the project we also studied the characteristics that the DC/DC switch mode converter should have. The converter, a step-down converter, is analysed through its average state space model, in order to develop a suitable controller. The process to choose the controller is also presented.

The project of the controller is based on classic controllers and has the objective to control the current of the converter. All the steps necessary to choose the controller are presented. The controller used is a lead compensator.

With the system, photovoltaic module and converter, fully characterized, a topology to connect it to a motor is chosen.

The motor used is a Brushless DC motor. In order to understand how to properly handle the motor, a study of its working principle and types of control is essential. Based on that study, a control that leads the motor to the working point is developed.

The final system also has a model to study batteries and its charging methods. A circuit to control the charging of batteries is developed that fulfil all the proposed objectives.

Agradecimentos

Desejo expressar os meus agradecimentos ao professor Dr. Armando Luís de Sousa Araújo pela sua orientação e conselhos preciosos e pelas enriquecedoras discussões mantidas. Desejo agradecer sobretudo a sua disponibilidade e preocupação.

Ao professor Dr. António de Pina Martins agradeço a sua disponibilidade e a sua amabilidade, sempre demonstradas quando solicitado.

Ao professor Dr. Adriano Carvalho agradeço a possibilidade de me envolver em discussões bastante enriquecedoras que encaminharam o meu raciocínio.

Ao técnico Nuno Guerra agradeço a sua boa disposição e vontade constante de ajudar.

Aos meus colegas de dissertação agradeço a sua amizade e o bom ambiente vivido no local de trabalho que tanto me ajudou a desenvolver esta tese e a manter a boa disposição.

Por fim, desejo expressar os meus maiores agradecimentos aos meus pais, por todo o carinho, apoio e paciência que tiveram comigo. Agradeço sobretudo por me proporcionarem a oportunidade de estudar. Sem eles esta tese não existiria.

O Autor.

Ver o que temos diante dos nossos narizes requer uma luta constante.

George Orwell

Dedicado aos meus pais.

Índice

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	v
Índice	xi
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xxi
Abreviaturas e Símbolos	xxiii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Objectivos do Trabalho	1
1.2 - Âmbito do Trabalho	2
1.3 - Objecto de Estudo	2
1.4 - Mapa do Documento.....	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte.....	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Sistema Fotovoltaico	5
2.3 - Baterias.....	8
2.4 - Sistema de Tracção.....	9
2.5 - Sistemas de Telemetria.....	11
2.6 - Resumo e conclusões.....	12
Capítulo 3	13
Painéis Fotovoltaicos.....	13
3.1 - Introdução.....	13
3.1.1 - Modelo eléctrico de um painel fotovoltaico	14
3.1.2 - Curvas de funcionamento de um painel fotovoltaico	16
3.2 - Célula Fotovoltaica	19
3.2.1 - Modelos equivalentes de células fotovoltaicas.....	19
3.2.2 - Características das células utilizadas.....	22
3.2.3 - Simulação do circuito eléctrico	23
3.2.4 - Modelo em Matlab TM	25

3.2.5 - Modelo em Psim®	29
3.3 - Painel Fotovoltaico	35
3.3.1 - Dimensionamento dos painéis	37
3.3.2 - Modelo em Matlab™	39
3.3.3 - Modelo em Psim®	41
3.4 - Validação Experimental	42
3.5 - Resumo e Conclusões	46
Capítulo 4	47
Baterias	47
4.1 - Introdução	47
4.2 - Necessidades Energéticas das Baterias	47
4.3 - Tipos de Baterias	48
4.4 - Modelos de Baterias	49
4.5 - Modelo Implementado	52
4.5.1 - Validação do modelo	56
4.6 - Requisitos e Métodos de Carga em Baterias de Lítio	62
4.7 - Método de Carga Proposto	63
4.8 - Resumo e Conclusões	67
Capítulo 5	69
Conversor	69
5.1 - Introdução	69
5.2 - Escolha da Topologia	69
5.3 - Conversor Step-Down	71
5.4 - Modelo em Espaço de Estados	73
5.4.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas	74
5.4.2 - Equações de estado	74
5.4.3 - Obtenção da função de transferência do sistema	75
5.5 - Modelo do Conversor <i>Step-Down</i>	78
5.5.1 - Modelo em tensão	78
5.5.2 - Modelo em corrente	88
5.6 - Resumo e Conclusões	95
Capítulo 6	97
Controlador	97
6.1 - Introdução	97
6.2 - Efeito da Malha de Realimentação	98
6.2.1 - Ganho T(s)	98
6.2.2 - Estabilidade	100
6.3 - Requisitos de Controladores	101
6.4 - Tipos de Controladores	104
6.4.1 - Compensador por avanço de fase	104
6.4.2 - Compensador por atraso de fase	106
6.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase	109
6.5 - Projecto de um Compensador	110
6.5.1 - Dimensionamento do conversor	111
6.5.2 - Dimensionamento do controlador	113
6.6 - Validação do Compensador	119
6.6.1 - Aplicação a um conversor	119
6.6.2 - Aplicação a oito conversores em paralelo	122
6.7 - Resumo e Conclusões	124
Capítulo 7	127
Motor	127
7.1 - Introdução	127
7.2 - Princípio de Funcionamento de Motores <i>Brushless</i>	128

7.3 - Método de Controlo de Motores <i>Brushless</i>	132
7.4 - Método de Controlo Proposto	133
7.5 - Implementação do Controlador	136
7.6 - Resumo e Conclusões.....	140
Capítulo 8	143
Carro Solar	143
8.1 - Introdução.....	143
8.2 - Painéis Fotovoltaicos	143
8.3 - Baterias.....	143
8.4 - Motor.....	144
8.5 - Resumo e Conclusões.....	144
Capítulo 9	145
Conclusões e Trabalho Futuro	145
9.1 - Satisfação dos Objectivos	145
9.2 - Trabalhos Futuros.....	147
Referências	149

Lista de Figuras

Figura 2.1: Curva I-V de uma célula típica utilizada em carros solares.	7
Figura 2.2: Diagrama de blocos de uma possível ligação entre os painéis e as baterias.	9
Figura 2.3: Tipos de acoplamentos mais utilizados.	10
Figura 2.4: Sistema de telemetria de um sistema real.	12
Figura 3.1: Esquema eléctrico de uma célula fotovoltaica.	14
Figura 3.2: Esquema eléctrico de um painel fotovoltaico.	15
Figura 3.3: Curva I-V de um painel genérico.	16
Figura 3.4: Alteração da curva I-V com a incidência de radiação.	17
Figura 3.5: Alteração da curva I-V com a temperatura.	17
Figura 3.6: Curva P-V de um painel fotovoltaico.	18
Figura 3.7: Alteração da curva P-V com a temperatura.	18
Figura 3.8: Modelo simplificado de uma célula fotovoltaica.	19
Figura 3.9: Esquema eléctrico de uma célula fotovoltaica.	20
Figura 3.10: Modelo de dupla exponencial de uma célula.	22
Figura 3.11: Circuito de simulação do modelo eléctrico de uma célula.	24
Figura 3.12: Curva I-V obtida com a simulação do circuito eléctrico.	24
Figura 3.13: Curva P-V obtida com a simulação do circuito eléctrico.	24
Figura 3.14: Curva I-V da célula em função da temperatura obtida com o modelo em Matlab TM	27
Figura 3.15: Curva P-V da célula em função da temperatura obtida com o modelo em Matlab TM	28
Figura 3.16: Curva I-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o modelo em Matlab TM	28

Figura 3.17: Curva P-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o modelo em Matlab™	28
Figura 3.18: Esquema de modelação da célula fotovoltaica implementado em Psim®	30
Figura 3.19: Implementação da equação para o cálculo de I_s	30
Figura 3.20: Implementação da equação para o cálculo de I_o	31
Figura 3.21: Implementação da equação para o cálculo de E_g	31
Figura 3.22: Implementação da equação para o cálculo de I_{ph}	32
Figura 3.23: Implementação das equações para o cálculo das resistências R_s e R_p	32
Figura 3.24: Conversão das relações matemáticas para constantes eléctricas	33
Figura 3.25: Esquema final do modelo da célula em Psim®	33
Figura 3.26: Curva I-V da célula em função da temperatura obtida com o Psim®	34
Figura 3.27: Curva P-V da célula em função da temperatura obtida com o Psim®	34
Figura 3.28: Curva I-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o Psim®	34
Figura 3.29: Curva P-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o Psim®	35
Figura 3.30: Esquema do motor escolhido	37
Figura 3.31: Diagrama de blocos da solução proposta para a ligação entre os painéis e o motor	38
Figura 3.32: Curva I-V do painel em função da temperatura obtida com o Matlab™	39
Figura 3.33: Curva P-V do painel em função da temperatura obtida com o Matlab™	40
Figura 3.34: Curva I-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Matlab™	40
Figura 3.35: Curva P-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Matlab™	40
Figura 3.36: Curva I-V do painel em função da temperatura obtida com o Psim®	41
Figura 3.37: Curva P-V do painel em função da temperatura obtida com o Psim®	41
Figura 3.38: Curva I-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Psim®	42
Figura 3.39: Curva P-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Psim®	42
Figura 3.40: Esquema de montagem para os ensaios	43
Figura 3.41: Curva I-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (850W/m ² a 50°C)	44
Figura 3.42: Curva P-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (850W/m ² a 50°C)	44

Figura 3.43: Curva I-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (620W/m ² a 50°C).	44
Figura 3.44: Curva P-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (620W/m ² a 50°C).	45
Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico com armazenamento de energia.	48
Figura 4.2: Circuito equivalente de Thévenin de uma bateria.	50
Figura 4.3: Modelo eléctrico linear de uma bateria.	51
Figura 4.4: Modelo de carga e descarga de uma bateria.	51
Figura 4.5: Aproximação de primeira ordem do modelo de uma bateria.	51
Figura 4.6: Modelo eléctrico proposto da bateria.	53
Figura 4.7: Relação entre a tensão de saída e o estado de carga numa bateria.	53
Figura 4.8: Variação da tensão da bateria em função de mudanças na corrente.	53
Figura 4.9: Factores que influenciam a capacidade de uma bateria.	55
Figura 4.10: Implementação de uma resistência dinâmica.	57
Figura 4.11: Implementação das equações que descrevem as resistências.	57
Figura 4.12: Implementação de uma capacidade variável.	58
Figura 4.13: Estado de carga durante um perfil de carga.	59
Figura 4.14: Estado de carga durante um perfil de descarga.	59
Figura 4.15: Descarga da bateria utilizando uma corrente quadrada.	59
Figura 4.16: Descarga da bateria utilizando uma carga linear (resistência).	60
Figura 4.17: Descarga da bateria utilizando uma corrente constante.	60
Figura 4.18: Carga da bateria utilizando uma corrente quadrada.	60
Figura 4.19: Carga da bateria utilizando uma corrente constante.	61
Figura 4.20: Potencial da bateria vs estado de carga. (Bateria de lítio genérica).	62
Figura 4.21: Controlo proposto para a carga das baterias.	64
Figura 4.22: Controlo da carga na bateria.	65
Figura 4.23: Controlo da descarga na bateria.	65
Figura 4.24: Comparador de histerese.	66
Figura 4.25: Janela de histerese para o sistema de controlo da tensão mínima.	66
Figura 4.26: Janela de histerese aplicando uma mudança de referência.	66

Figura 5.1: Utilização da energia em diversos conversores DC/DC.	70
Figura 5.2: Esquema eléctrico de um conversor step-down.	71
Figura 5.3: Formas de onda da tensão e corrente na bobina de um step-down.	72
Figura 5.4: Diagrama de blocos de uma modelação em espaço de estados.	75
Figura 5.5: Esquema eléctrico de um conversor <i>step-down</i>	79
Figura 5.6: Esquema eléctrico do conversor <i>step-down</i> para $q(t)=1$	79
Figura 5.7: Esquema eléctrico do conversor <i>step-down</i> para $q(t)=0$	80
Figura 5.8: Esquema utilizado em <i>Simulink</i> para simular o modelo de média.	81
Figura 5.9: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	82
Figura 5.10: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=100V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	83
Figura 5.11: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=80V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	83
Figura 5.12: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=1\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	84
Figura 5.13: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=3\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	85
Figura 5.14: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 132V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	86
Figura 5.15: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 125V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	87
Figura 5.16: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 108V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	87
Figura 5.17: Simulação do modelo de média (Corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	89
Figura 5.18: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=100V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	90
Figura 5.19: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=80V$ e $R=2\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	91
Figura 5.20: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=1\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	91
Figura 5.21: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=3\Omega$: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	92
Figura 5.22: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 132V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	93

Figura 5.23: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 125V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	94
Figura 5.24: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 108V: a) Psim [®] ; b) Matlab [™]	94
Figura 6.1: Conversor DC/DC com malha de realimentação.	98
Figura 6.2: Diagrama de blocos de um sistema com realimentação.	99
Figura 6.3: Definição de margem de fase e de margem de ganho.	101
Figura 6.4: Relação entre coeficiente de amortecimento e margem de fase.	102
Figura 6.5: Resposta ao degrau para diferentes Q.	103
Figura 6.6: Diagrama de Bode de um compensador por avanço de fase típico.	105
Figura 6.7: Relação entre a fase e as frequências de um compensador por avanço.	106
Figura 6.8: Diagrama de Bode de um compensador por atraso de fase típico.	107
Figura 6.9: Diagrama de Bode de $1/(1+T(s))$ de um sistema com compensador por atraso de fase.	108
Figura 6.10: Diagrama de Bode de um compensador por avanço e atraso de fase típico.	109
Figura 6.11: Topologia de ligação para controlo de corrente.	110
Figura 6.12: Conversor <i>Step-down</i> em estudo.	112
Figura 6.13: Diagrama de Bode do conversor <i>step-down</i> em malha aberta.	114
Figura 6.14: Margem de fase do sistema sem compensação.	114
Figura 6.15: Diagrama de Bode do compensador.	116
Figura 6.16: Diagrama de Bode do sistema com um compensador por avanço de fase.	116
Figura 6.17: Diagrama de Bode e lugar geométrico de raízes do sistema.	117
Figura 6.18: Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.	118
Figura 6.19: Rejeição ao ruído do sistema em malha fechada.	118
Figura 6.20: Diagrama de blocos do controlo de controlo de conversores em paralelo.	119
Figura 6.21: Conversor <i>step-down</i> com malha de realimentação.	120
Figura 6.22: Esquema de comutação PWM.	120
Figura 6.23: Forma de onda da corrente de saída, simulação com um conversor.	121
Figura 6.24: Forma de onda da tensão de saída, simulação com um conversor.	121
Figura 6.25: Esquema de simulação dos conversores em paralelo.	122
Figura 6.26: Forma de onda da corrente de saída, simulação com oito conversores.	123

Figura 6.27: Forma de onda da corrente no motor, simulação com oito conversores.....	123
Figura 6.28: Forma de onda da corrente nas baterias, simulação com oito conversores.	124
Figura 7.1: Esquema eléctrico de um motor <i>Brushless</i> mais inversor.	128
Figura 7.2: Processo de comutação electrónica.....	129
Figura 7.3: Diagrama de comutação de sensores de Hall.....	130
Figura 7.4: Controlo de velocidade de um motor <i>Brushless</i> DC.	132
Figura 7.5: Medida da corrente máxima.	134
Figura 7.6: Esquema de controlo proposto.	135
Figura 7.7: Circuito de medição da corrente máxima.....	136
Figura 7.8: Obtenção da corrente máxima do estator.	137
Figura 7.9: Esquema de simulação do sistema de tracção alimentado por painéis fotovoltaicos.	138
Figura 7.10: Resultado de simulação do sistema de tracção para uma mudança de carga. ...	139
Figura 7.11: Resultado de simulação do sistema de tracção para uma mudança de referência.	140

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Características físicas das células mais utilizadas em carros solares.....	6
Tabela 2.2: Características eléctricas das células mais utilizadas.....	6
Tabela 2.3: Características do motor <i>Brushless</i> mais utilizado.....	11
Tabela 3.1: Características físicas da célula escolhida.	23
Tabela 3.2: Características eléctricas da célula escolhida.	23
Tabela 3.3: Valores utilizados no modelo da célula.	26
Tabela 3.4: Características do painel fotovoltaico testado.	43
Tabela 4.1: Comparação entre diferentes tipos de baterias.....	49
Tabela 4.2: Características das baterias escolhidas.	56
Tabela 5.1: Definição das variáveis para o modelo de estado.	79

Abreviaturas e Símbolos

DC - *Direct Current*

MPP - *Maximum Power Point*

MPPT - *Maximum Power Point Tracker*

PMBDCM - *Permanent Magnet Brushless DC Motor*

PV - *Photovoltaic*

PWM - *Pulse Width Modulation*

SOC - *State of Charge*

T_e - Binário

Φ - Fluxo Magnético

E- Força Contra Electromotriz

ω_m - Frequência Angular

φ_m - Margem de Fase

Capítulo 1

Introdução

Um veículo solar obtém a energia para o seu movimento do sol. Esta energia é captada através de painéis fotovoltaicos.

A função dos painéis fotovoltaicos é a conversão da energia solar em energia eléctrica que será posteriormente condicionada para ser devidamente utilizada por máquinas eléctricas capazes de induzir movimento ao veículo.

A aplicação desta tecnologia aos veículos é de grande interesse visto tornar os veículos praticamente autónomos das fontes de energia tradicionais. Com os problemas energéticos actuais, o estudo desta tecnologia torna-se de grande interesse.

Apesar da vantagem energética proporcionada por esta tecnologia os custos associados e o pouco investimento que se faz no estudo destes métodos tornam esta alternativa ainda de pouca utilização na vida quotidiana. Isto faz com que os carros solares sejam praticamente veículos utilizados apenas em demonstrações e exercícios de engenharia.

1.1 - Objectivos do Trabalho

O objectivo desta dissertação é o estudo e desenvolvimento de um sistema de tracção alimentado por energia fotovoltaica, com o objectivo de o aplicar a um carro solar.

Para atingir um resultado final satisfatório é essencial perceber o correcto funcionamento dos painéis fotovoltaicos e o modo como se pode utilizar a energia por eles produzida. Após este estudo, será necessário delinear a melhor estratégia para a disposição das células solares, de modo a otimizar a produção de energia por toda a superfície do carro. Concluída esta análise, deverão ser integrados métodos capazes de transferir a energia dos painéis para os motores. Assim, é objectivo deste trabalho o estudo e dimensionamento de conversores, baterias e motores eléctricos, assim como os respectivos métodos de controlo. O sistema deve ser dimensionado para que o grupo de painéis solares permita o funcionamento nominal

do motor escolhido. Deste modo, o grupo de baterias será utilizado apenas com o objectivo de fornecer corrente ao sistema em situações de carga acima da nominal ou acelerações bruscas. Sempre que possível o grupo de painéis fotovoltaicos deve fornecer energia às baterias para a sua carga.

Para a realização dos diferentes pontos referidos o trabalho será dividido em diferentes partes cada uma com objectivos próprios. É realizado, inicialmente, um estudo sobre tecnologias existentes relacionadas com a construção de carros solares, com o objectivo de se perceber os requisitos deste tipo de sistemas. Posto isto, devem ser desenvolvidos modelos eléctricos dos painéis solares a utilizar, que permitam uma correcta caracterização das grandezas eléctricas e o estudo do seu funcionamento, relativamente às condições de trabalho. Este modelo deve ser passível de utilização em programas de simulação de circuitos eléctricos com vista à sua integração numa simulação de todo o sistema.

Para as baterias devem igualmente ser desenvolvidos modelos que permitam o estudo do seu funcionamento em ambiente de simulação de circuitos de electrónica e implementados métodos de controlo de carga apropriados para o trabalho em estudo.

Após o dimensionamento do sistema de alimentação deve ser escolhida uma correcta topologia de conversão de energia que permita, de forma eficiente, alimentar os motores. Escolhido o conversor, o mesmo, deve ser correctamente dimensionado e projectado um controlador para conferir o funcionamento desejável.

Por fim, a escolha de um tipo de motor eléctrico deve ser justificada e implementado o respectivo controlo, tendo como base o correcto funcionamento de um carro solar. Deve ainda ser comprovado por simulação o funcionamento do conjunto Painéis/Baterias/Motor.

1.2 - Âmbito do Trabalho

Este trabalho insere-se na disciplina de dissertação do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no 2º semestre do ano lectivo de 2007/2008.

1.3 - Objecto de Estudo

Neste trabalho são estudados métodos de conversão de energia fotovoltaica para aplicações de tracção. Assim, é crucial, o estudo do princípio de funcionamento de painéis fotovoltaicos e os cuidados a ter na sua utilização. É também objecto de estudo o sistema de conversão, nomeadamente conversão DC/DC, apontando-se os principais requisitos destes conversores na aplicação em análise e desenvolvendo-se modelos do seu funcionamento, dimensionamento dos componentes e projecto do respectivo controlo.

O estudo de baterias com o intuito de se perceber como se pode utilizar como apoio do sistema fotovoltaico é também realizado. Assim, serão abordados métodos de carga, princípio de funcionamento e comparados diversos tipos de baterias.

São ainda estudados motores eléctricos com especial interesse para motores *Brushless DC* de ímanes permanentes. É referido o princípio de funcionamento destes motores e os métodos de controlo associados.

1.4 - Mapa do Documento

Este documento está dividido em nove capítulos.

No Capítulo 1, Introdução, é feita uma apresentação do trabalho desenvolvido, são definidos os objectivos e quais os principais sistemas em estudo.

O Capítulo 2 apresenta o estado da arte actual relativo à construção de carros solares com especial interesse para os sistemas eléctricos.

No Capítulo 3, intitulado Painéis Fotovoltaicos, é apresentado o princípio de funcionamento de painéis fotovoltaicos sob o ponto de vista do seu modelo eléctrico e matemático. É estudada a influência das condições climatéricas, luminosidade e incidência de radiação, nas formas de onda destes equipamentos. Desenvolvidas as equações do seu funcionamento, e percebida a contribuição de cada uma das variáveis envolvidas, é realizado um modelo de simulação de uma célula fotovoltaica. Este modelo, com vista a uma posterior integração em simulações com outros circuitos eléctricos, é desenvolvido em duas etapas. A primeira que passa pela validação das equações matemáticas desenvolvidas, o que é realizado com recurso ao software MatlabTM. Na segunda fase utilizam-se as relações matemáticas para controlo de fontes de corrente dependentes permitindo a obtenção de sinais eléctricos relacionados com o funcionamento das células fotovoltaicas. Esta implementação é realizada com recurso ao software Psim[®]. Obtido o modelo da célula o mesmo método é aplicado para se simular o funcionamento dos painéis fotovoltaicos dimensionados ao longo do capítulo. Para comprovar a validade dos modelos propostos são ainda apresentados dados experimentais relativos a painéis reais.

O Capítulo 4, Baterias, apresenta diversos tipos de baterias e os requisitos que estes equipamentos devem apresentar para se adequarem ao trabalho em estudo. São estudados diversos métodos para a realização de um modelo capaz de prever o seu funcionamento, apontando-se as principais vantagens e desvantagens de cada um. Realizado este estudo é desenvolvido um modelo do funcionamento de baterias. Após a correcta validação deste modelo, são estudados requisitos e métodos de carga de baterias de lítio, uma vez que são as baterias utilizadas ao longo do trabalho, como justificado neste capítulo. Feito este estudo é proposto e validado um método de carga que cumpra os requisitos impostos.

Segue-se o Capítulo 5, Conversor. Neste capítulo é justificada a opção por um conversor *step-down* para a realização da conversão de energia entre os painéis fotovoltaicos e o motor. Feita esta escolha, apresenta-se o modelo de espaço de estados deste conversor com vista à obtenção de uma equação que descreva as grandezas de saída em função do *duty-cycle*. É obtida a função que descreve a relação entre a tensão de saída e o *duty-cycle* e, também a função que descreve a relação entre a corrente de saída e o *duty-cycle*. Durante o processo para a obtenção destas equações o modelo do conversor em espaço de estados é validado através de simulação.

No Capítulo 6, intitulado Controlo, desenvolve-se um controlador de corrente para o conversor estudado no capítulo anterior. Este controlador é dimensionado recorrendo a métodos clássicos de controlo, tendo sido projectado um compensador por avanço de fase. Durante a fase de projecto é ainda realizado o dimensionamento dos componentes do conversor *step-down*, nomeadamente a bobina e o condensador. Desenvolvido o compensador, realiza-se uma simulação que comprova não só o funcionamento do controlador mas também a validade da topologia de ligação escolhida.

No Capítulo 7, Motor, é justificada a escolha de um motor *Brushless* DC de ímanes permanentes. Segue-se o estudo do seu princípio de funcionamento e dos métodos de controlo associados. Posto isto, é sugerido um método de controlo do motor para cumprir os objectivos propostos. Este método baseia-se no controlo do binário através da corrente máxima no estator. Para completar o capítulo, é apresentada uma simulação em que se comprova o funcionamento conjunto de todo o sistema desenvolvido ao longo do trabalho.

O Capítulo 8, Carro Solar, apresenta de forma global todos os subsistemas e suas interligações para a implementação do carro solar.

Por fim, o Capítulo 9, Conclusões e Trabalhos Futuros, analisa os objectivos cumpridos e conclui-se sobre a aplicabilidade do trabalho desenvolvido. São também propostos possíveis desenvolvimentos do trabalho, com vista à melhoria de algumas soluções apresentadas e estudo de novos sistemas que conduzam à implementação prática do carro solar.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 - Introdução

Tomando como base os carros solares utilizados na *World Solar Challenge* (WSG), [1], é possível fazer uma análise das tecnologias usadas actualmente no desenvolvimento de carros movidos a energia solar. Consultando a informação electrónica disponibilizada pelas equipas que concorrem na competição podem-se apontar algumas características técnicas deste tipo de carros.

Assim, neste capítulo serão referidas as principais configurações utilizadas para os diferentes circuitos de electrónica, existentes em veículos solares, com especial ênfase para os de competição, por utilizarem tecnologia de ponta e, possivelmente, as técnicas mais eficazes, no que respeita à eficiência e fiabilidade. Para além disso, a manufactura destes carros está sujeita a regras [2], que devem ser cumpridas por todas as equipas, o que favorece a análise, uma vez que os objectivos se tornam, de certo modo, comuns. No entanto, a informação apresentada não cobre extensivamente todos os aspectos do projecto de carros solares. Diferentes soluções podem existir, o que irá de encontro aos objectivos traçados pelo projectista. Uma análise pormenorizada de todas as tecnologias existentes está fora do âmbito desta Dissertação. Deste modo, são descritos, mais pormenorizadamente, o sistema fotovoltaico, o sistema de baterias e o tipo de motores utilizados, por fazerem parte dos objectivos principais desta tese. Alguma referência a sistemas de telemetria é também incluída, com o objectivo de apresentar alguns métodos para controlo do sistema global.

2.2 - Sistema Fotovoltaico

No que concerne aos painéis solares, a maioria das equipas opta pelo agrupamento de células, permitindo deste modo criar um painel que cumpra as especificações desejadas em

relação à potência, volume e dimensões, [3-10], também, para otimizar as transferências de energia nas células associadas às superfícies curvas do carro.

As células mais comuns são de junções triplas, do tipo n, com polaridade positiva, feitas de arsenieto de gálio, [3-10].

As especificações físicas das células mais comuns são as seguintes, [11]:

Tabela 2.1: Características físicas das células mais utilizadas em carros solares.

Característica	Valor
Área	26.6 cm ²
Espessura	140µm
Peso	84 mg/cm ²

Como se pode ver, na Tabela 2.1, estas células apresentam dimensões muito reduzidas, o que é apreciável neste tipo de projectos, permitindo maior flexibilidade na construção do carro e menor peso. Esta característica é alvo de optimização durante todo o projecto, uma vez que o peso será decisivo para tornar a aplicação competitiva e diminuir as perdas.

Em relação às características eléctricas estas estão representadas na Tabela 2.2. A curva de funcionamento pode ser consultada na Figura 2.1, [11].

Tabela 2.2: Características eléctricas das células mais utilizadas.

Característica	Valor
V_{oc} (Tensão em CA)	2.6 V
V_{pmax} (Tensão na potência Máxima)	2.3 V
Isc (Corrente em CC)	0.454 A
I_{pmax} (Corrente na potência máxima)	0.431 A
J_{sc} (Densidade de corrente em CC)	17.1 mA/cm ²
J_{mp} (Dens. de corrente na pot. max.)	16.1 mA/cm ²
Eficiência	27.5%

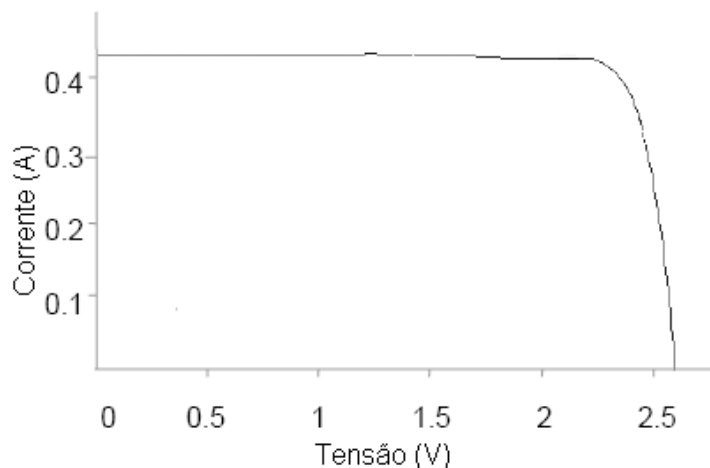


Figura 2.1: Curva I-V de uma célula típica utilizada em carros solares.

Estas células apresentam uma eficiência bastante elevada, comparativamente a células mais comuns, [12]. Para além disso, estas células incluem díodos de *By-pass* de modo a garantir que a corrente não se propague por uma célula danificada protegendo assim toda a série de células, conferindo-lhes maior fiabilidade.

Existem também outras configurações, menos comuns, que utilizam células de outros materiais mais simples como por exemplo o silício, [7], contudo não atingem o nível de eficiência das células apresentadas anteriormente.

Em termos de configuração, as células são dispostas em grupos de tamanhos variáveis permitindo uma melhor adaptação à superfície do carro [6, 7, 9, 10]. Garante-se também que se um grupo de células falhar, ou seja, um painel, por se danificar ou por não possuir condições suficientes de trabalho as restantes possam manter o funcionamento do carro [10]. Os painéis são posteriormente associados em paralelo para perfazer a corrente necessária para a alimentação dos motores. A área total coberta por painéis varia de equipa para equipa podendo ir até um máximo de 8m².

Configurações em que se utiliza apenas um painel fotovoltaico, para todo o sistema, podem, igualmente, ser aplicadas, contudo, tal não é utilizado por equipas de competição devido à redução da eficiência e fiabilidade do sistema. Além disso, um painel único para todo o sistema resultaria num aumento de peso e dimensão significativo, [10].

As tensões de cada um dos painéis são muito variáveis e dependem do tipo de bateria utilizada e do conversor escolhido. As tensões mais típicas rondam os 140V. Isto porque o conversor mais usual é do tipo *buck*, [4], entre outros, e as baterias apresentam-se em configurações de 100V, devido ao tipo de motores utilizados, como será discutido mais à frente. Esta escolha deve-se essencialmente ao facto de, praticamente, nenhuma equipa desenvolver os conversores e o respectivo controlo. Todo o equipamento envolvido é comprado a terceiros. Assim, o projecto deve adaptar-se aos produtos comercializados.

Analisando as propostas do fornecedor do sistema de conversão mais utilizado, [13], verifica-se que todas as soluções são baseadas em conversores *buck*.

Esta configuração não é única e algumas equipas optam por fabricar os seus conversores e controladores, sendo que, algumas, optam por sistemas de conversão do tipo *boost*, [3]. Esta opção conduz a painéis de menores tensões, [3]. Contudo, um sistema deste tipo será mais dependente do grupo de baterias uma vez que os painéis nesta configuração só garantem uma correcta alimentação do motor para uma pequena margem de variação das condições ambientais, [3]. A escolha por este tipo de configuração deve-se essencialmente a aspectos financeiros, uma vez que uma diminuição significativa da potência dos painéis torna o projecto bastante mais económico.

2.3 - Baterias

As baterias são utilizadas como sistema de armazenamento da energia, gerada pelos painéis, tornando-a posteriormente utilizável pelo motor sempre que o mesmo não possa receber energia directamente do sistema fotovoltaico, [10, 14].

O tipo de baterias utilizadas é bastante variado. Encontram-se aplicações com baterias de chumbo-ácido, níquel-cádmio, polímeros de lítio, íões de lítio, entre outras, [10].

A escolha pela tecnologia a utilizar deve-se a factores como a eficiência, o peso e a facilidade de integração, [10]. A opção por baterias ácidas, como o caso das baterias de chumbo ácido, deve-se, essencialmente, à sua facilidade de integração no sistema, uma vez que estas baterias toleram sobrecargas sem apresentar qualquer perigo de explosão. Isto permite um menor esforço no projecto do controlador de carga. Estas baterias são, no entanto, mais pesadas e ineficientes do que as baterias secas, [10]. Estes dois factores fazem com que estas últimas e, especialmente as de polímeros de lítio, sejam as mais utilizadas.

Para a integração das baterias no sistema várias opções são utilizadas. Observam-se aplicações em que se opta pelo agrupamento, em série e em paralelo, de várias baterias de menor capacidade [9], ou, então, por uma única bateria de maiores dimensões, [2]. Em relação à potência do grupo de baterias este é dependente do tipo de motor utilizado e da tecnologia escolhida, sendo de, no máximo, 5Kw para o caso de baterias de lítio e até um peso máximo de 25Kg, [2].

A carga das baterias é feita exclusivamente pela energia produzida pelos painéis fotovoltaicos, ou então por travagem regenerativa, [2].

Como todo o sistema é alimentado por energia solar fotovoltaica, seria de esperar que o controlo da potência debitada aos painéis fosse imposta pelo regime de carga do motor. Tal não acontece em regime de competição, sendo utilizado por grande parte das equipas, vários algoritmos de extracção de máxima potência, MPPT, dos painéis, [3-10]. Tal surge com o objectivo de manter as baterias sempre com a carga máxima para conferir maior autonomia ao veículo, [15], especialmente para situações em que as condições climatéricas não

permitam um correcto funcionamento dos painéis. Esta opção permite também o dimensionamento de painéis de menores capacidades, uma vez que se pode utilizar as baterias para alimentar directamente o motor, [10, 14]. Para além disso, estes algoritmos são ainda utilizados para evitar flutuações de tensão na carga das baterias, [13].

A opção por vários algoritmos MPPT deve-se à configuração dos painéis utilizada. Assim, cada painel possui o seu próprio algoritmo, garantindo-se sempre a máxima eficiência em cada um. Estes algoritmos são programados com o objectivo de, para cada condição climática, garantirem que as baterias recebem sempre a máxima corrente de carga, [15].

Apresenta-se de seguida um possível diagrama de blocos deste sistema, [15].

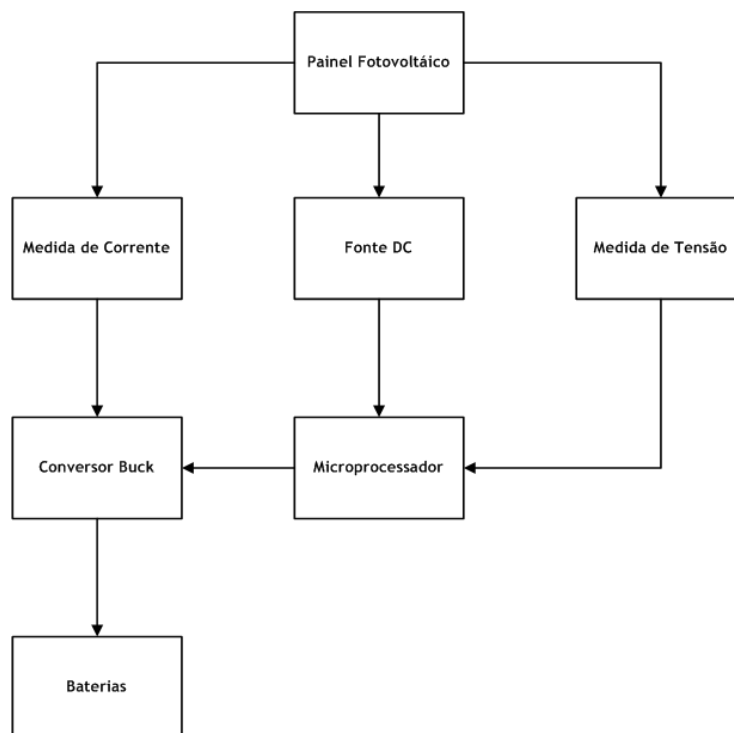


Figura 2.2: Diagrama de blocos de uma possível ligação entre os painéis e as baterias.

Estes algoritmos procuram sempre manter o rácio entre a entrada e a saída do conversor em valores que garantam a passagem da máxima corrente para a carga da bateria, dependendo das variações da tensão no painel fotovoltaico, [13].

2.4 - Sistema de Tracção

Imposto pelas regras de competições de carros solares, [2] todos os veículos deverão ter quatro rodas com espaçamento mínimo, entre elas, de 15cm. Deste modo, a maioria das equipas optou por tracção traseira com os motores acoplados directamente às rodas, [16]. Três variantes desta topologia são utilizadas, [16] como se apresenta na Figura 2.3, em que os quadrados mais escuros representam as rodas com tracção.

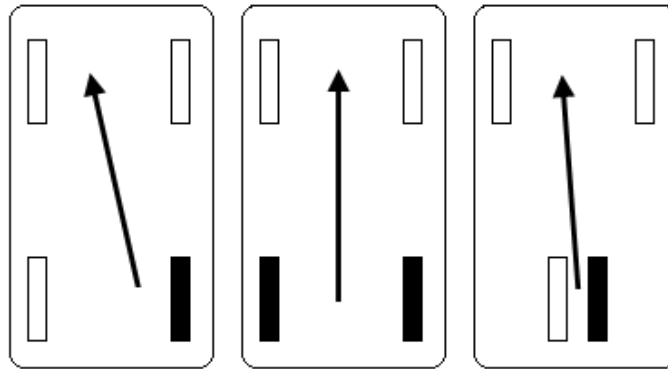


Figura 2.3: Tipos de acoplamentos mais utilizados.

Da figura depreende-se que, utilizar a topologia da direita acarreta problemas de estabilidade, implicando um controlo que esteja continuamente a contrariar a força exercida pelo motor. Esta disposição das rodas, no entanto, trás melhorias no que respeita à aerodinâmica. Colocando as rodas traseiras em linha com as frontais reduz a exposição frontal do carro. Tendo em conta esta vantagem a topologia representada no centro da figura revela-se uma boa escolha, uma vez que, tendo um motor acoplado em cada roda os problemas do momento originado apenas por um motor são ultrapassados. Consegue-se ainda uma melhoria do desempenho em curva variando o binário e velocidade de cada motor e os motores podem ser mais pequenos, [16]. Por outro lado, o controlo é mais complexo e há um aumento de perdas devido ao facto de se utilizarem dois motores. O esquema da esquerda permite reduzir os problemas da topologia descrita inicialmente contudo aumenta-se a área de exposição frontal, afectando a aerodinâmica. Apesar disto as perdas em aerodinâmica não são significativas e juntamente com a simplicidade de controlo, melhoria de eficiência e redução de custo, esta é a opção mais utilizada, [16].

Relativamente ao tipo de motor escolhido, a escolha recai, maioritariamente, em motores do tipo DC, [10, 16], devido à possibilidade de integração directa com o sistema de alimentação, uma vez que, tanto os painéis, como as baterias, apresentam interfaces com característica de corrente contínua.

Os motores podem ser de indução, síncronos de ímanes permanentes ou motores *brushless*, [10, 16]. Estes últimos apesar de mais caros apresentam maior eficiência, entre 94% a 99%, enquanto os de indução, por exemplo, apresentam valores de 80% a 90%. Para além disso o seu controlo é mais simples. Por estas razões são os mais utilizados, [10].

O motor pode ir até um máximo de 10Hp sendo o mais usual por volta dos 5Hp a 6Hp. As características do motor mais usual entre as equipas de competição apresentam-se na Tabela 2.3, [17].

Tabela 2.3: Características do motor *Brushless* mais utilizado.

Característica	Valor
Potência de pico	7.5kW
Potência contínua à V_{nom}	3.75kW
Velocidade à potência pico	1300 rpm
Velocidade sem carga	1700 rpm
Binário de pico à I_{max}	135 Nm
Tensão nominal no barramento DC	96 e 48 V
Peso	20 Kg

O controlador utilizado pode ser de dois tipos, controlador do binário ou controlador de velocidade, [16]. O controlo do binário permite um melhor controlo da potência transmitida aos motores visto que são baseados em controlo de corrente, não permitindo, por outro lado, controlar directamente a velocidade. Com controlo de velocidade isto já não acontece mas, em situações de aceleração, a corrente transmitida ao motor pode ser muito elevada. A maioria dos controladores permite ainda travagem regenerativa, [10, 16].

2.5 - Sistemas de Telemetria

A grande maioria dos carros solares analisados possui soluções de controlo baseadas em módulos de controlo com interface para sistemas centrais de telemetria. Estes módulos vêm já equipados com *choppers*, saídas que permitem ver o estado dos sensores de hall do motor, medidas de corrente, tensão entre outras e, entradas para definir a estratégia de controlo do motor. Estes módulos permitem de forma rápida controlar o motor e reunir num sistema central de processamento todas as variáveis de interesse para o seu controlo e diagnóstico, [9]. Os módulos mais usuais possuem ainda várias protecções contra sobre correntes e sobre tensões e estimam, em tempo real, a carga actual das baterias e o tempo de vida restante, [10, 16].

Os sistemas de processamento central e telemetria para além de comunicarem com os módulos de controlo do motor comunicam também, com os controladores que executam os algoritmos MPPT, podendo, em algumas configurações, alterar alguns parâmetros do controlador, [9]. Estes sistemas variam em conformidade com os objectivos pretendidos por cada equipa.

Podem ser incorporadas interfaces para o condutor, sistemas de monitorização, comunicação com computadores *onboard* no carro, para guardar variáveis e realizar diagnósticos, amostragem de sensores podendo, em alguns casos, também desempenhar

algoritmos de *cruise control* com base nos valores amostrados, [9]. Existem também sistemas que enviam informação para computadores no exterior do carro, de modo a permitir que a equipa de apoio possa, em tempo real, diagnosticar o estado do veículo e alterar a estratégia de controlo.

O tipo de comunicação mais utilizado é baseado em redes CAN. Vários outros tipos de comunicações podem também ser utilizados. A Figura 2.4 mostra o diagrama de blocos de um sistema real baseado num microcontrolador, [18], utilizando-se, por isso, comunicações SPI e série.

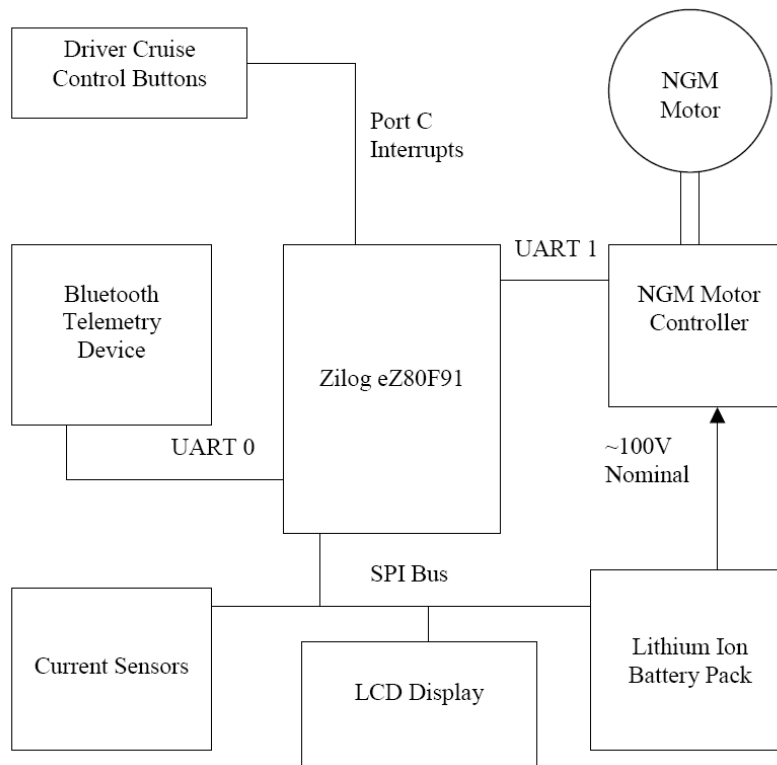


Figura 2.4: Sistema de telemetria de um sistema real.

2.6 - Resumo e conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as características mais usuais do sistema eléctrico de carros solares. Apresentaram-se os aspectos mais relevantes relacionados com o objectivo deste trabalho.

As opções discutidas serviram para introduzir alguns aspectos importantes relacionados com a fase de projecto de carros solares, nomeadamente os relativos à escolha das tecnologias e configuração dos diferentes sistemas.

O que foi apresentado não representa a única metodologia a adoptar na construção e projecto de carros solares. Várias configurações e opções diferentes podem ser feitas, com vista à satisfação dos requisitos impostos por cada aplicação. Assim, ao longo do projecto este texto servirá como linha de orientação, podendo ser apresentadas escolhas diferentes.

Capítulo 3

Painéis Fotovoltaicos

3.1 - Introdução

Os painéis fotovoltaicos são dispositivos utilizados para converter a energia de uma fonte luminosa (em geral o sol) em energia eléctrica, [19].

Um painel deste tipo tem como principal componente a célula fotovoltaica. As células são agrupadas em série, ou em paralelo, de modo a conferirem as características eléctricas desejadas para o painel,[19].

Uma célula fotovoltaica em termos físicos é muito semelhante à junção p-n de um díodo, [12].

Em [12] é descrito o princípio de funcionamento destas células. As ideias principais são apresentadas de seguida.

Quando uma célula absorve luz, a energia proveniente dos fotões é transferida para os pares fotão-electrão, criando-se portadores de carga que serão separados ao nível da junção. Estes portadores podem ser pares ião-electrão, num electrólito líquido, ou pares electrão-lacuna, num material semiconductor sólido. Os portadores de carga atingindo a região da junção geram um gradiente de tensão e são acelerados pelo campo eléctrico circulando como uma corrente por um circuito externo. O quadrado do valor eficaz da corrente multiplicado pela resistência do circuito dá a potência eléctrica. Como nem toda a energia dos fotões é convertida, a que não entra na conversão faz com que se eleve a temperatura da célula sendo dissipada na atmosfera, [12].

Neste capítulo serão estudados estes dispositivos com especial ênfase para a forma de onda das grandezas eléctricas. Deste modo serão descritas, de forma pormenorizada, as características corrente-tensão e potência-tensão e abordados os factores externos que influenciam estas respostas. Para uma compreensão mais aprofundada dos fenómenos que ocorrem em células fotovoltaicas serão desenvolvidos modelos que permitam a sua simulação.

A modelação tem ainda o objectivo de desenvolver um meio para simular sistemas fotovoltaicos, ou seja, prever o funcionamento de sistemas alimentados por energia solar fotovoltaica. Assim sendo, o modelo proposto será integrado em software especialmente adaptado para a simulação de circuitos eléctricos.

De modo a comprovar a validade dos modelos são ainda apresentados resultados experimentais realizados a painéis solares reais.

3.1.1 - Modelo eléctrico de um painel fotovoltaico

Uma célula fotovoltaica apresenta como modelo eléctrico o esquema da Figura 3.1 tal como proposto em [20-23].

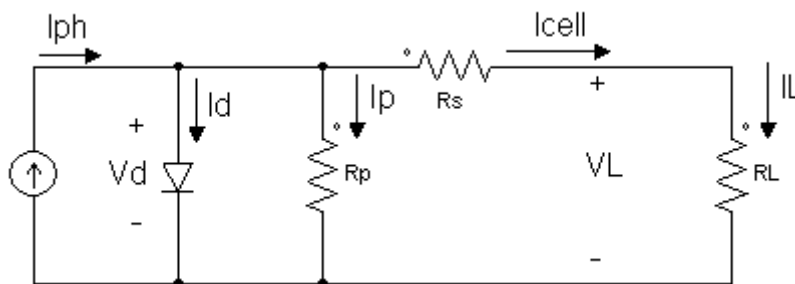


Figura 3.1: Esquema eléctrico de uma célula fotovoltaica.

A fonte de corrente I_{ph} representa a corrente eléctrica gerada pelo feixe de radiação luminosa, constituído por fotões, [20, 21]. Esta corrente unidireccional é constante para uma dada radiação incidente. A junção p-n funciona como um diodo que é atravessado por uma corrente unidireccional I_D , tal como representado na Figura 3.1.

A resistência R_s representa a resistência dos contactos metálicos entre as células e entre o painel e a carga. A resistência em paralelo R_p simboliza a resistência dos cristais da junção p-n que constitui a célula, ou seja, esta resistência pode ser interpretada como uma resistência de fugas, [12].

Aplicando as leis de Kirchoff ao circuito da figura anterior e substituindo a corrente no diodo pela expressão que define o comportamento desta variável, [24, 25]:

$$I_D = I_o \cdot \left(e^{\frac{q}{m \cdot k \cdot T} V_D} - 1 \right), \quad (3.1)$$

pode-se escrever a equação de equilíbrio das correntes do circuito, [12, 21, 25]:

$$I_{cell} = I_{ph} - I_o \cdot \left(e^{\frac{q}{m \cdot k \cdot T} V_L + I_L \cdot R_s} - 1 \right) - \frac{V_L + I_L \cdot R_s}{R_p}, \quad (3.2)$$

onde,

- I_L → Corrente de saída da célula (A)
- I_{ph} → Corrente gerada pelo feixe luminoso (A)
- I_o → Corrente de saturação inversa do díodo (A)
- V_L → Tensão de saída (V)
- q → Carga de um electrão (1.6×10^{-19} C)
- k → Constante de Boltzman (8.65×10^{-5} eV/K)
- m → Constante de idealidade do díodo (díodo ideal: $m=1$; díodo real: $m>1$)
- T → Temperatura da célula (K)

Como um painel fotovoltaico é constituído por várias células, o esquema eléctrico anterior deve ser alterado para incorporar esta característica. Assim sendo, o esquema eléctrico de um painel fotovoltaico será do tipo representado na Figura 3.2.

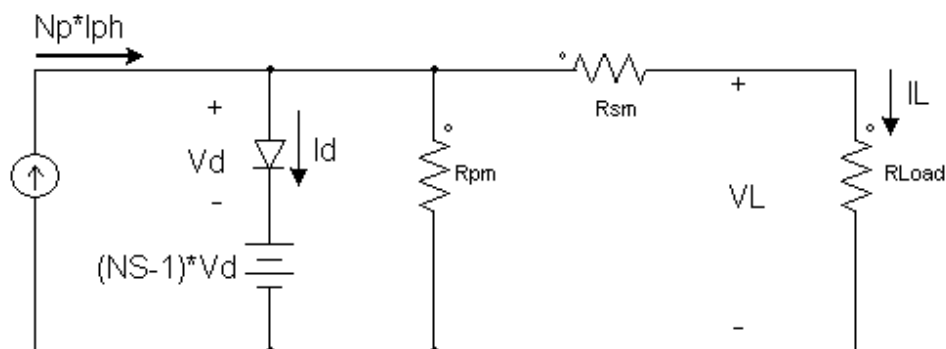


Figura 3.2: Esquema eléctrico de um painel fotovoltaico.

Neste modelo R_{SM} representa a resistência série equivalente, R_{PM} corresponde à resistência de fugas do módulo, N_p é o número de células em paralelo e N_s o número de células em série. [26].

Apesar do circuito da Figura 3.2 representar de forma mais completa um painel fotovoltaico o circuito da Figura 3.1 é suficiente para a maioria das aplicações [21].

Variantes destes modelos são propostos em [27, 28], entre outros, com maior ou menor complexidade, e permitindo determinar um maior ou menor número de parâmetros, contudo, para os objectivos deste trabalho, o modelo da Figura 3.1 permite uma correcta descrição dos fenómenos em jogo. Será, portanto, o modelo considerado na restante análise.

A secção 3.2 deste capítulo apresenta uma análise mais pormenorizada de alguns modelos de células existentes.

3.1.2 - Curvas de funcionamento de um painel fotovoltaico

O funcionamento de um painel fotovoltaico pode ser estudado observando a curva que relaciona a tensão com a corrente à saída do mesmo. Esta curva é conhecida como a característica I-V e apresenta a mesma forma geral para qualquer painel fotovoltaico, [12]. A figura seguinte ilustra uma curva I-V de um painel genérico.

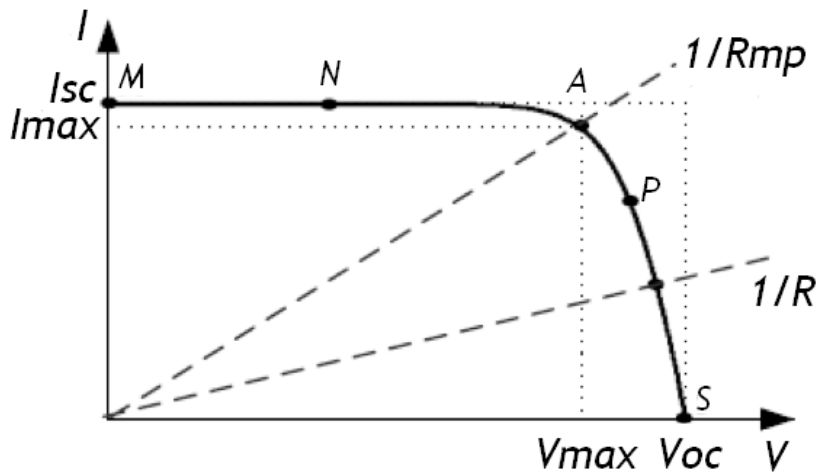


Figura 3.3: Curva I-V de um painel genérico.

A característica I-V de um painel fotovoltaico é não linear como se pode observar na figura anterior. Na mesma figura podemos ainda ver representada a característica de carga, considerando uma carga resistiva. Esta característica é uma recta com declive $1/R$, mostrando que a potência fornecida à carga depende apenas do valor da mesma, [12, 29, 30].

Se o funcionamento do painel for mantido dentro da região $M-N$ da curva, ou seja, para R pequeno, o painel será considerado como uma fonte de corrente constante, [31], cujo valor é igual à corrente de curto-circuito, corrente I_{sc} representada na figura.

Por sua vez, para um funcionamento na região $P-S$ (R elevado) o painel terá um comportamento semelhante a uma fonte de tensão constante, [31], cujo valor é igual à tensão de circuito aberto, ou seja, V_{oc} .

O ponto em que o painel transfere a potência máxima encontra-se algures entre as duas zonas referidas. Este ponto aparece representado na figura como o ponto de coordenadas I_{max} e V_{max} . Este é o ponto de funcionamento óptimo logo, é desejável que a carga do painel o mantenha nesta zona de funcionamento, [32]. Uma vez que o funcionamento do painel é influenciado pelas condições ambientais, concretamente a temperatura e a incidência de radiação, a extracção da potência máxima do painel obriga a um sistema de controlo a tal dedicado, [33, 34].

A Figura 3.4 ilustra a influência da incidência de radiação na característica I-V do painel, [35].

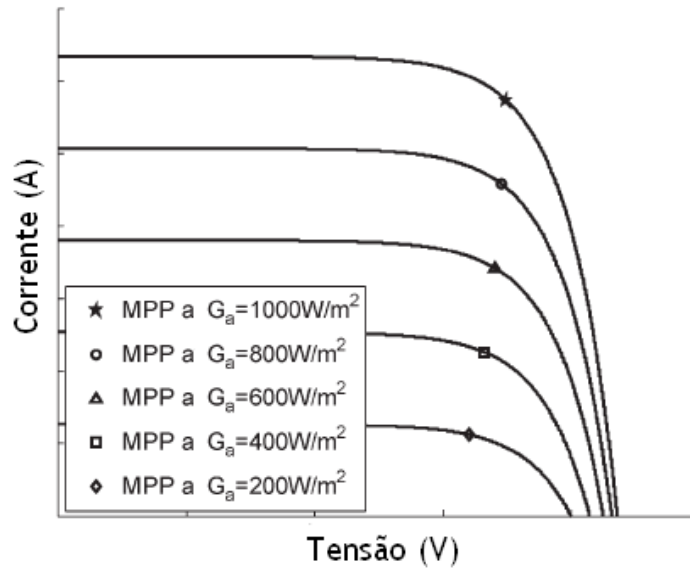


Figura 3.4: Alteração da curva I-V com a incidência de radiação.

Na figura anterior *MPP* representa o ponto de potência máxima, tal como referido anteriormente. G_a representa a incidência de radiação em W/m^2 .

Da mesma conclui-se que a alteração da radiação incidente afecta de modo considerável o valor da intensidade de corrente produzida, diminuindo a corrente com a diminuição da luminosidade. Isto acontece pois, tal como já referido, a corrente gerada é proporcional ao fluxo de fótons incidentes, [12].

A influência da radiação incidente na tensão é, na maioria das aplicações, desprezada dada a sua pouca dependência com este factor.

A Figura 3.5 apresenta a influência da temperatura nas características I-V da célula, [35].

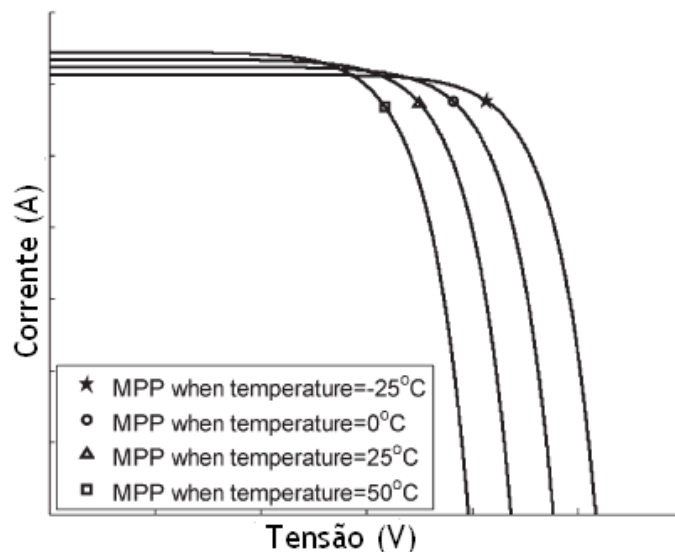


Figura 3.5: Alteração da curva I-V com a temperatura.

A temperatura, ao contrário da intensidade luminosa, tem um efeito mais pronunciado na tensão de saída, diminuindo esta à medida que a temperatura aumenta. Esta variação é maioritariamente devida ao facto da mobilidade dos portadores de carga diminuir com o aumento da mesma, [24].

A Figura 3.6 mostra a característica potência *versus* tensão de um painel fotovoltaico.

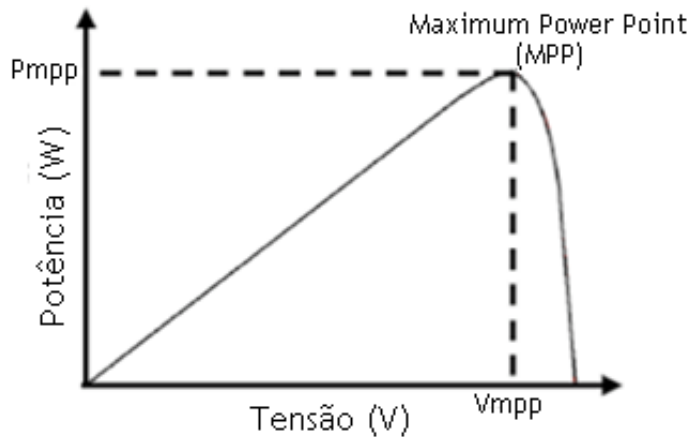


Figura 3.6: Curva P-V de um painel fotovoltaico.

É evidente, da análise da mesma, a necessidade de manter o ponto de funcionamento próximo da potência máxima (*MPP*) de maneira a garantir a máxima eficiência do painel.

A potência é igualmente afectada pelas variações das condições ambientais, [35], como se pode observar na Figura 3.7, para variações de temperatura.

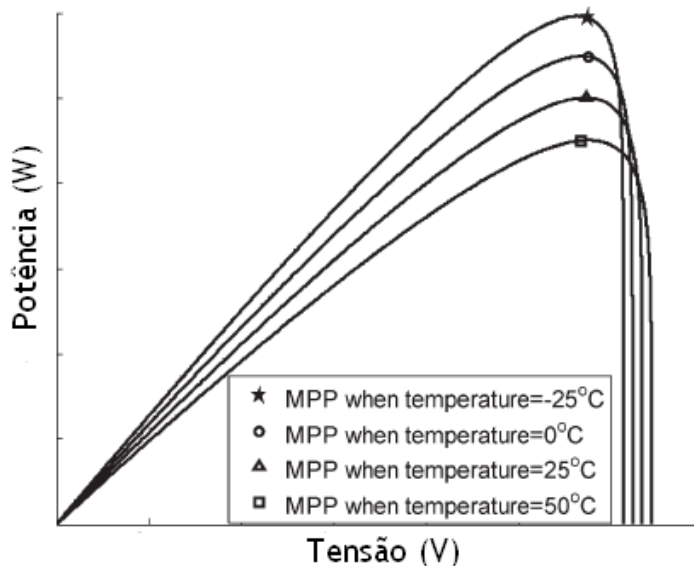


Figura 3.7: Alteração da curva P-V com a temperatura.

3.2 - Célula Fotovoltaica

Dada a aplicação em causa, o desenvolvimento de um carro solar, os painéis fotovoltaicos a utilizar poderão apresentar dimensões diferentes e como tal o número de células pode variar. Isto deve-se ao facto de a superfície do veículo ser irregular o que pode levar a painéis com maiores ou menores áreas de exposição solar para tornar mais eficiente a produção de energia em toda a superfície do carro.

Devido a este pormenor a modelação de uma só célula fotovoltaica faz todo o sentido, pois a partir deste modelo facilmente se agrupam as células necessárias para se obter o modelo do painel desejado.

3.2.1 - Modelos equivalentes de células fotovoltaicas

O circuito simplificado equivalente de uma célula fotovoltaica é constituído por uma fonte de corrente e um díodo, [36]. Este modelo pode ser considerado como uma aproximação ideal do seu funcionamento uma vez que não possui as resistências associadas aos elementos parasitas, [28].

A Figura 3.8 ilustra o exposto.

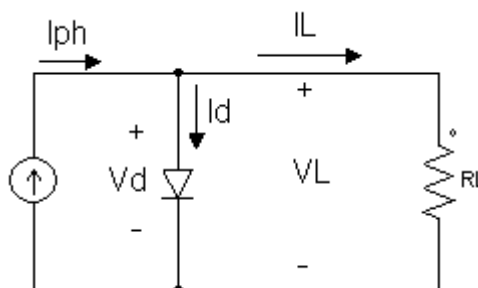


Figura 3.8: Modelo simplificado de uma célula fotovoltaica.

Este modelo não permite, contudo, descrever correctamente o funcionamento da célula, dada a sua simplicidade, [28]. Assim, torna-se necessário incluir elementos adicionais no modelo para se obter uma descrição mais pormenorizada, obtendo-se o modelo da Figura 3.1, que se repete na Figura 3.9 para ajuda na análise.

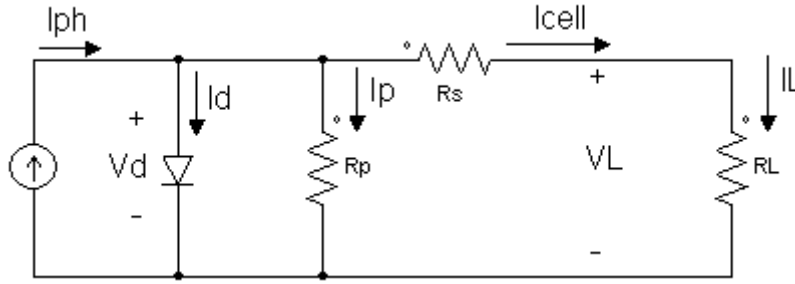


Figura 3.9: Esquema eléctrico de uma célula fotovoltaica.

Aplicando as leis de Kirchoff ao circuito obtém-se a seguinte relação para a soma das correntes no nó:

$$0 = I_{ph} - I_D - I_p - I, \quad (3.3)$$

Sabendo que a corrente I_D é a corrente que atravessa o diodo vem, [24]:

$$I_D = I_o \cdot \left(e^{\left(\frac{q}{m \cdot k \cdot T} \right) V_D} - 1 \right), \quad (3.4)$$

em que m é o factor de idealidade do diodo e I_o a corrente de saturação, [24].

Analisando o circuito da Figura 3.9 pode-se deduzir a expressão I_p , expressa em (3.5).

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_L + I_L \cdot R_s}{R_p}, \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) e (3.5) em (3.3) obtém-se a equação que descreve a corrente de saída, equação já apresentada na secção 3.1.1.

$$I_{cell} = I_{ph} - I_o \cdot \left[e^{\frac{q}{m \cdot k \cdot T} \cdot V_L + I_L \cdot R_s} - 1 \right] - \frac{V_L + I_L \cdot R_s}{R_p}, \quad (3.6)$$

A equação anterior pode ser resolvida iterativamente, com métodos numéricos, tal como, por exemplo, o método de Newton-Raphson, [37]. Este método será utilizado na implementação em Matlab® do modelo da célula.

A implementação na equação (3.6) dos factores relativos às alterações ambientais, temperatura e incidência é apresentada de seguida, [20, 24, 38]. Assim, I_{ph} depende de T e de S , vindo, [38]:

$$I_{ph} = \left[I_{cc} + J_0 \cdot T - T_{ref} \right] \cdot \frac{S}{1000}, \quad (3.7)$$

Por seu lado a corrente I_o depende de T por:

$$I_o = I_s \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \cdot e^{\left[\left(\frac{q \cdot E_g}{k \cdot T} \right) \left(1 - \frac{T}{T_{ref}} \right) \right]}, \quad (3.8)$$

Com I_s e E_g dados por, [38]:

$$I_s = \frac{I_{cc}}{e^{\left(\frac{q}{m \cdot k \cdot T} \right) V_{oc}} - 1}, \quad (3.9)$$

$$E_g = E_{g,ref} - \left[\frac{7.02 \cdot e^{-4} \cdot T^2}{1108 + T} \right], \quad (3.10)$$

Com,

- I_s → Corrente Inversa no Díodo (A)
- I_{cc} → Corrente de curto-circuito (A)
- V_{oc} → Tensão em circuito aberto (V)
- E_g → Energia na banda de passagem da junção p-n (eV)
- $E_{g,ref}$ → Energia na banda de passagem da junção p-n à temp. de ref. (eV)
- J_0 → Coeficiente de Temperatura (A/K)
- T → Temperatura actual da célula (K)
- T_{ref} → Temperatura de referência (298.15 K)
- S → Radiação solar (W/m²)
- k → Constante de Boltzman (1.38e-23 J/K)
- q → Carga de um electrão (1.60e-19 C)
- m → Constante de idealidade do díodo (díodo ideal: m=1; díodo real: m>1)

O valor das resistências, R_s e R_p , do modelo pode ser calculado através das relações que se seguem, [26]:

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{pmax}}{I_{pmax}}, \quad (3.11)$$

$$R_p = \frac{V_{oc}}{I_{cc} - I_{pmax}}, \quad (3.12)$$

O modelo desenvolvido, até aqui, pode ser utilizado para a maioria das aplicações que envolvam células fotovoltaicas, representando uma boa aproximação do seu funcionamento. Em [39], é proposto um modelo que permite estudar um maior número de fenómenos, entre eles o facto de o funcionamento destes dispositivos ser dado por uma exponencial dupla, ou seja, a célula é afectada por uma segunda corrente de saturação I_D , o que se traduz numa alteração da equação (3.6) para:

$$I_{cell} = I_{ph} - I_{o1} \cdot \left(e^{\frac{q}{m \cdot k \cdot T} V_L + I_L \cdot R_s} - 1 \right) - I_{o2} \cdot \left(e^{\frac{q}{m \cdot k \cdot T} V_L + I_L \cdot R_s} - 1 \right) - \frac{V_L + I_L \cdot R_s}{R_p}, \quad (3.13)$$

O modelo proposto por [39] está esquematizado na Figura 3.10.

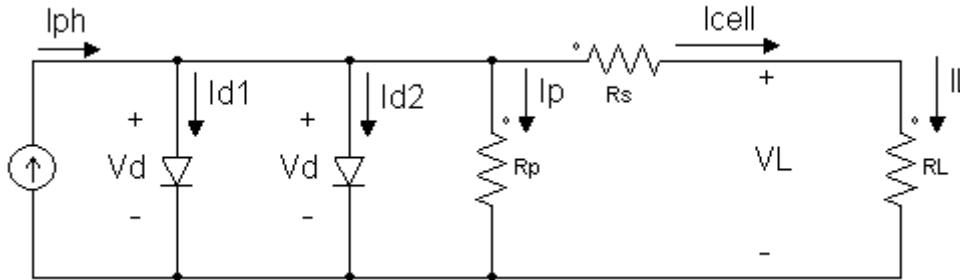


Figura 3.10: Modelo de dupla exponencial de uma célula.

Este fenómeno surge devido à variação da concentração dos portadores de carga durante a geração de electrões e lacunas com a variação da incidência de radiação, [23].

Apesar de este modelo ser mais realista, a complexidade acrescida, para a sua análise, não compensa pois não proporciona resultados com maior qualidade que o modelo anterior. Isto porque o comportamento de dupla exponencial é mais pronunciado apenas em determinados tipos de células [23, 39], nomeadamente as células que utilizam silício policristalino ou silício amorfo, que não é o caso das células estudadas neste trabalho. Mais ainda, esta característica apenas se verifica para situações em que a incidência de radiação é praticamente nula.

3.2.2 - Características das células utilizadas

As células escolhidas para este projecto são células de tripla junção de arsenieto de Gálio com eficiência média de 36%. A sua escolha deveu-se, não só, ao facto de serem fabricadas com a tecnologia mais utilizada, para o desenvolvimento de veículos competitivos, como apresentado no Capítulo 2, mas também, devido às suas reduzidas dimensões e excelente eficiência, uma vez que a eficiência média de uma célula fotovoltaica é por volta dos 15% a 18% no máximo, [12].

A Tabela 3.1 e a Tabela 3.2, apresentam, respectivamente, as suas características físicas e eléctricas, [40].

Tabela 3.1: Características físicas da célula escolhida.

Característica Física	Dimensão
Área externa	158,3cm ²
Área total activa	108cm ²
Espessura	160µm

Tabela 3.2: Características eléctricas da célula escolhida.

Característica Eléctrica	Valor
V _{oc} (Tensão em CA)	3.051V
V _{pmax} (Tensão na potência máxima)	2.704V
I _{sc} (Corrente de CC)	7.01A
I _{pmax} (Corrente na potência máxima)	6.78A
J _{sc} (Densidade de corrente em CC)	64.9mA/cm ²
J _{mp} (Densidade de corrente na pot. max.)	62.8mA/cm ²

Estas células são baseadas em células mais simples com configurações semelhantes às descritas no Capítulo 2 (Tabela 2.2) às quais é imposto um processo de fabrico específico o que lhes confere concentrações muito elevadas, permitindo elevadas correntes, como se verifica nas características, e tal como descrito pelo fabricante, [41].

3.2.3 - Simulação do circuito eléctrico

Numa primeira abordagem para a modelação de uma célula fotovoltaica optou-se por se simular o circuito da Figura 3.9 em software específico para a simulação de circuitos eléctricos. No caso utilizou-se o Psim[®], por ser um software específico para a simulação de circuitos de electrónica de potência e controlo de motores, [20]. Estas características tornam este software óptimo para a simulação das fases mais avançadas do projecto em que se inclui os conversores e motor.

A simulação do circuito eléctrico, no respectivo software, realiza-se através da implementação do modelo mencionado dimensionando, correctamente, cada um dos seus componentes. Para esta modelação são utilizados os dados da Tabela 3.2.

Com as equações (3.11) e (3.12) é possível calcular o valor das resistências para o modelo, ou seja, R_s=0.051Ω e R_p=13.27Ω. A tensão em circuito aberto define a queda de tensão no diodo, logo V_D=3.051. Por fim, colocando na fonte de corrente o valor corresponde à corrente

de curto-circuito chega-se ao circuito eléctrico para simular a célula em análise. O mesmo aparece representado na Figura 3.11.

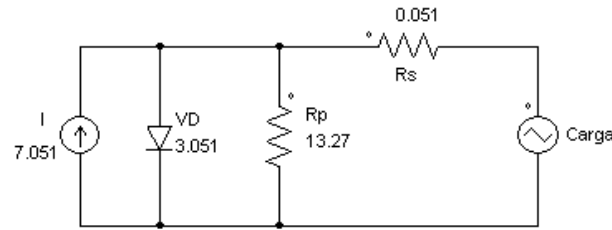


Figura 3.11: Circuito de simulação do modelo eléctrico de uma célula.

A fonte de tensão triangular, do esquema, foi utilizada como carga para permitir gerar na saída do circuito uma tensão que percorresse toda a gama de tensões em estudo, ou seja, desde 0V até 3.051V. O modelo do diodo utilizado é fornecido pelo software Psim®.

Os resultados obtidos apresentam-se na Figura 3.12 e Figura 3.13.

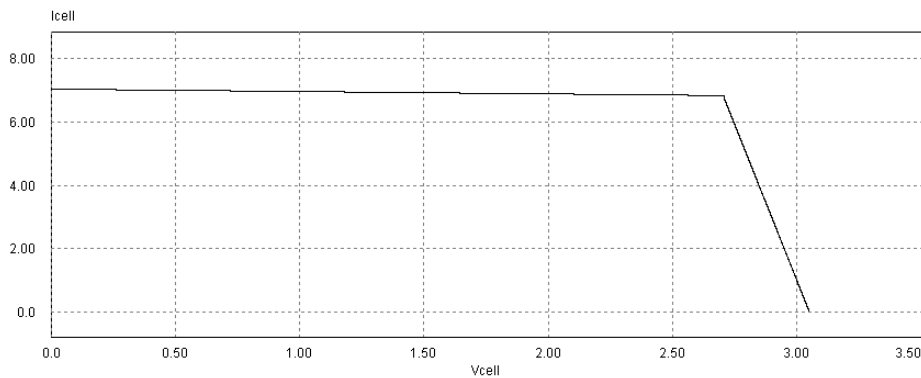


Figura 3.12: Curva I-V obtida com a simulação do circuito eléctrico.

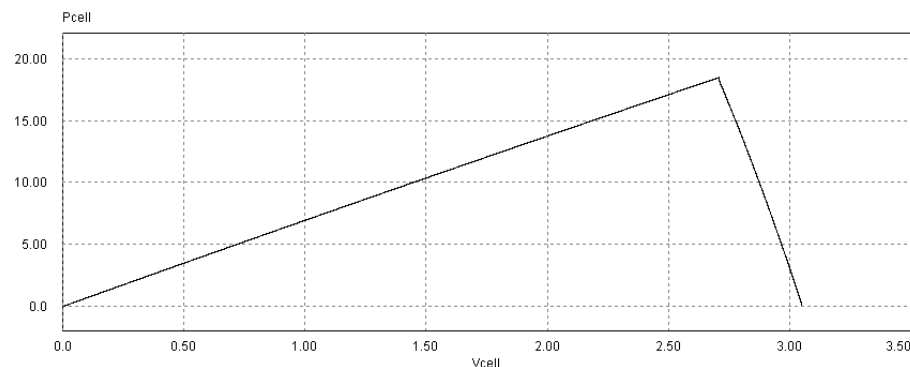


Figura 3.13: Curva P-V obtida com a simulação do circuito eléctrico.

Como se pode concluir, pela análise das figuras anteriores, a simulação do esquema eléctrico de uma célula fotovoltaica, usando o modelo do semiconductor disponível no software utilizado, caracteriza de forma deficiente o funcionamento da célula. Nestas simulações não é possível verificar o comportamento exponencial que caracteriza a corrente das células fotovoltaicas assim como não se pode incluir a dependência com a temperatura

nem com a luminosidade no modelo. Isto porque não é possível controlar as diferentes correntes do modelo. Mesmo com estas falhas é ainda possível verificar algumas características do comportamento de células fotovoltaicas. Entre elas pode-se verificar a existência de três zonas distintas na curva I-V, como referido na secção 2.1.4. Verifica-se ainda a existência de um ponto em que se transfere a potência máxima, sendo o seu valor cerca de 18W, o que corresponde aos dados da célula em que a potência máxima é de 18.33W.

A análise dos resultados permite também verificar que as curvas características são aproximadas por rectas, perdendo-se a característica não linear da zona do joelho (zona de máxima potência), o que não permite o dimensionamento de um controlador de máxima potência adequado. Esta aproximação deve-se ao facto de se utilizarem componentes lineares na simulação, ou aproximações lineares dos mesmos, nomeadamente do diodo e da fonte de corrente o que leva a que o termo exponencial característico destes equipamentos seja suprimido.

Por esta razão optou-se por uma abordagem diferente que permita obter as curvas características das células em que sejam evidentes as não linearidades e ainda que permita verificar a influência das condições climatéricas.

Várias abordagens para a realização de uma modelação mais pormenorizada podem ser encontradas. Entre elas técnicas que recorrem a lógica difusa, [42], redes neuronais, [43], e redes neuro difusas [44].

O modelo proposto é baseado na simulação das relações matemáticas que descrevem o funcionamento das células. Para este fim desenvolveram-se dois modelos: um em Matlab™, para validação matemática das equações, e outro em Psim®, com vista à sua posterior utilização com o restante circuito eléctrico.

Estes modelos são apresentados nas secções 3.2.4 e 3.2.5.

3.2.4 - Modelo em Matlab™

A implementação das equações (3.6) a (3.12) para a obtenção do modelo da célula, tal como referido, é realizada com uma abordagem numérica.

Para este fim foi criado um ficheiro *.m*, do Matlab™, que implementa a função *solarcellmodel*. Esta recebe como parâmetros o vector das tensões de saída (*v*), a incidência de radiação (*suns*), em W/m^2 e a temperatura actual (*Tact*) em graus Celsius. O vector das tensões de saída (*v*) é composto pelo conjunto de valores de tensão de saída da célula. Este parâmetro tem como objectivo simular uma carga, ou seja, fazer com que a curva I-V percorra todos os pontos de interesse para uma correcta representação. Este vector é criado com o comando *v=[0:0.1:3.2]*. Este comando cria um vector com valores desde 0 até 3.2 com

intervalos entre os valores de 0.1. O valor de 3.2V foi escolhido de modo a poder-se representar todas as curvas com as variações dos parâmetros, pois, tal como se pode ver na Figura 3.5, a tensão aumenta para valores elevados de temperatura.

A Tabela 3.1 apresenta os valores utilizados para cada uma das variáveis do modelo. Estes valores foram retirados de [40] e baseados no referido em [20, 45].

Tabela 3.3: Valores utilizados no modelo da célula.

Variável	Valor
V_{oc}	3.051V
V_{pmax}	2.704V
$E_{g,ref}^1$	1.88eV
J_0^2	$7.2 \times 10^{-3} A/K$
I_{pmax}	6.78A
I_{cc}	7.01A
m^3	2.3

O código implementado é o seguinte:

```
function Ia=solarcellmodel(v,suns,Tact)
```

Esta função de nome *solarcellmodel* tem como entradas *v*, *suns* e *Tact*, e como saída um vector *Ia* com o conjunto dos valores de corrente para cada tensão de saída. O próximo valor da corrente é calculado sabendo o actual.

A equação utilizada é:

$$I_{n+1} = I_n - \frac{f}{f'} \frac{I_n}{I_n}, \quad (3.14)$$

Em que I_n representa o valor actual da corrente, I_{n+1} o próximo valor e $f(I_n)$ e $f'(I_{n+1})$ a função que descreve o comportamento do sistema e a respectiva derivada, [37].

```
%Definição das constantes
```

```
k=1.38e-23;  
q=1.60e-19;  
Tref=273.15+25;  
T=273.15+Tact;  
m=2.3;  
J0=7.2e-3;  
Egref=1.88;  
Voc=2.6;  
Vpmax=3.051;  
Ipmax=6.78;
```

¹ Valor de referência para células de tripla junção.

² Retirado da folha de características.

³ Baseado no pressuposto de que $1 < m < 5$.

```

Icc=0.454;

%Implementação das equações que descrevem o funcionamento do painel.
Eg=Egref-((7.02e-4.*(T.^2))./(1108+T));
beta=(q/(m*k*T));
beta_ref=(q/(m*k*Tref));
alfa=-((q.*Eg)/(k.*T));
Rs=((Voc-Vpmax)/Ipmax);
Rp=Voc/(Icc-Ipmax);
Iph=(Icc+J0.*(T-Tref)).*(suns./1000);
Is0=Icc/(exp(beta_ref*(Voc))-1);
Is=Is0.*(T/Tref).^3.*(exp(alfa.*(1-(T/Tref))));

%Criação do vector Ia
Vc=v;
Ia=zeros(size(Vc));

%O ciclo for implementa o método de Newton-Raphson para a resolução numérica de
(3.6).
for j=1:20
    Ia=Ia-(Iph-Ia-((v+Ia.*Rs)/Rp)-Is.*(exp(((Vc+Ia.*Rs).*beta))-1))./...
    (-1-(Rs./Rp)-(Is.*(exp(((Vc+Ia.*Rs).*beta))).*(Rs.*beta)));
end

```

Os resultados obtidos são apresentados nas figuras seguintes.

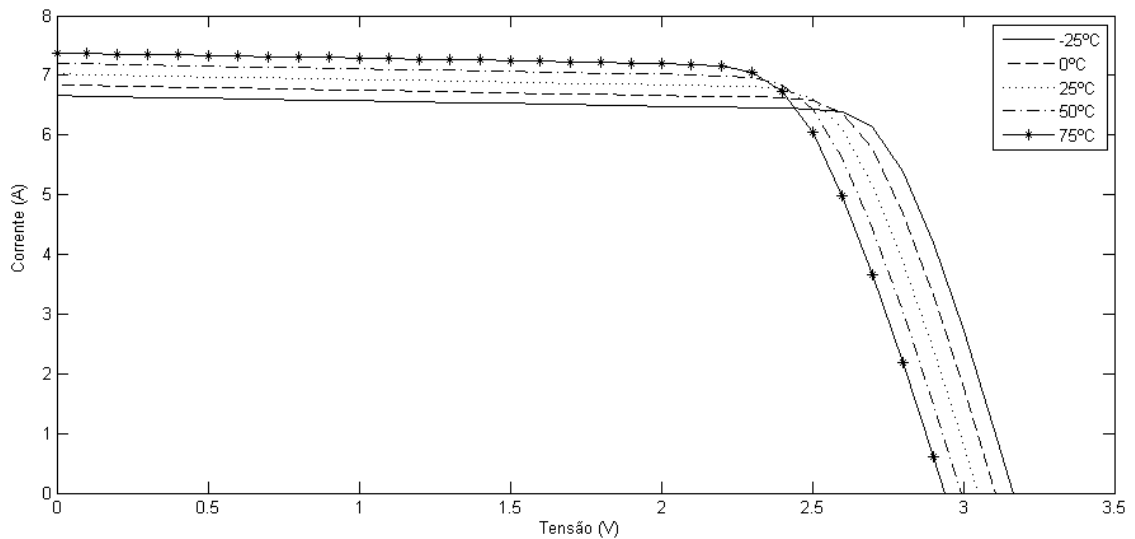


Figura 3.14: Curva I-V da célula em função da temperatura obtida com o modelo em Matlab™.

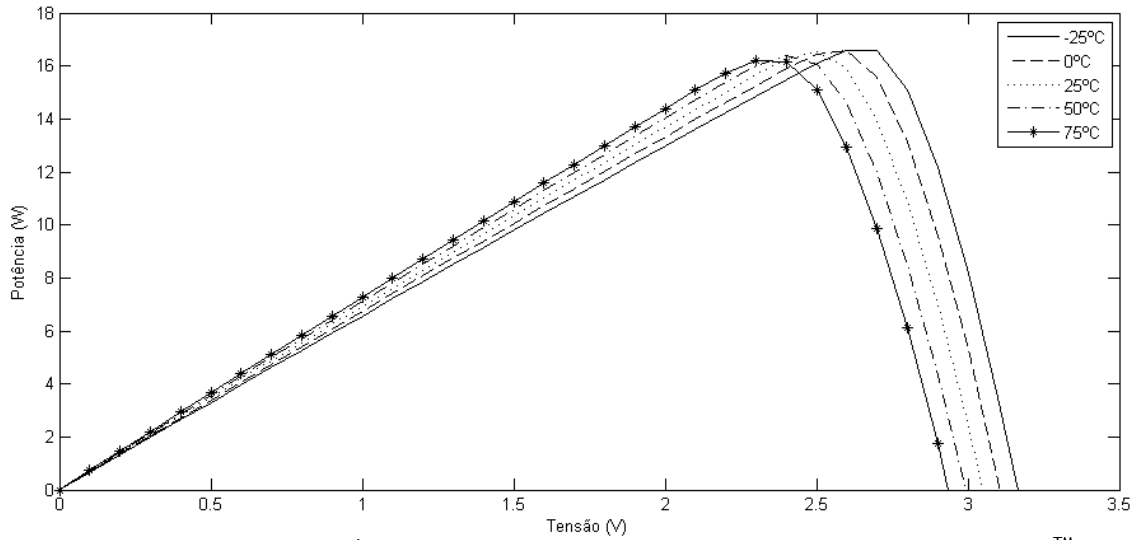


Figura 3.15: Curva P-V da célula em função da temperatura obtida com o modelo em Matlab™.

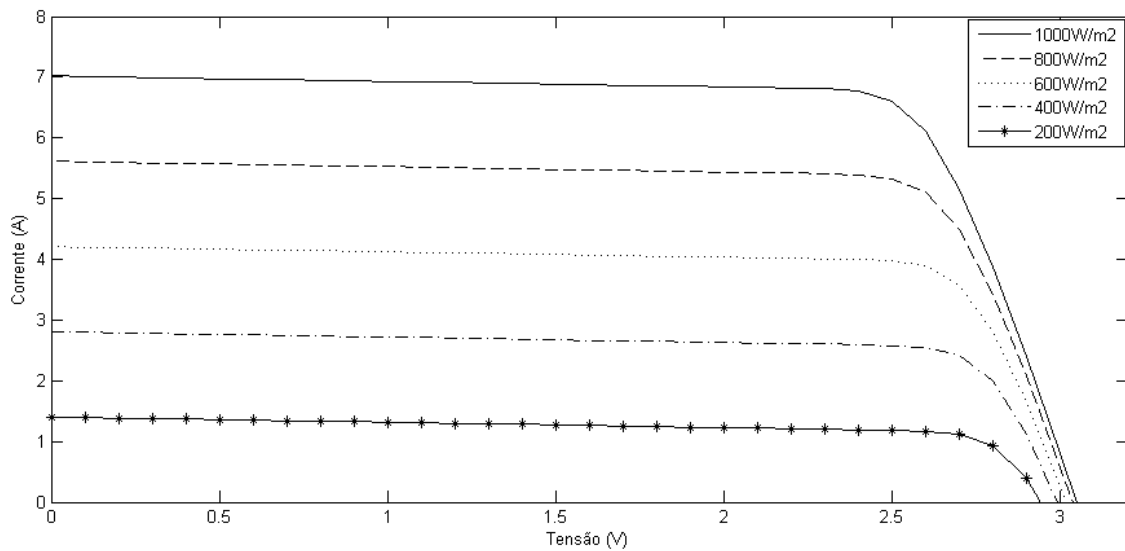


Figura 3.16: Curva I-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o modelo em Matlab™.

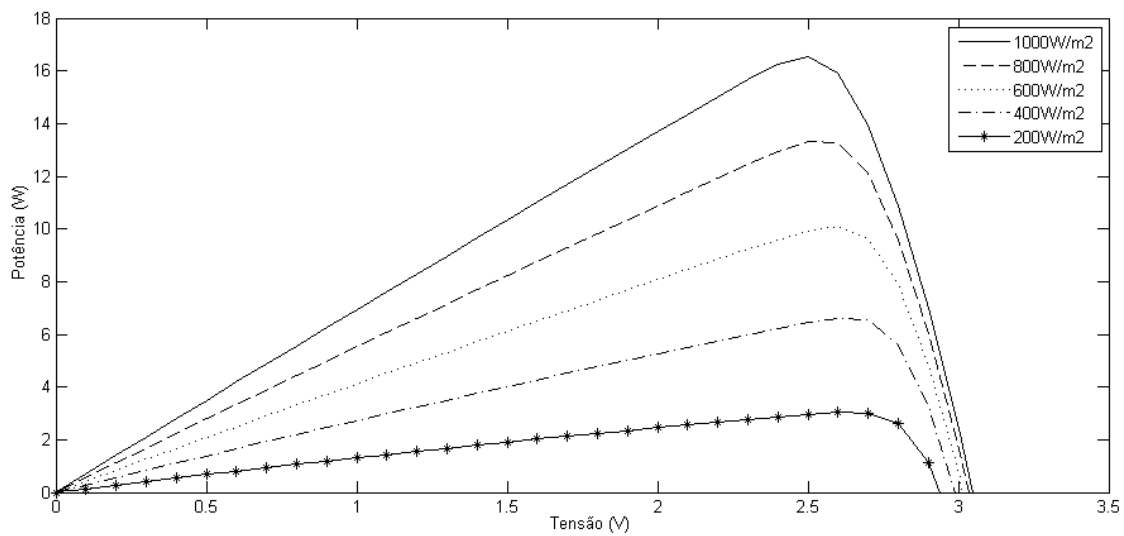


Figura 3.17: Curva P-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o modelo em Matlab™.

As figuras mostram uma correcta modelação do princípio de funcionamento de células fotovoltaicas. A análise das mesmas mostra a dependência com a temperatura e com a incidência de radiação. Pode-se concluir que, para temperaturas mais baixas, a célula permite obter maiores potências assim como para maiores taxas de incidência de radiação. As três zonas distintas do funcionamento, destes equipamentos, encontram-se bem discriminadas o que se pode comprovar por analogia às figuras da secção 3.1.2. Algumas ilações sobre estas zonas são possíveis de retirar:

- i. Na zona considerada de corrente constante verifica-se uma dependência directa com a temperatura, ou seja, com o aumento de temperatura a corrente aumenta. Por sua vez a incidência de radiação afecta a corrente inversamente.
- ii. Na zona de tensão constante ocorre o fenómeno inverso, diminuindo a tensão com a temperatura e aumentando com a incidência de radiação.

Como consequência das duas afirmações anteriores o ponto de potência máxima é deslocado com a alteração dos parâmetros como se pode comprovar analisando a Figura 3.15 e a Figura 3.17.

Estes fenómenos, tal como já referido, verificam-se em células fotovoltaicas reais, [12, 20, 35]. Assim se mostra que o modelo implementado permite o correcto estudo do funcionamento de dispositivos fotovoltaicos, painéis ou simplesmente células.

Comprovada a validade das equações pode-se passar à implementação de um modelo que permita modelar uma célula fotovoltaica do ponto de vista dos parâmetros eléctricos. Ou seja, a utilização das equações que descrevem o seu funcionamento para obter um sinal de tensão e de corrente para utilização com outro equipamento electrónico.

3.2.5 - Modelo em Psim[®]

Para implementação das equações matemáticas (3.6) a (3.12) recorreu-se à *toolbox* “*Computational Blocks*” do software Psim[®].

Estas ferramentas disponibilizam blocos somadores, multiplicadores, divisores e exponenciais, entre outros, [46].

A Figura 3.18 apresenta o esquema de princípio utilizado.

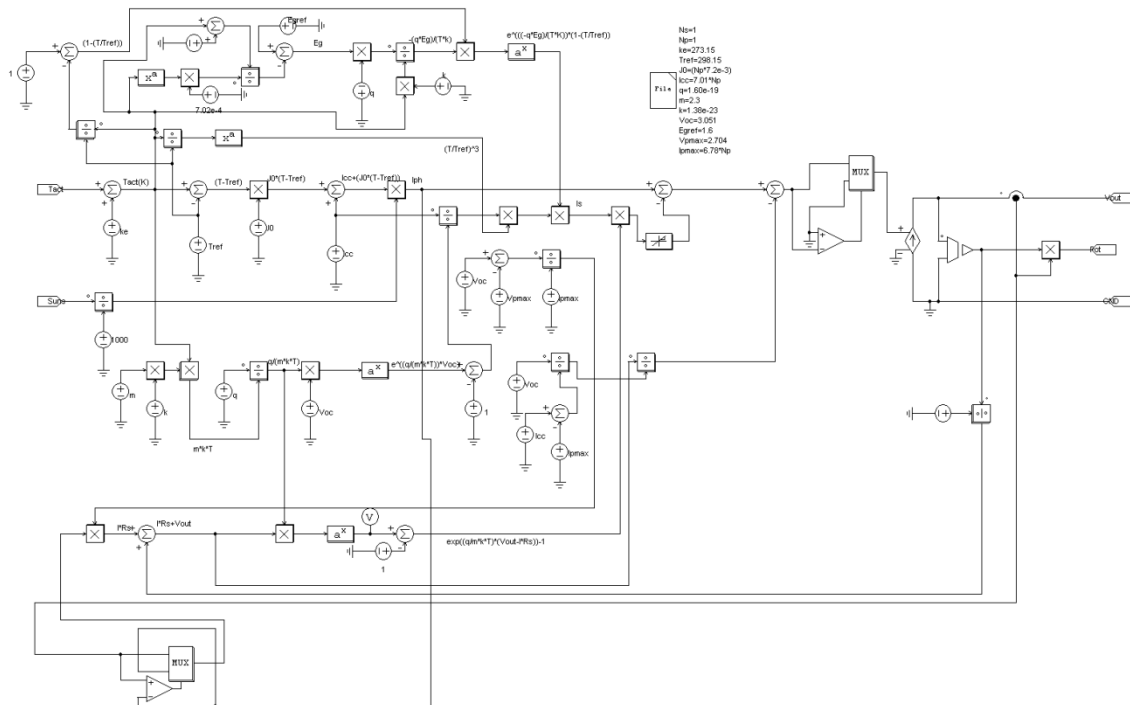


Figura 3.18: Esquema de modelação da célula fotovoltaica implementado em Psim®.

As várias equações que modelam o funcionamento das células fotovoltaicas são implementadas por conjuntos de blocos específicos da figura como será descrito de seguida. De realçar a utilização do bloco *.file*, [46], que permitiu definir os parâmetros da Tabela 3.3 como variáveis globais, simplificando assim o esquema final.

A corrente inversa do diodo, referente à equação (3.9), é calculada pelos blocos da Figura 3.19.

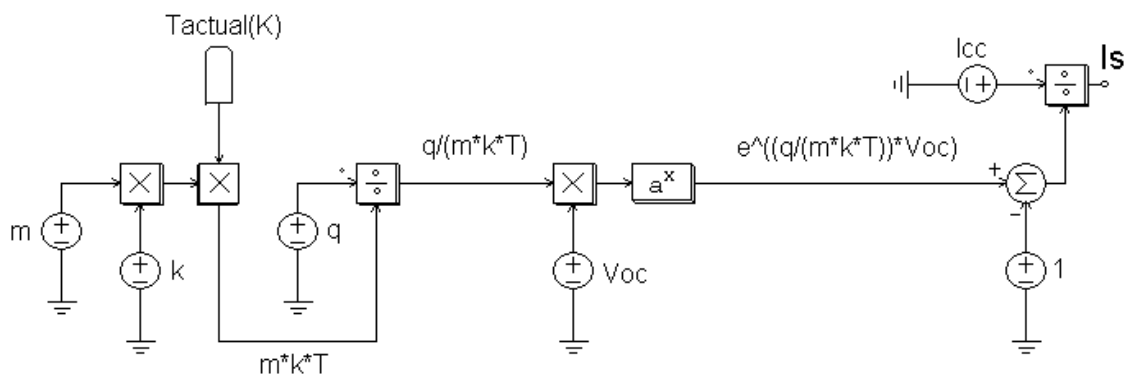


Figura 3.19: Implementação da equação para o cálculo de Is.

Como se pode observar, na figura anterior, a equação é formada com um circuito analógico, o que permite obter um sinal de controlo em tensão. O esquema recebe a variável *Tactual(K)* que se refere à temperatura actual em graus Kelvin. Na saída deste circuito surge o cálculo da variável *Is* que será utilizada como variável de entrada para o conjunto de blocos

que calculam a corrente de saturação inversa no díodo, equação (3.8), como pode ser observado na Figura 3.20.

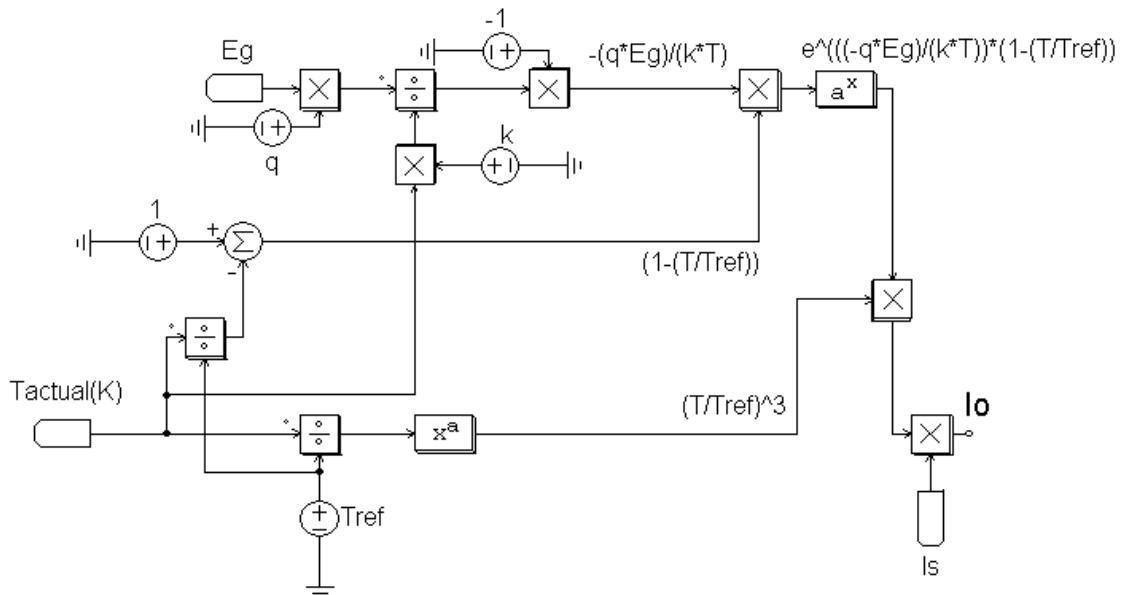


Figura 3.20: Implementação da equação para o cálculo de I_o .

Da mesma forma que para o cálculo de I_s , são utilizados circuitos analógicos, relacionando os diferentes parâmetros que descrevem o comportamento de I_o .

O cálculo de E_g , correspondente à implementação de (3.10), e que é utilizado para o cálculo de I_o está representado na Figura 3.21.

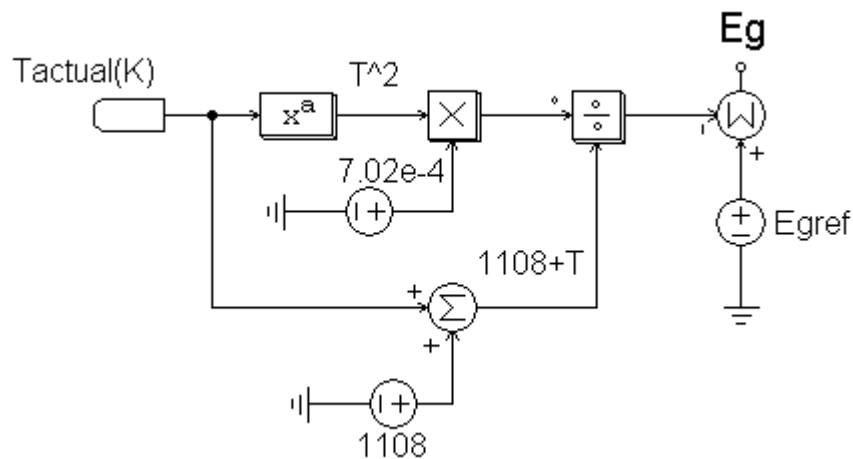


Figura 3.21: Implementação da equação para o cálculo de E_g .

Para calcular a corrente I_{ph} , equação (3.7), utilizou-se o circuito que se apresenta na figura seguinte:

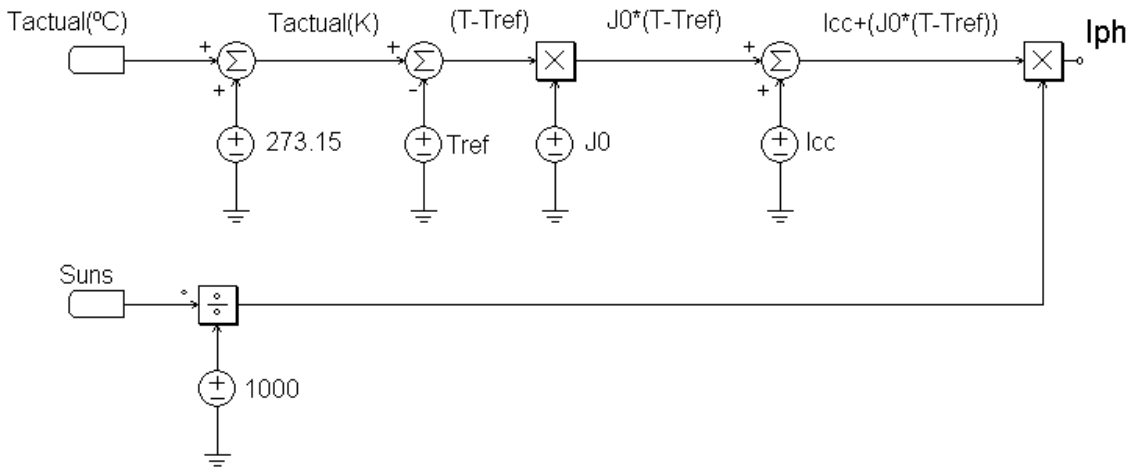


Figura 3.22: Implementação da equação para o cálculo de I_{ph} .

Esta figura tem a particularidade de mostrar as duas entradas do sistema que, tal como no modelo em Matlab™, são a temperatura actual em graus Celsius (T_{actual}) e a incidência de radiação em W/m^2 ($Suns$).

As resistências do modelo são calculadas recorrendo aos circuitos da Figura 3.23.

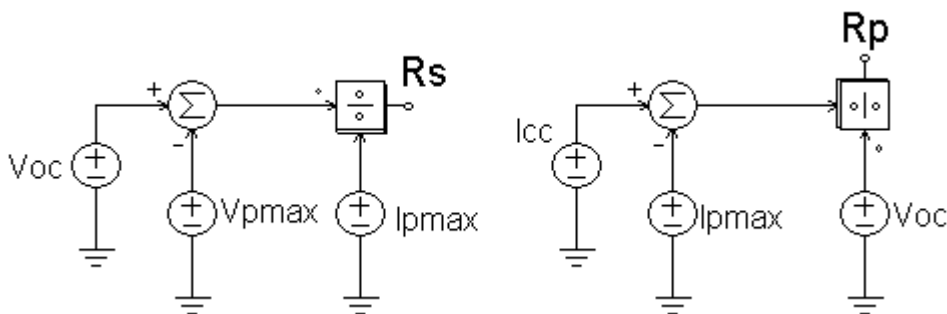


Figura 3.23: Implementação das equações para o cálculo das resistências R_s e R_p .

A combinação dos diferentes esquemas apresentados permite o cálculo da corrente da célula, implementando-se para isso as relações descritas pela equação (3.6). Este valor é utilizado para controlar uma fonte de corrente que irá servir para transformar as relações matemáticas em constantes eléctricas, nomeadamente uma corrente. Esta implementação pode ser vista na Figura 3.24.

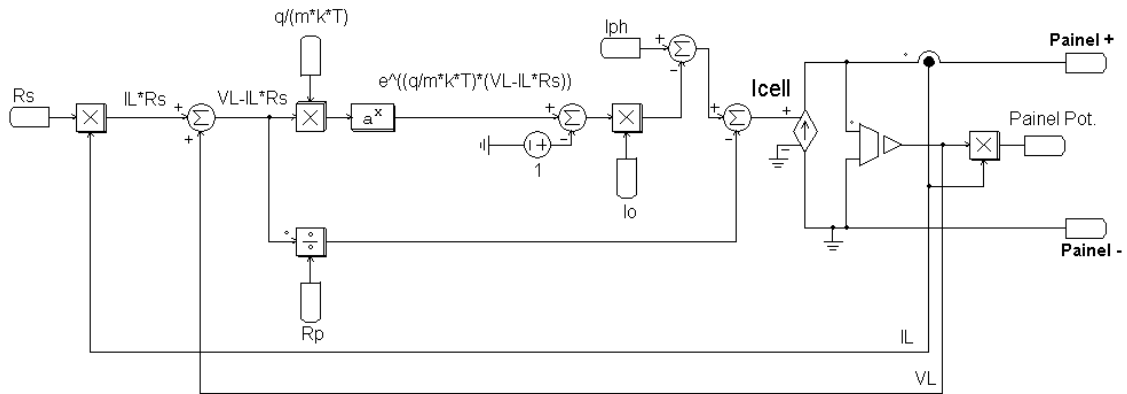


Figura 3.24: Conversão das relações matemáticas para constantes eléctricas.

Como se pode observar, na figura anterior, o modelo calcula constantemente o valor actual da corrente de saída (I_L) e da tensão de saída (V_L) valores que são utilizados para calcular o valor seguinte da corrente da célula. Realiza-se assim o cálculo desempenhado pelo método de Newton-Raphson no modelo em MatlabTM para se calcular a corrente na célula.

A saída do modelo é dada pelos pontos (*Painel +*) e (*Painel -*) que, como se pode ver, permitem uma rápida ligação a uma carga de carácter eléctrico. Cumpre-se assim o objectivo de criar um modelo que possa ser incluído em simulações de circuitos de electrónica de potência.

No modelo foi ainda incluída uma saída denominada (*Painel Pot.*) que permite verificar a potência actual debitada pela célula.

Dada a complexidade do esquema da Figura 3.18, o mesmo foi convertido num sub-circuito, [46] que tem como entradas a temperatura e a incidência de radiação e como saída a potência do painel e os dois pontos de acesso para ligação de cargas. Este sub-circuito aparece esquematizado na Figura 3.25.

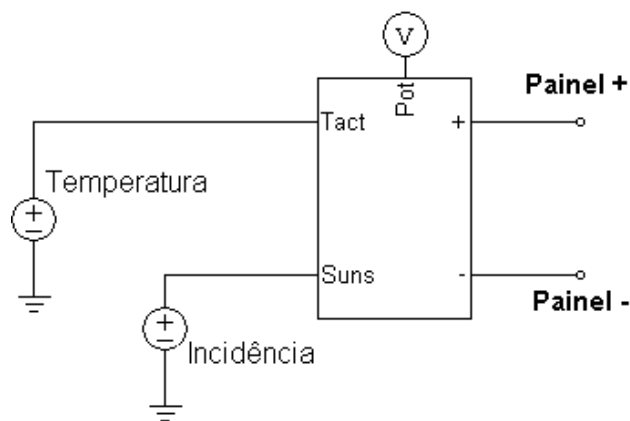


Figura 3.25: Esquema final do modelo da célula em Psim[®].

Os resultados obtidos com o modelo desenvolvido estão ilustrados nas figuras seguintes:

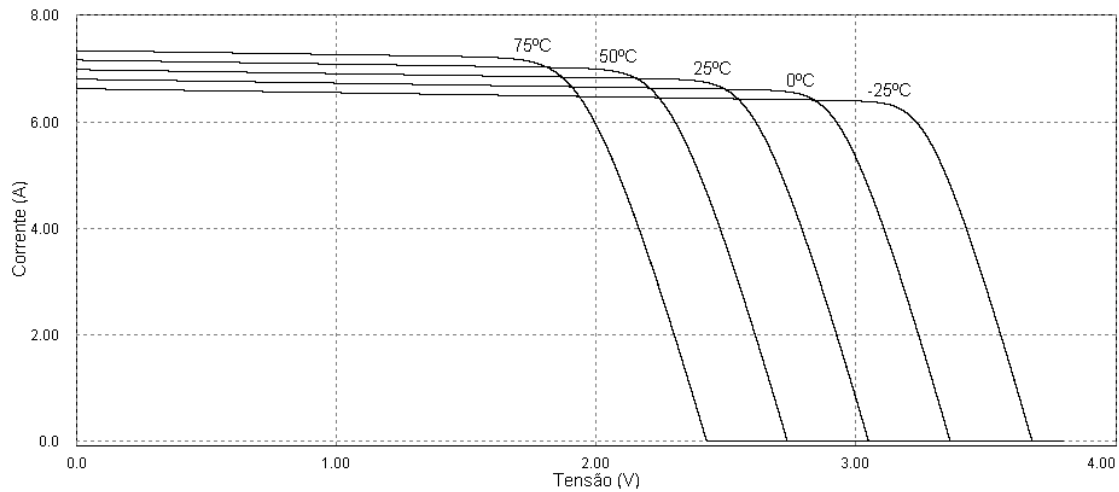


Figura 3.26: Curva I-V da célula em função da temperatura obtida com o Psim®.

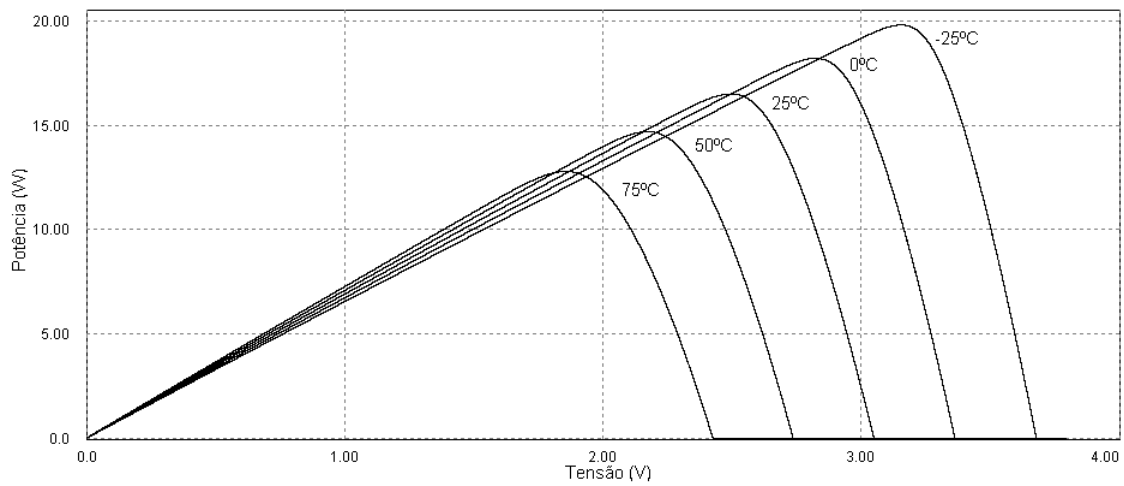


Figura 3.27: Curva P-V da célula em função da temperatura obtida com o Psim®.

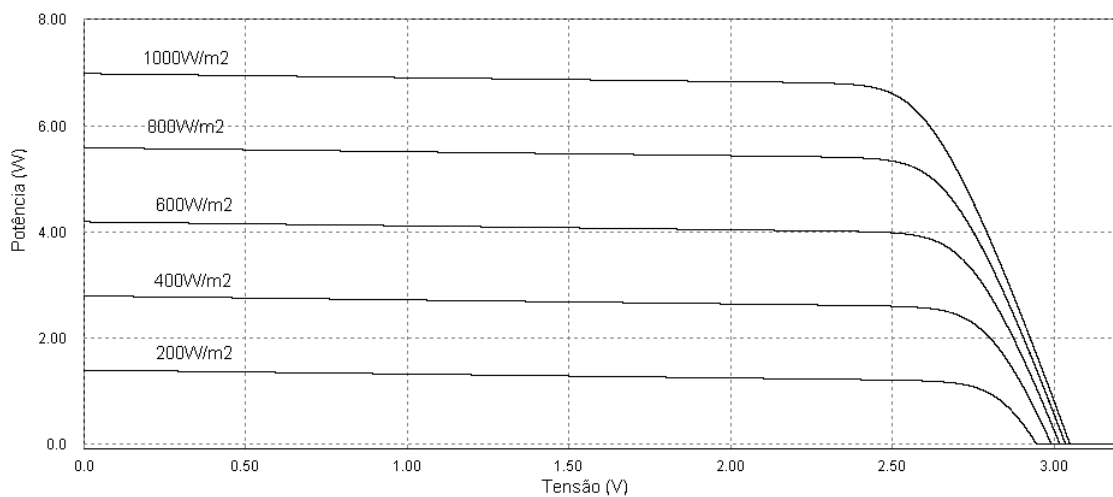


Figura 3.28: Curva I-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o Psim®.

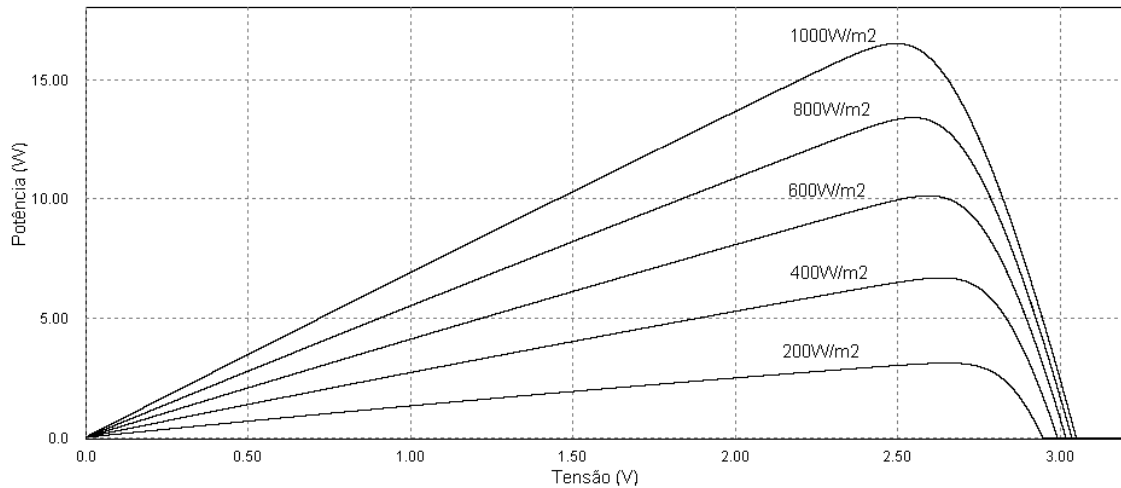


Figura 3.29: Curva P-V da célula em função da incidência de radiação obtida com o Psim®.

As observações feitas relativamente às curvas obtidas com o Matlab™ são igualmente válidas para estas curvas. Assim se comprova que o modelo desenvolvido em Psim® modela correctamente o princípio de funcionamento de células fotovoltaicas.

Comprovada a validade do modelo relativamente ao princípio de funcionamento, resta comprovar a qualidade dos dados. Ou seja, comparar os dados fornecidos pelo modelo com dados experimentais. Esta comparação será realizada no fim do capítulo.

Finda a modelação das células apresenta-se de seguida a modelação de um painel fotovoltaico.

3.3 - Painel Fotovoltaico

O modelo apresentado para as células é igualmente válido para modelar um painel, sendo as modificações necessárias as associadas ao paralelo e série das células em estudo.

O esquema eléctrico do painel fotovoltaico é, como já referido, o da Figura 3.2.

Relativamente às equações que descrevem o funcionamento de um painel fotovoltaico é necessário ter presente as seguintes relações, [19, 47]:

$$I_M = N_p \cdot I_c, \quad (3.15)$$

$$I_{cc,M} = N_p \cdot I_{cc,c}, \quad (3.16)$$

$$I_{pmax,M} = N_p \cdot I_{pmax,c}, \quad (3.17)$$

$$V_M = N_s \cdot V_c, \quad (3.18)$$

$$V_{oc,M} = N_s \cdot V_{oc,c}, \quad (3.19)$$

$$R_{s,M} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_{s,c} , \quad (3.20)$$

Em que o subscrito “M” se refere ao módulo fotovoltaico ou painel e o subscrito “c” se refere à célula. As variáveis N_p e N_s dizem respeito ao número de células em paralelo e em série, respectivamente.

Estas relações mostram que se pode utilizar as mesmas equações que descrevem o modelo de uma célula, desenvolvido na secção 2.2, para modelar o painel. Basta para isso garantir que a equação (3.6) reflecte as associações de células em paralelo e em série existentes no painel. Assim, e para se poder utilizar o modelo desenvolvido, devem ser tidas em consideração as relações que se seguem:

$$J_{o,M} = N_p \cdot J_{o,c} , \quad (3.21)$$

$$I_{cc,M} = N_p \cdot I_{cc,c} , \quad (3.22)$$

$$I_{pmax,M} = N_p \cdot I_{pmax,c} , \quad (3.23)$$

$$V_{L,M} = \frac{V_{L,c}}{N_s} , \quad (3.24)$$

As relações anteriores devem-se ao facto de que todos os parâmetros da equação (3.6) devem ser multiplicados pelo número de células em paralelo, para se verificar (3.15). Deste modo, multiplicando a corrente I_{ph} por N_p obtém-se:

$$N_p \cdot I_{ph} = \left[N_p \cdot I_{cc} + N_p \cdot J_o \cdot T - T_{ref} \right] \cdot \frac{S}{1000} , \quad (3.25)$$

O que justifica as equações (3.21) e (3.22). Aplicando o mesmo critério à corrente no díodo, dada pela relação (3.4), pode-se verificar que este parâmetro é já multiplicado por N_p ao incluir no sistema de equações a relação (3.22). Isto porque a corrente I_o depende de I_s , (3.8), que por sua vez será dada por:

$$I_s = \frac{N_p \cdot I_{cc}}{e^{\left(\frac{q}{m \cdot k \cdot T}\right) \cdot V_{oc}} - 1} , \quad (3.26)$$

Analisando agora a última parcela da equação (3.6) e atendendo a que a corrente vem multiplicada pelo número de células em paralelo surge:

$$\frac{V_L + N_p \cdot I_L \cdot R_s}{R_p} , \quad (3.27)$$

Aplicando a relação (3.20), vem:

$$\frac{V_L + \frac{N_p \cdot N_s \cdot I_L \cdot R_s}{N_p} \cdot R_p}{R_p}, \quad (3.28)$$

Dividindo todos os termos por N_s surge então a relação (3.24). A resistência R_p aparece no entanto dividida por N_s . Atendendo à expressão que define R_p , (3.12), e à relação (3.19) conclui-se que N_s será anulado.

3.3.1 - Dimensionamento dos painéis

Os painéis devem ser escolhidos de modo a garantir que a sua potência é adequada ao sistema em desenvolvimento.

O motor a utilizar é um motor *Brushless* com tensão nominal de 96V e potência de 3.75Kw, o que corresponde a uma corrente de aproximadamente 40A, [17]. O esquema do motor está representado na Figura 3.30.

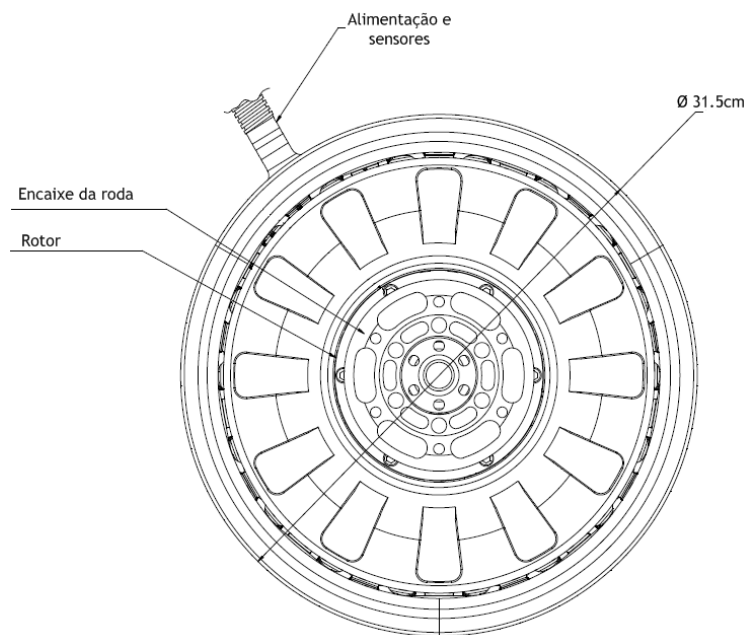


Figura 3.30: Esquema do motor escolhido.

Este motor foi escolhido devido à geometria circular do seu encapsulamento, como se pode observar, permitindo a sua montagem directamente sobre o eixo da roda. Para além disso, o facto de ser um motor *Brushless* DC facilita o seu controlo e apresenta um melhor desempenho e eficiência relativamente a motores DC e de indução [48], por exemplo. O

esquema de tracção será igual ao proposto pelo esquema da direita da Figura 2.3. A escolha será melhor fundamentada no capítulo referente ao motor.

Relativamente às baterias, serão utilizadas baterias de lítio com tensão nominal de 3.7V e capacidade de 5Ah, [49]. Estas baterias serão agrupadas em grupos de 26 unidades em série para se obter a tensão de 96V para alimentação dos motores. Posteriormente serão necessários 8 grupos de baterias iguais aos referidos, colocados em paralelo, para se obter a corrente necessária para a correcta alimentação do motor.

Cada um destes 8 grupos será carregado por um módulo fotovoltaico idêntico. Optou-se pela escolha de painéis idênticos uma vez que não será efectuado nenhum estudo sobre a superfície do veículo, tal como proposto pelas equipas de competição referidas no capítulo 2.

A solução proposta para o agrupamento dos painéis fotovoltaicos revela-se a mais eficiente, pois um veículo apresenta uma superfície irregular, logo implica que nem toda a superfície esteja submetida ao mesmo nível de radiação solar. Utilizando painéis individuais garante-se que uma percentagem dos painéis estejam completamente iluminados e como tal apresentem uma melhor eficiência, pois painéis parcialmente iluminados sofrem uma redução de eficiência significativa e um aumento das perdas, [50-52]. Para além disso, a colocação de painéis de menores dimensões sobre o veículo é mais fácil e permite conferir um design mais flexível, por exemplo com maior aerodinâmica. Assim se explica a razão por se optar por esta solução em vez de por um painel único para todo o sistema.

O diagrama de blocos do esquema proposto é o da Figura 3.31.

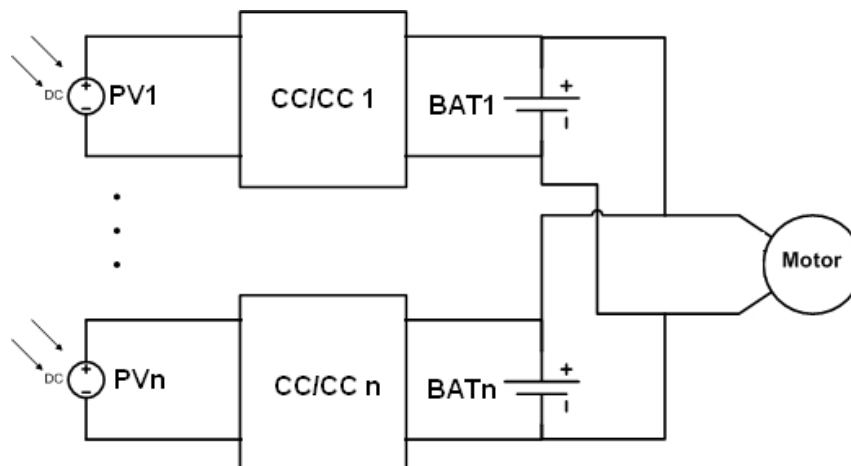


Figura 3.31: Diagrama de blocos da solução proposta para a ligação entre os painéis e o motor.

Poderá haver a necessidade de introduzir controladores adicionais para garantir a repartição da corrente nas diferentes malhas. Este estudo é efectuado no Capítulo 6.

Para garantir a adequação dos módulos ao sistema Painéis/Baterias/Motor estes são projectados para fornecerem tensões superiores às tensões de carga das baterias e correntes próximas do valor máximo de carga. Poderia igualmente optar-se por uma configuração com painéis de menores tensões associados a conversores *Boost*. Mas, deste modo, a potência dos

painéis será superior à do motor e consegue-se assim garantir uma maior autonomia, tal como apresentado no projecto da equipa *Kansas State University Solar Car*. Mais ainda, neste projecto pretende-se construir um carro solar em que os painéis possam fornecer toda a energia necessária para o funcionamento dos motores, ficando a utilização de baterias num plano secundário, uma vez que se pretende desenvolver um veículo alimentado apenas por energia solar fotovoltaica como referido nos objectivos.

A consulta da folha de características das baterias fornece para a tensão de carga o valor de 4.2V logo, para o grupo de 26 unidades em série será necessária uma tensão de 109V. A corrente de carga pode ir até um máximo de 5A.

Com estes valores os painéis são constituídos por 51 células em série e 1 célula em paralelo, o que lhes confere uma tensão máxima de cerca de 138V. Com esta configuração será necessário considerar uma área de 6.45m² para a colocação dos 8 painéis. Este valor está de acordo com a área média utilizada na construção de carros solares, tal como explicado no Capítulo 2. Assim se verifica o dimensionamento de um sistema fotovoltaico capaz de fornecer 100V e 40A para garantir o funcionamento nominal do motor.

3.3.2 - Modelo em Matlab™

Tal como para o modelo da célula foi desenvolvido um ficheiro *.m*. A diferença entre ambos reside na introdução das relações (3.21) a (3.24). A função foi nomeada de *solarpanelmodel*, mantendo-se os mesmos argumentos da função *solarcellmodel*.

Os resultados obtidos são apresentados nas figuras seguintes:

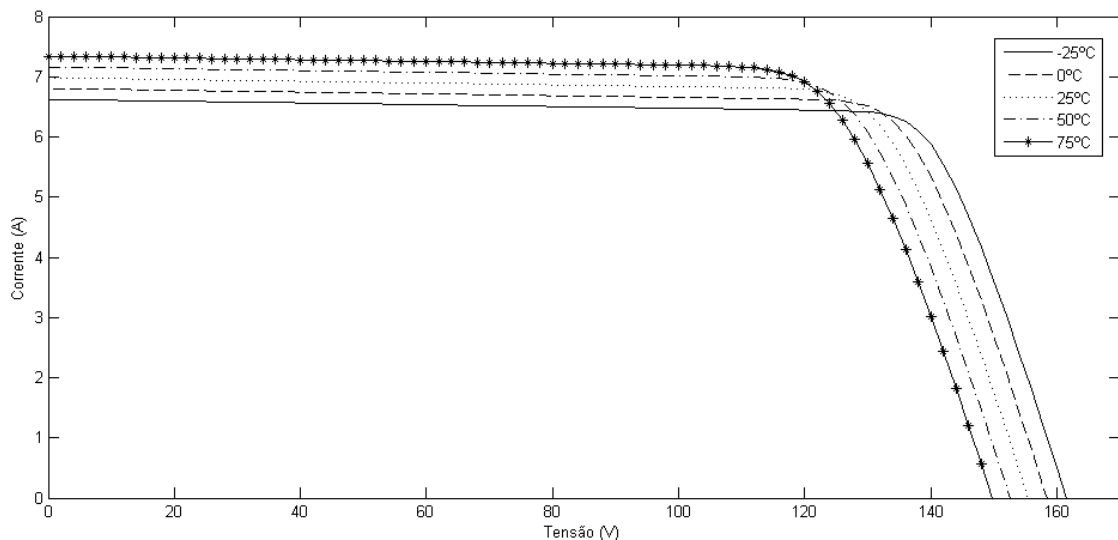


Figura 3.32: Curva I-V do painel em função da temperatura obtida com o Matlab™.

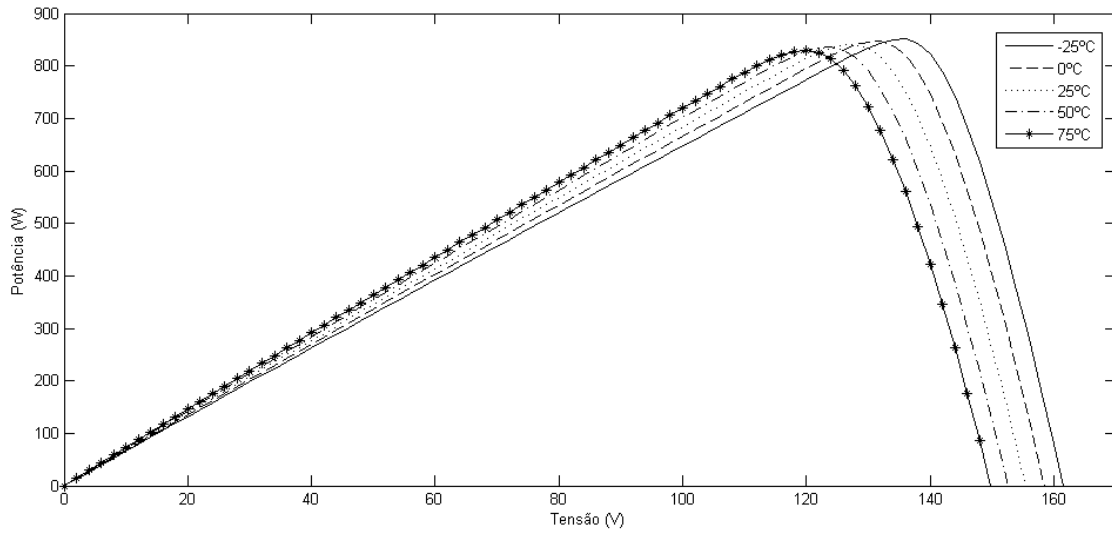


Figura 3.33: Curva P-V do painel em função da temperatura obtida com o Matlab[™].

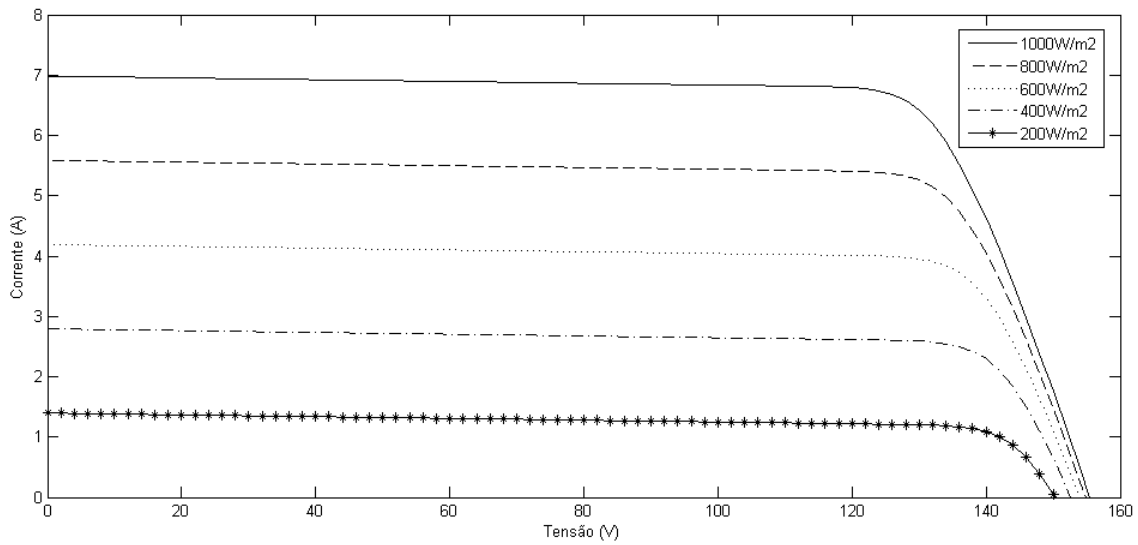


Figura 3.34: Curva I-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Matlab[™].

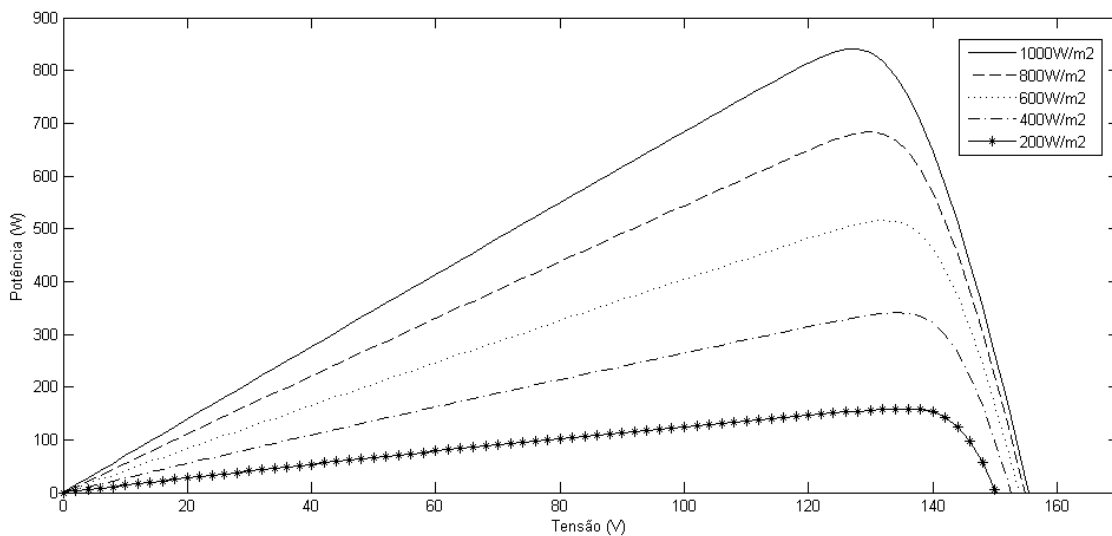


Figura 3.35: Curva P-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Matlab[™].

Estas curvas correspondem aos valores definidos pelo projecto, validando assim a configuração definida.

As observações feitas na secção 2.2.4 são igualmente válidas.

3.3.3 - Modelo em Psim[®]

Do mesmo modo que no modelo em Matlab[™] aproveitou-se o modelo da célula já existente introduzindo algumas alterações para se adequar ao modelo do painel em estudo. Nomeadamente incluíram-se as relações (3.21) a (3.23) no bloco *.file* o que permite realizar os cálculos de modo simples, [46]. Deste modo a única alteração no circuito da Figura 3.18 é a inclusão de um divisor no sinal relativo à medida da tensão de saída, para se cumprir (3.24).

As figuras seguintes ilustram os resultados de simulação obtidos:

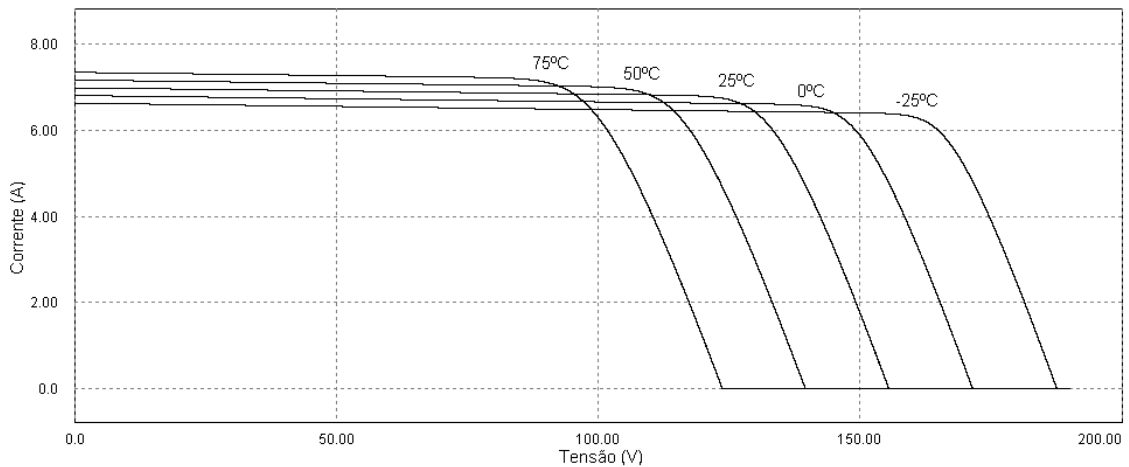


Figura 3.36: Curva I-V do painel em função da temperatura obtida com o Psim[®].

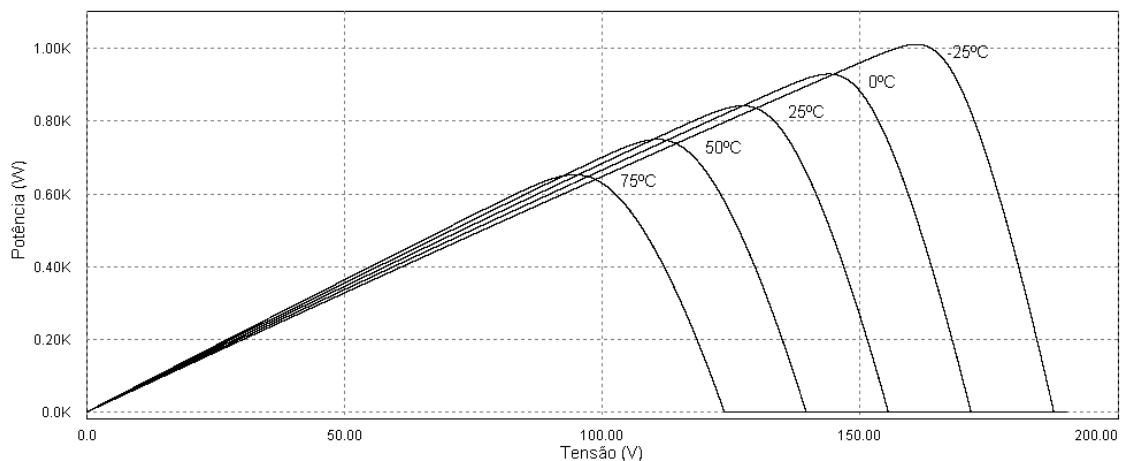


Figura 3.37: Curva P-V do painel em função da temperatura obtida com o Psim[®].

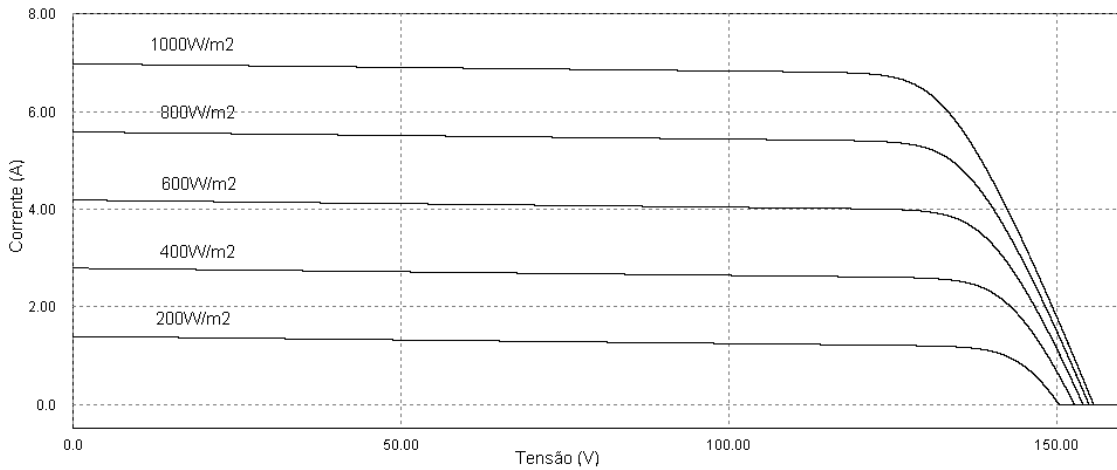


Figura 3.38: Curva I-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Psim®.

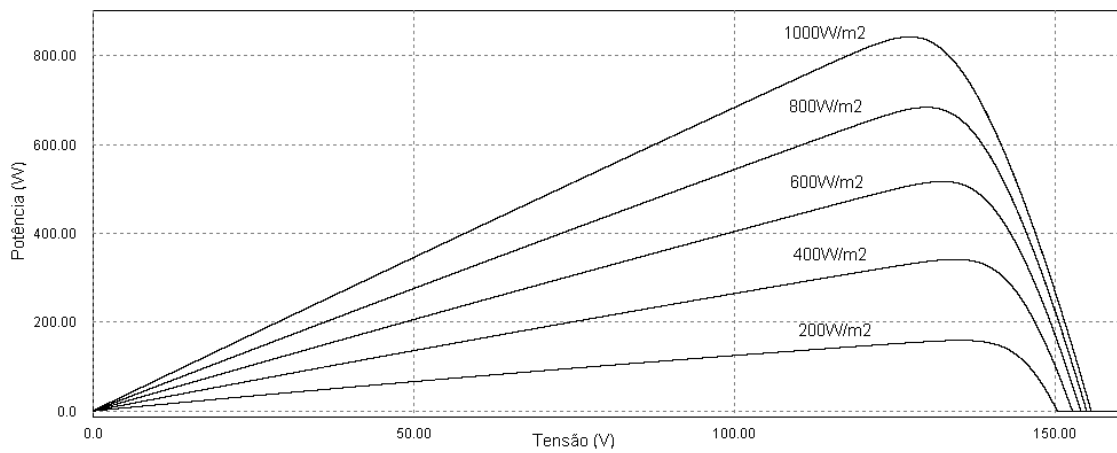


Figura 3.39: Curva P-V do painel em função da incidência de radiação obtida com o Psim®.

Do mesmo modo que para o modelo em Matlab™ aplicam-se as observações feitas para o modelo da célula.

3.4 - Validação Experimental

Para comprovar a validade dos modelos desenvolvidos foi ensaiado um painel fotovoltaico real. O painel tem como características principais as apresentadas na Tabela 3.4, [53]:

Tabela 3.4: Características do painel fotovoltaico testado.

Característica Eléctrica	Valor
V_{oc} (Tensão em CA)	44.2V
V_{pmax} (Tensão na potência máxima)	35.8V
I_{sc} (Corrente de CC)	5.2A
I_{pmax} (Corrente na potência máxima)	4.8A
J_o (Coeficiente de Temperatura de I_{sc})	0.065%/K
Coeficiente de Temperatura de V_{oc}	-160mV/K
Potência	170W
Eficiência	13.5%

Os testes efectuados reflectem duas condições ambientais diferentes. A primeira com uma incidência de radiação de $850W/m^2$ a $50^\circ C$ e a segunda com $620W/m^2$ a $50^\circ C$.

Os ensaios foram realizados recorrendo à montagem da Figura 3.40.

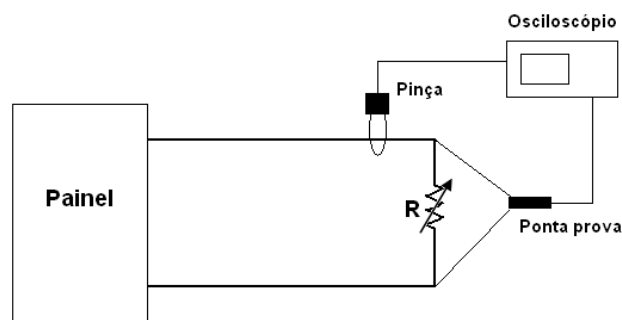


Figura 3.40: Esquema de montagem para os ensaios.

A resistência variável foi utilizada para percorrer todos os pontos da característica do painel. Os resultados do ensaio experimental, bem como a sua comparação com o modelo teórico são apresentados nas figuras que se seguem.

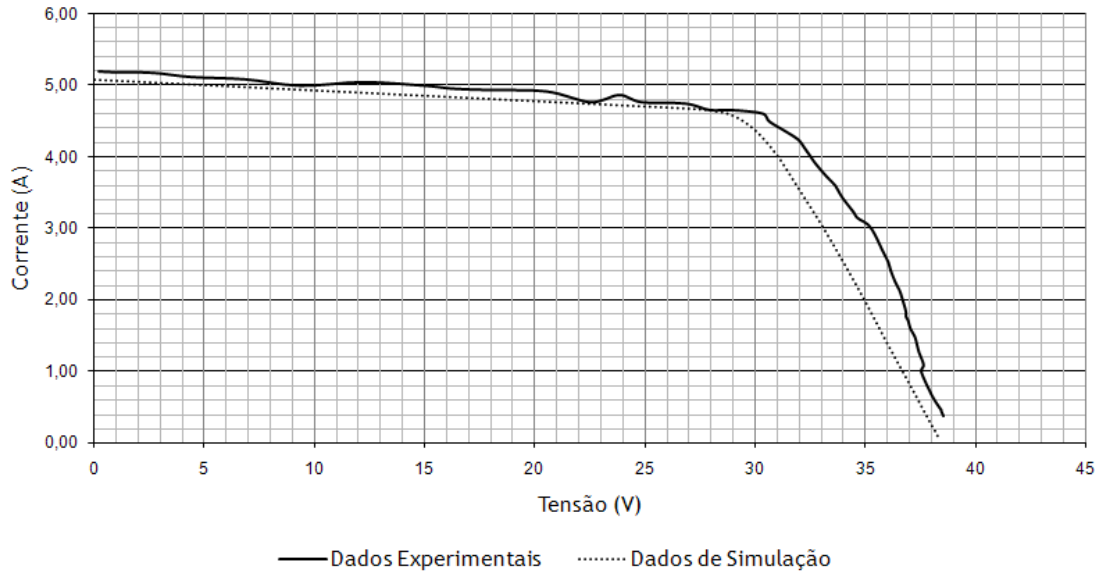


Figura 3.41: Curva I-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (850W/m² a 50°C).

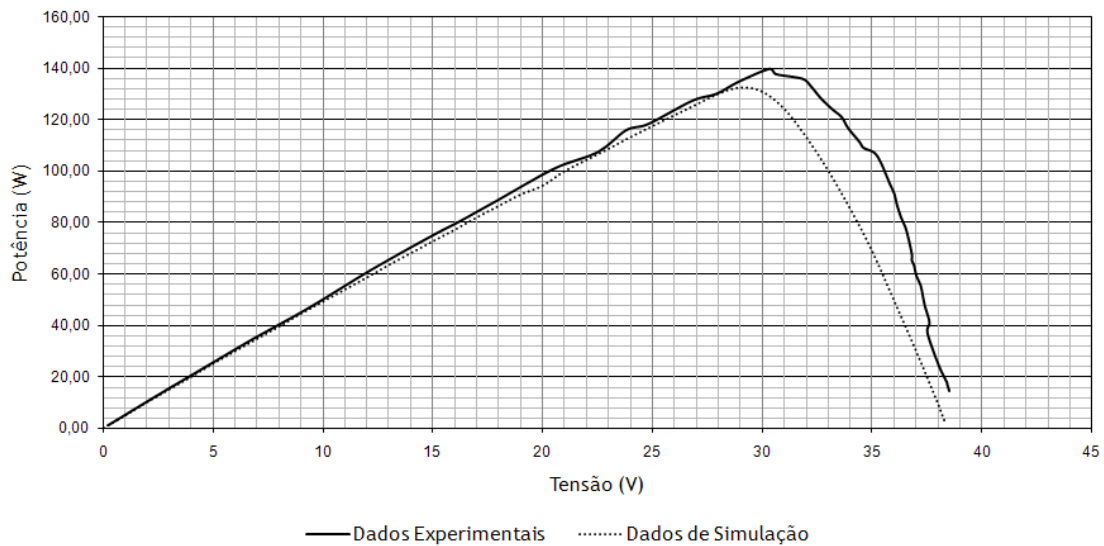


Figura 3.42: Curva P-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (850W/m² a 50°C).

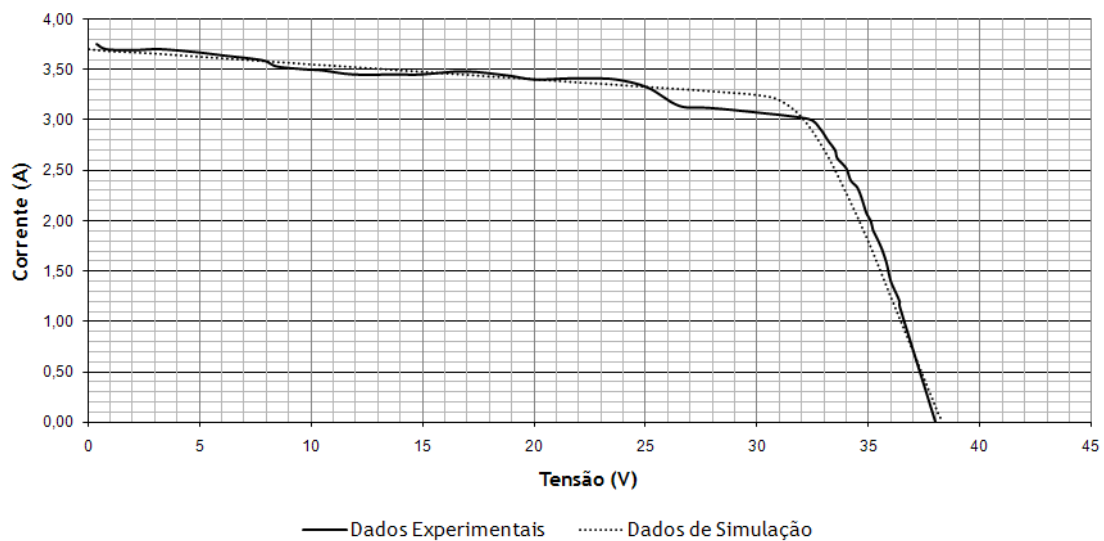


Figura 3.43: Curva I-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (620W/m² a 50°C).

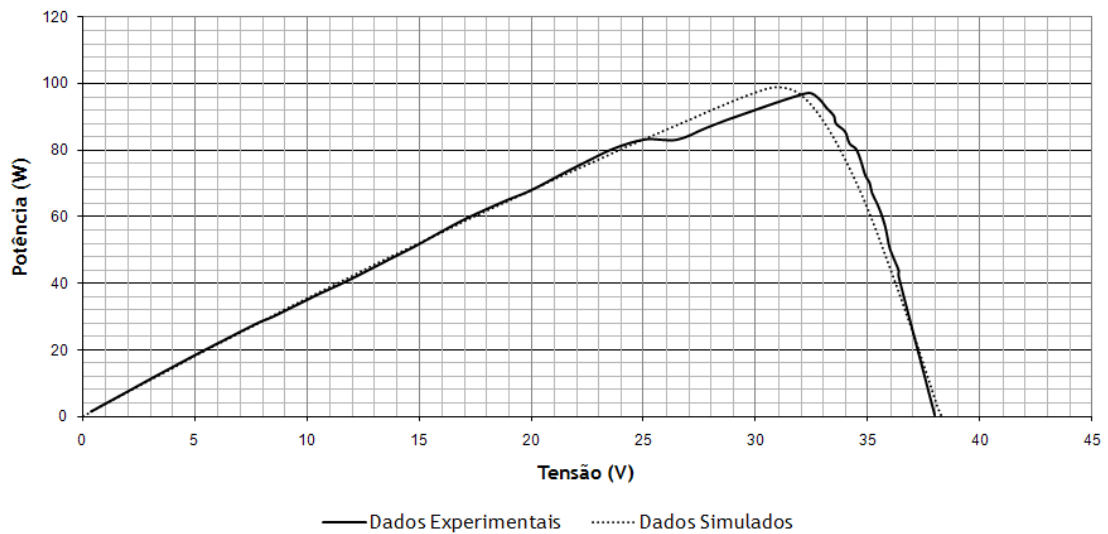


Figura 3.44: Curva P-V, comparação entre dados experimentais e de simulação (620W/m² a 50°C).

Da análise das figuras, nas condições de 850W/m² a 50°C, pode-se concluir que o modelo de simulação implementado aproxima de forma satisfatória a característica da curva I-V na zona considerada de corrente constante, (0 a 25V). Em termos de erro absoluto obtém-se uma diferença máxima de 0.14 entre os dois valores o que leva a um erro relativo de cerca de 2.7%. Nesta zona pode-se então considerar que o modelo realiza uma boa aproximação da realidade. Para a condição de 620W/m² a 50°C, a mesma conclusão pode ser retirada, aliás para estas condições o máximo erro absoluto diminui para 0.072 e o erro relativo fica igual a 2%. A zona compreendida entre 25V e 30V, nas condições de 620W/m² a 50°C, revela um erro absoluto de 0.18 e relativo de 5.4%, contudo, e como se pode observar, esta zona não ficou bem caracterizada pelos dados experimentais, devido ao elevado decréscimo da corrente na zona dos 25V. Isto pode dever-se a alguma variação das condições durante a fase de testes, nomeadamente da luminosidade que se verificou ser oscilante (+/- 150W/m²) durante todo o processo de medição. Assim este conjunto de dados não será considerado.

Na zona em torno do joelho, ou seja, na zona de potência máxima, o erro verificado aumenta significativamente. Da Figura 3.41, (zona entre 25V e 32V) verifica-se um erro absoluto máximo de 0.4 e um erro relativo de 9%, relativamente aos pontos da curva nas condições de 620W/m² a 50°C, esta zona ficou mal caracterizada pelo que não será considerada na análise.

Por fim na zona considerada de tensão constante, o maior erro ocorre para a situação de maior luminosidade em que o erro absoluto atinge 0.186 e o erro relativo 5.7%. Relativamente as curvas P-V observa-se o mesmo comportamento.

Desta análise pode-se concluir que o modelo de simulação implementado conduz a resultados muito bons, pois o erro relativo aos dados experimentais é sempre menor do que

10%. Considerando ainda que as condições em que se realizaram os ensaios não se mantiveram constantes, pode considerar-se uma ligeira diminuição dos erros obtidos, tornando ainda mais adequados os modelos de simulação.

Para concluir esta análise falta referir a dinâmica dos painéis fotovoltaicos, uma vez que até aqui se considerou apenas um modelo estático.

Esta análise realizou-se a partir de testes experimentais aos painéis, em que se cobriu toda a sua superfície e se verificou o tempo de reacção após se destapar o mesmo. Obtiveram-se valores entre os 5ms e os 6ms para uma carga de aproximadamente 9.35Ω .

Seguindo a abordagem proposta por [54] colocar-se-á um condensador de 0.6mF em paralelo com a saída do modelo para se verificar a constante de tempo dado pelo circuito RC.

3.5 - Resumo e Conclusões

Ao longo do capítulo foram apresentadas as principais características do funcionamento das células fotovoltaicas e analisada a sua dependência com as condições ambientais, em concreto a incidência de radiação e a temperatura. Este estudo foi feito recorrendo à análise das equações que descrevem estes comportamentos.

Com as equações de funcionamento estabelecidas, desenvolveram-se modelos capazes de modelar de forma satisfatória tanto as células como os painéis fotovoltaicos. O modelo apresentado em MatlabTM, permitiu validar as equações matemáticas estabelecidas. Com o modelo em Psim[®] criou-se um modelo para integração com outros circuitos de electrónica o que irá permitir o estudo de sistemas fotovoltaicos mais complexos.

Estes modelos geram resultados bastante satisfatórios, como se pode verificar por comparação com dados experimentais. Assim, conclui-se sobre a utilidade e aplicabilidade da modelação implementada, para o restante trabalho.

Durante a exposição podem ainda ser vistos alguns aspectos ligados ao projecto do carro solar, em concreto na secção 3.3.1 em que se apresenta a configuração de painéis a utilizar.

Capítulo 4

Baterias

4.1 - Introdução

Tal como referido, o sistema de alimentação para o motor terá como apoio um grupo de oito baterias. Apesar de as baterias desempenharem um papel secundário, no funcionamento do veículo, um correcto modelo das mesmas é fundamental, não só para perceber o funcionamento das baterias mas, também, para compreender o modo como afectam o resto do sistema.

As baterias a utilizar são baterias de polímeros de lítio devido à sua elevada densidade energética, como será justificado na secção 4.3.

Assim, neste capítulo, será explicado o funcionamento das baterias sob o ponto de vista da modelação. Serão confrontadas várias abordagens para o estudo destes elementos. No final do capítulo apresenta-se o modelo de simulação desenvolvido e que será utilizado ao longo do trabalho.

Antes de se desenvolver o modelo será ainda feita uma comparação entre as diferentes tecnologias de construção de baterias e referidas as características desejáveis para as baterias em aplicações fotovoltaicas.

Para fechar o capítulo é apresentado um estudo sobre métodos de carga de baterias e também proposto um método para tal.

4.2 - Necessidades Energéticas das Baterias

Em sistemas puramente fotovoltaicos a potência gerada e a potência consumida não são iguais, levando à necessidade do uso de sistemas de armazenamento de energia para limitar as flutuações de potência. O diagrama de blocos deste tipo de configuração é proposto por [55] e representado na figura que se segue.

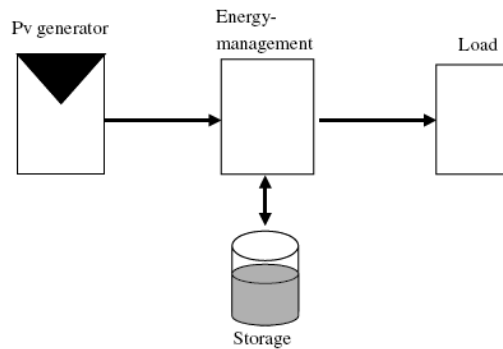


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico com armazenamento de energia.

Como se pode observar no diagrama da Figura 4.1, as baterias desempenham um papel secundário no funcionamento do sistema, sendo a fonte primária de energia os painéis fotovoltaicos. A mesma topologia será utilizada neste trabalho.

A capacidade dos sistemas de armazenamento é dependente das condições de funcionamento a que são sujeitos os painéis fotovoltaicos. Assim sendo, o cálculo da capacidade mais adequada torna-se um processo de optimização, [56] que não será estudado neste trabalho. Para o processo em análise será considerado como capacidade ideal um grupo de baterias capaz de garantir o funcionamento nominal do motor na ausência total de energia proveniente dos painéis. Este pressuposto foi tomado tendo em consideração o facto de se tratar de um sistema móvel, que está portanto sujeito a variações climatéricas (nomeadamente de incidência de radiação) repentinas, que podem levar a que o sistema fotovoltaico não produza energia útil.

A discussão feita até agora permite apontar algumas das características desejáveis para o sistema de armazenamento de aplicações fotovoltaicas, discutidas em [12, 56]. As mesmas são listadas de seguida:

- Elevada eficiência energética;
- Auto descarga lenta;
- Elevado tempo de vida;
- Manutenção reduzida;
- Baixo Custo.

4.3 - Tipos de Baterias

Podem-se distinguir dois tipos principais de baterias, [55]:

- a) Baterias com capacidade interna: Em que o armazenamento da energia se concentra na massa dos eléctrodos levando a que a capacidade e a potência sejam aproximadamente proporcionais ao peso.
- b) Baterias com capacidade externa: A capacidade encontra-se normalmente dividida por diferentes unidades. O meio de armazenamento é normalmente líquido ou gasoso. A capacidade pode ser ajustada alterando o tamanho dos tanques para praticamente qualquer tamanho.

As baterias do tipo a) para além de serem baratas são relativamente simples de construir, possuem eficiências bastante aceitáveis e um nível de segurança elevado. Apresentam, no entanto, um tempo de vida reduzido e níveis de energia baixos. Um exemplo deste tipo de baterias são as baterias de chumbo-ácido.

Relativamente ao tipo b) estas baterias apresentam uma boa eficiência energética, duração elevada e, para além disso, não utilizam na sua construção componentes tão nocivos como as anteriores. Comparando com as baterias do tipo a) as de tipo b) são mais caras e a sua construção é mais complexa. Como exemplo, deste tipo de baterias, pode-se apontar as baterias de Níquel-Metal Híbrido (NiMH) baseadas nas baterias de Níquel Cádmio e as baterias de lítio. Estas últimas apresentam diversas configurações para os materiais do eléctrodo negativo, positivo e do electrólito, como se pode consultar em [55, 57].

Na tabela seguinte apresenta-se uma comparação dos diferentes tipos de baterias referidos, tabela essa adaptada de [55].

Tabela 4.1: Comparação entre diferentes tipos de baterias.⁴

	Chumbo	NiMH	Li
Segurança	+	0	0
Densidade energética	-	+	++
Potência	+	++	+
Custo	+	-	0
Capacidade reciclagem	++	0	0

4.4 - Modelos de Baterias

Na literatura são propostos vários modelos para simulação de baterias. Em [56] é apresentado um pequeno resumo sobre os tipos de modelos existentes. Entre os propostos, alguns autores optam por modelos que possibilitem a descrição pormenorizada do comportamento físico destes equipamentos [58]. Estes modelos físicos são, no entanto,

⁴ ++: Muito Bom; +: Bom; 0: Satisfatório; -: Mau; --: Muito Mau.

inadequados para integração em simulações com outros circuitos eléctricos. Para este fim os modelos eléctricos de baterias são mais adequados, [59].

Vários modelos, baseados em componentes eléctricos, são propostos, dependendo do grau de complexidade e das propriedades em estudo na simulação. O modelo mais simples é constituído por apenas uma resistência e por um condensador, [59]. Este modelo é simples e permite uma rápida integração com outros circuitos electrónicos em simulação. Apresenta, contudo, uma demasiada simplicidade para a maioria das aplicações, pois não permite estudar fenómenos específicos das baterias tais como a capacidade de carga e de descarga.

Para se iniciar o estudo sobre a modelação mais apropriada para baterias, deve ser realizada uma análise ao circuito equivalente de Thévenin destes elementos [60]. O mesmo aparece representado na figura que se segue.

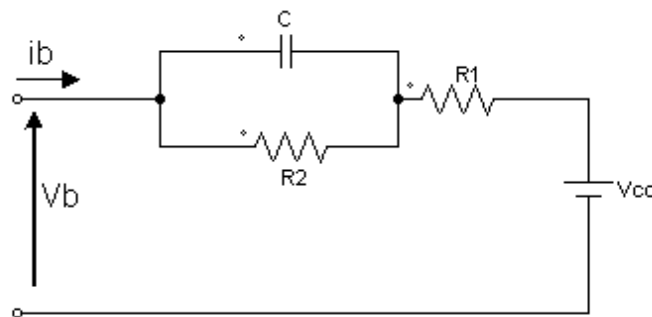


Figura 4.2: Circuito equivalente de Thévenin de uma bateria.

Este modelo permite o estudo do comportamento da tensão em baterias durante o seu ciclo de vida, [60]. É um modelo que apresenta, como grandezas eléctricas, a tensão em circuito aberto (V_b), a resistência interna (R_1) e a tensão em sobretensão, dada pela combinação em paralelo da resistência R_2 e do condensador C . O circuito equivalente de Thévenin permite verificar quais os principais elementos que condicionam o funcionamento das baterias, no entanto, a sua utilização em simulação produz resultados pouco válidos uma vez que realiza uma aproximação deficiente dos diferentes parâmetros, pois considera-os constantes quando na realidade dependem de, [61]:

- Estado de carga;
- Capacidade de armazenamento da bateria;
- Taxa de carga e de descarga;
- Temperatura ambiente.

Como alternativa ao modelo de Thévenin pode-se utilizar o modelo da Figura 4.3, proposto em [62] que é mais completo e permite uma melhor caracterização dos fenómenos que ocorrem durante o funcionamento das baterias.

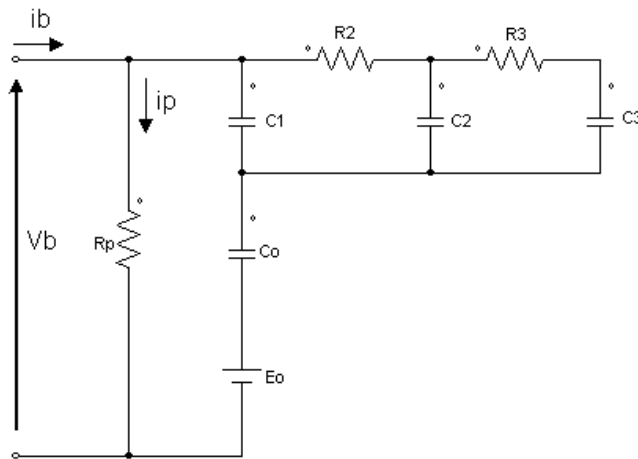


Figura 4.3: Modelo eléctrico linear de uma bateria.

Este modelo utiliza componentes lineares para descrever a auto-descarga (R_p) e várias malhas RC para representar a sobretensão. Apesar de mais preciso este modelo não entra em consideração com variações na temperatura, nem nas taxas de carga e de descarga. Assim sendo e devido ao elevado número de elementos que utiliza, a simulação de diferentes regimes de carga torna-se bastante pesada.

Os modelos de baterias mais comuns podem ser vistos na Figura 4.4 e na Figura 4.5 e são propostos em [59, 63], respectivamente.

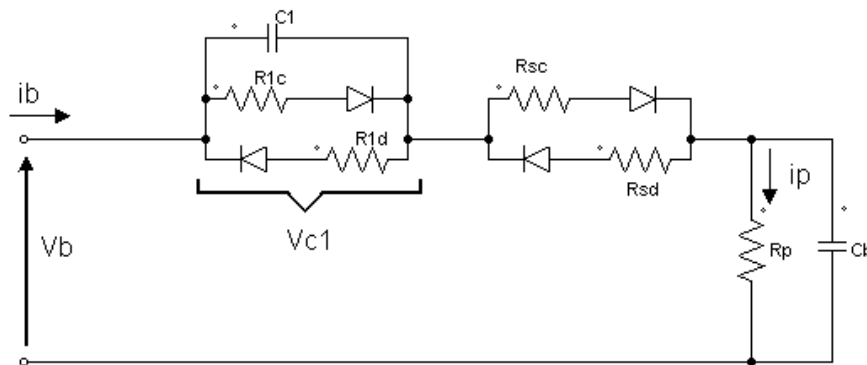


Figura 4.4: Modelo de carga e descarga de uma bateria.

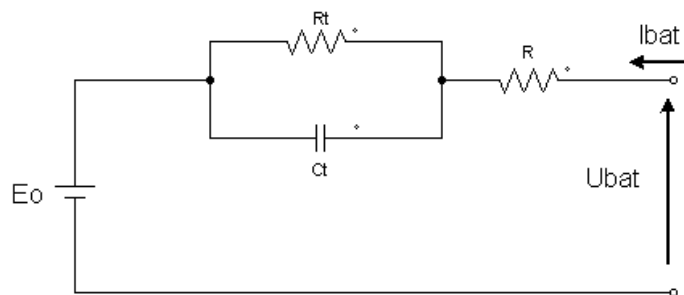


Figura 4.5: Aproximação de primeira ordem do modelo de uma bateria.

O esquema da Figura 4.4 apresenta díodos que permitem identificar os componentes associados à carga e à descarga da bateria. Neste modelo os componentes de V_{c1} representam as sobretensões, as resistências R_{sc} e R_{sd} a resistência interna e R_p a resistência associada à auto descarga. O condensador C_b simula a capacidade da bateria. Este modelo conduz a resultados satisfatórios contudo é necessária a realização de vários testes físicos à bateria em estudo para se poder estimar o valor dos diferentes parâmetros, o que nem sempre é possível durante a fase de projecto.

A Figura 4.5, por sua vez, propõe uma aproximação de primeira ordem. O modelo apresenta uma tensão de circuito aberto ideal, definida em relação ao estado de carga da bateria, SOC. Esta relação é realizada recorrendo a valores tabelados. A resistência R diz respeito à resistência interna da bateria. É ainda introduzida uma malha RC no modelo que representa fenómenos tais como a histerese para descrever o comportamento da bateria durante transitórios.

A modelação dos transitórios confere uma maior precisão ao modelo contudo introduz variáveis bastante difíceis de estimar. Uma vez que o funcionamento da bateria depende do ponto de funcionamento, é necessário determinar C_t e R_t como função da corrente de carga, do SOC e da temperatura. Isto implica vários testes de carga e descarga em diferentes condições de funcionamento o que se torna num processo bastante moroso. Normalmente a utilização deste modelo envolve estimações através do método dos mínimos quadrados e a colocação dos resultados em tabelas lidas durante a simulação, [63]. Este método não garante porém a validade dos valores obtidos durante todo o tempo de vida da bateria.

4.5 - Modelo Implementado

O modelo proposto neste trabalho tenta aliar as características dos modelos abordados anteriormente e ao mesmo tempo evitar os aspectos negativos que alguns revelam a nível de simulação.

Os modelos electroquímicos são especialmente utilizados para otimizar o design físico da bateria [64-66], caracterizando os mecanismos fundamentais das trocas de energia que ocorrem em baterias. Estes modelos são, no entanto, complexos, envolvem demasiados cálculos numéricos e necessitam de uma boa caracterização dos parâmetros [64] o que, neste trabalho, não é possível.

Por sua vez os modelos matemáticos são demasiado abstractos [67, 68] mas adoptam equações empíricas e métodos matemáticos para estimar os parâmetros das baterias, tais como tempo de vida, eficiência, capacidade, entre outros. A abordagem puramente matemática não permite, no entanto, uma correcta caracterização da característica I-V.

Atendendo aos pressupostos apresentados, e tendo em vista o facto de não ser possível testar a bateria, o modelo proposto será baseado no descrito em [61]. O circuito eléctrico do modelo é o seguinte:

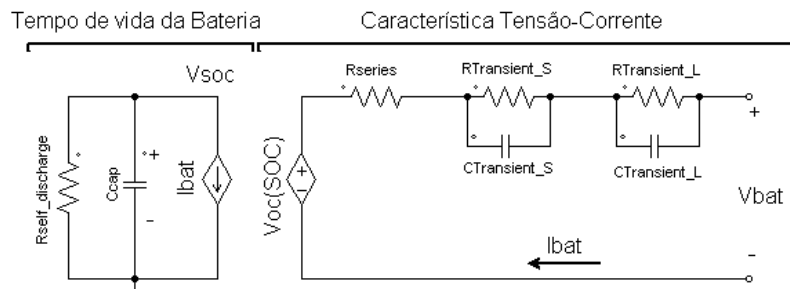


Figura 4.6: Modelo eléctrico proposto da bateria.

Do lado esquerdo do modelo, o condensador C_{cap} , a fonte de corrente controlada e a resistência relativa à auto descarga modelam a capacidade, o estado de carga e o tempo de vida da bateria. As malhas RC , tal como nos modelos anteriores, simulam a resposta transitória. Para permitir relacionar o estado de carga com a tensão em circuito aberto é utilizada uma fonte de tensão controlada. Este modelo tem a vantagem de permitir prever o funcionamento da bateria, a resposta transitória e o funcionamento em regime permanente, ao mesmo tempo que mostra a dinâmica de todas as características eléctricas relevantes, [61].

A utilização das fontes controladas é explicada analisando a Figura 4.7, adoptada de [61].

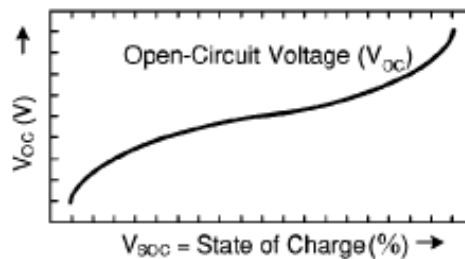


Figura 4.7: Relação entre a tensão de saída e o estado de carga numa bateria.

A figura anterior mostra a dependência da tensão de circuito aberto com o estado de carga da bateria o que explica a necessidade de incluir no modelo uma dependência entre estes factores, representada pelas fontes controladas externamente.

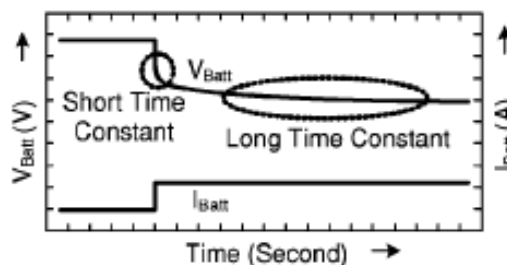


Figura 4.8: Variação da tensão da bateria em função de mudanças na corrente.

Na Figura 4.8 mostra-se a variação da tensão da bateria com variações na corrente por ela fornecida, [61]. Pode-se observar a resposta lenta da bateria a mudanças bruscas na corrente, o que justifica a utilização das malhas *RC* para simulação dos fenómenos transitórios.

Dada a impossibilidade de realização de testes para estimar os parâmetros das baterias serão utilizadas aproximações matemáticas para descrever o comportamento de cada um dos parâmetros, [61].

O valor de C_{cap} que simboliza a capacidade da bateria será dado por, [61, 69]:

$$C_{cap} = 3600 \cdot Capacity \cdot f_1 \text{ cycle} \cdot f_2 \text{ temp} \quad , \quad (4.1)$$

Na equação anterior *Capacity* representa a capacidade nominal em Ahr e $f_1(\text{cycle})$ e $f_2(\text{Temp})$ são factores de correcção relativos ao número de ciclos e à temperatura, respectivamente.

Relativamente ao factor de correcção relativo à dependência da temperatura este surge porque nas baterias, assim como em qualquer processo químico, existe uma dependência da temperatura [70]. No caso das baterias a capacidade diminui, com a diminuição da temperatura, cerca de 0.5% a 1% por cada grau Celsius, [70].

Em [70] é ainda proposta uma forma alternativa de calcular a capacidade da bateria como função da temperatura, sendo a relação dada pela equação (4.2).

$$C_{cap} = Capacity \cdot 1 + \delta_c \cdot T_{Bat} - 298.15 \quad , \quad (4.2)$$

Em que δ_c é um factor de correcção normalmente igual a 0.006, caso nada seja dito pelo fabricante, [70].

O factor de correcção devido ao número de ciclos pode ser calculado pela relação proposta em [69], sendo dado pela relação (4.3).

$$f_1 \text{ cycle} = \left[1 - 4 \times 10^{-4} \cdot \text{cycle} \right] \quad , \quad (4.3)$$

A equação que descreve a capacidade, equação (4.1), pode ser explicada atendendo à Figura 4.9 em que se mostram os diferentes factores que influenciam a capacidade de uma bateria. A figura é adaptada da apresentação feita em [61].

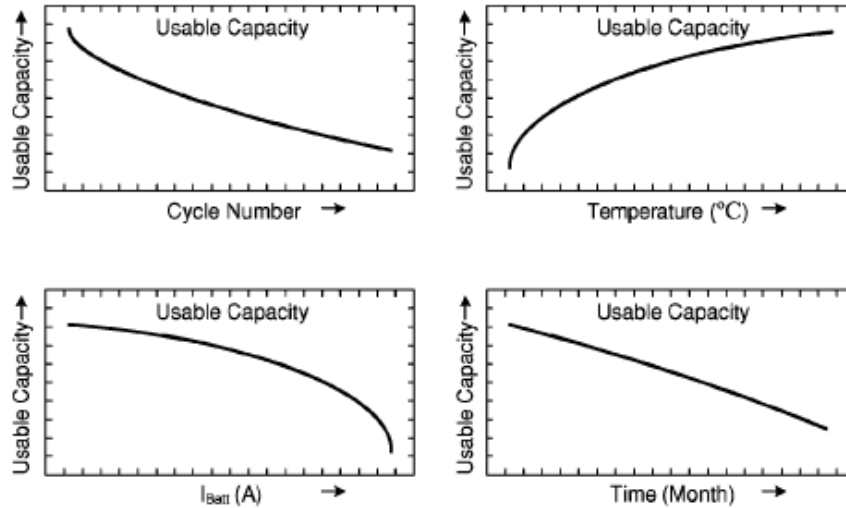


Figura 4.9: Factores que influenciam a capacidade de uma bateria.

Como se pode observar na figura a capacidade útil de uma bateria depende da carga que esta está a fornecer, do número de ciclos de carga e de descarga, da temperatura e do tempo de vida útil da bateria. Estas quatro curvas explicam a necessidade de inclusão dos factores de correcção na equação (4.1) para descrever a capacidade da bateria.

Para descrever os restantes parâmetros utilizaram-se os resultados apresentados em [61] , sendo cada um dos parâmetros dado pelas equações (4.4) a (4.9).

$$V_{oc}(SOC) = -1.031 \cdot e^{-35 \cdot SOC} + 3.685 + 0.2156 \cdot SOC - 0.1178 \cdot SOC^2 + 0.3201 \cdot SOC^3, \quad (4.4)$$

$$R_{series}(SOC) = 0.1562 \cdot e^{-24.37 \cdot SOC} + 0.07446, \quad (4.5)$$

$$R_{Transient_S}(SOC) = 0.3208 \cdot e^{-29.14 \cdot SOC} + 0.04669, \quad (4.6)$$

$$C_{Transient_S}(SOC) = -752.9 \cdot e^{-13.51 \cdot SOC} + 703.6, \quad (4.7)$$

$$R_{Transient_L}(SOC) = 6.603 \cdot e^{-155.2 \cdot SOC} + 0.04984, \quad (4.8)$$

$$C_{Transient_L}(SOC) = -6056 \cdot e^{-27.12 \cdot SOC} + 4475, \quad (4.9)$$

Estas equações são explicadas atendendo ao facto de cada um dos parâmetros das baterias, devido à natureza das reacções químicas, ser dado por uma aproximação por mínimos quadrados do seguinte tipo, [62].

$$BE = k \cdot e^{\left[w_f \cdot V_m - V_{oc} \right]^{f f}}, \quad (4.10)$$

Em que BE se refere ao elemento da bateria a modelar, k é um ganho determinado através de validação experimental, w_f é o “*widht factor*” também determinado com validação experimental e ff é o “*flatness factor*”. O factor ff normalmente é igual a 2 uma vez que, por norma, os parâmetros nas baterias são dados por funções parabólicas, [62]. Também podem aparecer valores de ordem superior mas isso implica uma maior sensibilidade dos parâmetros às mudanças do ponto de funcionamento podendo levar à instabilidade, [62].

Nas equações (4.4) a (4.9) SOC diz respeito ao estado de carga actual das baterias. Para estimar este parâmetro pode-se utilizar a relação (4.11), [71].

$$SOC = SOC_0 + \frac{1}{capacity} \cdot \int_{t_0}^t I_{Batt} - I_{loss} \cdot d\tau, \quad (4.11)$$

Esta equação surge como consequência do facto de as cargas e descargas serem directamente proporcionais à corrente consumida, ou fornecida, pela bateria evidenciando assim a ideia de equilibrar as correntes, [71].

Na equação (4.11) SOC_0 representa um valor de carga inicial, $Capacity$ é a capacidade nominal, I_{Batt} é a corrente na bateria e I_{loss} é a corrente de perdas devida às reacções químicas.

4.5.1 - Validação do modelo

O esquema da Figura 4.6 foi simulado no software Psim[®]. Foi escolhido este software pois, para além de ser um software específico para simulação de circuitos eléctricos, é também o software escolhido para as restantes simulações do trabalho.

A bateria em estudo é uma bateria de células de polímeros de lítio como se pode consultar na folha de características do fabricante [49], tendo cada bateria as características eléctricas da Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Características das baterias escolhidas.⁵

Capacidade nominal		5.0 Ah
Tensão Nominal		3.7 V
Condição de carga	Corrente Máxima	5.0 A
	Tensão	4.2 +/- 0.03 V
Condição de descarga	Corrente Contínua	10.0 A
	Corrente de Pico	25.0 V
	Tensão de <i>cut-off</i>	2.7 V

Utilizando os dados da tabela juntamente, com as equações apresentadas no início da secção, é possível calcular o valor dos parâmetros a utilizar no modelo. Para o caso da capacidade serão ignorados os factores de correcção relativos à temperatura e ao ciclo de

⁵ Tabela retirada da Folha de Características.

vida. Este pressuposto foi tomado pois estes parâmetros não são relevantes para o estudo do funcionamento, tendo um efeito desprezável no valor da capacidade, [61]. Para além disso a inclusão destes dois factores iria complicar desnecessariamente a simulação. Assim sendo, o valor da capacidade a utilizar será de 18000F.

A resistência de auto descarga será dada por um valor muito elevado, pois a auto-descarga típica em baterias é de 0.2% por dia, [70]. Os restantes elementos serão calculados ao longo da simulação incluindo, na mesma, as equações que descrevem o seu funcionamento. Este processo será explicado de seguida.

As resistências, como variam com o estado de carga serão simuladas recorrendo a resistências dinâmicas com a configuração da Figura 4.10.

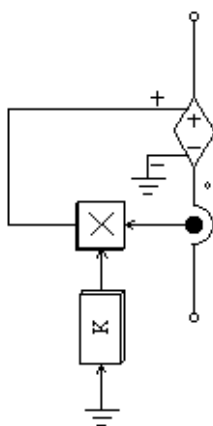


Figura 4.10: Implementação de uma resistência dinâmica.

O princípio de funcionamento deste circuito baseia-se na lei de Ohm, controlando-se uma fonte de tensão através da corrente que a percorre. A corrente é ainda afectada pelo bloco *K* que é dado pelo circuito da Figura 4.11.

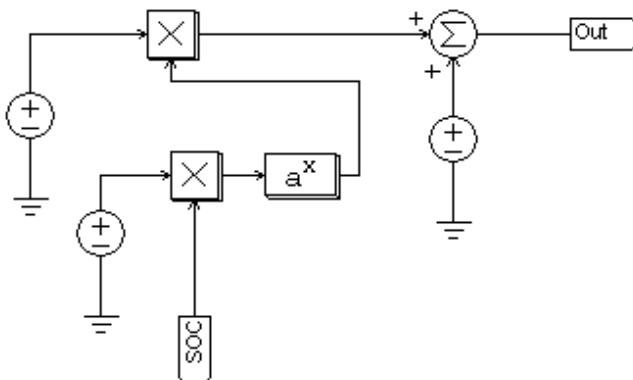


Figura 4.11: Implementação das equações que descrevem as resistências.

A figura anterior mostra como se implementaram as equações (4.5), (4.6) e (4.8) para se calcular o valor das resistências durante a simulação. As fontes de tensão representam as

constantes presentes nas equações e o bloco *SOC* é o sinal correspondente ao estado de carga actual da bateria.

Para simulação dos condensadores do modelo da Figura 4.6 foi utilizada uma abordagem semelhante, atendendo à seguinte lei:

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow v_c = \frac{1}{C} \cdot \int i_c \cdot dt, \quad (4.12)$$

Assim, criou-se o seguinte circuito com vista a gerar uma capacidade variável ao longo da simulação.

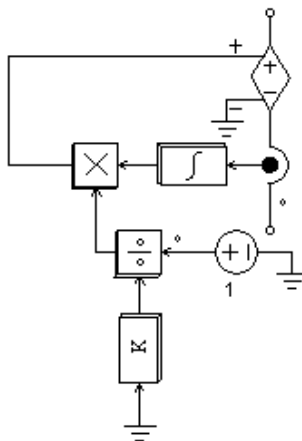


Figura 4.12: Implementação de uma capacidade variável.

O bloco *K*, tal como no caso da resistência dinâmica, é substituído por um circuito semelhante ao da Figura 4.11 neste caso aplicado às equações (4.7) e (4.9).

Antes de se iniciar as simulações é ainda necessário definir a lei que descreve o estado de carga da bateria. Na equação (4.11) é proposta uma boa aproximação para este parâmetro. Contudo, esta abordagem apresenta alguns inconvenientes, [71]. O primeiro relativo à elevada precisão necessária para a medida da corrente, o que pode levar à obtenção de dados inesperados caso não se obtenha essa precisão. O segundo relacionado com o aumento da complexidade da simulação para se estimar a corrente de perdas.

Deste modo, e sabendo que a tensão em circuito aberto pode ser considerada directamente proporcional ao estado de carga, como referido em [71] e tendo presente os perfis de carga e descarga apresentados em [58, 65], entre outros, foram criadas curvas que descrevem este parâmetro ao longo da simulação. As curvas podem ser vistas nas figuras seguintes.

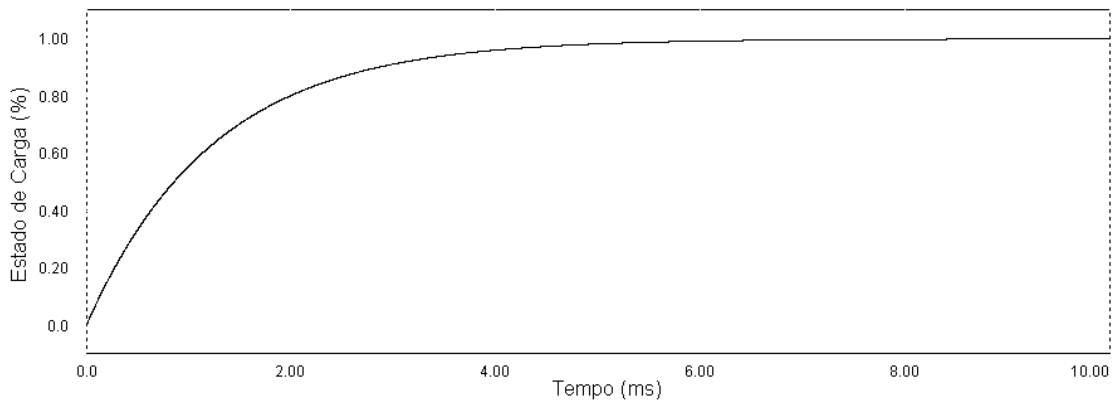


Figura 4.13: Estado de carga durante um perfil de carga.

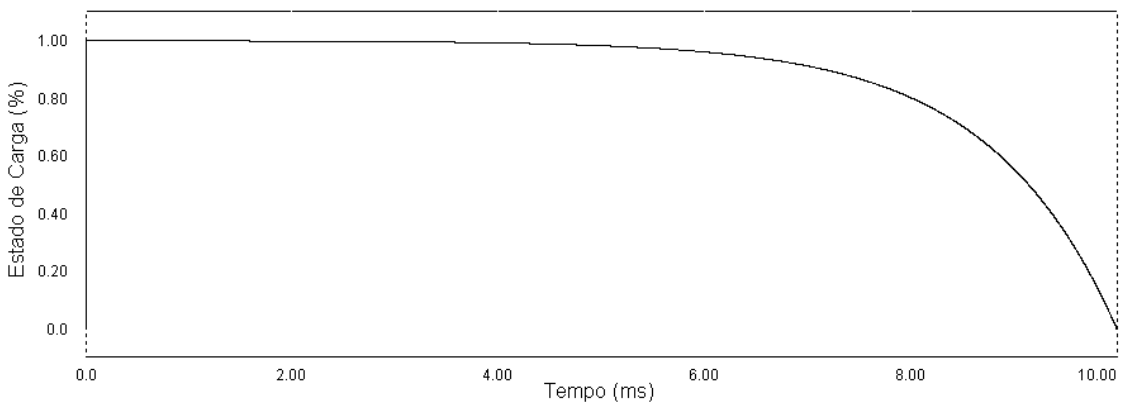


Figura 4.14: Estado de carga durante um perfil de descarga.

A simulação do sistema apresentado levou aos seguintes resultados:

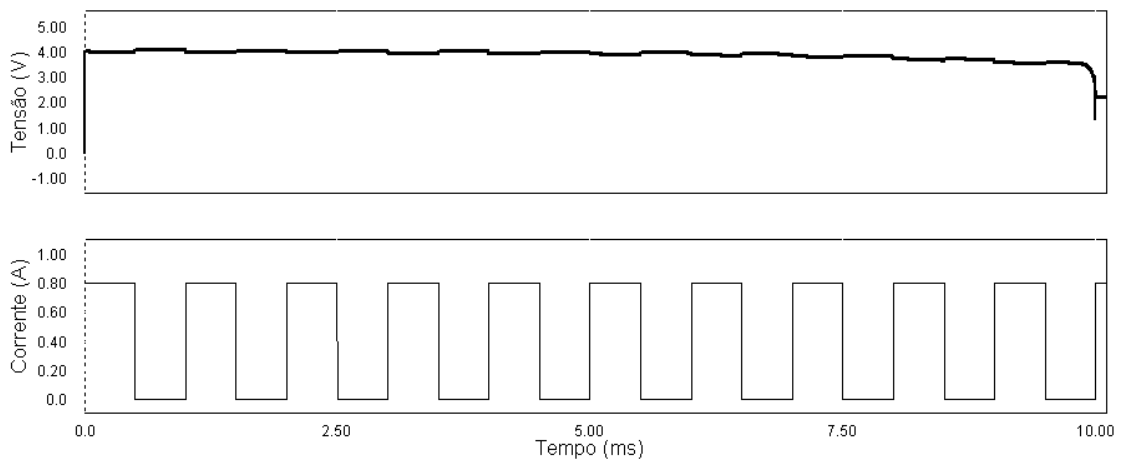


Figura 4.15: Descarga da bateria utilizando uma corrente quadrada.

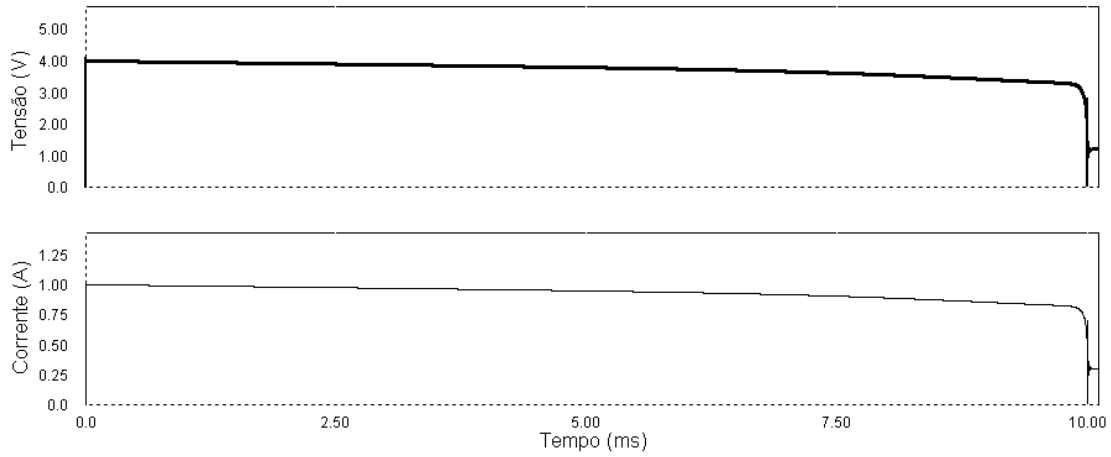


Figura 4.16: Descarga da bateria utilizando uma carga linear (resistência).

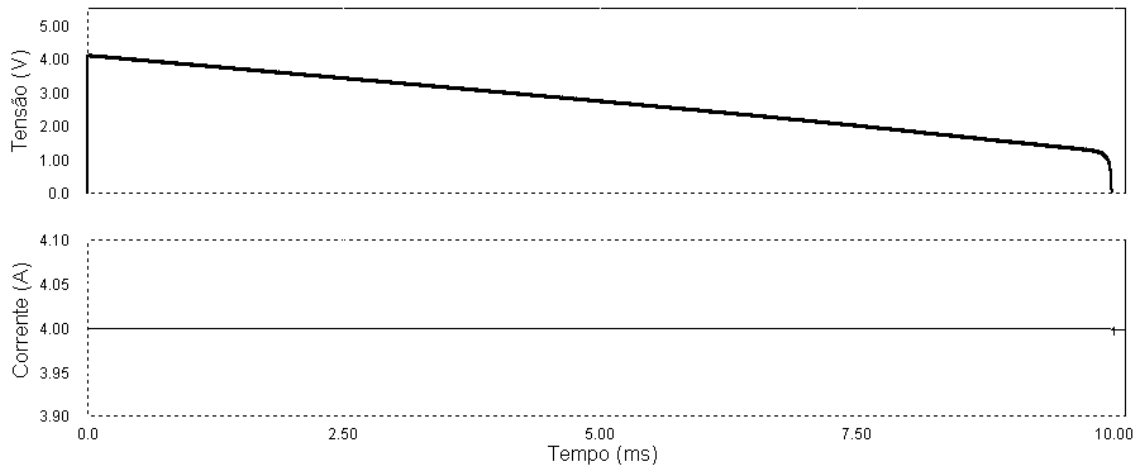


Figura 4.17: Descarga da bateria utilizando uma corrente constante.

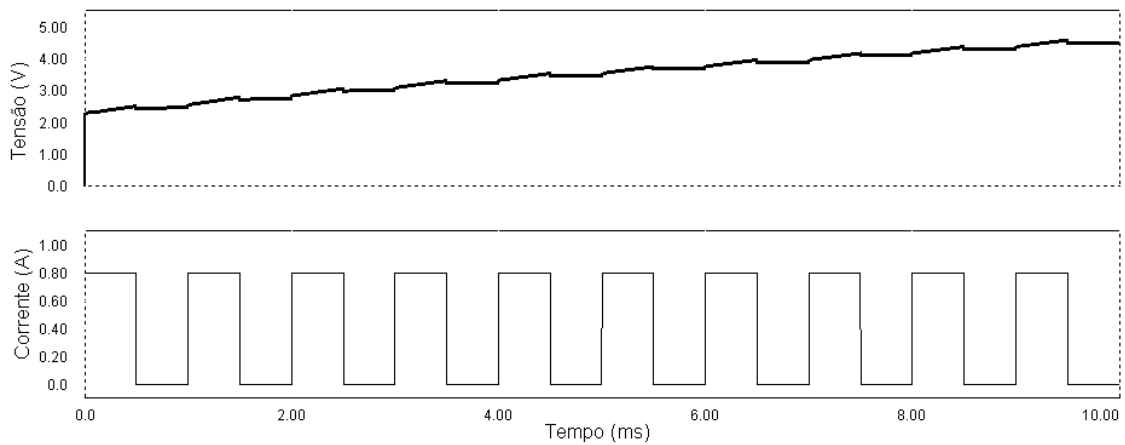


Figura 4.18: Carga da bateria utilizando uma corrente quadrada.

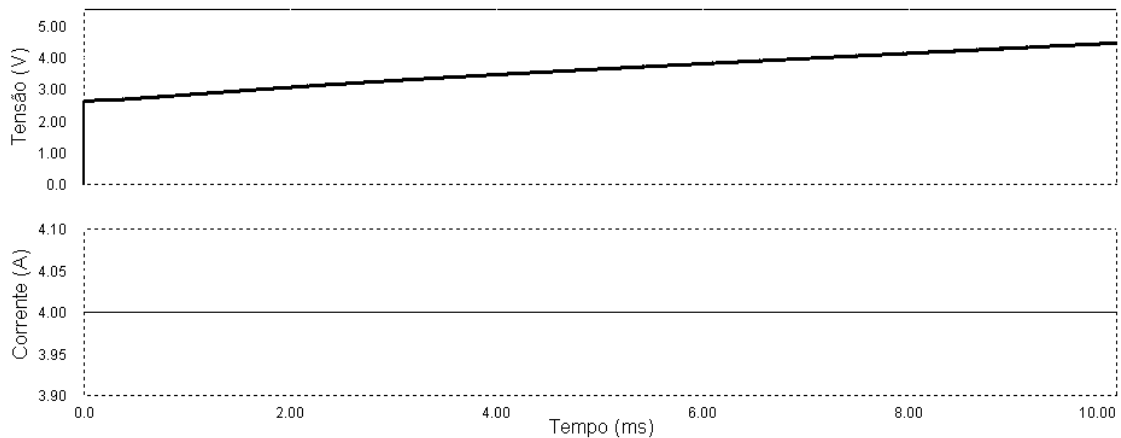


Figura 4.19: Carga da bateria utilizando uma corrente constante.

Em todas as simulações ajustou-se a constante de tempo, variando o valor da capacidade, para se poder simular uma carga ou descarga no tempo de 10ms, para se adaptar aos perfis de carga apresentados na Figura 4.13 e Figura 4.14.

Uma vez que não foram realizados testes em baterias reais não se pode estabelecer um critério de avaliação do método. Assim sendo os resultados obtidos serão comparados, sob o ponto de vista da forma das ondas, com os resultados apresentados em [61] em que se realiza uma aproximação semelhante à exposta.

Considerando o que foi dito no parágrafo anterior pode-se afirmar que o modelo implementado descreve, de forma satisfatória, o comportamento de uma bateria consoante o regime de carga imposto. O método utilizado permite ainda descrever a resposta transitória, como pode ser visto na Figura 4.15 e Figura 4.18.

Nas figuras relativas à descarga, Figura 4.15 até à Figura 4.17, verifica-se uma queda acentuada da tensão da bateria perto da fase final da descarga. Este fenómeno também acontece em baterias reais, [65] entre outros. Isto deve-se às reacções electroquímicas que ocorrem na bateria que fazem com que os parâmetros R e C se mantenham aproximadamente constantes durante o período de 20% a 100% da carga e depois variem de forma exponencial na região de 0% a 20%, [61].

No modelo em estudo este fenómeno acontece para a região de 0% a 18% aproximadamente, como se pode comprovar comparando os resultados obtidos com as curvas relativas ao estado da carga, Figura 4.13 e Figura 4.14.

Os resultados relativos à carga da bateria não aparecem tão bem modelados como no caso da descarga. Isto pode dever-se ao facto de se estar a utilizar um método empírico para a extracção dos parâmetros, método esse optimizado para situações de descarga, [61]. De qualquer forma, as curvas obtidas representam uma aproximação bastante satisfatória do fenómeno de carga.

Considerando a análise feita e atendendo a que, para o trabalho final, as baterias serão praticamente apenas utilizadas para fornecer energia ao motor quando o sistema fotovoltaico

não for capaz, o que implica que haja um maior interesse na descrição da situação de descarga, o modelo proposto será considerado válido durante o resto do trabalho.

Antes de terminar a análise das baterias será ainda estudado, nas secções seguintes, um controlador de carga que cumpra as necessidades do sistema final, ou seja, permitir a descarga das baterias apenas quando necessário e regular a corrente de carga.

4.6 - Requisitos e Métodos de Carga em Baterias de Lítio

Na Figura 4.20 pode-se observar a evolução do potencial de uma célula em função de um determinado perfil de carga e descarga, [72].

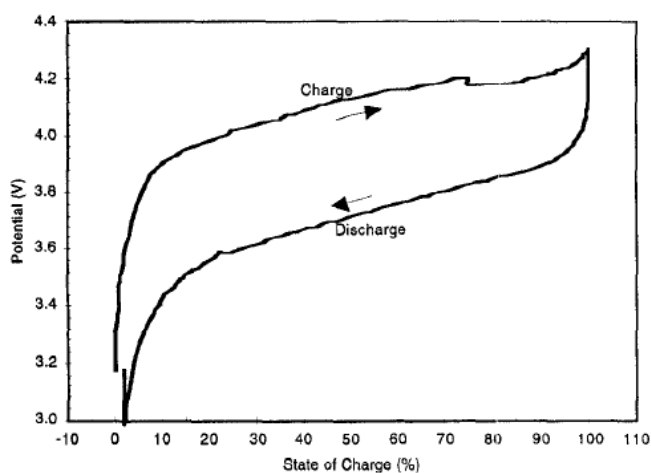


Figura 4.20: Potencial da bateria vs estado de carga. (Bateria de lítio genérica).

De acordo com o referido em [72], o potencial máximo de 4.2V é atingido apenas devido à corrente de carga. Isto implica que quanto maior a corrente de carga mais rapidamente se deve alterar o perfil de carga para um perfil de potência constante. Daqui se pode concluir que a monitorização da carga e descarga de uma bateria deve ser feita com boa precisão, permitindo cortes rápidos da energia em caso de risco.

Ainda em [72] é dito que as sobrecargas levam à oxidação e decomposição do electrólito enquanto uma descarga elevada provoca mudanças na estrutura do cátodo. Como tal, deve-se realizar um controlo das cargas e descargas de modo a prevenir a ocorrência dos fenómenos referidos e garantir que a corrente de carga é mantida dentro de certos limites.

Quanto aos métodos de controlo de carga de baterias de lítio podem-se identificar 4 métodos principais, [73].

Um dos métodos consiste em carregar as células até uma tensão máxima e, depois, diminuir a corrente de carga até esta ser 10% da corrente inicial de carga. É um método de baixa complexidade electrónica e, para um baixo número de células, é bastante eficaz. Para baterias compostas por muitas células este método tem o inconveniente de necessitar de uma elevada cablagem.

No segundo método, apresentado em [73], as células são carregadas com uma corrente constante durante todo o ciclo e, quando uma das células atinge a tensão máxima, essa célula é isolada, e passa a receber uma tensão constante e uma corrente muito baixa, até todas as células estarem completamente carregadas. Este método é eficaz, necessita de alguma complexidade electrónica e gera muito calor pelo que necessita de métodos de arrefecimento apropriados.

As baterias podem também ser carregadas tentando manter o equilíbrio de carga nas diferentes células, ou seja, quando uma célula atinge a tensão máxima esta é descarregada até um valor pré-definido. O conjunto sucessivo de cargas e descargas vai permitir que todas as células atinjam a carga máxima ao mesmo tempo. É um método com uma complexidade relativamente baixa e tem a vantagem de necessitar de fontes de alimentação de baixa potência. No entanto são também necessários métodos apropriados de arrefecimento.

Por último as baterias podem ainda ser carregadas recorrendo à utilização de um transformador ou de um conversor *flyback* em paralelo com as células. O funcionamento deste método baseia-se na transferência de energia das células com maior carga para as de menor carga. Assim, quando uma célula atinge a carga máxima é ligada ao transformador enviando então energia para as restantes cargas. Esta abordagem permite a conservação da energia mas, para um elevado número de células o tamanho do transformador pode ser impraticável.

4.7 - Método de Carga Proposto

Para o trabalho em estudo, nesta tese, o controlador de carga das baterias tem como objectivo controlar a corrente máxima que vai para as mesmas, garantindo que estas não entram em sobrecarga nem descarregam abaixo de determinados limites. O controlo deve ainda ser capaz de alterar o perfil de carga para descarga sempre que necessário, uma vez que as baterias servirão de apoio ao sistema fotovoltaico e, como tal, devem fornecer energia ao motor sempre que os painéis não sejam capazes.

No projecto do sistema de controlo admite-se que a bateria é constituída por uma célula e aplicar-se-á uma corrente de carga constante durante todo o ciclo. Este pressuposto em nada degrada o funcionamento da bateria se for escolhida uma corrente de carga muito menor do que a corrente nominal da bateria, [72].

O sistema de controlo de carga proposto é o seguinte:

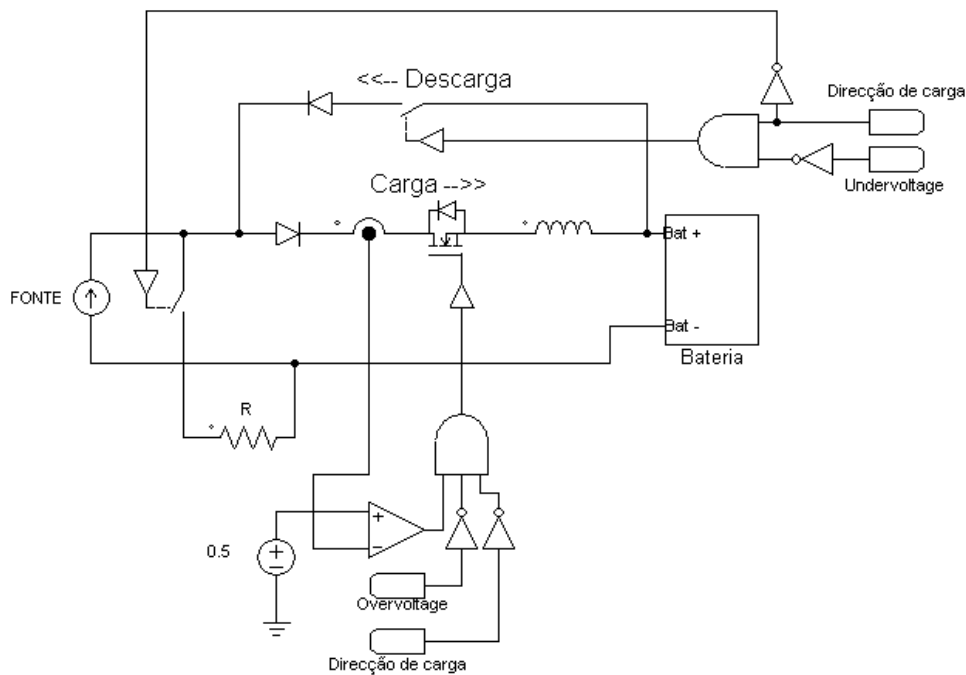


Figura 4.21: Controlo proposto para a carga das baterias.

A Figura 4.21 mostra um controlo bidireccional que permite alterar o fluxo de corrente consoante a bateria esteja em carga ou descarga. Este controlo é realizado pelo bloco referente à direcção de carga, que está constantemente a comparar a corrente, pedida pelo motor, com a corrente máxima fornecida pelo sistema fotovoltaico. Caso a corrente pedida pelo motor seja superior à corrente que o sistema fotovoltaico pode fornecer o interruptor do ramo de descarga é fechado e o do ramo de carga é mantido aberto. Os díodos servem para garantir o correcto fluxo da corrente. Durante uma descarga é ainda constantemente comparada a tensão actual da bateria com uma tensão considerada mínima, o que é realizado no bloco *undervoltage*. Caso a bateria atinja este mínimo de tensão o interruptor da descarga é aberto e a mesma deixa de poder fornecer energia à carga.

Durante uma carga, despoletada pelo sinal inverso do bloco de direcção de corrente é fechado o interruptor referente à carga, R . Esta carga é utilizada para se poder dissipar qualquer corrente que possa vir do sistema fotovoltaico e do motor e que não possa ser absorvida pela bateria, uma vez que esta será apenas carregada com correntes baixas. Para este caso utilizou-se o valor de 0.5A, (10% da carga nominal). A resistência R serve como um sistema de protecção contra sobrecorrentes, garantindo que a bateria não recebe correntes superiores a 0.5A.

Relativamente ao mecanismo de carga este é controlado por um controlador do tipo ON/OFF em que se controla a corrente numa bobina garantindo, assim, que a corrente se mantém dentro dos limites impostos. Neste processo é ainda feito um controlo contra sobretensões, através do bloco *overvoltage*, realizado de modo análogo ao implementado em *undervoltage*. Quando ocorre uma sobretensão a bateria deixa de poder receber carga, passando toda a carga em excesso a ser dissipada na resistência.

A simulação do sistema proposto leva aos seguintes resultados:

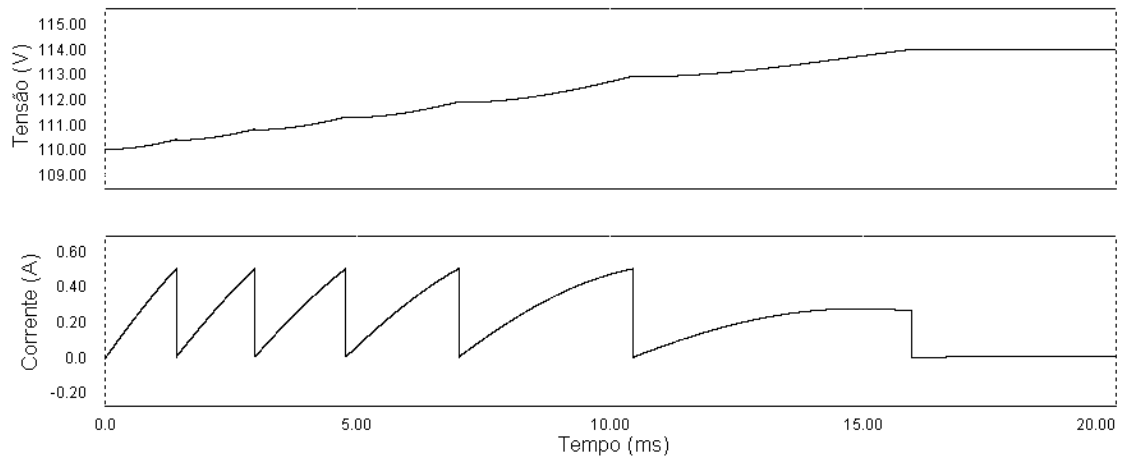


Figura 4.22: Controlo da carga na bateria.

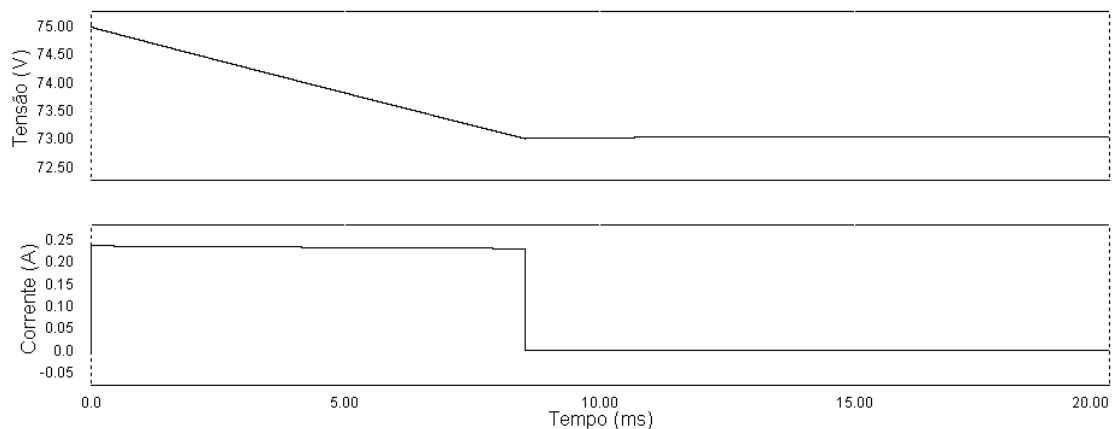


Figura 4.23: Controlo da descarga na bateria.

Na Figura 4.22, referente ao processo de carga da bateria, foi simulado o momento final da carga para se poder comprovar o corte da corrente de carga quando ocorre a sobretensão. O valor de 114V, para a sobretensão, foi escolhido atendendo ao facto de que cada bateria é composta por 26 células iguais às apresentadas na Tabela 4.2 e que, na folha de características associada, é apresentado o valor de 4.4V para a sobretensão, [49]. Na figura em análise pode-se ainda verificar que a corrente de carga nunca ultrapassa o limite imposto de 0.5A, tal como estabelecido pelo projecto.

Na Figura 4.23, também se simula o momento final do funcionamento da bateria, mas, desta vez, referente á descarga. Como se pode observar, o mínimo de tensão imposto é de 73V, pela mesma razão apresentada anteriormente. Quando este valor é atingido a corrente da bateria é imediatamente cortada mantendo-se a tensão no valor mínimo. Este método cumpre os pressupostos estabelecidos contudo, caso o sistema esteja a funcionar num regime de carga e descarga sucessiva, este método pode levar a que não se efectue uma carga correcta da bateria. Isto, porque sendo uma comparação em valor absoluto entre a tensão

actual e a tensão mínima, qualquer subida da tensão da bateria acima dos 73V permite uma descarga, levando a um comportamento oscilatório em torno dos 73V.

Para evitar que isto ocorra implementou-se um comparador de histerese como descrito em [74], com a seguinte topologia:

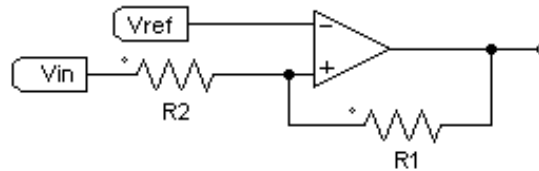


Figura 4.24: Comparador de histerese.

O seu funcionamento é ajustado para funcionar na janela de histerese da Figura 4.25.

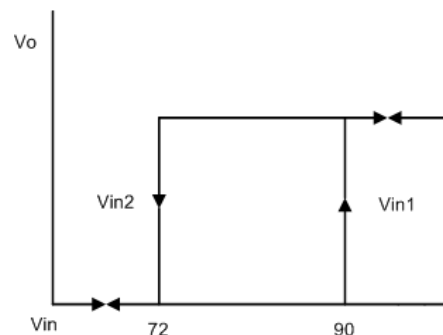


Figura 4.25: Janela de histerese para o sistema de controlo da tensão mínima.

Uma vez que nenhum comparador comercial funciona com tensões tão elevadas, como as da figura, é necessário realizar uma mudança de referência, utilizando, por exemplo, uma montagem com recurso a amplificadores operacionais, tal como descrito em [74]. Com esta mudança de referência pode-se fazer corresponder o valor máximo da tensão da bateria, 114V, a 5V. Assim a nova janela de histerese será dada pela Figura 4.26.

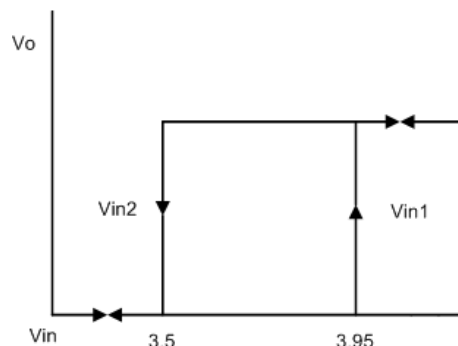


Figura 4.26: Janela de histerese aplicando uma mudança de referência.

Utilizando as equações que descrevem o comparador da Figura 4.24, [74], apresentadas em (4.13) a (4.15), pode-se calcular os valores para as resistências do comparador. Assim, escolhendo uma tensão de referência igual a 3.41V, R_1 será igual a 10k Ω e R_2 igual a 62.5k Ω .

$$V_{in1} = \frac{V_{ref} \cdot R_1 + R_2}{R_2}, \quad (4.13)$$

$$V_{in2} = \frac{V_{ref} \cdot R_1 + R_2 - V_{cc} \cdot R_1}{R_2}, \quad (4.14)$$

$$\Delta V_{in} = \frac{V_{cc} \cdot R_1}{R_2}, \quad (4.15)$$

Nas equações anteriores V_{cc} representa a tensão de alimentação do comparador.

4.8 - Resumo e Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as principais tecnologias associadas às baterias, bem como quais os factores relevantes para a sua inclusão em sistemas fotovoltaicos. O objectivo principal, deste capítulo, foi a modelação através de um circuito eléctrico de uma bateria, com vista à sua posterior utilização na simulação do sistema Painel/Baterias/Motor, apresentada no Capítulo 8.

Para cumprir este objectivo foram confrontadas várias topologias evidenciando as suas características e as razões para não se optar pela sua utilização. Após esta análise foi proposto um modelo, para a simulação, e validado através de software específico. Antes da validação é apresentado o modelo proposto abordando-se as suas características e quais os fenómenos, relativos ao funcionamento da bateria, que permite simular.

Os resultados apresentados, da simulação, mostram a validade do modelo para os critérios estabelecidos. Apesar de não se realizarem testes experimentais, para confrontar os dados, as simulações permitem verificar que o modelo se comporta de forma esperada. Para além disso, foi desenvolvido um modelo eléctrico que permite uma rápida e fácil integração com outros elementos eléctricos em simulação, cumprindo-se assim os objectivos.

Para concluir este capítulo é ainda proposto um método de regulação da carga nas baterias. Este controlador é baseado em técnicas existentes, para este fim, e adaptado para corresponder aos requisitos do sistema final, nomeadamente controlo bidireccional da corrente, protecção contra sobretensões, sobrecorrentes e preservação do correcto funcionamento da bateria.

O controlo apresentado poderá ser melhorado substituindo, por exemplo, o controlador ON/OFF por um controlo PI o que irá permitir uma corrente de carga melhor regulada. Apesar

disto o método apresentado foi projectado de forma satisfatória como se pode observar nos resultados apresentados e como tal será utilizado no decorrer do trabalho.

Capítulo 5

Conversor

5.1 - Introdução

O conversor DC/DC é um dos elementos de maior importância num sistema fotovoltaico, pois é o responsável pela transferência de energia entre o painel solar e a carga. Não só é com este elemento que se realiza o trânsito de potência como também o método de controlo, associado ao mesmo, é o responsável por manter o funcionamento do sistema sempre em valores próximos do ponto de potência máxima. Outro aspecto, que torna este elemento relevante, é o facto de a maioria das perdas de um sistema fotovoltaico se situarem no conversor, tornando-o no elemento marcante em termos competitivos, [75, 76].

Neste capítulo, serão confrontadas topologias de conversores DC/DC que melhor se adaptem ao sistema em projecto. Justificada a escolha por uma topologia, o conversor será modelado, em espaço de estados, com o objectivo de se obter uma função de transferência que descreva o seu funcionamento. De modo a, posteriormente, se dimensionar um controlador adequado.

5.2 - Escolha da Topologia

Como o trânsito de energia se realiza apenas num único sentido, do painel para a bateria, e atendendo à configuração escolhida para os painéis, e características das baterias, as topologias mais indicadas são o conversor *step-down* e o conversor *buck-boost* (que permite não só baixar a tensão como também a aumentar).

Atendendo às características destes dois conversores, e sob o ponto de vista da facilidade de implementação, o conversor *step-down* seria o mais apropriado, uma vez que o conversor *Buck-Boost* inverte a tensão de saída, o que poderia levar a um esquema de ligações mais complicado de analisar e de implementar, [77].

Apesar de a análise anterior poder representar um factor de escolha válido, a mesma não é conclusiva. Assim, e dada a aplicação para a qual serão utilizados os conversores, admite-se que uma análise relativa aos rácios de potência P_o/P_T será a mais indicada. Nesta análise P_o representa a potência à saída do conversor e P_T a potência consumida pelos elementos de comutação, [77].

Para a análise descrita assume-se que:

- i. A ondulação de corrente é desprezada logo, $i_L(t)=I_L$. Esta condição implica que se esteja a funcionar em modo de condução contínua;
- ii. A ondulação na tensão de saída é desprezável, assim, $v_o(t)=V_o$;
- iii. A tensão de entrada pode variar, o que implica que o *duty-cycle* deve ser controlado para manter a tensão à saída constante.

Com estes pressupostos, é possível, calcular a tensão e corrente de pico no interruptor permitindo o cálculo de P_T . Conhecendo este valor desenham-se as curvas que relacionam a potência nos transístores com a potência à saída relativamente ao *duty-cycle*. Estas curvas estão representadas na Figura 5.1 para vários conversores DC/DC, [77].

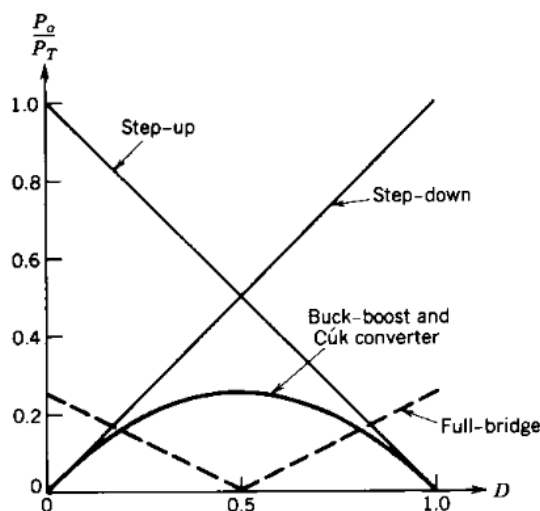


Figura 5.1: Utilização da energia em diversos conversores DC/DC.

Das mesmas pode concluir-se que a utilização dos elementos de comutação em conversores *step-down* é bastante boa, desde que a tensão de saída e de entrada sejam da mesma ordem de grandeza. Pelo contrário, no conversor *buck-boost* os interruptores apresentam um fraco índice de utilização sob o ponto de vista da eficiência energética, atingindo um máximo de 25% com *duty-cycle* de 0.5, ou seja, para situações em que a tensão de entrada é igual à de saída.

Assim, e uma vez que a eficiência energética é muito importante para aplicações fotovoltaicas, a escolha por um conversor *step-down* revela-se, para o caso em estudo, a mais adequada.

5.3 - Conversor Step-Down

Esta topologia, tal como o nome indica, apresenta uma tensão de saída inferior à tensão de entrada ($V_o < V_{in}$).

O esquema eléctrico de princípio é o da Figura 5.2. Assume-se uma tensão de entrada constante ($V_{in}=c^{te}$), um transístor ideal e uma carga puramente resistiva.

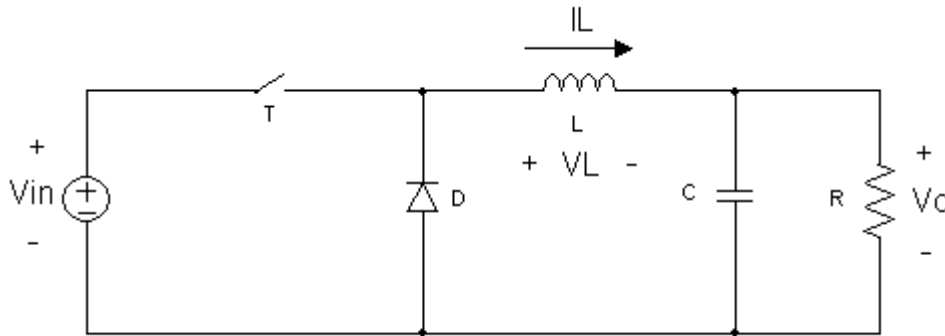


Figura 5.2: Esquema eléctrico de um conversor step-down.

Na figura anterior V_L e I_L referem-se à tensão e corrente na bobina, cuja polaridade está definida na figura. V_o representa a tensão de saída do conversor.

Nestas condições vem,

$$V_o = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} V_{in} \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 \cdot dt = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_{in} = D \cdot V_{in}, \quad (5.1)$$

Na equação anterior t_{on} representa o tempo em que o transístor T se encontra activo durante o período de comutação, T_s . A variável D representa o *duty-cycle*. Esta equação mostra que a tensão de saída pode ser controlada variando o *duty-cycle* e que a mesma depende linearmente deste.

Uma análise mais detalhada da topologia revela um filtro passa-baixo, formado pela bobina L e pelo condensador C . A frequência de corte deste filtro deve ser projectada para ser muito menor do que a frequência de comutação, o que permite minorar a ondulação de saída.

Relativamente ao funcionamento deste conversor podem ser identificados dois estados de funcionamento. Um correspondente ao período de condução, t_{on} , e outro relativo ao estado de não condução do transístor, t_{off} .

O funcionamento descrito tem como pressuposto um valor de capacidade suficientemente elevado de modo a que a ondulação de saída possa ser desprezada. A corrente na bobina, I_L , é também positiva durante todo o período T_s , ($I_L(t) > 0$), o que implica um modo de condução contínua.

Durante o intervalo de condução, o diodo encontra-se contra polarizado e a energia à saída é fornecida pela fonte de alimentação. A energia é acumulada na bobina L .

No intervalo de não condução a energia armazenada na bobina flui pelo diodo, sendo transferida para a saída.

As formas de onda de tensão e corrente na bobina, para o perfil de funcionamento referido, podem ser consultadas na Figura 5.3.

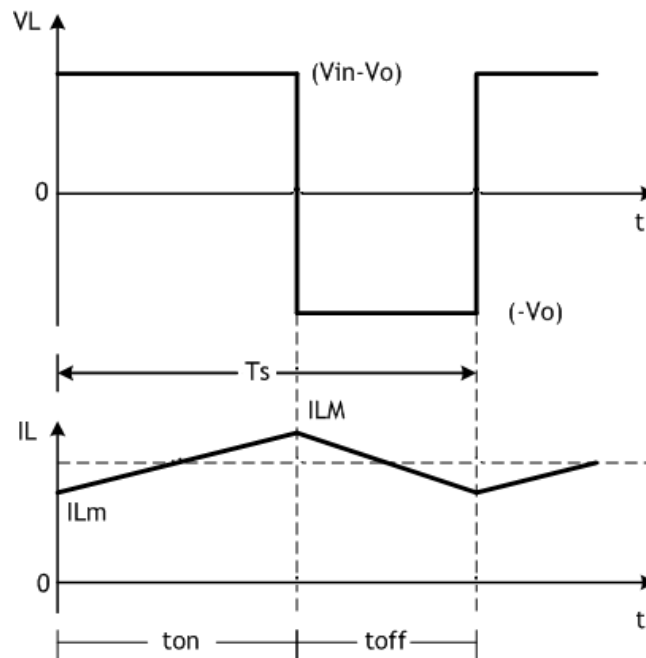


Figura 5.3: Formas de onda da tensão e corrente na bobina de um step-down.

Com o interruptor ligado, intervalo de tempo t_{on} ($0 < t_1 < t_{on}$), a corrente na bobina aumenta de um valor mínimo, $I_{L,m}$, para um valor máximo, $I_{L,M}$, como se pode observar. A tensão aos seus terminais é dada por:

$$V_L = V_{in} - V_o = L \cdot \frac{di}{dt_1} = \frac{I_{L,M} - I_{L,m}}{t_{on}} \cdot L, \quad (5.2)$$

Com o interruptor aberto, intervalo de tempo t_{off} ($t_{on} < t_2 < T_s$), a tensão aos terminais de L passa a ser:

$$V_L = -V_o = L \cdot \frac{di}{dt_2} = -\frac{I_{L,m} - I_{L,M}}{t_{off}} \cdot L, \quad (5.3)$$

Assim vem,

$$L \cdot I_{L,M} - I_{L,m} = V_{in} - V_o \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off}, \quad (5.4)$$

$$V_{in} \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off} + t_{on} = V_o \cdot T_s, \quad (5.5)$$

Logo,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (5.6)$$

Este resultado é o mesmo que foi obtido em (5.1). Das relações anteriores é possível obter uma relação semelhante a (5.6) para a corrente. Assim, e assumindo que as perdas são desprezáveis ($P_{in}=P_o$) obtém-se:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (5.7)$$

Na equação anterior I_{in} refere-se à corrente fornecida pela fonte de entrada da Figura 5.2, e I_o será a corrente na carga R .

A resistência de entrada do conversor pode ser obtida da seguinte forma:

Sabendo que a resistência de carga do conversor é dada por:

$$R = \frac{V_o}{I_o}, \quad (5.8)$$

Vem,

$$R_c = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_o/D}{I_o \cdot D} = \frac{R_o}{D^2}, \quad (5.9)$$

Esta equação mostra que o ponto de funcionamento da fonte de alimentação ligada ao conversor pode ser alterado variando o *duty-cycle*. Este resultado é muito importante para o caso de fontes como painéis solares, permitindo o controlo destes variando apenas o ciclo activo do conversor, [31] entre outros.

5.4 - Modelo em Espaço de Estados

Das várias técnicas de modelação de conversores, descritas na literatura, conclui-se que os modelos de média e a linearização dos mesmos, com a aproximação de pequenos sinais são passos essenciais para a modelação de conversores PWM, [77-80].

Assim, esta secção discute a modelação em espaço de estados do conversor DC/DC em estudo. A descrição por espaço de estados da dinâmica de um sistema é uma parte importante da teoria de controlo moderno. Um modelo deste tipo baseia-se nas variáveis essenciais para a descrição da evolução dinâmica do sistema, [79].

Posteriormente estas variáveis são utilizadas para o cálculo do modelo de média e na aproximação para pequenos sinais, [77, 79].

5.4.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas

As variáveis de estado são escolhidas para que os seus valores, num determinado momento, permitam definir o estado de funcionamento do sistema. Estas variáveis mostram aspectos do passado que serão relevantes no futuro, ou seja, os seus valores iniciais são fundamentais para determinar o comportamento futuro do sistema, [79].

Em sistemas eléctricos a escolha natural para estas variáveis são as correntes ou fluxos em bobinas e as tensões ou cargas em condensadores.

Para uma correcta descrição da dinâmica do sistema, para além das variáveis de estado, as entradas e saídas são também de igual importância.

As entradas são descritas por sinais externos tais como, formas de onda de tensão e corrente provenientes de fontes de alimentação, ou, no caso deste trabalho, o painel solar. As entradas são também provenientes de sinais que controlam o sistema. Estas variáveis podem ser controladas ou então ser originadas por perturbações sob as quais não se tem controlo, mas, em qualquer um dos casos, as leis que descrevem o seu comportamento aparecem no modelo em espaço de estados.

As saídas são valores mensuráveis do sistema, ou simplesmente grandezas cujo valor é de interesse para a análise. As saídas são descritas como funções do estado do sistema e das suas entradas, [79].

5.4.2 - Equações de estado

A descrição por espaço de estados descreve de forma canónica as equações diferenciais de um sistema.

Supondo um sistema com n variáveis de estado x_i , $i=1$ até n , e com m entradas u_j , $j=1$ até m , uma descrição em espaço de estados assume a forma de um sistema de equações do tipo, [79]:

$$\frac{dx_1}{dt} = \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \quad , \quad (5.10)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \quad , \quad (5.11)$$

até,

$$\frac{dx_n}{dt} = \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \quad , \quad (5.12)$$

Estas expressões descrevem as variações instantâneas de cada uma das variáveis de estado em função dos argumentos indicados, ou seja, os valores instantâneos de todas as variáveis de estado, das entradas e do tempo.

Ainda associado a estas equações surgem as equações que descrevem as saídas.

Considerando uma variável de saída $y_l(t)$, com $l=1$ até p , a função que descreve o seu funcionamento será do tipo:

$$y_l(t) = g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \quad (5.13)$$

Esta equação mostra que as saídas são determinadas em qualquer instante de tempo pelas variáveis de estado e pelas entradas. Caso uma saída não seja desta forma é possível convertê-la definindo para isso variáveis de estado auxiliares.

A Figura 5.4 representa um diagrama de blocos do modelo descrito pelas equações anteriores.

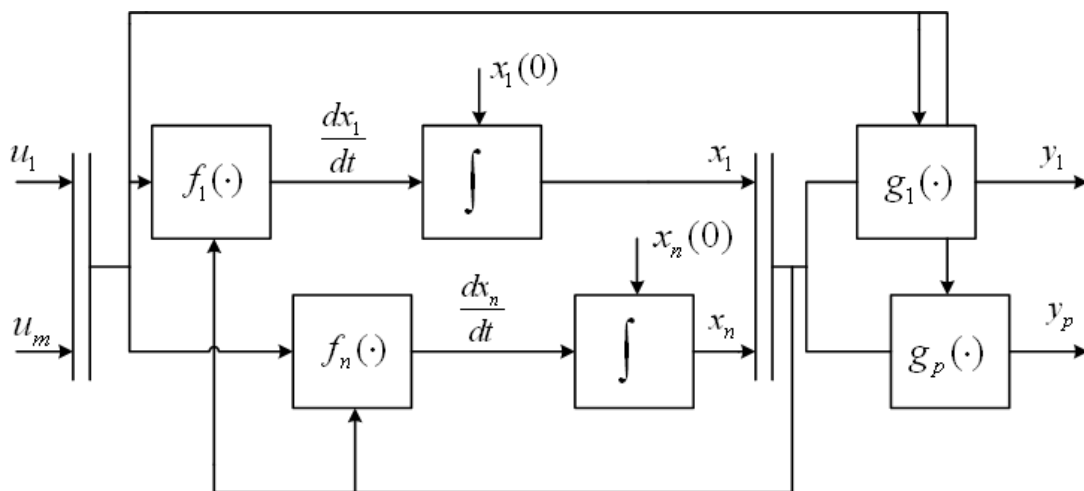


Figura 5.4: Diagrama de blocos de uma modelação em espaço de estados.

5.4.3 - Obtenção da função de transferência do sistema

A seguinte análise tem como objectivo descrever os passos necessários para a obtenção da função de transferência, que relaciona a tensão de saída com o *duty-cycle* de um conversor. Seguindo uma modelação por espaço de estados, esta função é obtida após linearização do sistema de equações, uma vez que a expressão relaciona pequenas perturbações, na tensão de saída, com pequenas perturbações no valor do *duty-cycle*, em torno de um ponto de funcionamento.

Os passos a efectuar são os seguintes:

1. *Descrição das variáveis de estado para cada um dos estados do sistema.*

Num conversor podem ser considerados três estados de funcionamento. Dois correspondentes ao estado *on*, ou *off*, dos transístores, e um terceiro modo relativo à condução descontínua, que não será considerado neste trabalho.

Assim, considerando os dois estados em estudo vem, [77]:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot v_d \quad \text{para } d \cdot T_s, \quad (5.14)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_d \quad \text{para } 1-d \cdot T_s, \quad (5.15)$$

O vector x é formado pelas variáveis de estado, A_1 e A_2 são matrizes de estado e B_1 e B_2 vectores de estado. A variável v_{in} representa a tensão de entrada.

A saída v_o será descrita com recurso às matrizes transportas C_1 e C_2 da seguinte forma, [77]:

$$v_o = C_1 \cdot x \quad \text{para } d \cdot T_s, \quad (5.16)$$

$$v_o = C_2 \cdot x \quad \text{para } 1-d \cdot T_s, \quad (5.17)$$

O passo seguinte é:

2. Produzir um modelo de média usando o duty-cycle d

A partir dos dois estados descritos, e das equações apresentadas, é possível realizar a sua média, obtendo-se dessa forma as seguintes relações:

$$\dot{x} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot 1-d] \cdot x + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot 1-d] \cdot v_{in}, \quad (5.18)$$

$$v_o = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot 1-d] \cdot x, \quad (5.19)$$

Dado que o sistema de equações representado por (5.18) e (5.19) é não linear o passo seguinte consiste em:

3. Introduzir pequenas perturbações ac e separar em parte ac e dc

As perturbações, representadas por “-”, são introduzidas nas quantidades DC em regime permanente (representadas por letras maiúsculas).

Deste modo, as variáveis de estado, entradas e saídas passam a ser representadas pela soma entre o termo DC e o termo ac , como descrito nas equações (5.20) a (5.22).

$$x = X + \tilde{x}, \quad (5.20)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o, \quad (5.21)$$

$$d = D + \tilde{d}, \quad (5.22)$$

De uma forma geral a tensão de entrada também é afectada por perturbações, contudo, e uma vez que o objectivo é obter uma função que relacione a tensão de saída com o *duty-cycle*, estas perturbações não são consideradas.

Assim, considera-se a tensão de entrada constante como representado na equação (5.23).

$$v_{in} = V_{in} , \quad (5.23)$$

Utilizando as relações (5.20) até (5.23), e sabendo que a derivada de X é zero, obtêm-se as equações que se seguem, [77]. (Os termos de segunda ordem foram desprezados, uma vez que não serão considerados na linearização)

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BV_{in} + A\tilde{x} + \left[A_1 - A_2 \cdot X + B_1 - B_2 \cdot V_{in} \right] \tilde{d} , \quad (5.24)$$

Onde,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot 1 - D , \quad (5.25)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot 1 - D , \quad (5.26)$$

A partir da equação (5.24) obtém-se a expressão que descreve o regime permanente do sistema, bastando para isso igualar as perturbações e as suas derivadas a zero.

$$AX + BV_{in} = 0 , \quad (5.27)$$

Utilizando este resultado em (5.24) define-se a equação do sistema linearizado da seguinte forma:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + \left[A_1 - A_2 \cdot X + B_1 - B_2 \cdot V_{in} \right] \tilde{d} , \quad (5.28)$$

Utilizando agora as equações (5.20) até (5.23) em (5.19) obtém-se a expressão para a variável de saída, descrita pela equação (5.29).

$$V_o + \tilde{v}_o = CX + C\tilde{x} + \left[C_1 - C_2 \cdot X \right] \tilde{d} , \quad (5.29)$$

Em que a matriz C é definida da mesma forma que A e B . A equação relativa ao regime permanente é,

$$V_o = CX , \quad (5.30)$$

E portanto,

$$\tilde{v}_o = C \tilde{x} + [C_1 - C_2 \ X] \tilde{d}, \quad (5.31)$$

Neste ponto é possível definir a equação de transferência relativa ao regime permanente, que será dada pela equação (5.32).

$$\frac{V_o}{V_d} = -CA^{-1}B, \quad (5.32)$$

O passo seguinte consiste em:

4. *Passagem das equações lineares para o domínio s*

Utilizando a transformada de Laplace na equação (5.28) chega-se à seguinte igualdade:

$$s \tilde{x}(s) = A \tilde{x} + [A_1 - A_2 \cdot X + B_1 - B_2 \cdot V_{in}] \cdot \tilde{d}(s), \quad (5.33)$$

Após manipulação de (5.33) é possível obter a expressão para a derivada de x , no domínio s , sendo a mesma descrita pela equação seguinte.

$$\tilde{x}(s) = sI - A^{-1} \cdot [A_1 - A_2 \cdot X + B_1 - B_2 \cdot V_{in}] \cdot \tilde{d}(s), \quad (5.34)$$

Na equação (5.34) I representa a matriz identidade. Utilizando esta relação na equação de saída (5.31), e expressando o vector de estado em função do *duty cycle*, é possível obter a função de transferência do sistema $T_p(s) = V_o/d$.

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot sI - A^{-1} \cdot [A_1 - A_2 \cdot X + B_1 - B_2 \cdot V_{in}] + C_1 - C_2 \cdot X, \quad (5.35)$$

Os passos apresentados representam um método geral, passível de aplicação a qualquer conversor desde que se respeitem as mesmas condições e restrições.

Este método será utilizado, na secção que se segue para encontrar a função de transferência do conversor *step-down* em estudo.

5.5 - Modelo do Conversor *Step-Down*

5.5.1 - Modelo em tensão

Atendendo às características do conversor *step down*, abordadas na secção 5.2, e ao seu esquema eléctrico, representado na Figura 5.5, as variáveis de estado, saída e entrada são escolhidas conforme a Tabela 5.1.

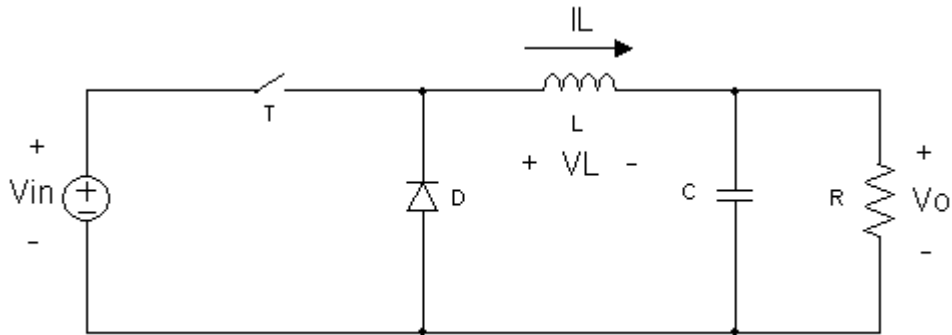


Figura 5.5: Esquema eléctrico de um conversor *step-down*.

Tabela 5.1: Definição das variáveis para o modelo de estado.

Variáveis de estado		Saídas		Entradas	
Corrente na bobina	$\frac{di_L}{dt}$	Tensão de Saída	$v_o(t)$	Tensão de entrada	$v_{in}(t)$
Tensão no Condensador	$\frac{dv_c}{dt}$			<i>Duty-cycle</i>	$d(t)$

Sabendo que $q(t)$ se refere à onda PWM que actua na base do transístor, logo toma os valores “0” ou “1”, e iniciando a análise para a situação em que $q(t)=1$ obtém-se o seguinte esquema eléctrico:

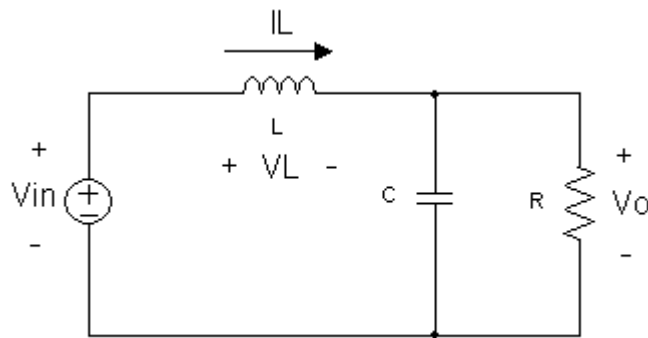


Figura 5.6: Esquema eléctrico do conversor *step-down* para $q(t)=1$.

Analisando o esquema da Figura 5.6 e atendendo aos dados da Tabela 5.1 chega-se às relações seguintes:

$$v_L(t) = V_{in} - v_c(t) \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot V_{in} - v_c(t) \quad , \quad (5.36)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \right) \quad , \quad (5.37)$$

$$v_o(t) = v_c(t), \quad (5.38)$$

Por sua vez as equações (5.36) a (5.38) permitem obter o modelo de estado para $q(t)=1$ representado pelas relações que se seguem.

$$\begin{bmatrix} di_L \\ dv_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot V_{in}, \quad (5.39)$$

$$v_o(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{D_1} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_1} \cdot V_{in}, \quad (5.40)$$

Realizando a mesma análise para o segundo estado de funcionamento, $q(t)=0$, obtém-se o esquema eléctrico da Figura 5.7.

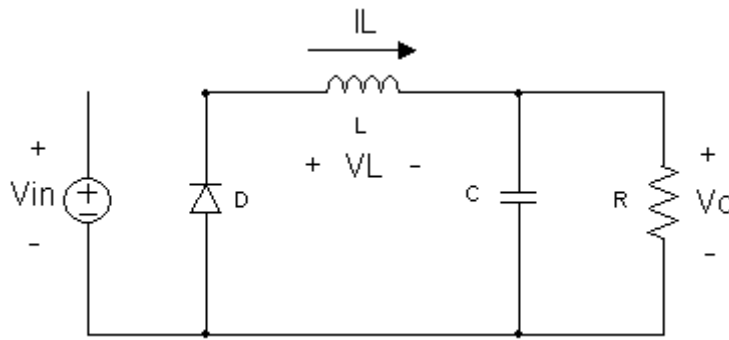


Figura 5.7: Esquema eléctrico do conversor *step-down* para $q(t)=0$.

Este é descrito pelas equações que se seguem:

$$v_L = -v_c \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot v_c(t), \quad (5.41)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \right), \quad (5.42)$$

$$v_o(t) = v_c(t), \quad (5.43)$$

Do mesmo modo que para o período de funcionamento $q(t)=1$ as equações de estado para $q(t)=0$ são:

$$\begin{bmatrix} di_L \\ dv_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot V_{in}, \quad (5.44)$$

$$v_o(t) = \underbrace{0 \quad 1}_{D_2} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{0 \quad 0}_{E_2} \cdot V_{in}, \quad (5.45)$$

Utilizando as relações (5.39) e (5.40) e as relações (5.44) e (5.45) e desenvolvendo, para se obter o modelo de média, chega-se às expressões (5.46) e (5.47) que descrevem um conversor *step-down* segundo um modelo de média em espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in}, \quad (5.46)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_o \end{bmatrix} = 0 \quad 1 \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}, \quad (5.47)$$

Para comprovar a validade das equações apresentadas recorreu-se ao software de simulação, Psim® e Matlab™. No Psim® realizou-se a simulação de um circuito eléctrico como o esquematizado na Figura 5.5. A base do transistor é controlada em malha aberta com uma onda PWM genérica. Os valores para os diferentes componentes foram escolhidos aleatoriamente, uma vez que esta simulação visa apenas comprovar a validade do modelo apresentado. O Matlab foi utilizado para simular o modelo de média em espaço de estados, recorrendo-se para isso à *Toolbox Simulink* onde se implementou o esquema da Figura 5.8:

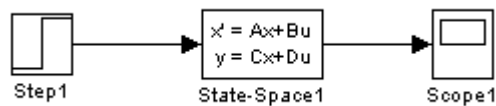


Figura 5.8: Esquema utilizado em *Simulink* para simular o modelo de média.

Os resultados obtidos são apresentados nas figuras seguintes:

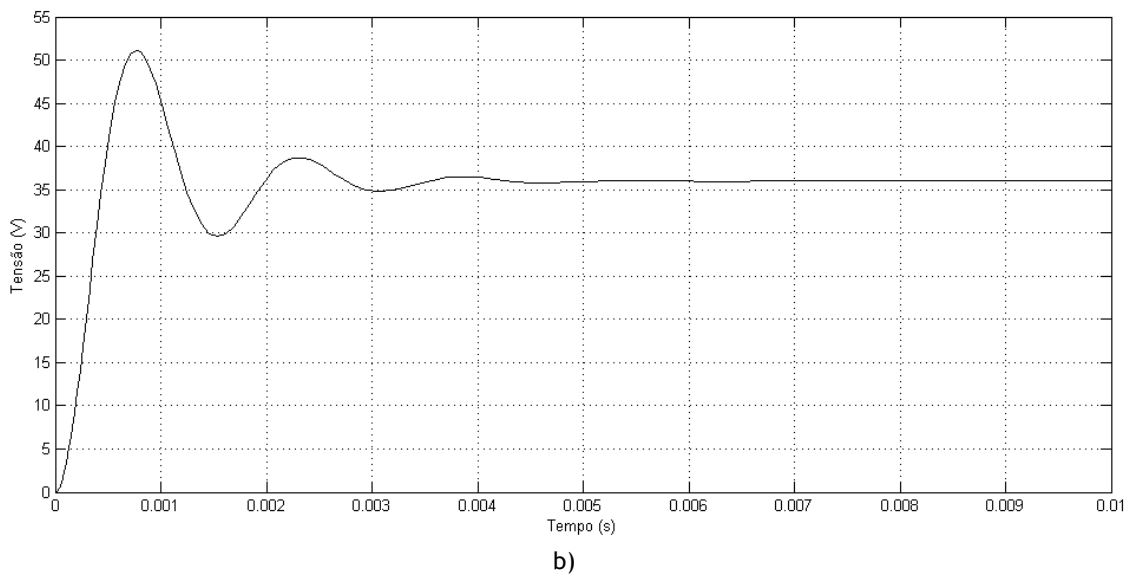
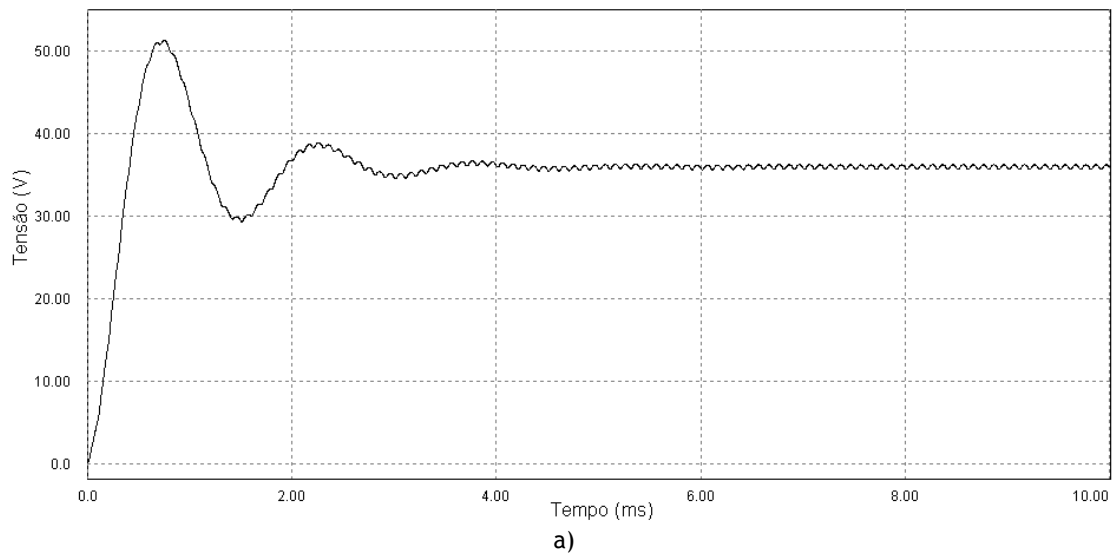
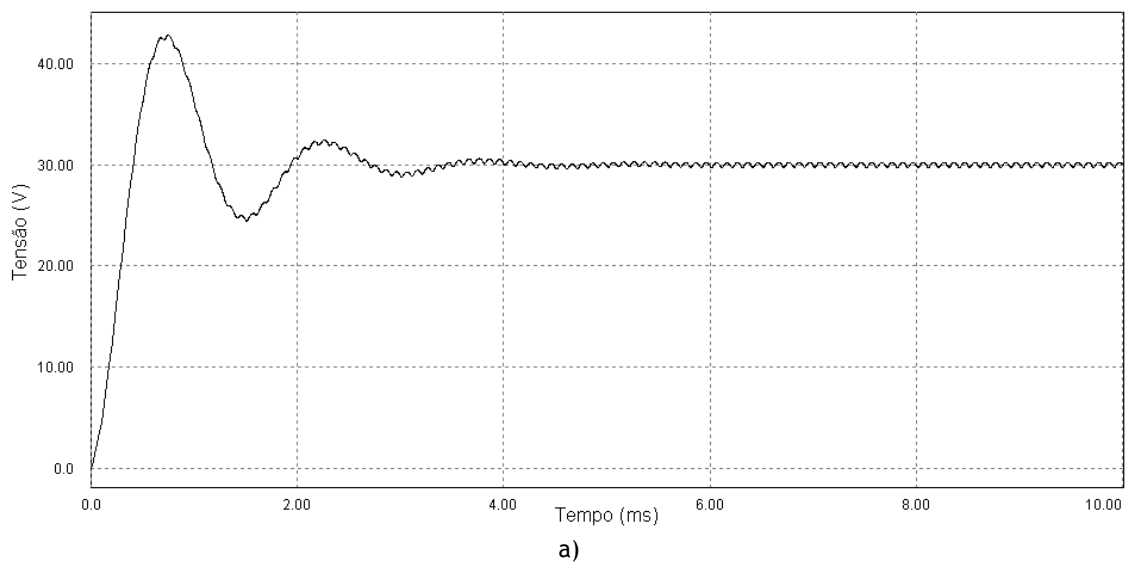
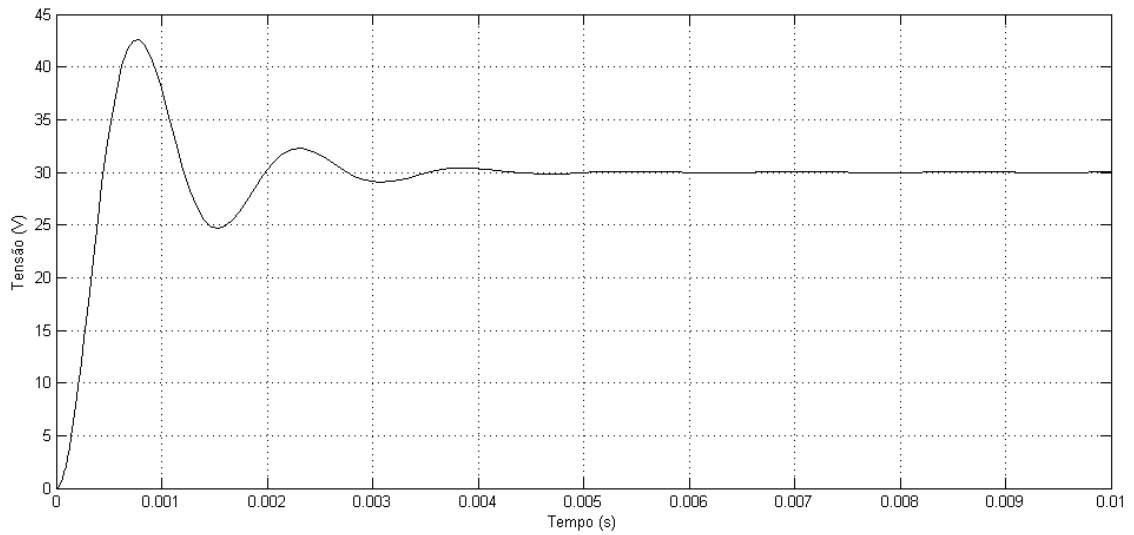


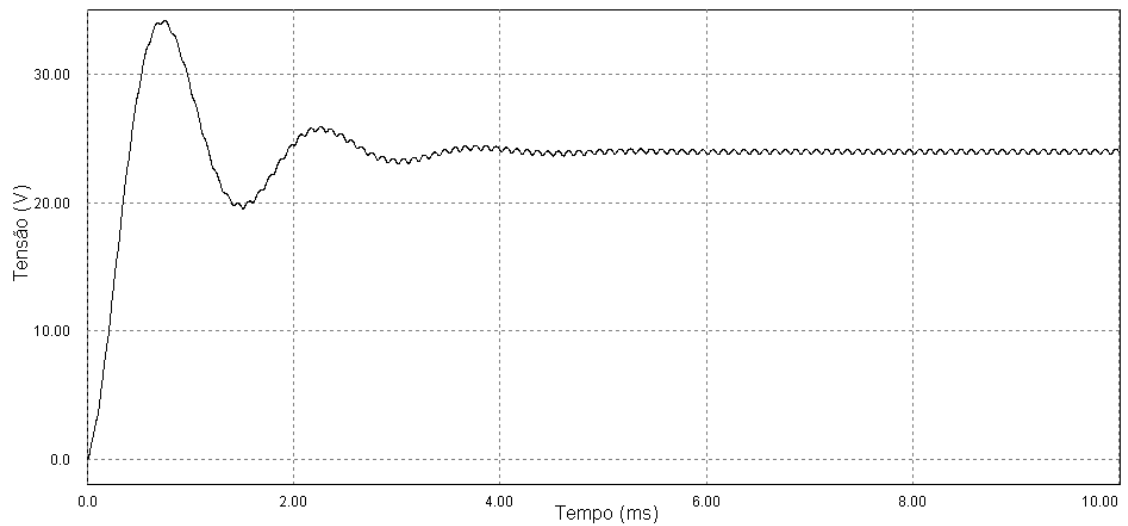
Figura 5.9: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=2\Omega$: a) Psim[®]; b) Matlab[™].



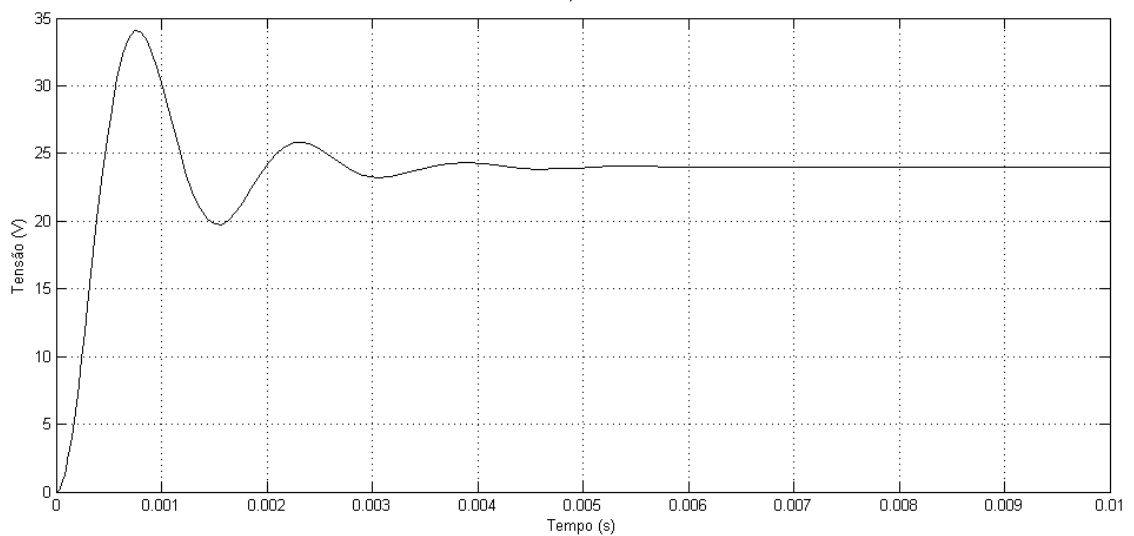


b)

Figura 5.10: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=100V$ e $R=2\Omega$: a) Psim[®]; b) Matlab[™].

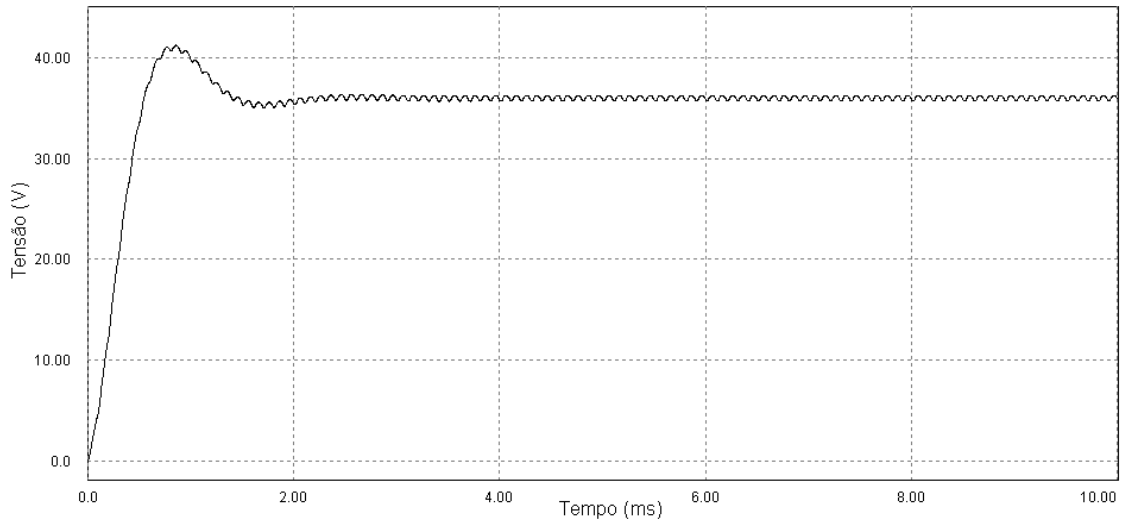


a)

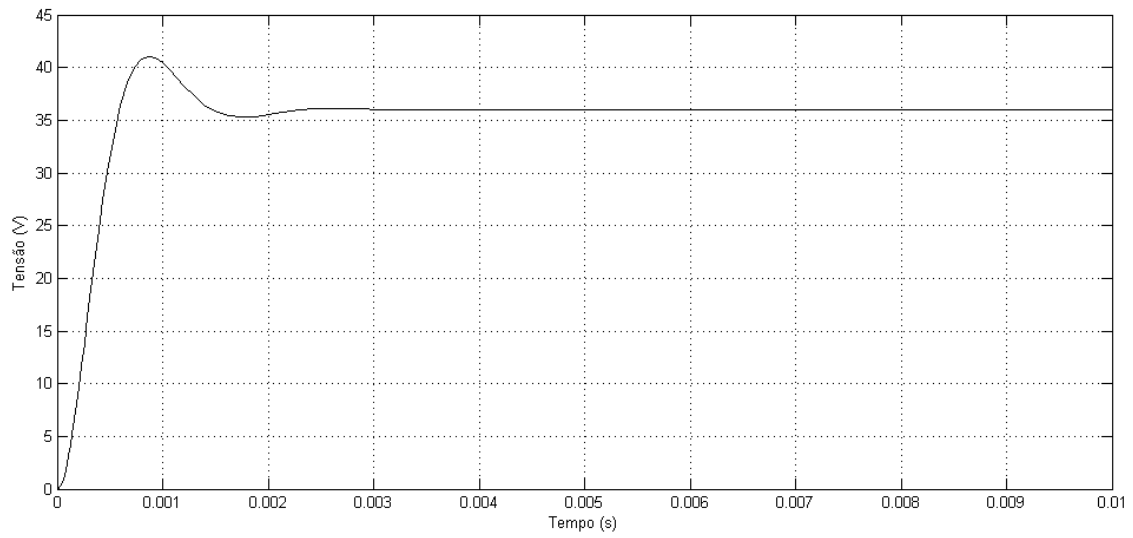


b)

Figura 5.11: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=80V$ e $R=2\Omega$: a) Psim[®]; b) Matlab[™].

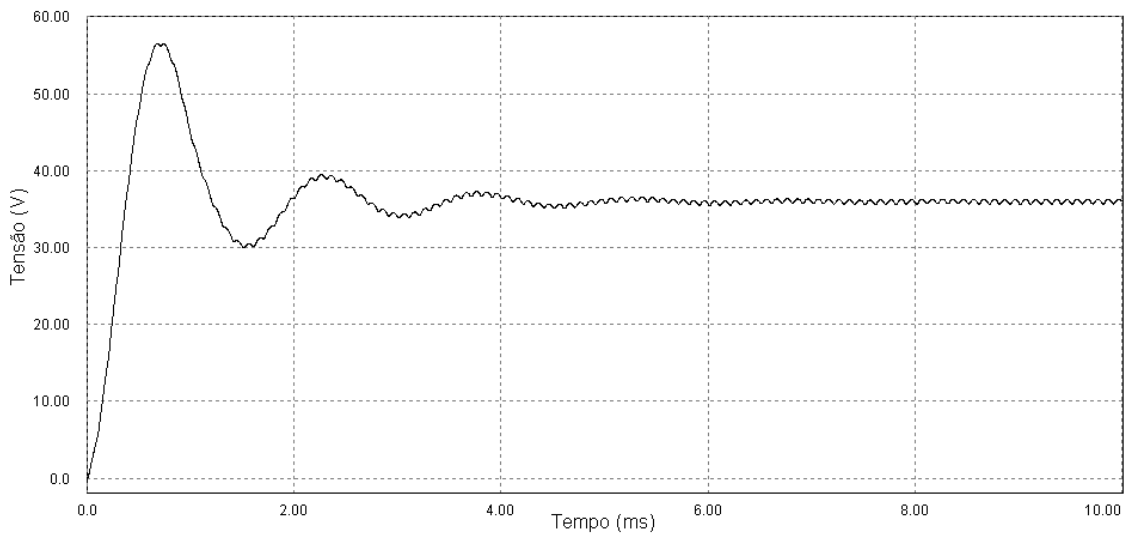


a)



b)

Figura 5.12: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=1\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™



a)

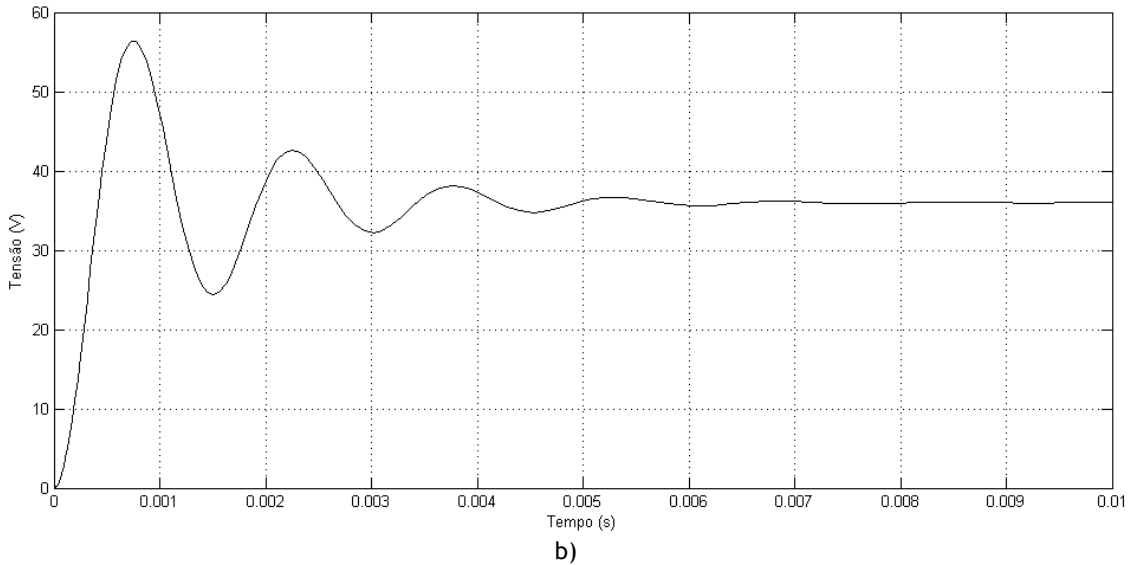


Figura 5.13: Simulação do modelo de média (tensão) para $V_{in}=120V$ e $R=3\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™

Pela análise dos resultados conclui-se que os resultados obtidos em Matlab™ (modelo de média em espaço de estados) representam a média da curva obtida pela simulação directa das grandezas eléctricas. Este resultado comprova que as equações deduzidas descrevem correctamente o funcionamento do conversor em estudo. Comprovada a validade do modelo pode-se partir para a linearização do mesmo.

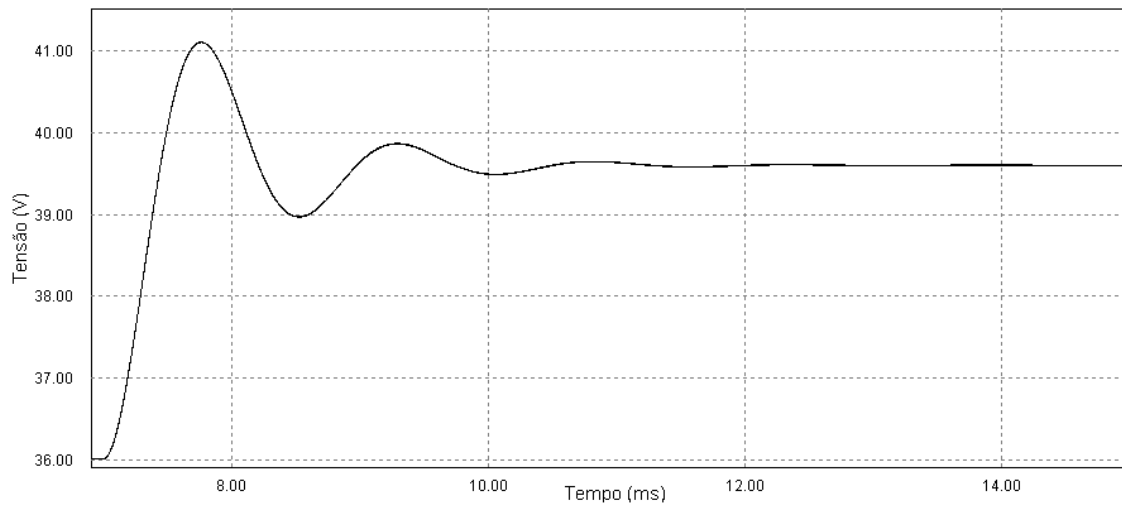
A linearização é efectuada da forma descrita no ponto 3 da secção 5.4.3. Das equações (5.28) a (5.31) juntamente com as equações que descrevem o modelo de média obtém-se o seguinte resultado para o modelo linearizado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot V_m \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}, \quad (5.48)$$

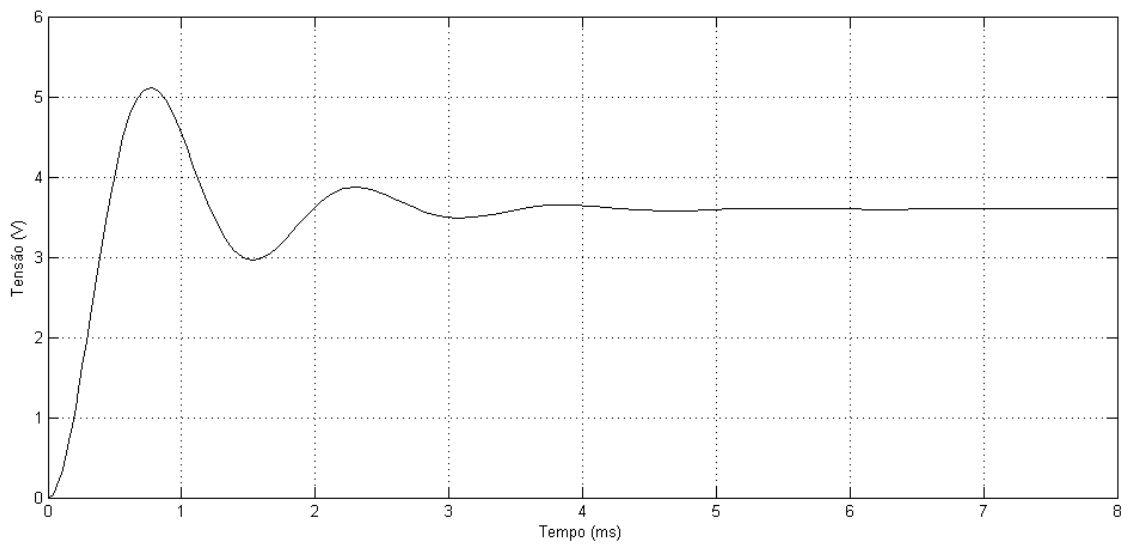
$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_o \end{bmatrix} = 0 \quad 1 \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}, \quad (5.49)$$

Da mesma forma que para o modelo de média foi realizada uma verificação da validade do modelo linear. Esta verificação foi realizada recorrendo ao Psim® e ao Matlab™. No Psim® introduziu-se a possibilidade de se alterar o valor da entrada num instante pré determinado, o que, para fins desta simulação, será num instante em que o sistema esteja já em regime permanente. Na simulação em Matlab™ utilizou-se para V_{in} o valor correspondente à variação introduzida em Psim®. Todos os resultados têm como pressuposto pequenas variações no *duty-cycle*, (variações não superiores a 10%).

Os resultados são apresentados nas figuras seguintes:

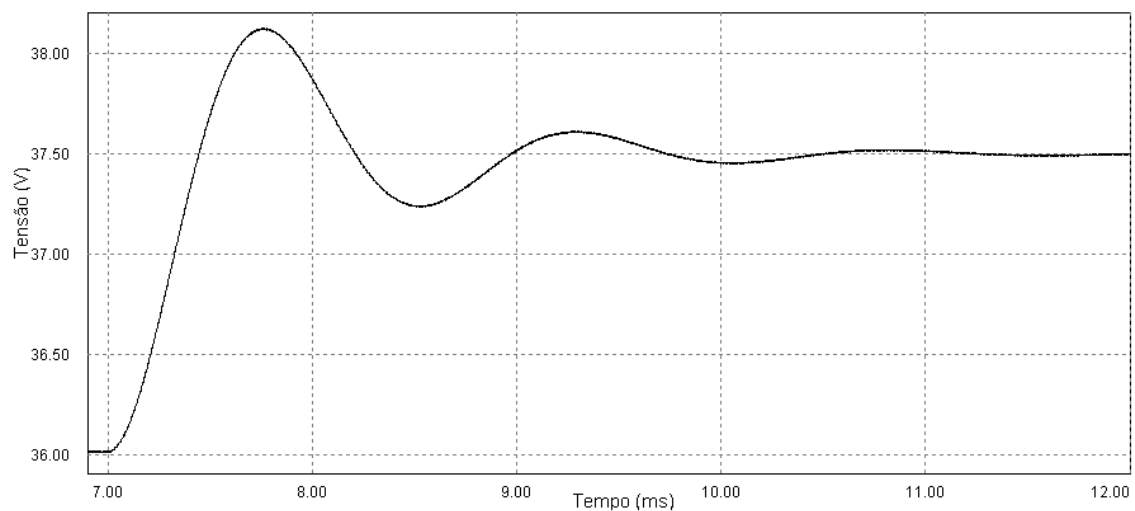


a)



b)

Figura 5.14: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 132V: a) Psim®; b) Matlab™.



a)

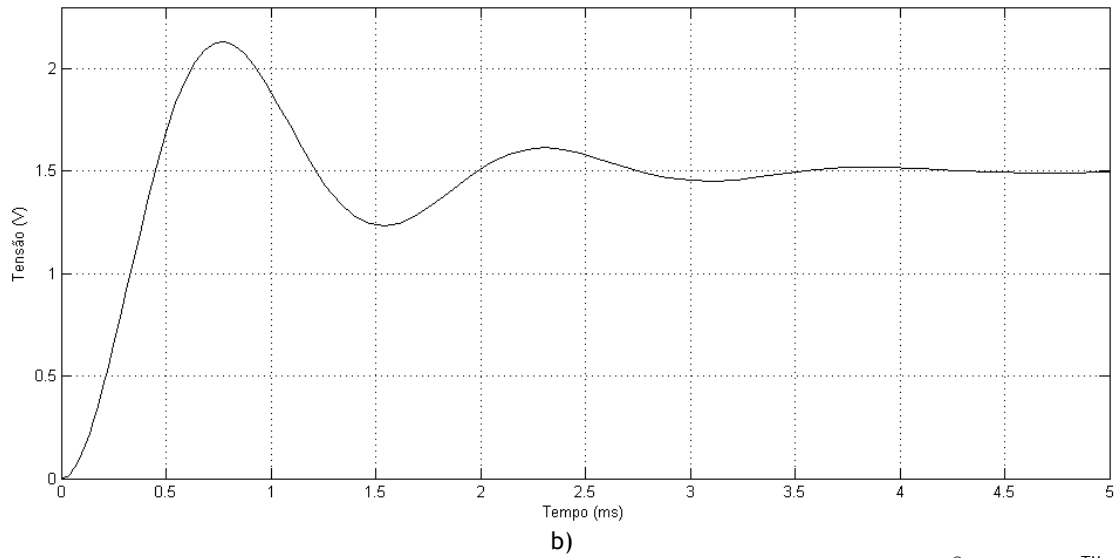


Figura 5.15: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 125V: a) Psim[®]; b) Matlab[™].

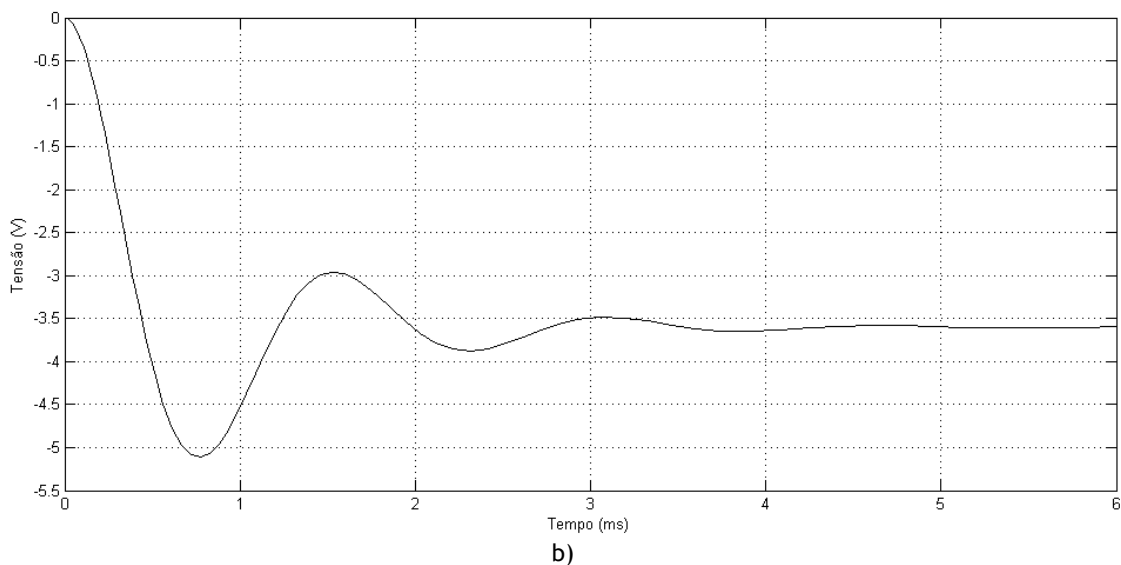
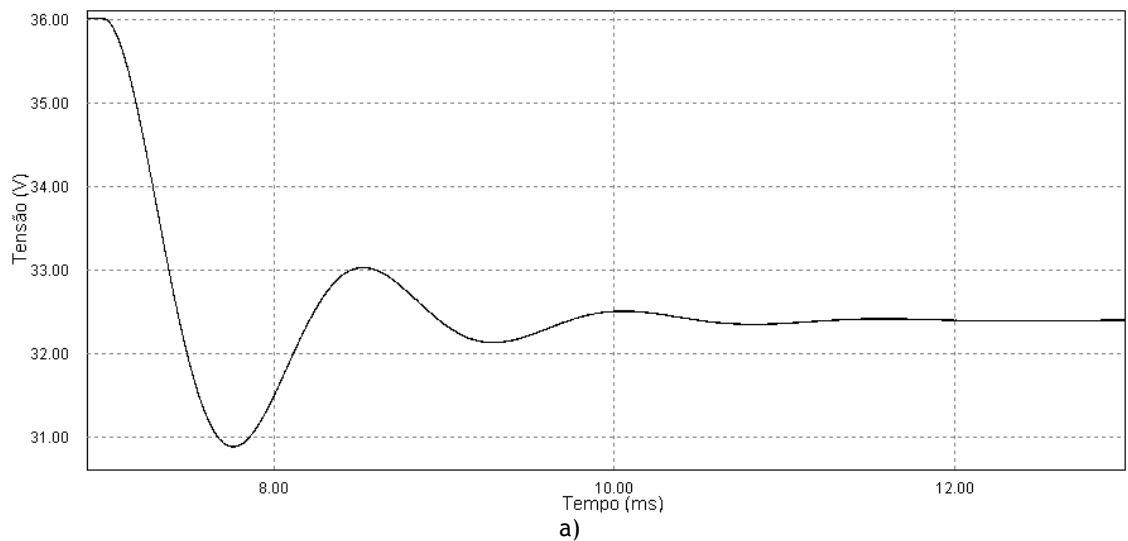


Figura 5.16: Simulação do modelo linear (tensão), variação de 120V para 108V: a) Psim[®]; b) Matlab[™].

As figuras do Psim® apenas representam a zona de variação, para permitir uma comparação relativamente aos resultados obtidos com o Matlab™.

Os resultados obtidos apresentam o comportamento esperado, uma vez que a variação, causada pelas variações da tensão de entrada, apresenta a mesma magnitude nos dois casos, comprovando a validade do modelo deduzido.

Com estes resultados chega-se à função de transferência, por aplicação a estes modelos da equação (5.35).

$$T_v(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot V_{in}, \quad (5.50)$$

A equação (5.50) representa a função de transferência do conversor, relacionando as variações da tensão de saída com as variações no ciclo activo. Este resultado é muito importante para o projecto do respectivo controlador.

5.5.2 - Modelo em corrente

A análise feita até aqui impõe que o controlador seja baseado no controlo da tensão de saída. Contudo, pode-se também realizar um controlo em corrente. Para isso é necessário obter a função de transferência que relaciona a corrente de saída com o *duty-cycle*. Por analogia ao modelo deduzido para a tensão, a única diferença para um modelo em corrente passaria por considerar uma variável diferente de saída, no caso $i_o(t)$.

Sabendo que a corrente de saída para cada um dos dois estados considerados é dada por:

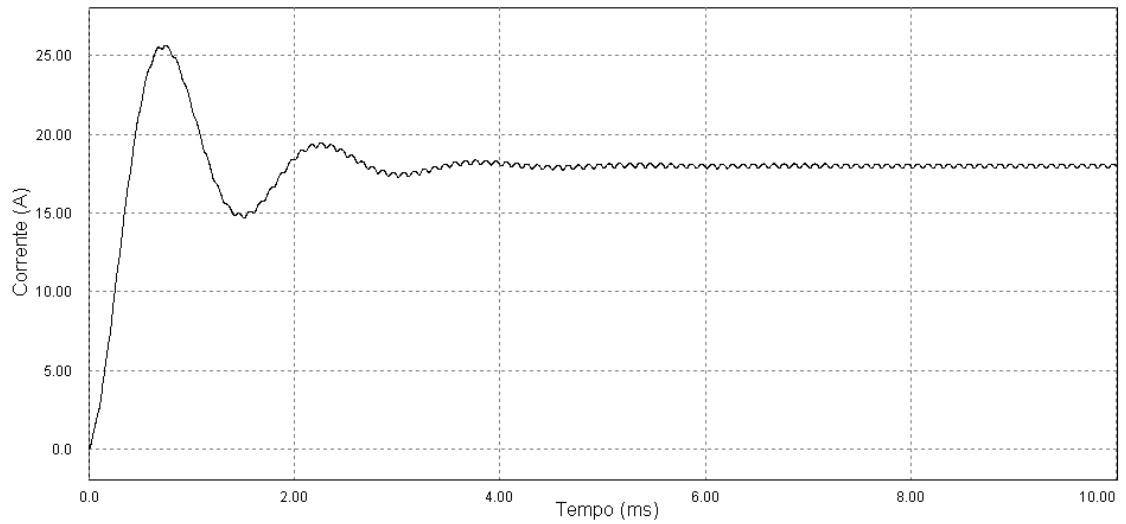
$$i_o(t) = \frac{1}{R} \cdot v_c(t), \quad (5.51)$$

Substituindo no modelo anterior a tensão de saída pela corrente o modelo de média toma a forma seguinte.

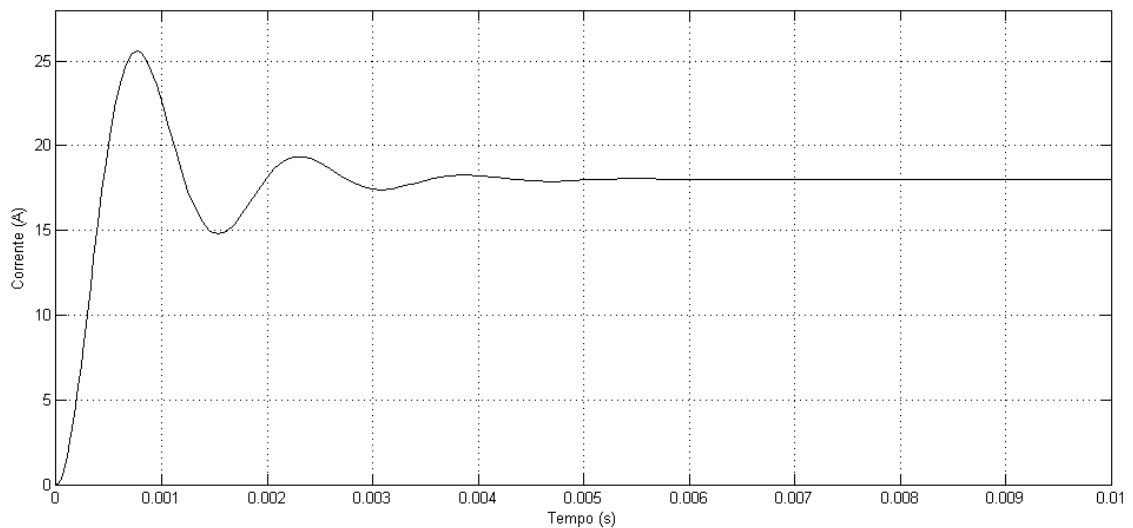
$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in}, \quad (5.52)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}, \quad (5.53)$$

Tal como anteriormente, e de modo a comprovar a validade das relações (5.52) e (5.53), realizou-se a mesma simulação utilizada para comprovar a validade do modelo de média para a tensão. Os resultados estão representados nas figuras seguintes.

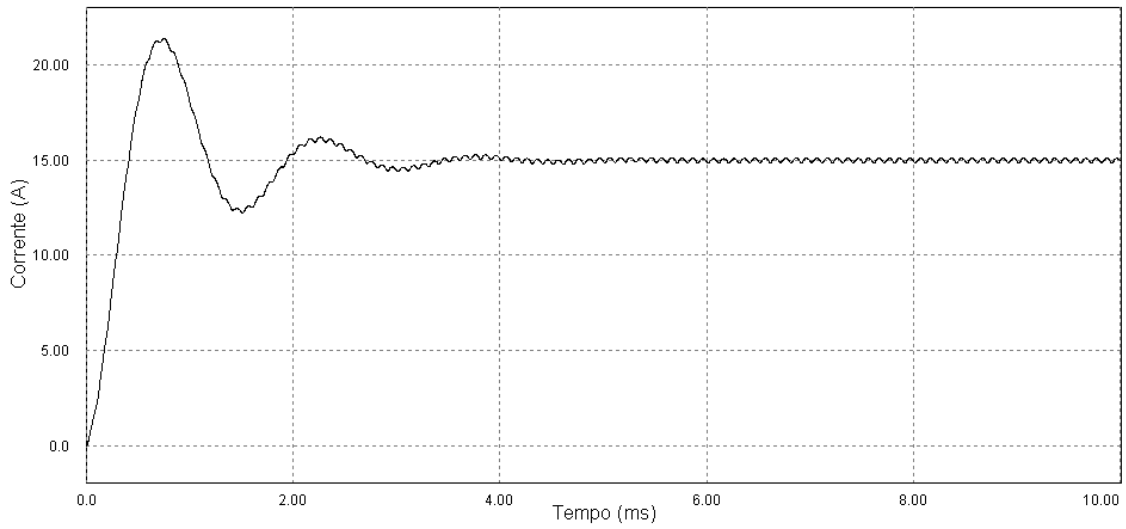


a)

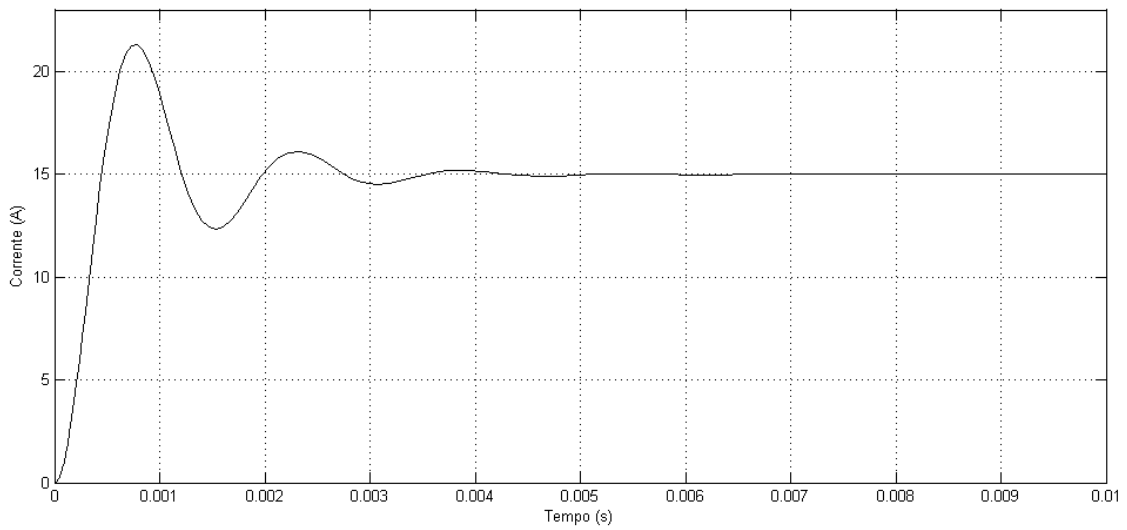


b)

Figura 5.17: Simulação do modelo de média (Corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=2\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™.

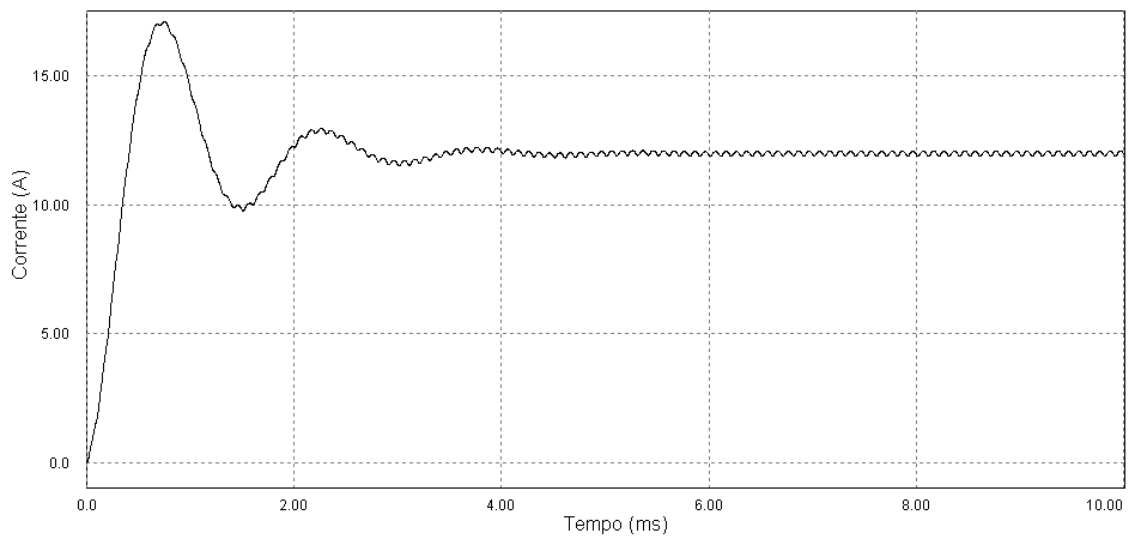


a)

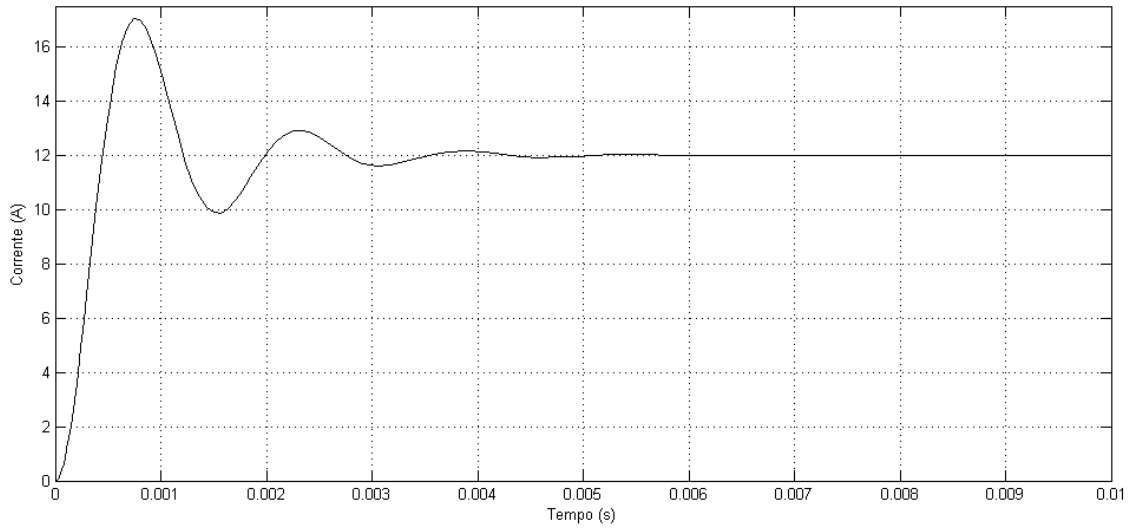


b)

Figura 5.18: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=100V$ e $R=2\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™.

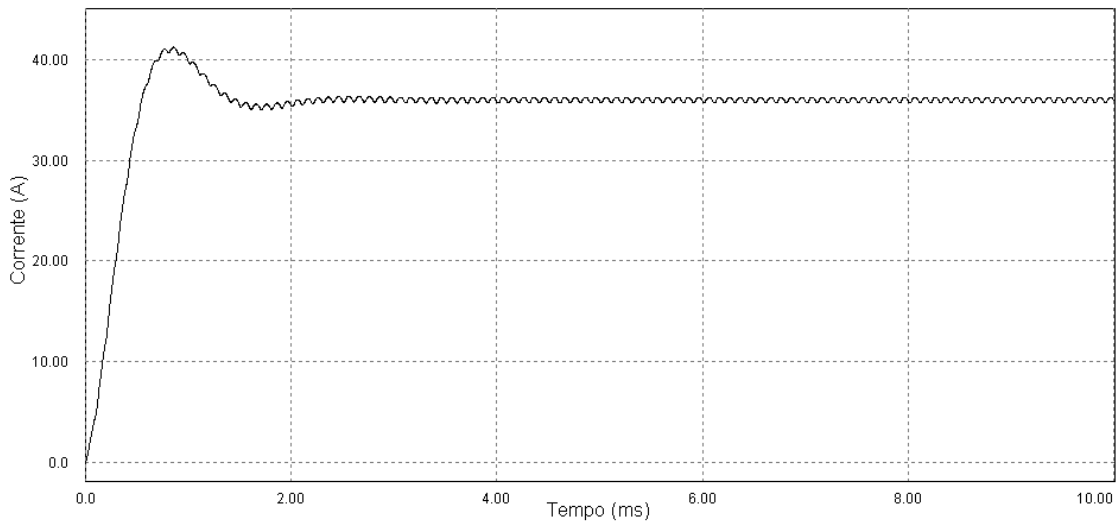


a)

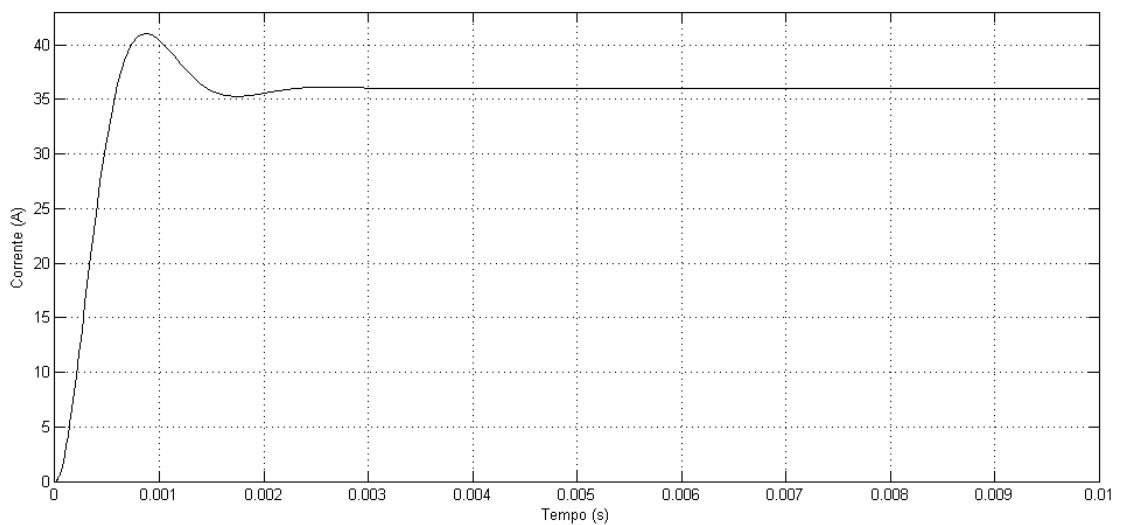


b)

Figura 5.19: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=80V$ e $R=2\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™.

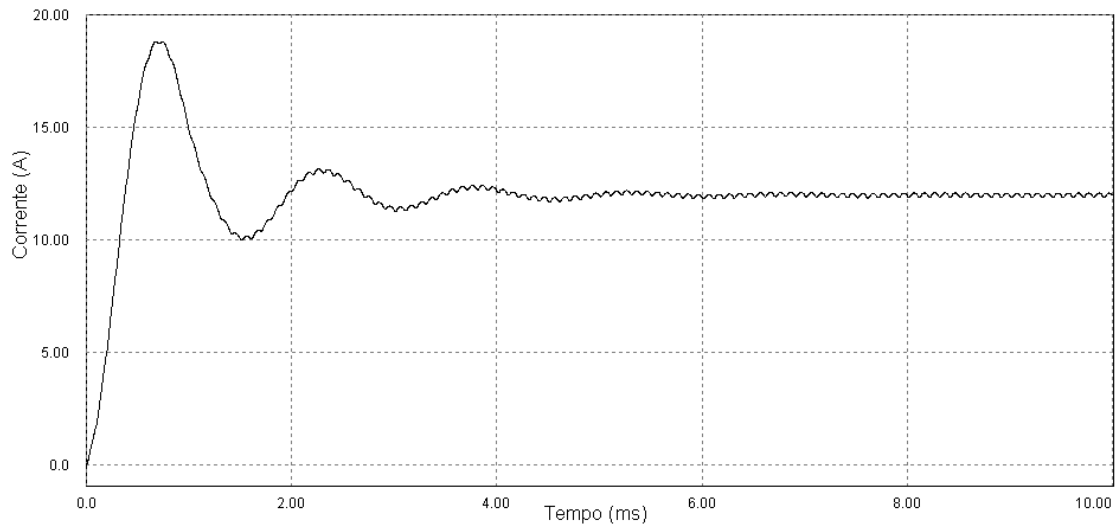


a)

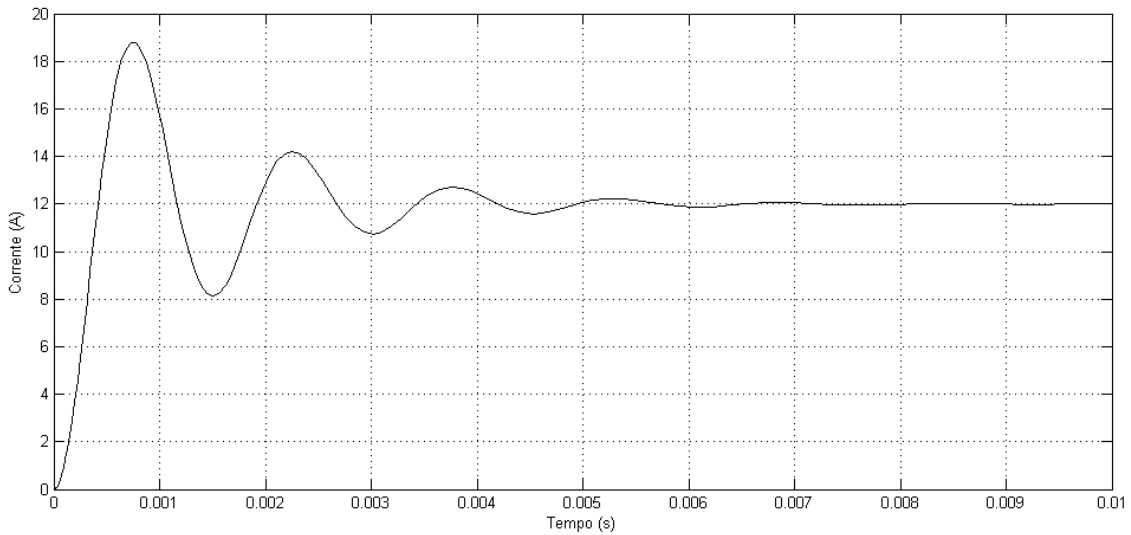


b)

Figura 5.20: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=1\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™.



a)



b)

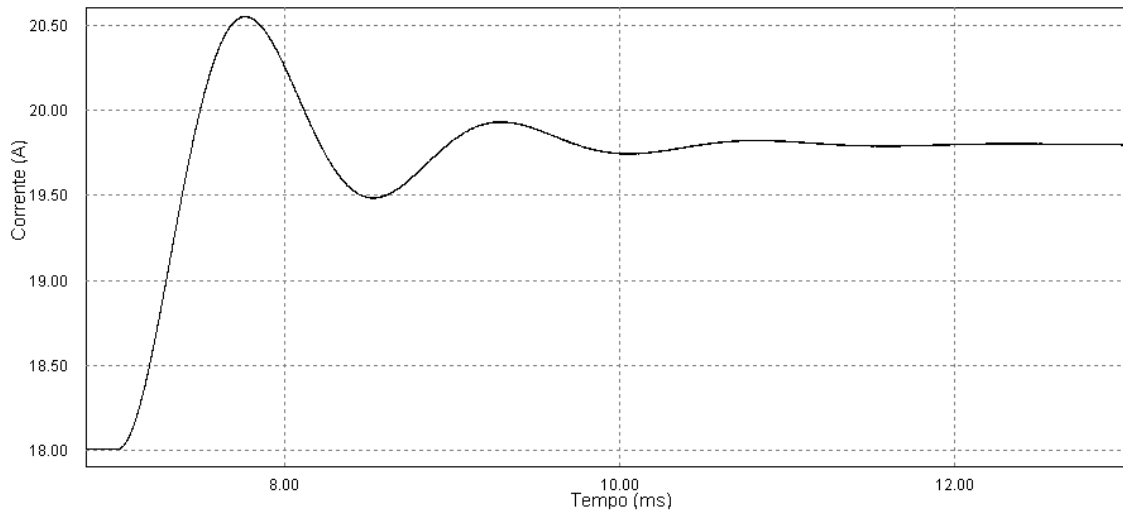
Figura 5.21: Simulação do modelo de média (corrente) para $V_{in}=120V$ e $R=3\Omega$: a) Psim®; b) Matlab™.

Comprovada a validade do modelo pode-se passar para o modelo linear em espaço de estados.

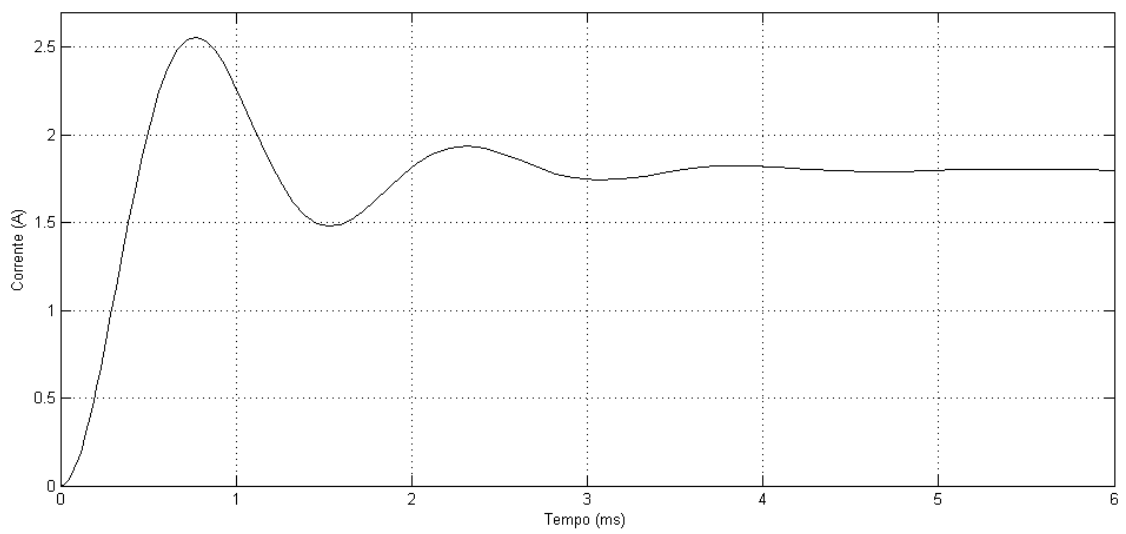
$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}, \quad (5.54)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix}, \quad (5.55)$$

Este modelo é validado pela Figura 5.22, Figura 5.23 e Figura 5.24.

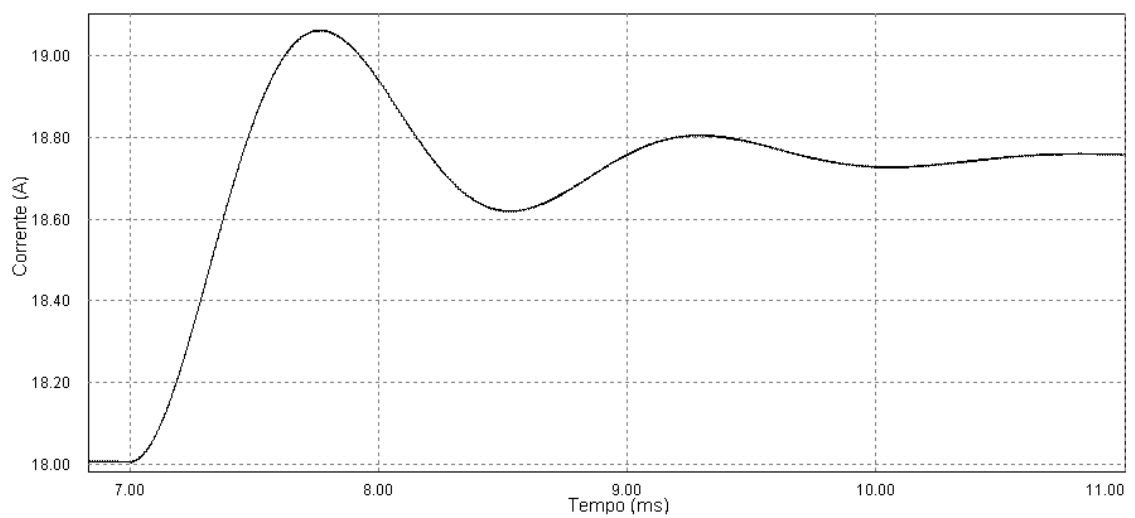


a)

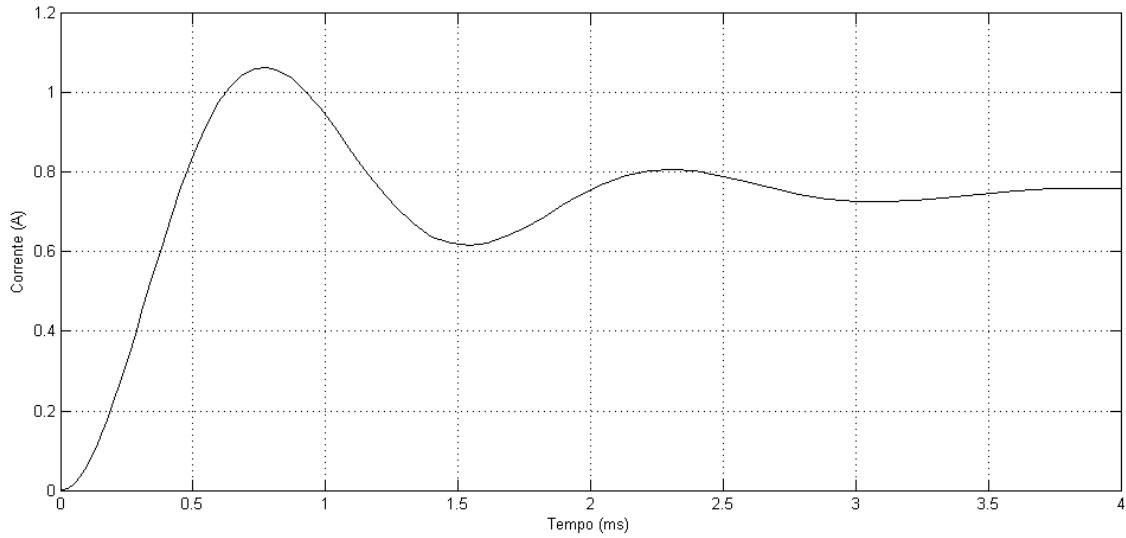


b)

Figura 5.22: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 132V: a) Psim[®]; b) Matlab[™].

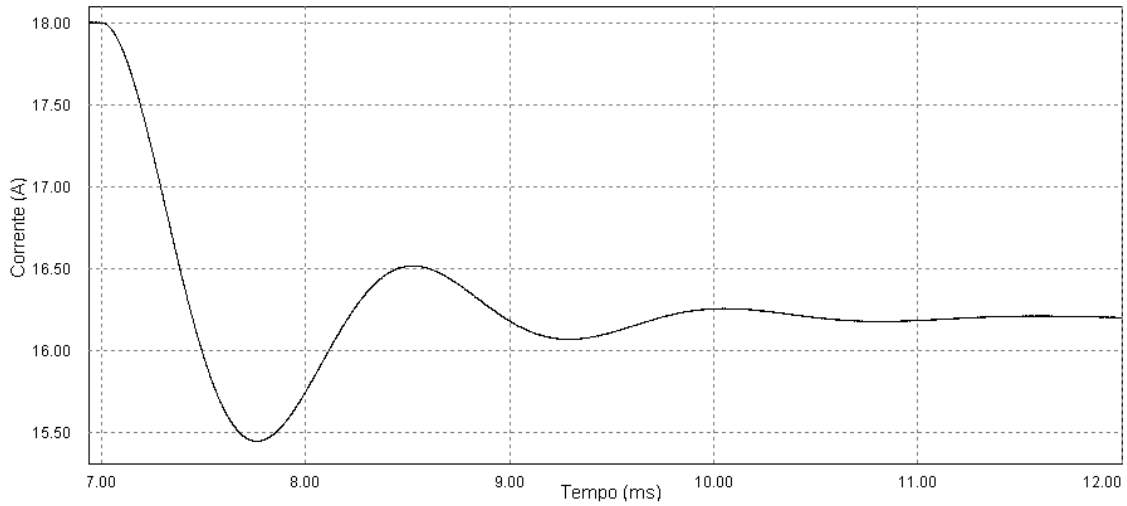


a)

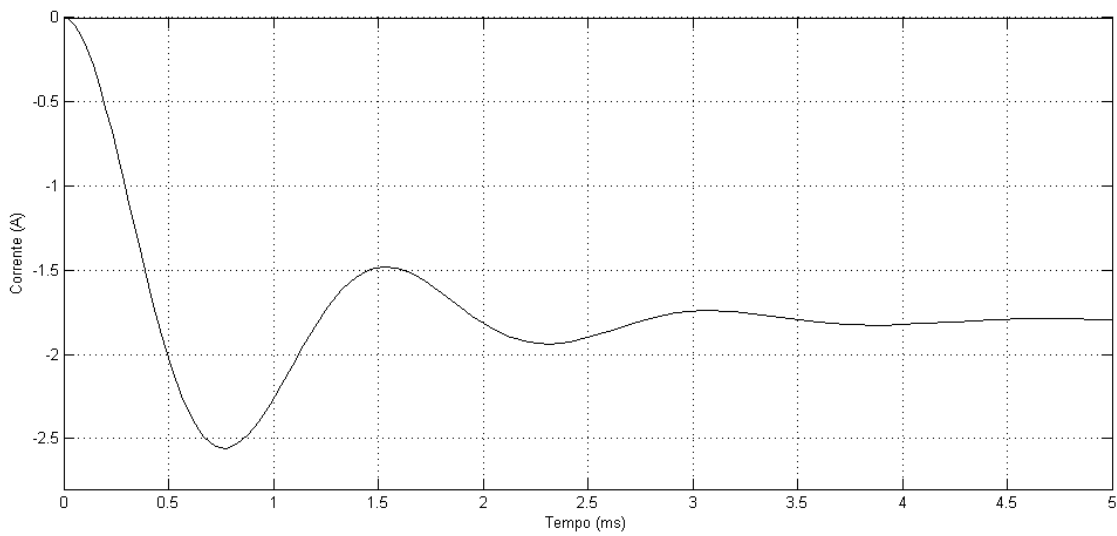


b)

Figura 5.23: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 125V: a) Psim®; b) Matlab™.



a)



b)

Figura 5.24: Simulação do modelo linear (corrente), variação de 120V para 108V: a) Psim®; b) Matlab™.

Após a validação do modelo pode-se chegar à função de transferência que relaciona a corrente de saída com o *duty-cycle*, que será:

$$T_i(s) = \frac{I_o(s)}{d(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot V_{in}, \quad (5.56)$$

5.6 - Resumo e Conclusões

Este capítulo, intitulado conversor, apresentou a modelação, em espaço de estados, de um conversor *step-down*. Este conversor foi modelado porque, tal como explicado, apresenta a topologia de conversão DC/DC mais adequada para o desenvolvimento do carro solar em análise.

Foi feita uma exposição teórica do método de modelação de conversores por espaço de estados e, seguindo essa orientação teórica, obteve-se a função de transferência do conversor em análise. Com isto, cumpriu-se o objectivo deste capítulo: obtenção de uma função de transferência adequada para a implementação de um controlador. De referir que se realizaram dois modelos distintos. Um que levou à obtenção de uma função de transferência que relaciona a tensão de saída com o *duty-cycle*, e outro que relaciona a corrente de saída com o *duty-cycle*.

Na posse destes dois modelos, pode-se, agora, projectar um controlador para a tensão de saída ou a corrente, conforme o mais adequado ao caso em estudo. Esta análise será apresentada no capítulo seguinte, intitulado controlo.

Ainda neste capítulo, foram apresentadas diversas formas de onda que permitem validar os modelos de média e lineares utilizados para se obter as funções de transferência.

Por fim, pode-se concluir, da análise das funções de transferência obtidas, que o comportamento do conversor *step-down* é muito influenciado pelo valor utilizado nos diferentes componentes, logo, o controlo deverá ser projectado com esta ressalva.

Capítulo 6

Controlador

6.1 - Introdução

Em aplicações com conversores, a tensão e a corrente de saída, dependem de vários elementos, entre eles o *duty cycle*, as perturbações externas, a tolerância dos elementos utilizados e, o tipo de carga entre outros.

No caso de conversores DC/DC, é desejável, que à saída se obtenha uma tensão ou corrente constantes, mesmo na presença de todas as perturbações mencionadas. Apesar das técnicas existentes para a construção de conversores, o que lhes pode conferir imunidade à maioria das perturbações externas, não se pode garantir que a escolha por determinado *duty-cycle* leve a que a saída se mantenha dentro da gama de valores desejável. Assim, é necessário recorrer a técnicas de realimentação que permitam o controlo das grandezas desejadas.

A realimentação consiste na construção de um circuito que, automaticamente, ajusta o ciclo de trabalho do conversor de forma a obter-se a saída desejada com boa regulação, mesma na presença de perturbações. Com esta técnica consegue-se sempre um bom desempenho dos conversores, [78].

A Figura 6.1 representa o esquema de princípio de um conversor com realimentação.

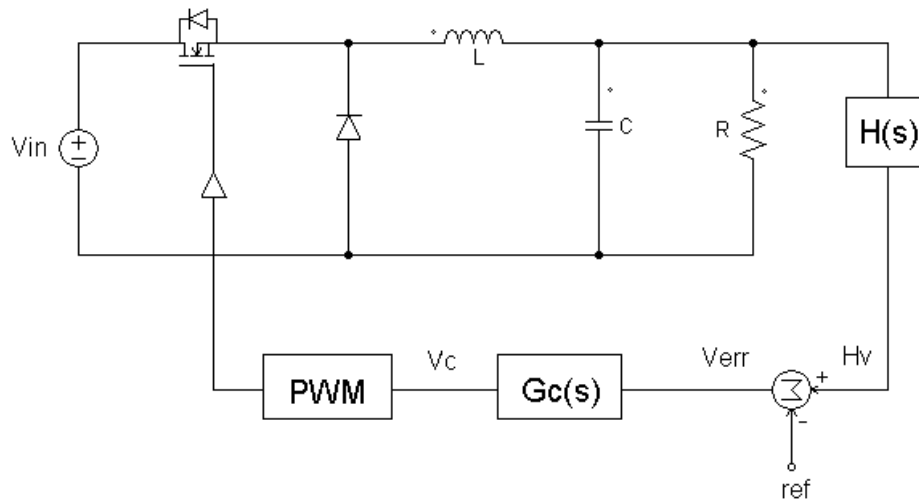


Figura 6.1: Conversor DC/DC com malha de realimentação.

Esta técnica consiste na obtenção de um sinal de erro (V_{err}), gerado pela diferença entre o valor real da grandeza a controlar, medido por um sensor $H(s)$, e entre um valor de referência. A referência representa normalmente o valor desejado para a grandeza em análise. O sinal de erro é tratado por um compensador originando, na saída, um sinal de controlo que servirá para levar o conversor para o ponto de funcionamento desejado. O compensador tenta tornar verdadeira a relação $H_v = V_{err}$, ou seja, tornar o erro igual a zero, [78].

Assim, este capítulo analisa alguns tipos de compensadores existentes e técnicas para os projectar devidamente. Após esta análise, será discutido e projectado um compensador adequado para, com o conversor DC/DC estudado, se controlar o trânsito de energia dos painéis solares para o motor.

6.2 - Efeito da Malha de Realimentação

Para o projecto de um sistema com realimentação eficiente é desejável conhecer a função de transferência do processo em malha aberta, tal como descrito no capítulo 5.

Com esta informação podem-se estudar os efeitos da malha de realimentação nas grandezas de controlo, ou seja, no comportamento global do sistema.

6.2.1 - Ganho $T(s)$

O ganho $T(s)$ é descrito como o produto dos diferentes ganhos da malha de realimentação. A obtenção desta grandeza é de grande utilidade para a análise do sistema, uma vez que as perturbações na saída serão multiplicadas pela seguinte equação:

$$\frac{1}{1+T(s)}, \quad (6.1)$$

A equação (6.1) mostra que, para valores elevados do ganho de realimentação $T(s)$, a influência das perturbações na saída será bastante reduzida ou até desprezável, [78, 81].

Um elevado ganho de realimentação leva também a que a saída seja aproximadamente igual ao quociente entre a tensão de referência e o ganho de $H(s)$, com muito pouca dependência dos restantes ganhos da malha. O ganho $T(s)$ pode ser visto como uma medida do desempenho da malha de realimentação.

Admite-se o diagrama de blocos da figura seguinte:

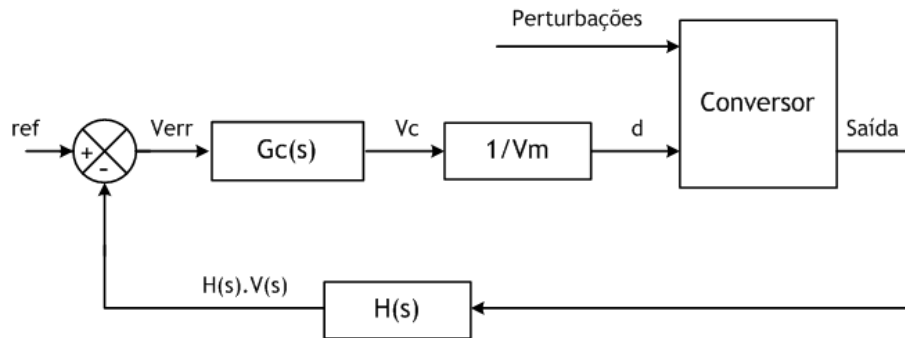


Figura 6.2: Diagrama de blocos de um sistema com realimentação.

Pode-se descrever o ganho da malha de realimentação pela seguinte equação:

$$T(s) = H(s) \cdot G_c(s) \cdot \frac{1}{V_M} \cdot G_p(s), \quad (6.2)$$

Sendo $H(s)$ a função que descreve o comportamento do sensor que mede a saída, $G_c(s)$ a função de transferência do compensador, V_m a tensão da onda PWM e $G_p(s)$ a função de transferência do conversor.

Da equação verifica-se que o ganho da malha de realimentação modifica a função de transferência do processo em malha aberta e conseqüentemente o desempenho do sistema, [78, 81].

Outra particularidade da realimentação é tornar a função de transferência, entre a referência e a saída, insensível aos ganhos de $G_c(s)$ e $G_p(s)$ e insensível a V_M .

De facto, tomando como referência a Figura 6.2, a função de transferência de malha fechada, entre a referência e a saída é dada por (6.3).

$$\frac{v_o}{v_{ref}} = \frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)}, \quad (6.3)$$

Analisando a equação anterior conclui-se que para valores de $T(s) \gg 1$ a função de transferência se reduz ao inverso do ganho do sensor $H(s)$, o que mostra a independência do sistema aos restantes ganhos da malha de realimentação, [78].

6.2.2 - Estabilidade

Um sistema estável em malha aberta pode tornar-se instável com a introdução de realimentação. Mesmo que $T(s)$ não apresente pólos no semi-plano direito a função de transferência em malha fechada pode apresentar. Neste caso a realimentação não consegue regular a saída do sistema e observam-se oscilações, [81].

Quando a realimentação leva o sistema à instabilidade isto significa que $(1+T(s))$ tem raízes no semi-plano direito.

A utilização do critério de estabilidade de Nyquist permite verificar qual o número de raízes no semi-plano direito do sistema, avaliando apenas o ganho, $T(s)$. Com esta informação pode-se inferir sobre a estabilidade do sistema. Contudo, esta técnica é complexa e optar pelo critério da margem de fase, que é um caso especial do critério de Nyquist, é normalmente suficiente para a maioria dos reguladores DC/DC, [78].

A margem de fase de um sistema é dada por:

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle T(j2\pi f_c) \quad , \quad (6.4)$$

ou seja, é a fase do sistema à frequência de *crossover*, definida por:

$$\|T(j2\pi f_c)\| = 1 \Rightarrow 0dB, \quad (6.5)$$

Caso exista apenas uma frequência de *crossover* e se $T(s)$ não apresentar pólos no semi-plano direito, então o sistema é estável se a margem de fase for positiva.

Caso existam várias passagens pela linha de 0dB este método pode ser ambíguo pelo que se deve optar por outras abordagens para verificar a estabilidade do sistema. O mesmo acontece quando $T(s)$ apresenta raízes no semi-plano direito.

A margem de ganho é também um valor importante no estudo da estabilidade de um sistema. Esta grandeza corresponde à magnitude da resposta do sistema em malha fechada, medida abaixo da linha de 0dB, na frequência em que a fase do sistema, sempre que se verifique, atravessa a linha de -180° . Caso a margem do sistema cruze a linha de -180° , a margem de ganho deve, normalmente, ser superior a 10dB. Isto, para evitar que a resposta do sistema se torne oscilatória devido a variações dos parâmetros ou outras perturbações, [80].

Na Figura 6.3 estão representadas as definições de margem de fase e de margem de ganho. Aparece também definida a frequência de *crossover*, f_c .

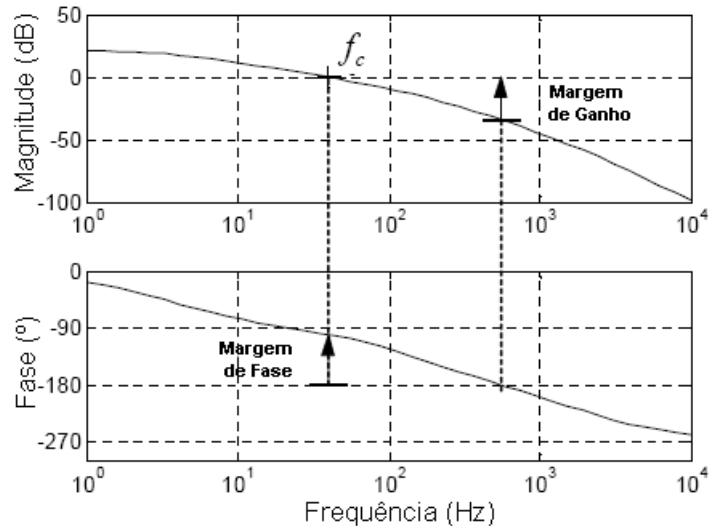


Figura 6.3: Definição de margem de fase e de margem de ganho.

6.3 - Requisitos de Controladores

Assegurar uma margem de fase positiva não é suficiente para garantir que o sistema tenha um bom desempenho. A margem de fase deve ser também suficiente para se verificar um baixo *overshoot* do sistema. Considere-se um factor Q , relacionado com o factor de amortecimento, ξ , pela equação (6.6), de modo a obter-se um parâmetro que permita uma relação directa com a amplitude do *overshoot* em malha fechada, tal como proposto em [78].

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \xi}, \quad (6.6)$$

Assim, é possível, obter as relações (6.7) e (6.8), que relacionam Q com a margem de fase, φ_m .

$$Q = \frac{\sqrt{\cos \varphi_m}}{\sin \varphi_m}, \quad (6.7)$$

$$\varphi_m = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q^4}}{2 \cdot Q^4}} \right), \quad (6.8)$$

Estas relações estão representadas na Figura 6.4.

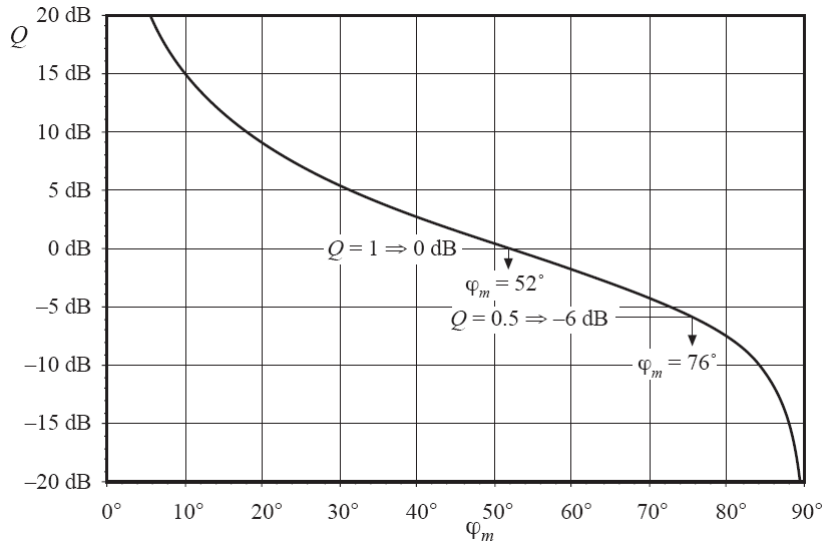


Figura 6.4: Relação entre coeficiente de amortecimento e margem de fase.

Pode-se observar que uma margem de fase de 52° permite obter $Q=1$ e para se obter $Q<0.5$, ou seja, pólos reais, o sistema deve apresentar uma margem de fase de 76°. Uma margem de fase muito baixa leva a um factor Q com elevada magnitude, indicando que se deve manter a margem de fase acima de determinados limites.

Analisando um sistema de segunda ordem, em malha fechada, representado na forma quadrática normalizada da equação (6.9), [78, 81].

$$T(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q \cdot w_c} + \left(\frac{s}{w_c}\right)^2}, \quad (6.9)$$

Em que w_c representa a frequência natural não amortecida em radianos, a resposta ao degrau, para diferentes valores de Q , pode ser consultada na Figura 6.5.

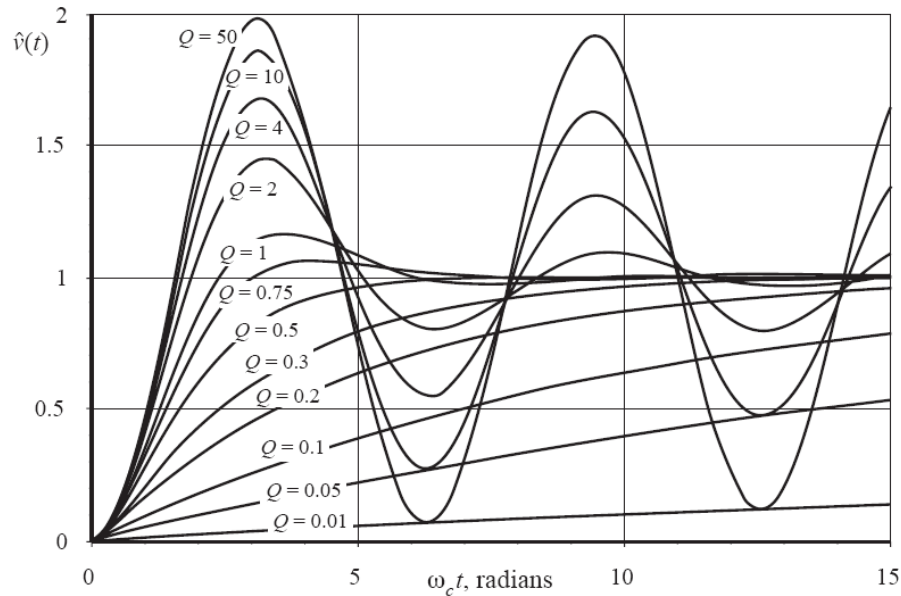


Figura 6.5: Resposta ao degrau para diferentes Q .

Pela análise da figura podem-se distinguir três situações particulares consoante os valores de Q :

- i. Sobreamortecido quando $Q < 0.5$;
- ii. Criticamente amortecido quando $Q = 0.5$;
- iii. Subamortecido quando $Q > 0.5$.

Um sistema sobreamortecido tem a característica de apresentar uma resposta ao degrau lenta causada pelos pólos de baixa frequência. Por sua vez, numa situação criticamente amortecida, como a resposta a malha fechada apresenta dois pólos reais a resposta ao degrau é mais rápida. Este é o caso em que se verifica a resposta mais rápida sem ocorrer *overshoot*. Um sistema subamortecido possui a resposta mais rápida, contudo apresenta *overshoot*. Isto não é necessariamente uma desvantagem, dos sistemas subamortecidos, pois, mantendo o *overshoot* dentro de certos limites, este é tolerável, [78]. Nesta situação a saída atinge o valor de pico dado por:

$$\text{pico de } v(t) = 1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}}, \quad (6.10)$$

Analisando a equação anterior, pode-se afirmar que valores elevados de Q podem levar a valores de *overshoot* próximos de 100%, o que se deve procurar evitar, mostrando a necessidade de escolher uma correcta margem de fase para o controlador. Para além do *overshoot*, a margem de fase deve ser escolhida também para se garantir que a oscilação da resposta é mantida dentro de uma determinada gama de valores.

Para além do exposto um controlador deve ainda garantir uma boa resposta transitória, ou seja, na presença de uma perturbação, o tempo necessário para o controlador levar a

resposta do sistema de novo para a referência deve ser curto. Tipicamente, este comportamento obtém-se aumentando a frequência de *crossover* do sistema em malha fechada, [78, 81].

6.4 - Tipos de Controladores

Em processos de controlo invariantes no tempo, podem-se utilizar dispositivos de parâmetros fixos, os chamados controladores clássicos. Estes controladores são bastante económicos e atingem desempenhos satisfatórios, [81]. Nesta secção serão estudados estes controladores, em concreto o compensador por avanço de fase, o compensador por atraso de fase e o compensador por avanço e por atraso de fase.

6.4.1 - Compensador por avanço de fase

Este compensador é utilizado para melhorar a margem de fase. Adiciona um zero no sistema, a uma frequência muito abaixo da frequência de *crossover*, de modo a aumentar a margem de fase.

Um compensador deste tipo é normalmente utilizado em sistemas com dois pólos. Com este tipo de compensador é também possível o aumento da largura de banda da malha de realimentação, mantendo uma boa margem de fase.

Uma vez que este compensador introduz um zero no sistema, devem ser tomadas precauções, durante o projecto, para garantir que o ganho do sistema seja unitário para a frequência de *crossover* desejada. Isto porque a inclusão de um zero faz com que o ganho aumente 20db/década com a frequência. Mais ainda, e uma vez que na prática o ganho dos amplificadores deve tender para zero [78], a função de transferência do compensador deve apresentar pólos a altas-frequências. Estes pólos irão também contribuir para a atenuar o ruído às altas-frequências.

De especial interesse, no projecto de um compensador por avanço de fase, é a análise dos harmónicos, à frequência de comutação, que se verificam no sinal de saída e consequentemente no sinal de realimentação. Isto implica, que se o ganho do compensador à frequência de comutação for muito elevado então os harmónicos serão amplificados pelo compensador. Isto pode levar ao mau funcionamento do modulador de onda PWM, [78]. Para evitar este fenómeno deve-se incluir no projecto a restrição de colocar a frequência de *crossover*, pelo menos, a uma frequência 10% superior à frequência de comutação.

A função de transferência de um compensador por avanço de fase está representada na expressão (6.11) e ilustrada na Figura 6.6.

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{\left(1 + \frac{s}{w_s}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)}, \quad (6.11)$$

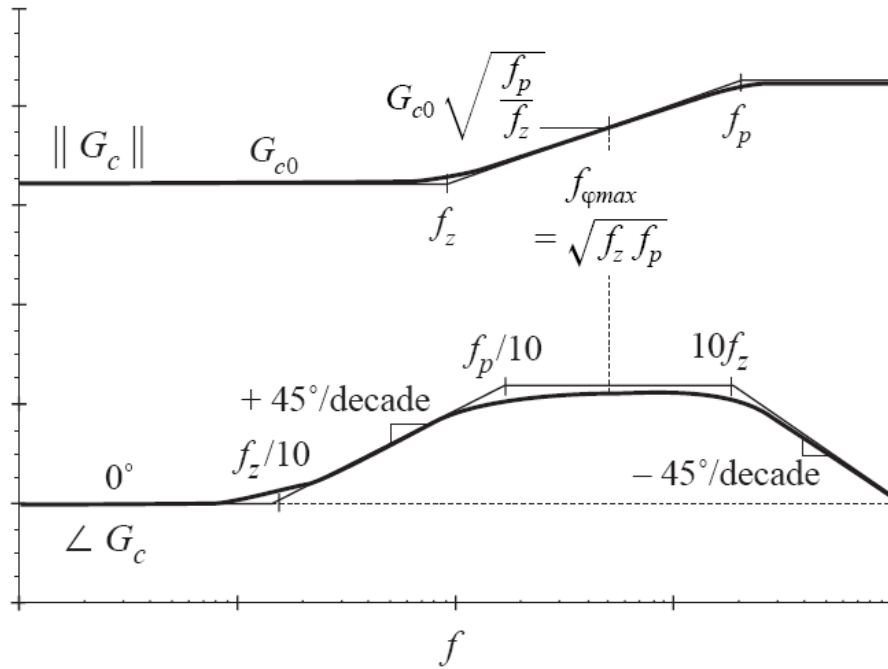


Figura 6.6: Diagrama de Bode de um compensador por avanço de fase típico.

A máxima margem de fase ocorre para $f_{\varphi max}$ dada pela equação (6.12).

$$f_{\varphi max} = \sqrt{f_z \cdot f_p}, \quad (6.12)$$

Assim, para se obter a maior margem de fase possível o compensador deve ser projectado para que $f_{\varphi max}$ coincida com a frequência de crossover, f_c . Nesta frequência a fase é:

$$\angle G_c \quad f_{\varphi max} = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{\frac{f_p}{f_z}} - \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}}{2} \right), \quad (6.13)$$

A Figura 6.7 representa esta relação.

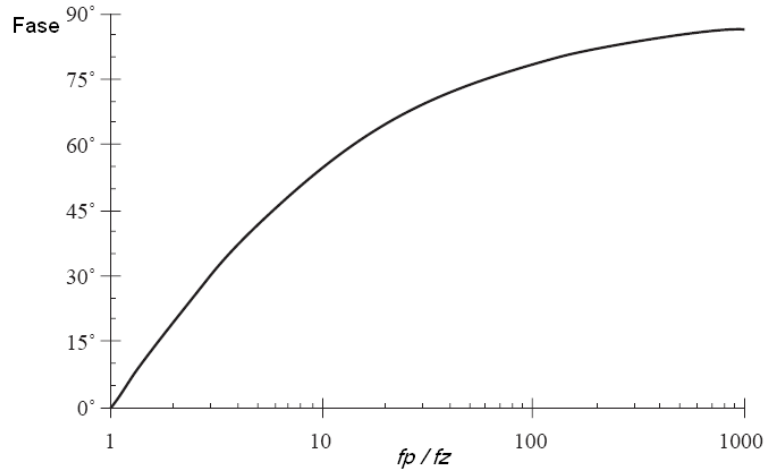


Figura 6.7: Relação entre a fase e as frequências de um compensador por avanço.

Desenvolvendo a equação (6.13) chega-se à relação (6.14).

$$\frac{f_p}{f_z} = \frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)} \quad \text{com } \theta = -G_c \cdot f_{\phi \max} \quad , \quad (6.14)$$

Com o resultado anterior podem escrever-se as equações que permitem o cálculo das frequências f_p e f_z para a margem de fase pretendida para o sistema.

$$f_z = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}} \quad , \quad (6.15)$$

$$f_p = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}} \quad , \quad (6.16)$$

Para garantir que o ganho é unitário à frequência de *crossover*, o ganho do compensador deve ser calculado pela equação (6.17).

$$G_{c0} = \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} \quad , \quad (6.17)$$

Pode-se observar que o ganho G_{c0} do compensador é menor que a unidade o que leva a que o compensador reduza o ganho da malha de realimentação. O ganho pode, no entanto, ser alterado para outros valores sempre que seja desejável alterar a frequência de *crossover*.

6.4.2 - Compensador por atraso de fase

O compensador por atraso de fase é utilizado para aumentar o ganho às baixas frequências, de modo a garantir uma melhor regulação para DC e frequências muito abaixo da frequência de *crossover*, [78].

A função de transferência deste tipo de compensador, bem como o seu diagrama de Bode, pode ser consultada na equação (6.18) e na Figura 6.8, respectivamente.

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{w_L}{s} \right), \quad (6.18)$$

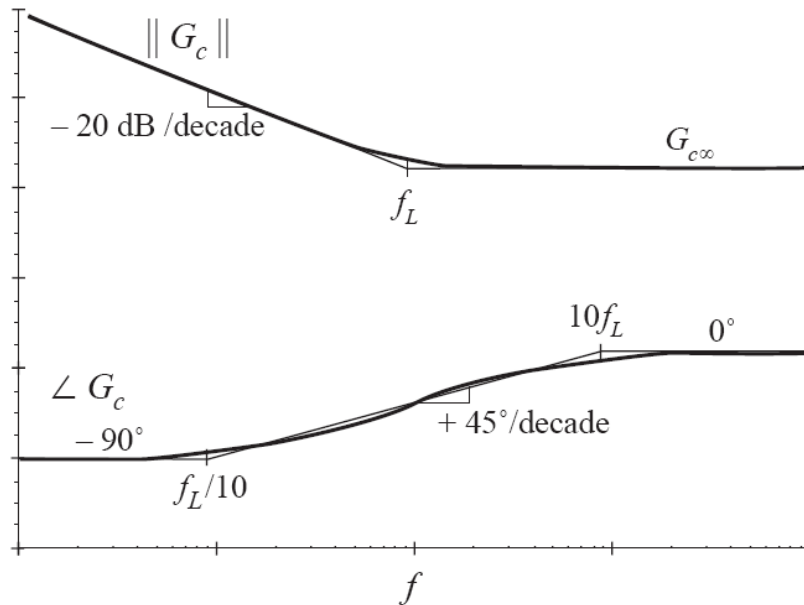


Figura 6.8: Diagrama de Bode de um compensador por atraso de fase típico.

Escolhendo f_L suficientemente baixo em relação à frequência de *crossover* a margem de fase não é modificada, [78], o que pode ser desejável em muitas aplicações.

Como o ganho do compensador pode ser escolhido para ser muito elevado para frequências muito baixas, próximas de zero, [78] o ganho da malha de realimentação torna-se elevado nestas frequências. Isto faz com que a componente DC, do sinal de erro, seja próxima de zero e, em consequência, a tensão de saída em regime permanente será perfeitamente regulada. Verifica-se também uma redução significativa do ganho relativo às perturbações na saída.

Apesar de se poder utilizar este compensador com praticamente todo o tipo de sistemas com realimentação, a sua aplicação em sistemas contendo apenas um pólo é bastante mais simples e directa, [78].

Tomando como exemplo um sistema sem compensação do tipo,

$$T_u(s) = \frac{T_{u0}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_0} \right)}, \quad (6.19)$$

Aplicando o compensador dado por (6.18) o ganho do sistema será dado pelo produto dos dois ganhos. O ganho do compensador deve ser escolhido para se obter a frequência de

crossover desejada. Aproximando o ganho do sistema com compensação pela assíntota de altas-frequências, como sugerido por [78] pode-se escrever a relação (6.20), aplicada às altas-frequências.

$$\|T\| \approx \frac{T_{u0} \cdot G_{c\infty}}{\left(\frac{f}{f_0}\right)}, \quad (6.20)$$

À frequência de *crossover*, $f=f_c$, o ganho de (6.20) será unitário logo a frequência de *crossover* será:

$$f_c \approx T_{u0} \cdot G_{c\infty} \cdot f_0, \quad (6.21)$$

Assim, para se obter a frequência de *crossover* desejada o ganho do compensador deve ser escolhido segundo a relação imposta por (6.22).

$$G_{c\infty} = \frac{f_c}{T_{u0} \cdot f_0}, \quad (6.22)$$

A frequência do compensador deve, posteriormente, ser escolhida para ser suficientemente baixa, relativamente a f_c , para se manter uma margem de fase adequada.

Para concluir a análise apresenta-se, na Figura 6.9, a representação por diagrama de Bode da relação $1/(1+T(s))$ do sistema em análise.

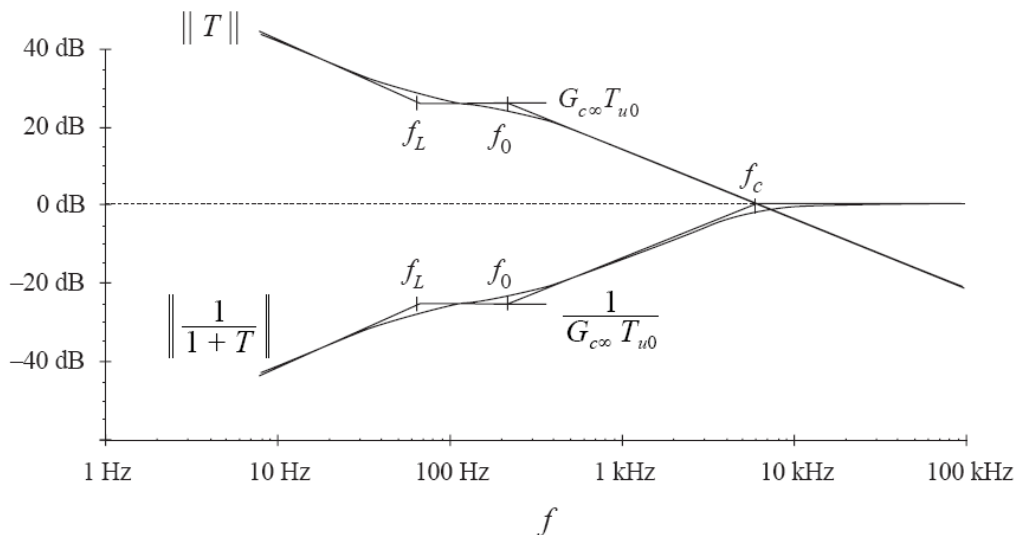


Figura 6.9: Diagrama de Bode de $1/(1+T(s))$ de um sistema com compensador por atraso de fase.

Pode-se observar que para frequências menores do que f_L , o compensador melhora a rejeição às perturbações. Em frequências próximas de zero, onde a magnitude do ganho

tende para infinito, a magnitude de $1/(1+T(s))$ tende para zero. Logo, a magnitude das perturbações que afectam a saída em regime permanente tenderão igualmente para zero.

6.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase

As vantagens dos dois compensadores anteriores podem ser combinadas, o que permite obter uma boa largura de banda e erro em regime permanente baixo. Esta combinação é traduzida por um compensador por avanço e atraso de fase, cuja função de transferência é dada pela equação (6.23). O seu diagrama de Bode é representado na Figura 6.10.

$$G_c(s) = G_{cm} \frac{\left(1 + \frac{w_L}{s}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{w_{p2}}\right)}, \quad (6.23)$$

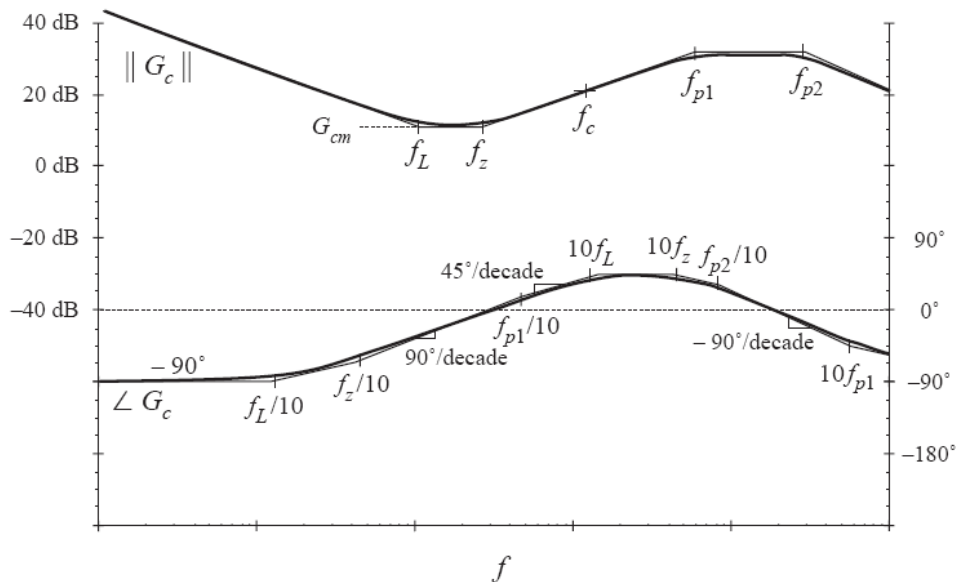


Figura 6.10: Diagrama de Bode de um compensador por avanço e atraso de fase típico.

Às baixas frequências, o compensador integra o sinal de erro, o que conduz a ganhos de realimentação elevados e a uma boa regulação da tensão de saída. Às altas-frequências, próximas da frequência de *crossover*, o compensador introduz avanço de fase, melhorando a margem de fase do sistema. Estas características são geradas por w_L , que introduz um comportamento igual ao do compensador por atraso de fase, e por w_z que introduz o mesmo comportamento verificado num compensador por avanço de fase.

Os pólos às frequências f_{p1} e f_{p2} são utilizados para reduzir o ganho às altas-frequências para prevenir que a ondulação gerada pelas comutações dos elementos de comutação interfiram com o modulador de onda PWM, [78]. Assim, um requisito do projecto deste tipo

de controladores é escolher a frequência de comutação superior a f_L e a f_z mas, menor do que f_{p1} e f_{p2} . As observações realizadas para os outros compensadores são igualmente verificadas para o compensador por avanço e atraso de fase.

6.5 - Projecto de um Compensador

O sistema a controlar, como referido no Capítulo 5, é um conversor *step-down* cuja carga é uma bateria e um motor. Dada a especificidade da carga do conversor a variável a controlar na saída deverá ser a corrente, uma vez que o motor alterará o seu modo de funcionamento em função da corrente consumida e é conveniente controlar a quantidade de corrente fornecida durante o ciclo de carga das baterias.

Recorrendo à função de transferência que relaciona a corrente de saída com o *duty-cycle* do conversor, deduzida no Capítulo 5, e à teoria exposta neste capítulo, é projectado um compensador que regula a corrente à saída do conversor.

Tal como referido são utilizados 8 conversores independentes, em paralelo, sendo que o conjunto de painéis solares fica responsável por garantir corrente para a carga das baterias e para o funcionamento nominal do motor. A carga das baterias fica o fornecimento de cargas adicionais pedidas pelo motor em regimes de aceleração e/ou binário acima do nominal. O esquema da Figura 6.11 representa a topologia em análise.

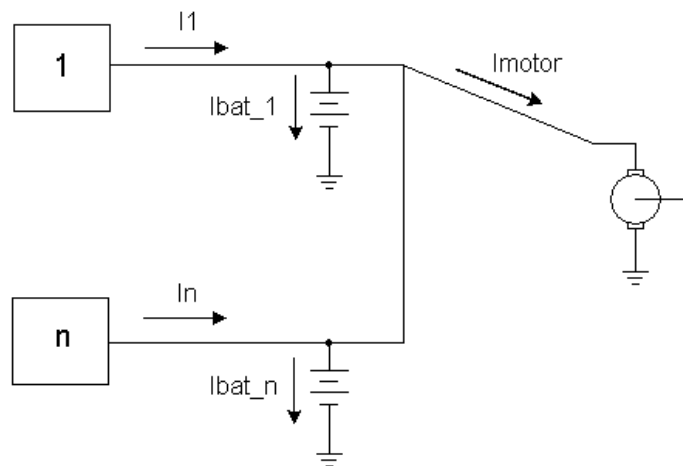


Figura 6.11: Topologia de ligação para controlo de corrente.

As correntes I_1 até I_n são dadas pela relação descrita pela equação (6.24).

$$I_n = \frac{I_{motor}}{n} + I_{Bat,n} , \quad (6.24)$$

A corrente na bateria será considerada constante e igual a 0.5A, durante todo o período de funcionamento, tal como referido no Capítulo 3.

Assume-se um factor de simultaneidade de 85% para os painéis, ou seja, que, durante todo o período de funcionamento, mesmo na presença de variações climatéricas, os painéis produzem 85% da sua capacidade nominal. Com este pressuposto cada painel deve garantir uma corrente de aproximadamente 6A, para o motor, mais 0.5A para as baterias. O valor de 6.5A será utilizado como referência na restante análise.

6.5.1 - Dimensionamento do conversor

Para a carga das baterias deve-se assegurar uma tensão aos seus terminais de 109V. Assim, a carga vista por cada um dos conversores é de 16.77Ω .

Analisando, de forma cuidada, as formas de onda de tensão e corrente à saída de um conversor *step-down* pode-se ver que estas são condicionadas pelos valores de L e de C. Estes resultados são demonstrados na análise do Capítulo 5. Mais concretamente o filtro passa-baixo que se encontra na saída deste conversor.

A escolha de componentes para o filtro de tal modo que este permita a passagem da componente DC do sinal e rejeite, por completo, a componente AC devida à frequência de comutação é praticamente impossível. Assim, o filtro irá deixar passar, para a saída, uma parte destes harmónicos de alta-frequência. Deste modo, a tensão de saída será dada por uma componente DC mais uma pequena componente AC. Este valor deve no entanto ser muito pequeno. Pelo que se pode considerar desprezável, ou seja, a tensão de saída será bem aproximada se se considerar apenas a componente DC.

Esta aproximação de baixa ondulação, apesar de conduzir a resultados satisfatórios, não se pode aplicar a conversores que contenham um filtro passa baixo de dois pólos, como é o caso do conversor *step-down*, tal como postulado por [78]. Deste modo a escolha do valor dos componentes deve ser realizada recorrendo às equações que descrevem a ondulação da corrente na bobina e da tensão no condensador.

O condensador deve ser escolhido de modo a que a sua impedância à frequência de comutação seja muito menor que a impedância da carga, isto para garantir que o condensador absorve a maioria da ondulação de corrente proveniente da bobina. A forma para o cálculo da ondulação da tensão será então dependente do valor do condensador e do valor da ondulação de corrente, como expresso pela equação (6.25),[78].

$$\Delta v = \frac{\Delta i_L \cdot T_s}{8 \cdot C}, \quad (6.25)$$

Em que T_s se refere ao período de comutação, C ao valor da capacidade e Δi_L à ondulação da corrente na bobina.

Definindo uma ondulação de corrente baixa, menor que 1% da corrente da nominal, e sabendo que a ondulação de corrente num conversor *step-down* é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s, \quad (6.26)$$

pode-se calcular o valor da bobina a utilizar e posteriormente o valor do condensador, atendendo a (6.25).

Nas condições de trabalho em análise o *duty-cycle* será igual a 0.79. Uma vez que se utilizam Mosfets, para a comutação, um valor razoável para a sua frequência de trabalho será 100KHz. Com estes valores pode-se afirmar que a bobina deve ser escolhida com um valor superior a 1.76mH para garantir um mínimo de ondulação de 0.065A, ou seja, 1% da corrente nominal.

Aplicando o mesmo critério para a ondulação da tensão conclui-se que o condensador deve ser escolhido com um valor superior a 0.07 μ F. Este valor verifica-se ser muito pequeno para cumprir o requisito de apresentar uma impedância, à frequência de comutação, muito menor que a impedância de carga. Com este valor a impedância do condensador é da mesma ordem de grandeza da impedância de carga. Assim, e para se cumprir este requisito o condensador deve ser escolhido com um valor de algumas ordens de grandeza superiores ao imposto pela ondulação da tensão.

Analisando agora a relação (6.27), que descreve a frequência de corte de um filtro LC:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \quad (6.27)$$

e atendendo a que a frequência de corte do filtro deve ser muito menor que a frequência de comutação, para que esta não se propague para a saída, a escolha por um valor de L de 1.9mH e de 0.19mF para C , conduzem a uma frequência de corte de cerca de 200Hz e ainda respeitam todos os requisitos impostos.

O conversor em análise e a respectiva malha de controlo estão representados na Figura 6.12.

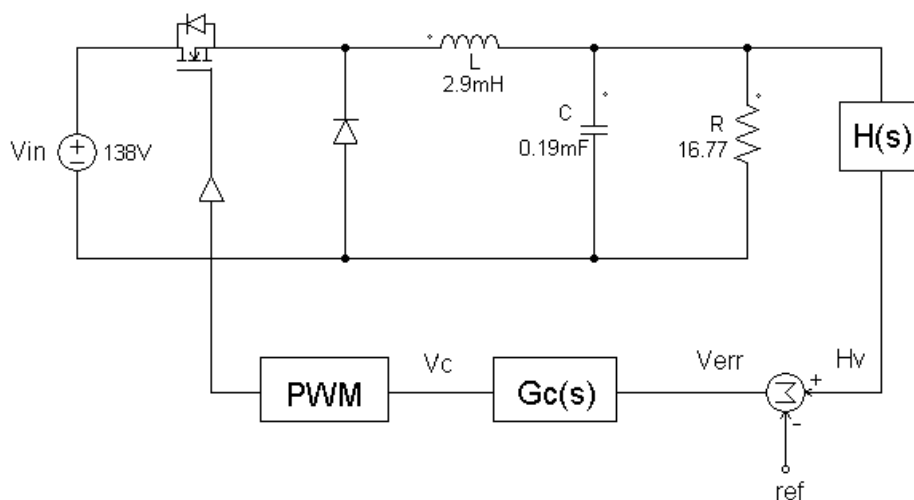


Figura 6.12: Conversor *Step-down* em estudo.

6.5.2 - Dimensionamento do controlador

A função de transferência linearizada, $T_i(s) = l(s)/d(s)$, é:

$$T_i(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot V_{in}, \quad (6.28)$$

Esta é convertida para a forma normalizada seguinte:

$$G_i(s) = G_{d0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_0 \cdot w_0} + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2}, \quad (6.29)$$

Assim, a função de transferência do conversor vem:

$$G_i(s) = \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot \frac{L}{R} + 1}, \quad (6.30)$$

O que permite definir os parâmetros seguintes:

$$G_{d0} = \frac{V_{in}}{R} = 8.229 \Rightarrow 18.31dB, \quad (6.31)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} = 1.3472 \times 10^{-3} \text{ rad / s}, \quad (6.32)$$

$$f_0 = \frac{w_0}{2 \cdot \pi} = 214.4097 \text{ Hz}, \quad (6.33)$$

$$Q_0 = \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L}} = 4.2925 \Rightarrow 12.65dB, \quad (6.34)$$

O diagrama de Bode de (6.30), representado na Figura 6.13, e obtido com o Matlab™, valida as equações (6.31) a (6.34).

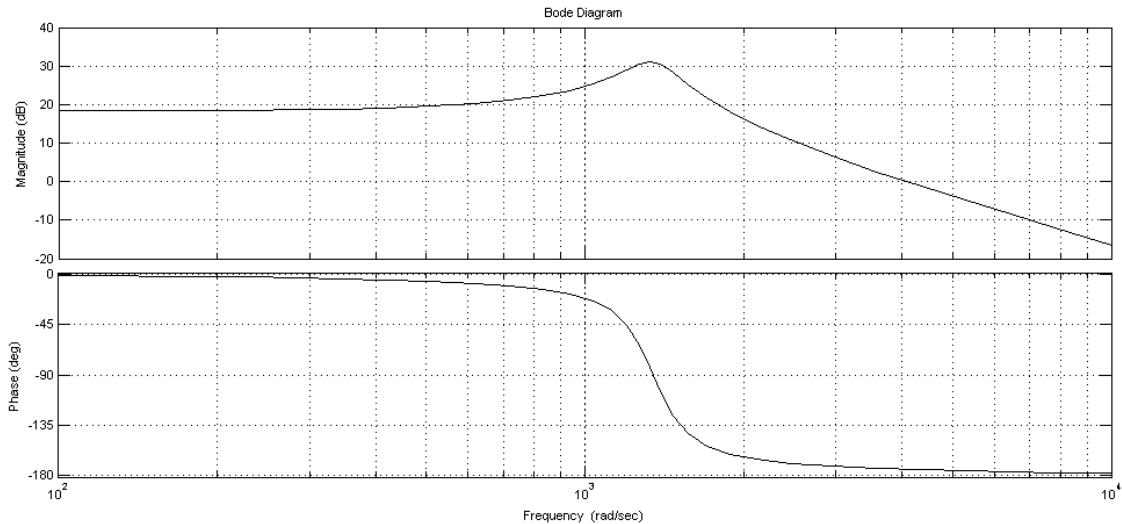


Figura 6.13: Diagrama de Bode do conversor *step-down* em malha aberta.

Do diagrama de blocos da Figura 6.2 pode-se deduzir a expressão para o ganho da malha de realimentação, equação (6.35), o que permitirá definir as características que o compensador deve ter para se obter a resposta desejada.

$$T(s) = \frac{G_c(s) \cdot H(s)}{V_M} \cdot \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + \frac{L}{R} \cdot s + 1}, \quad (6.35)$$

Durante a restante análise será considerado que o modulador de onda PWM funciona numa gama de tensão entre 0 e 5V e como tal o valor de V_M será igual a 5V.

Com a expressão (6.35) e considerando o sistema sem compensação ($G_c(s)=1$) e o ganho do sensor igual a um, pode-se desenhar o diagrama de Bode do sistema, representado na Figura 6.14.

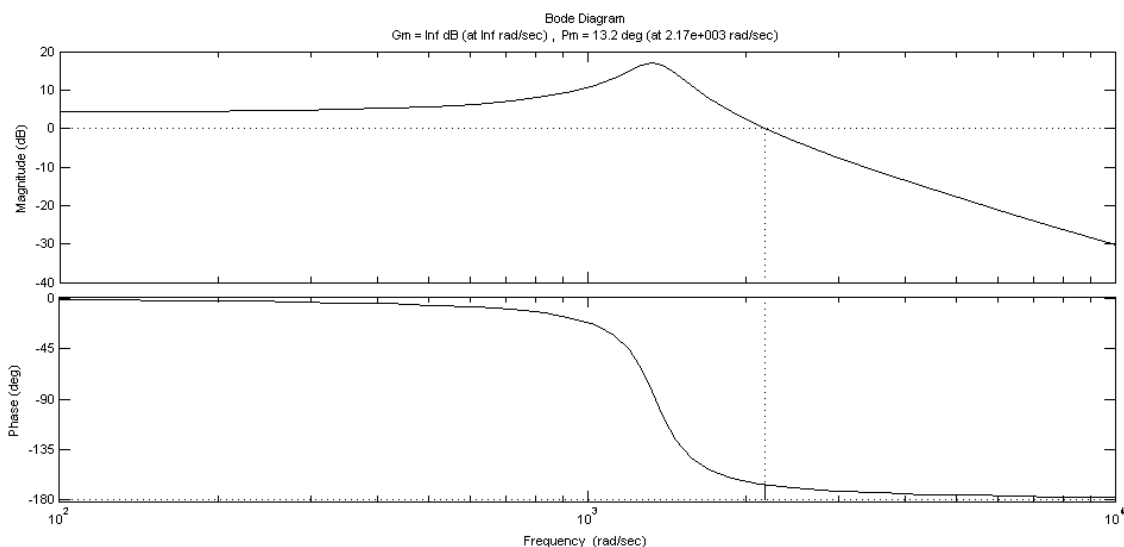


Figura 6.14: Margem de fase do sistema sem compensação.

O diagrama de Bode anterior mostra que o sistema em análise é estável, contudo apresenta uma margem de fase muito baixa, 13.2°. Pode-se assim apontar como um dos objectivos para o compensador o aumento da margem de fase do sistema.

Outro requisito, para este compensador, é colocar a frequência de *crossover* pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação para evitar interferências com a comutação, assim sendo será escolhida a frequência de 5Khz.

A 5Khz o sistema sem compensação tem um ganho de,

$$g = \frac{1}{V_M} \cdot \frac{V_{in}}{R} \cdot \left(\frac{f_o}{5kHz} \right)^2 = 3.03 \times 10^{-3} \Rightarrow -50.4dB, \quad (6.36)$$

O que mostra que o compensador deve ser projectado para conferir um ganho de 50.4dB de modo que, a 5kHz, o sistema apresente um ganho de 0dB. Este aspecto é bastante interessante, pois este aumento do ganho permite obter um maior ganho às baixas frequências, que, se verifica, pela análise da Figura 6.14, ser baixo. Deste modo consegue-se uma melhor regulação a frequências próximas de zero e consequentemente um sinal de saída com melhor regulação.

De modo a escolher uma margem de fase correcta é definido um *overshoot* máximo de 3%. Assim, e utilizando as equações (6.7), (6.8) e (6.10), obtém-se para Q o valor de 0.6713 e uma fase de 67.4°.

Uma vez que se deve aumentar a fase do sistema é projectado um compensador por avanço de fase. As frequências ω_z e ω_p serão iguais a 6.2775×10^3 rad/s e 1.5722×10^5 rad/s, respectivamente.

O ganho do compensador deve ser escolhido de modo que, a 5Khz, introduza um ganho de 50.4dB tal como referido, assim o ganho é,

$$G_{c0}(s) = \frac{1}{g} \cdot \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} = 65.95 \Rightarrow 36.38dB, \quad (6.37)$$

Neste ponto pode-se já representar a função de transferência e o respectivo diagrama de Bode do compensador.

$$G_c(s) = 65.992 \cdot \frac{1 + 0.00016 \cdot s}{1 + 6.4 \times 10^{-6} \cdot s}, \quad (6.38)$$

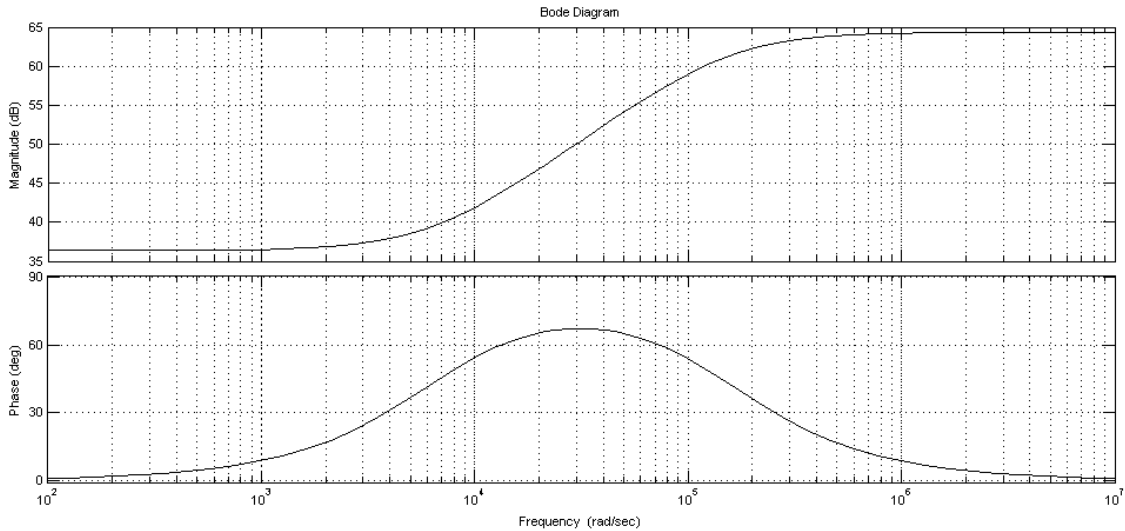


Figura 6.15: Diagrama de Bode do compensador.

A análise do diagrama de Bode do compensador mostra que todos os valores de projecto são cumpridos. Aplicando este compensador, ao conversor, obtém-se a função de transferência seguinte, associada ao sistema final.

$$T(s) = \frac{0.01737 \cdot s + 108.5}{3.526 \times 10^{-12} \cdot s^3 + 5.521 \times 10^{-7} \cdot s^2 + 1.793 \times 10^{-4} \cdot s + 1}, \quad (6.39)$$

O diagrama de Bode da função de transferência (6.39) é o da Figura 6.16.

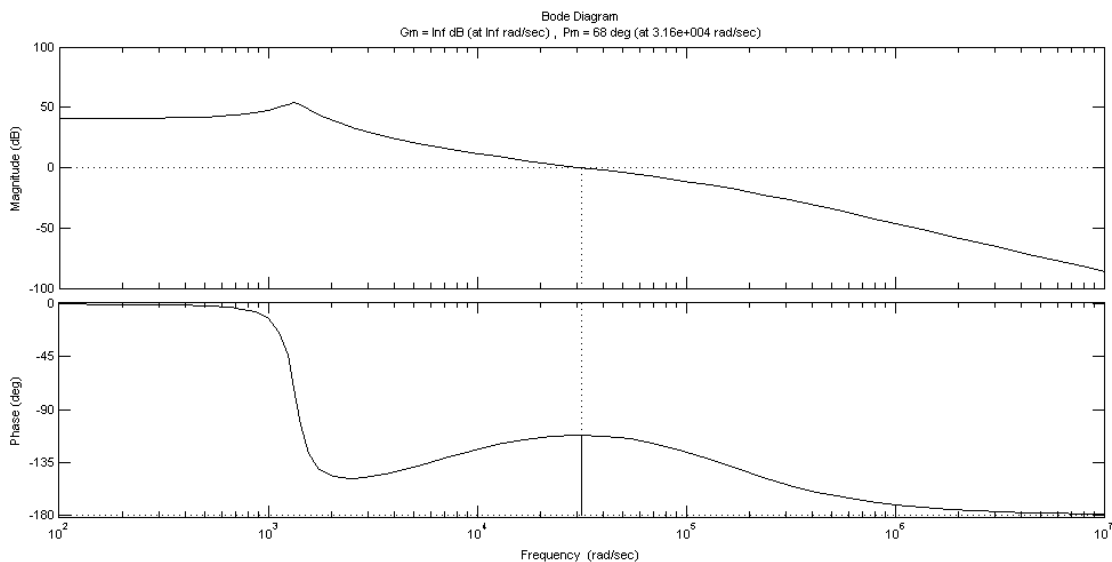


Figura 6.16: Diagrama de Bode do sistema com um compensador por avanço de fase.

A análise do diagrama anterior permite verificar que todos os pressupostos estabelecidos são cumpridos: frequência de *crossover* de 5kHz e margem de fase de 67.4°. É ainda possível verificar que o sistema apresenta um ganho relativamente elevado às baixas frequências o que lhe confere boa regulação DC e imunidade a perturbações na saída.

A margem de fase é ainda mantida durante cerca de uma década, entre 10^4 rad/sec e 10^5 rad/sec, pelo que perturbações que levem a variações na frequência de *crossover* terão pouco impacto na resposta do sistema e, como tal, na sua estabilidade.

Outra característica de interesse nesta resposta é o ganho de aproximadamente 40dB às baixas frequências. Isto significa que o sistema atenua, por 40dB, os distúrbios de baixas frequências na saída, o que lhe confere uma maior robustez.

Para finalizar a análise do compensador projectado, recorreu-se ao software “*sisotool*”, que permitiu simular a resposta ao degrau do sistema e a rejeição ao ruído, bem como desenhar o lugar geométrico das raízes que comprova que todas as raízes do sistema se encontram no semi-plano esquerdo.

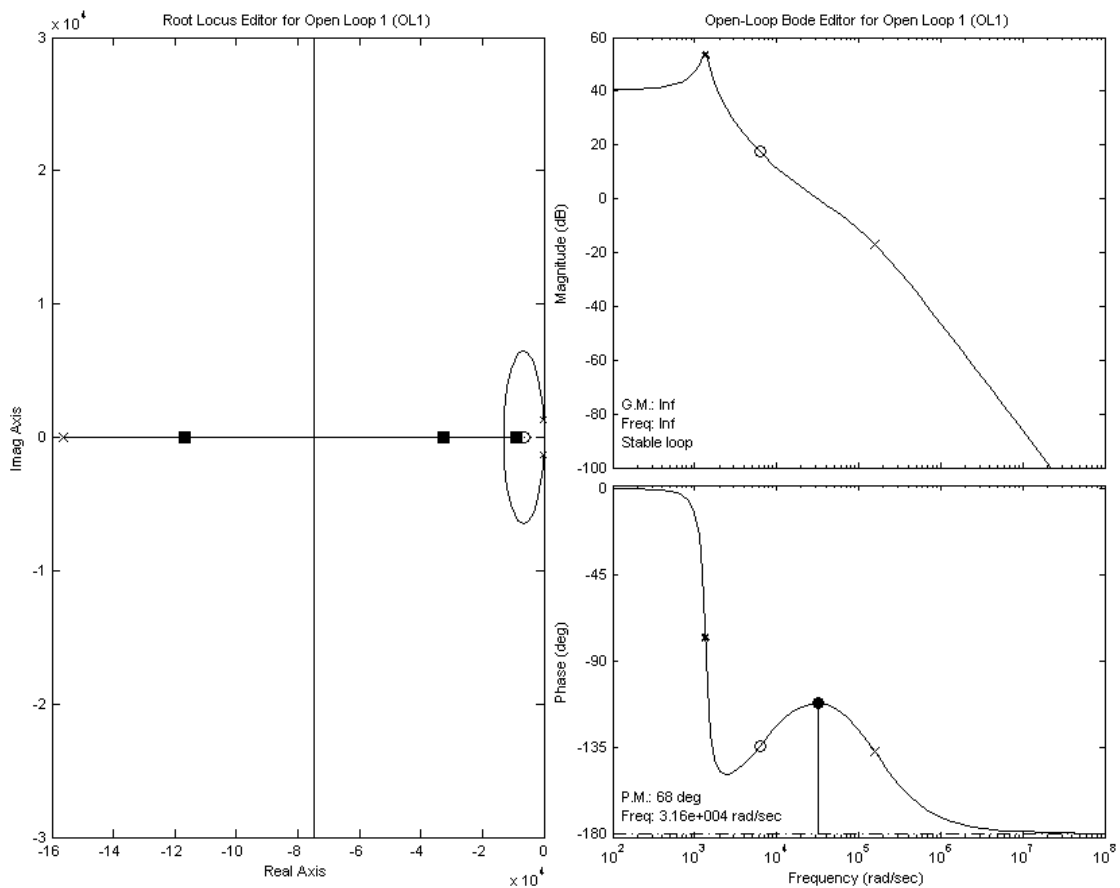


Figura 6.17: Diagrama de Bode e lugar geométrico de raízes do sistema.

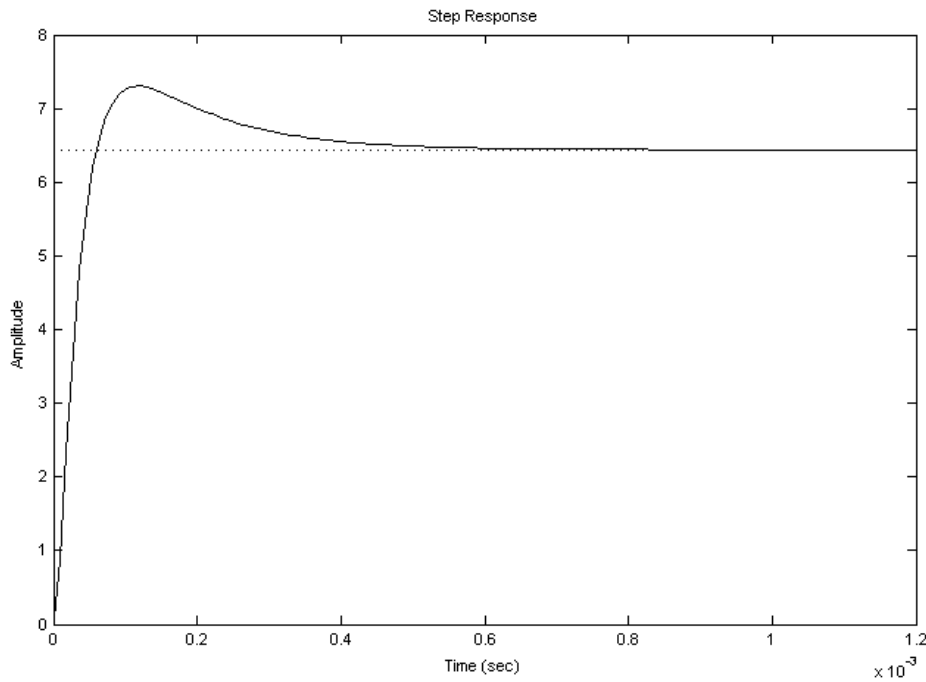


Figura 6.18: Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

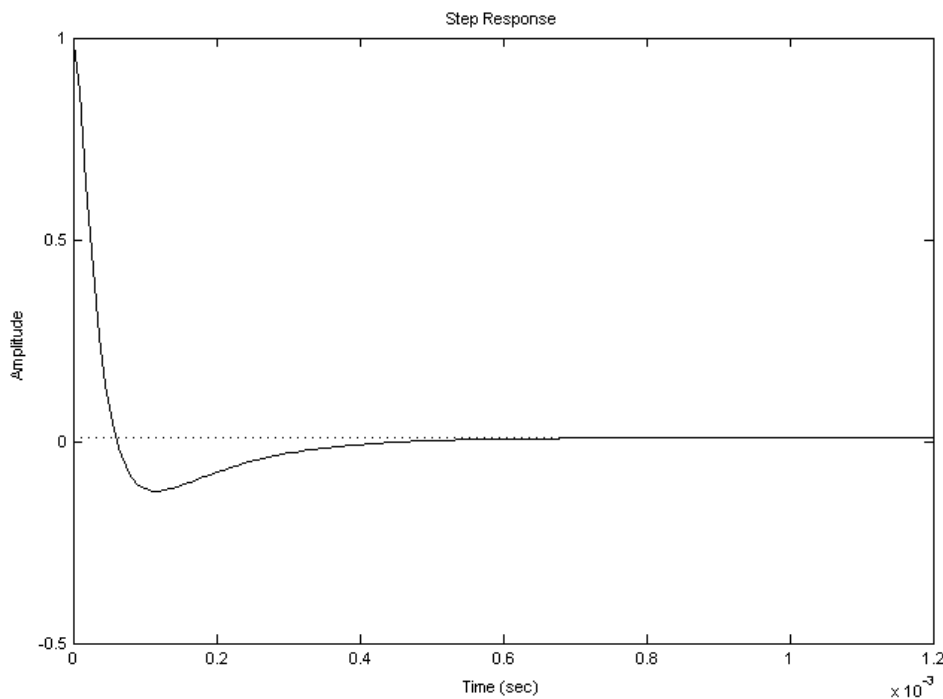


Figura 6.19: Rejeição ao ruído do sistema em malha fechada.

Das figuras anteriores pode-se comprovar a estabilidade do sistema, segundo a análise da margem de fase anteriormente apresentada. As figuras mostram ainda um sistema com boa dinâmica assim como uma boa resposta transitória, com baixo *overshoot* e oscilação. O sistema apresenta ainda uma boa rejeição a perturbações e o erro em regime permanente pode ser desprezado, o que evita a adição de um integrador no sistema.

6.6 - Validação do Compensador

Para validar o projecto anterior, para o controlo do conversor *step-down*, foi utilizado o software Psim[®], em que se simulou o conversor em análise com a malha de controlo proposta.

Na primeira simulação foi utilizado apenas um conversor, passando-se depois a uma simulação com oito conversores em paralelo, descrevendo uma situação mais próxima da real.

A malha de controlo utilizada na simulação com dois conversores reflecte o esquema de controlo que será utilizado para controlo dos oito conversores. O diagrama de blocos desta malha encontra-se representado na figura seguinte.

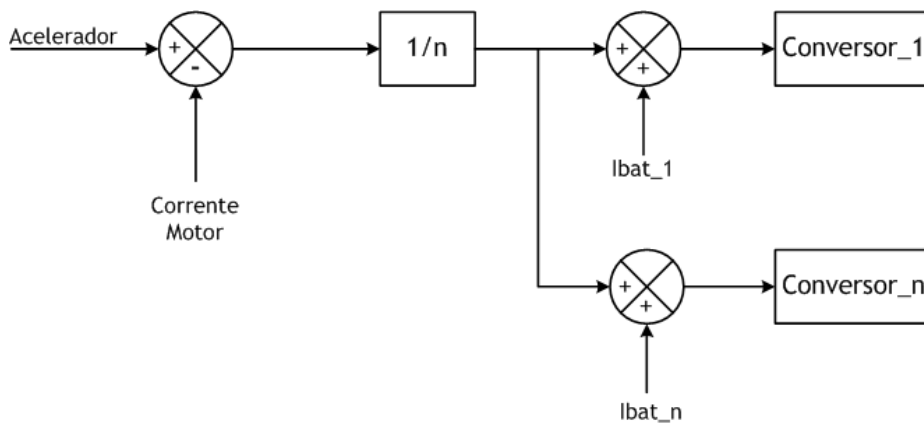


Figura 6.20: Diagrama de blocos do controlo de conversores em paralelo.

Como se pode ver a referência de corrente é dada pelo acelerador do carro que indicará se o motor deve receber mais ou menos corrente, conforme se deseja maior ou menor velocidade. Esta referência é comparada com a corrente actual no motor o que permite obter um sinal de erro para os controladores. Uma vez que esta corrente será dividida uniformemente pelos painéis o sinal de erro é dividido pelo número de painéis em paralelo, ficando assim definida qual a quantidade de corrente que deve ser fornecida por cada um. A esta corrente é ainda somada a corrente necessária para a carga de cada bateria.

6.6.1 - Aplicação a um conversor

Recorrendo-se ao bloco de simulação de funções de transferência do Psim[®] para simular o controlador desenvolveu-se o seguinte circuito:

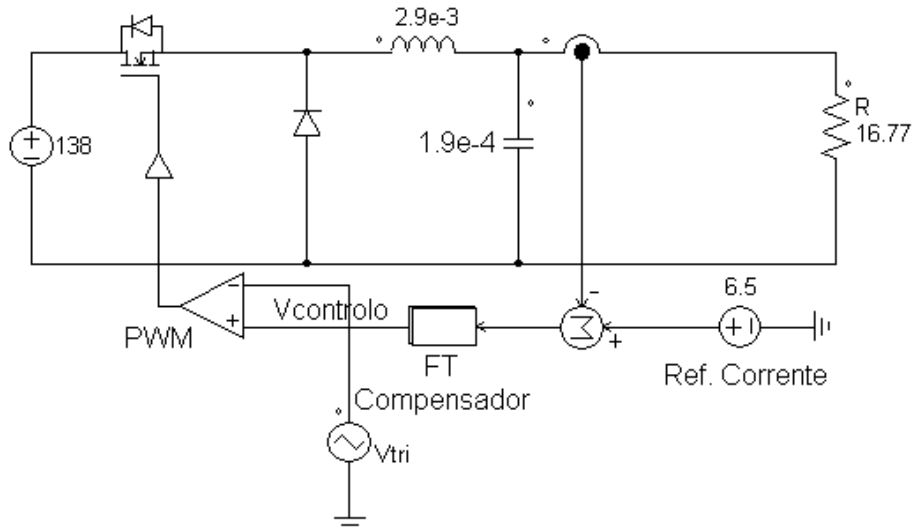


Figura 6.21: Conversor *step-down* com malha de realimentação

A carga R simula a carga total vista por cada um dos conversores, ou seja, a soma da carga imposta pela bateria e pelo motor. A referência de corrente foi colocada em 6.5A para se comprovar o funcionamento do sistema na carga nominal.

O esquema de comutação PWM foi realizado recorrendo-se à comparação entre o sinal de controlo gerado pelo compensador, $V_{controle}$, e uma onda repetitiva do tipo dente de serra, V_{tri} . A onda triangular apresenta uma amplitude de 0V a 5V, como imposto durante a fase de projecto do compensador. Este esquema está representado na Figura 6.22.

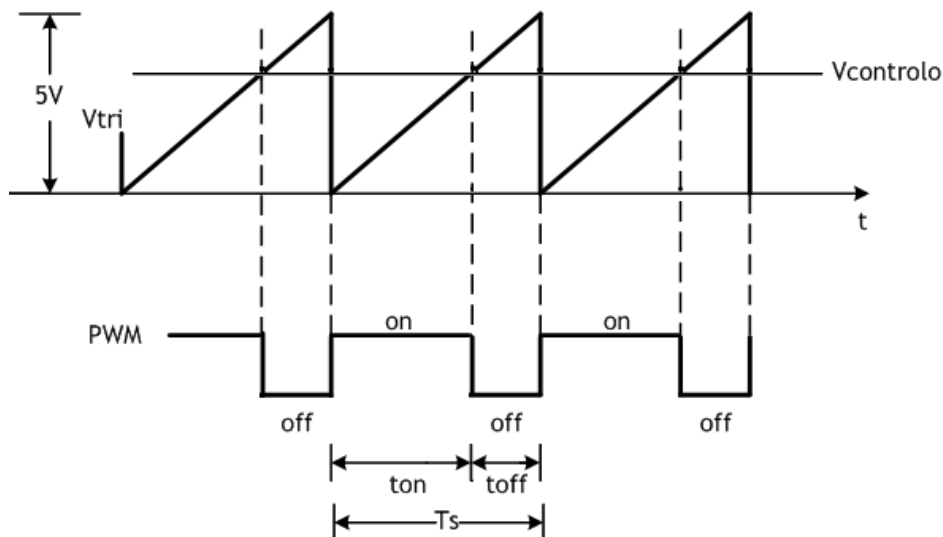


Figura 6.22: Esquema de comutação PWM.

O período t_{on} corresponde ao tempo em que o transístor se encontra ligado e t_{off} ao tempo em que se encontra desligado. O período T_s é definido através da frequência da onda V_{tri} que foi escolhida para ser 100Khz.

Os resultados de simulação estão representados nas figuras que se seguem.

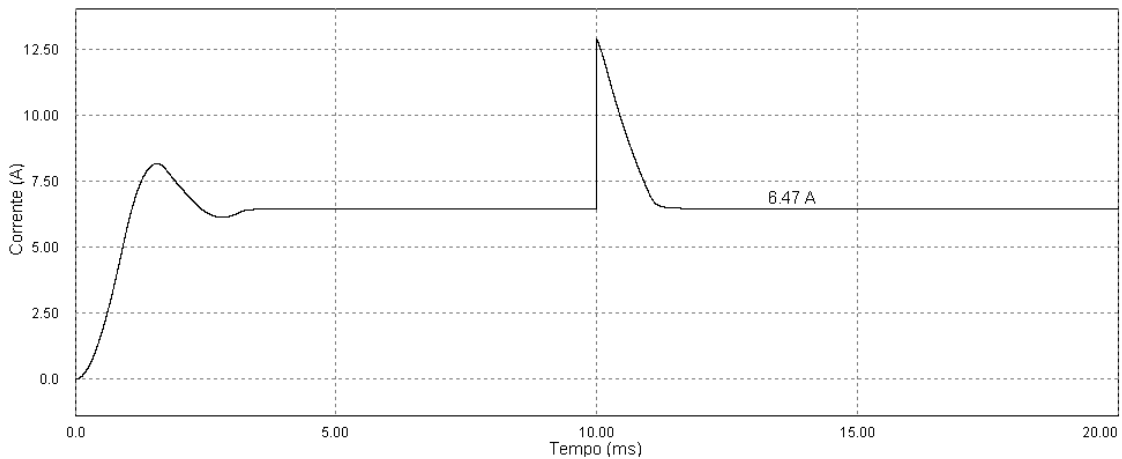


Figura 6.23: Forma de onda da corrente de saída, simulação com um conversor.

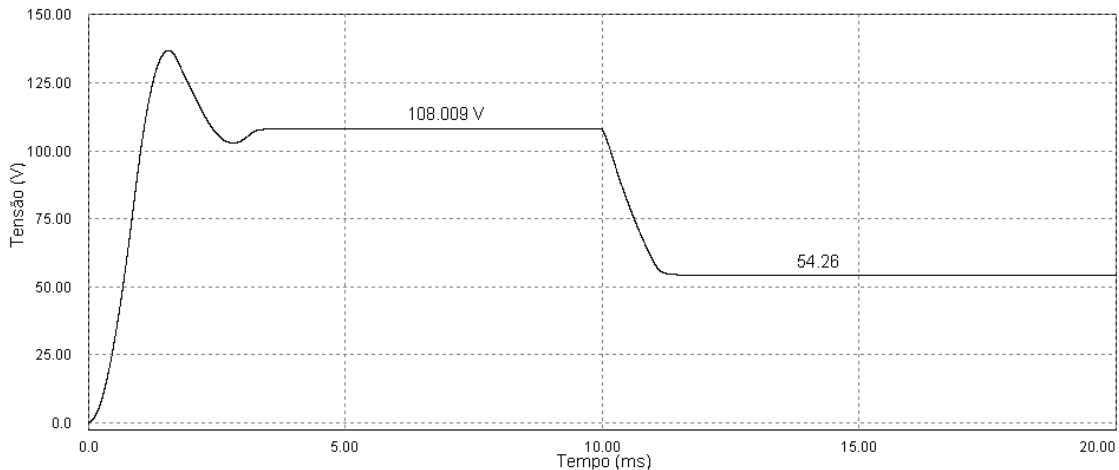


Figura 6.24: Forma de onda da tensão de saída, simulação com um conversor.

Tal como projectado o sistema regula a corrente de saída no valor de referência de 6.5A. Mesmo depois de uma mudança de carga nominal para metade da nominal o sistema repõe rapidamente a corrente no valor de controlo. Verifica-se, no entanto, um erro em regime permanente de 0.03A, o que se explica devido ao facto de o sistema com realimentação não possuir um ganho que tenda para infinito às baixas frequências. Apesar de o ganho nestas condições ser elevado não permite que o erro em regime permanente tenda para zero e como tal verifica-se uma diferença relativa ao valor de referência.

Para melhorar esta resposta pode-se incluir um termo integrativo no compensador, alterando a sua função de transferência para a da equação (6.40).

$$G_c(s) = G_{cm} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_z}\right) \cdot \left(1 + \frac{w_L}{s}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)}, \quad (6.40)$$

O ganho G_{cm} , deve manter-se igual ao já calculado assim como as frequências f_z e f_p isto para se tentar manter a margem de fase e a frequência de crossover *projectada*. O valor da frequência f_L deve ser escolhido para ser muito menor que a frequência de crossover, um décimo, pelo menos, para se continuarem a verificar todos os requisitos do projecto. Com um compensador deste tipo consegue-se incluir um pólo às baixas frequências que irá contribuir para o aumento do ganho às baixas frequências, verificando-se que a característica do ganho cresce monotonicamente à taxa de $20dB/década$ para infinito.

Esta abordagem, contudo, pode levar a uma degradação da margem de fase do sistema e a um desvio da frequência de *crossover* o que se pode traduzir num aumento do overshoot e oscilação do sistema. Como o erro em regime permanente que se verifica com o compensador original é bastante reduzido, menor do que 1%, esta abordagem não será tida em conta.

Relativamente à resposta dinâmica do sistema esta verifica-se ser satisfatória e o tempo de resposta é bastante reduzido. Assim, com esta simulação, mostra-se que o controlador foi correctamente projectado.

Por fim, resta referir que a tensão, tal como se pode observar, é uma variável dependente.

6.6.2 - Aplicação a oito conversores em paralelo

De acordo com o exposto desenvolveu-se o seguinte circuito em Psim®.

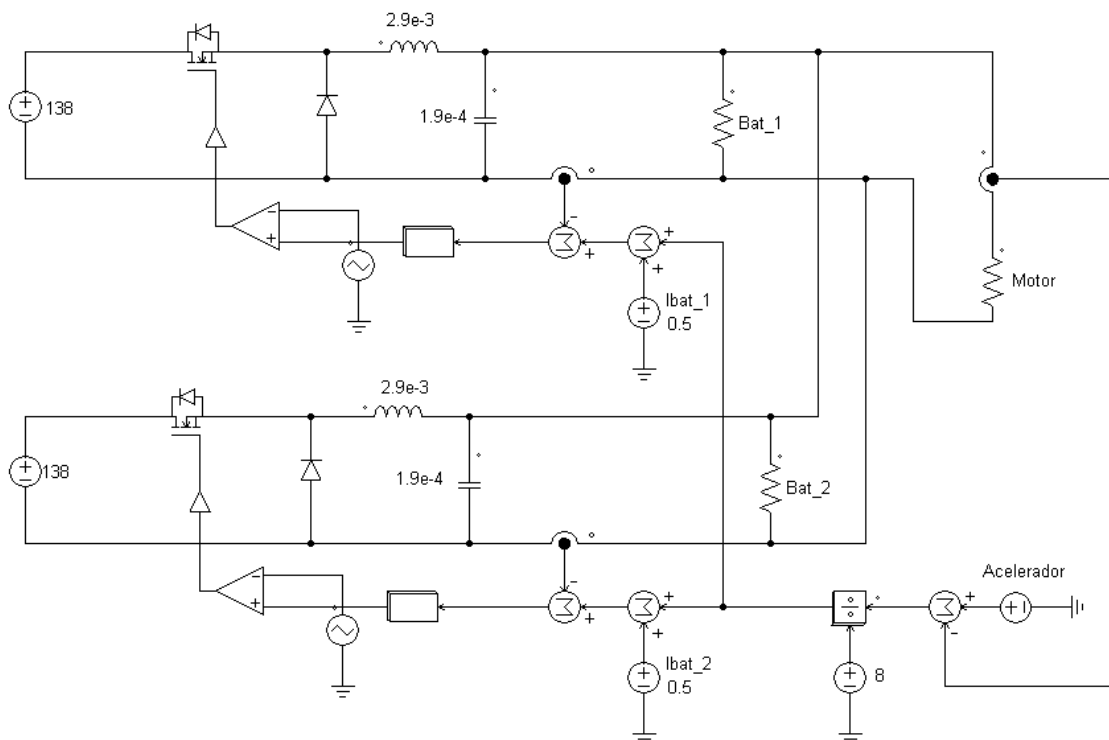


Figura 6.25: Esquema de simulação dos conversores em paralelo.

Por simplicidade são apenas representados dois conversores. O esquema de ligações será o mesmo para os restantes seis.

Da figura pode-se observar que a medida de corrente na saída dos conversores é realizada no ramo de menor potencial. Optou-se por esta abordagem para se garantir que o retorno de corrente de cada um dos conversores seja igual à corrente por ele fornecida, de modo a se manter o equilíbrio de correntes nos diferentes nós do circuito. Nesta fase as cargas relativas ao motor e à bateria são ainda simuladas recorrendo a circuitos lineares, pois se pretende apenas comprovar o funcionamento do esquema de ligações e do compensador proposto.

Os resultados obtidos são representados nas figuras seguintes, em que se representa os resultados relativos apenas a dois conversores, visto que os restantes apresentam um comportamento semelhante.

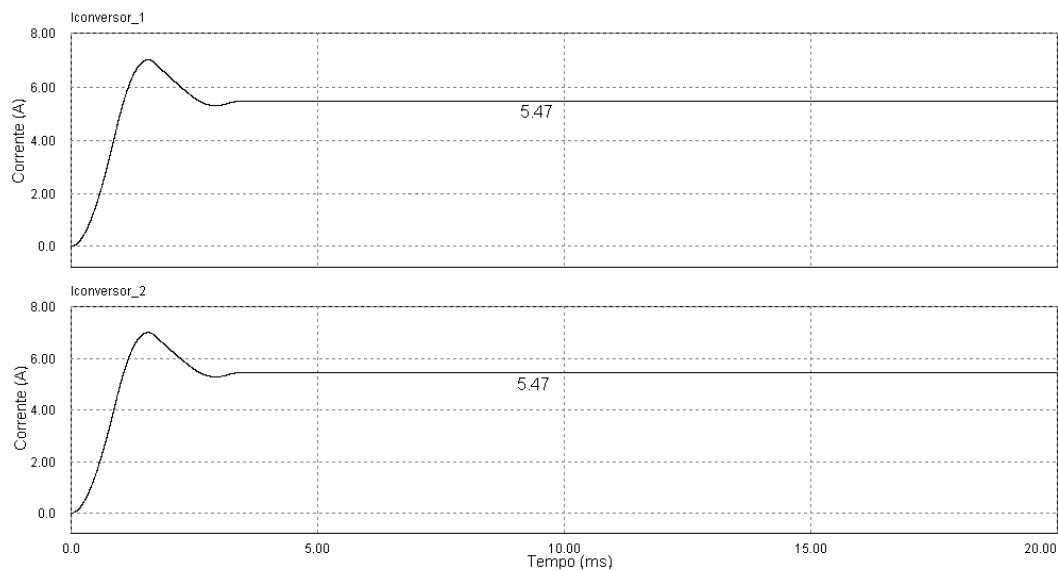


Figura 6.26: Forma de onda da corrente de saída, simulação com oito conversores.

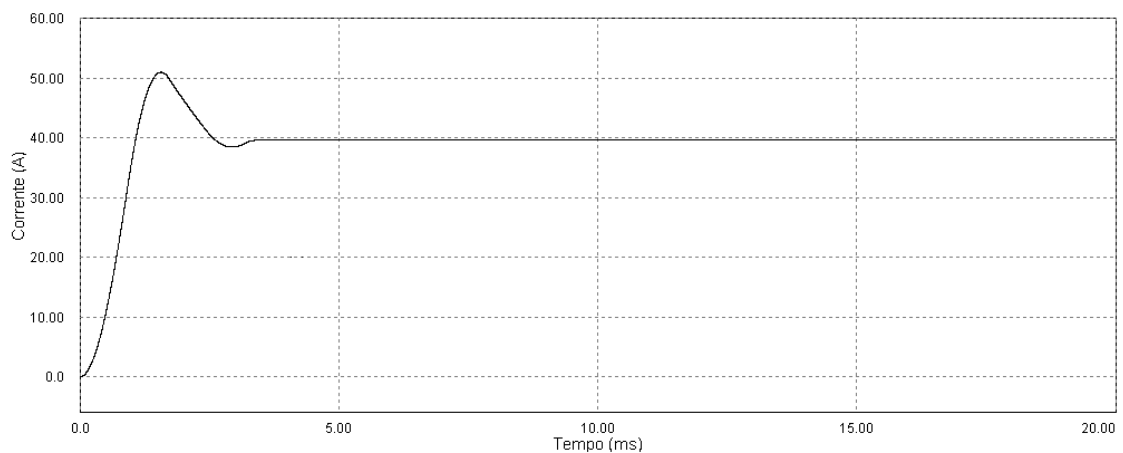


Figura 6.27: Forma de onda da corrente no motor, simulação com oito conversores.

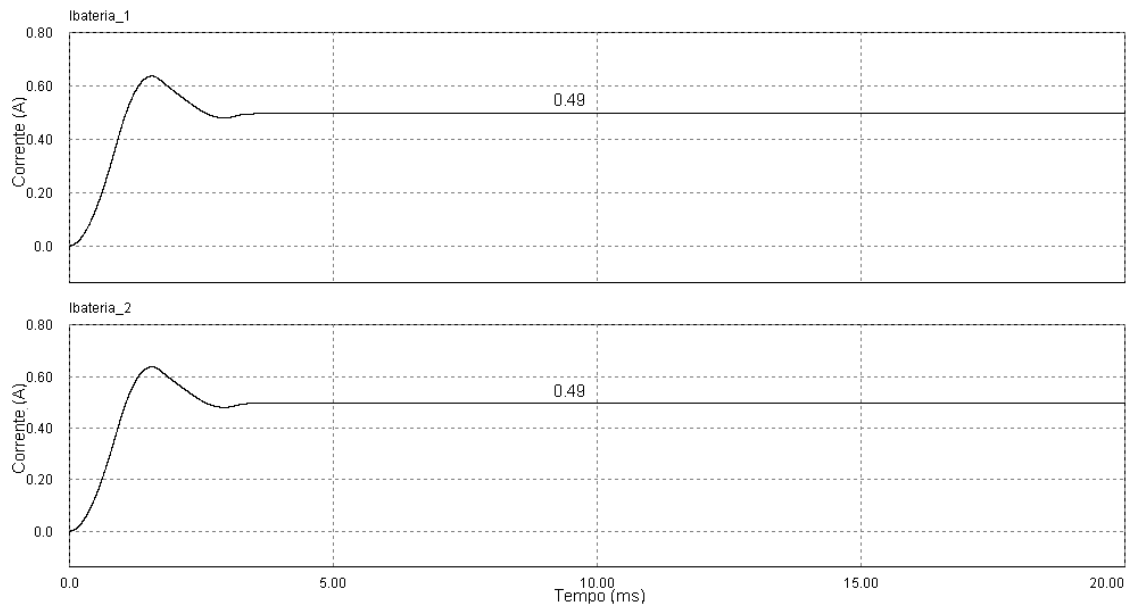


Figura 6.28: Forma de onda da corrente nas baterias, simulação com oito conversores.

Tal como para o caso com um conversor verifica-se uma correcta regulação da saída nos diferentes conversores. Estando o motor a funcionar em regime nominal, 40A, os conversores apresentam uma corrente regulada de 5.5A, garantindo também a carga adicional de 0.5A para as baterias, tal como esperado. Verifica-se igualmente a existência de um pequeno erro em regime permanente mas, como para a simulação com um conversor os resultados podem ser considerados satisfatórios pelas mesmas razões.

6.7 - Resumo e Conclusões

Este capítulo apresentou os requisitos necessários para o projecto de conversores com realimentação das grandezas de saída. Foram estudados quais os parâmetros que mais influenciam a malha de realimentação e os seus efeitos na resposta do sistema.

Apresentaram-se diversas alternativas, para a topologia de compensador a utilizar, sendo elas o compensador por avanço de fase, o compensador por atraso de fase e o compensador por avanço e por atraso de fase. Estas topologias foram comparadas sob o ponto de vista dos seus efeitos na resposta final do sistema. Abordou-se igualmente quais os principais pressuposto para o dimensionamento de um destes conversores.

A teoria exposta foi utilizada para se calcular um compensador para o controlo da corrente de saída do conversor *step-down* em estudo. Este compensador cumpre todos os requisitos impostos como se pode observar pelos resultados obtidos por simulação do conversor com o respectivo controlo apresentado.

O sistema final apresenta, contudo, um pequeno erro em regime estacionário, que pode ser tolerado, em consequência da boa resposta dinâmica e do tempo de resposta que o

sistema apresenta. Assim, se conclui que o compensador projectado neste capítulo é adequado para os objectivos do trabalho em análise.

Capítulo 7

Motor

7.1 - Introdução

Em várias aplicações tais como a tracção eléctrica um motor que apresente velocidades elevadas assim como um bom controlo do binário é desejável. As máquinas DC tradicionais cumprem estes requisitos, contudo necessitam de manutenções periódicas, [82], o que as torna menos propícias para o uso em tracção.

Para ultrapassar estes problemas deve-se optar por máquinas sem escovas como as máquinas de indução, os motores de ímanes permanentes ou os motores *Brushless*. Estes motores apresentam rotores robustos e não necessitam de manutenções periódicas, pois não possuem escovas, [82]. Para além destas vantagens, a relação peso potência é melhorada assim como a eficiência do motor, [83].

No caso dos motores de indução podem ser utilizados métodos de controlo do fluxo que conferem elevada dinâmica a aplicações de tracção, [84]. Contudo este método de controlo é bastante complexo. Os motores de ímanes permanentes, por sua vez, permitem uma elevada simplificação no que respeita ao controlo, com elevada eficiência, o que os torna mais adequados para aplicações em controlo, [85].

Em aplicações de tracção podem-se destacar dois tipos de motores de ímanes permanentes, o motor síncrono de ímanes permanentes e o motor *Brushless* DC de ímanes permanentes, [83]. O motor síncrono de ímanes permanentes é alimentado por correntes sinusoidais e o motor *Brushless* DC de ímanes permanentes por correntes trapezoidais, ou quase quadradas, [83]. Estas duas máquinas apresentam perdas nos enrolamentos do rotor desprezáveis, o que lhes confere uma elevada eficiência quando comparadas com máquinas de indução, [85]. O rácio peso potência é, também, superior quando comparado com máquinas de indução equivalentes, [83], o que torna estes motores apropriados para o uso em tracção eléctrica.

De entre os motores referidos, neste trabalho será estudado o motor *Brushless* DC de ímanes permanentes, uma vez que é alimentado por correntes trapezoidais, que podem ser caracterizadas pelo seu valor máximo o que simplifica o controlo, como será referido ao longo deste capítulo. A escolha por este tipo de motor deveu-se também à facilidade de instrumentar o motor no que diz respeito ao cálculo da posição do rotor, uma vez que os sensores necessitam apenas de fornecer seis sinais digitais para o comando dos transístores no inversor, [86], o que leva a uma redução significativa do hardware a implementar.

Assim, este capítulo apresenta o princípio de funcionamento de motores *Brushless* DC de ímanes permanentes e as particulares do seu controlo. É ainda, apresentado um método de controlo que cumpre os objectivos do trabalho exposto nesta tese e validado em simulação. A simulação desenvolvida tem como objectivo, não só apresentar o correcto funcionamento, do motor, com o controlo desenvolvido mas também, o seu funcionamento juntamente com o sistema de conversão fotovoltaico apresentado nos capítulos anteriores.

7.2 - Princípio de Funcionamento de Motores *Brushless*

O modelo eléctrico de um motor *Brushless* DC de ímanes permanentes, assim como o inversor para a sua ligação pode ser visto na Figura 7.1, [87-90].

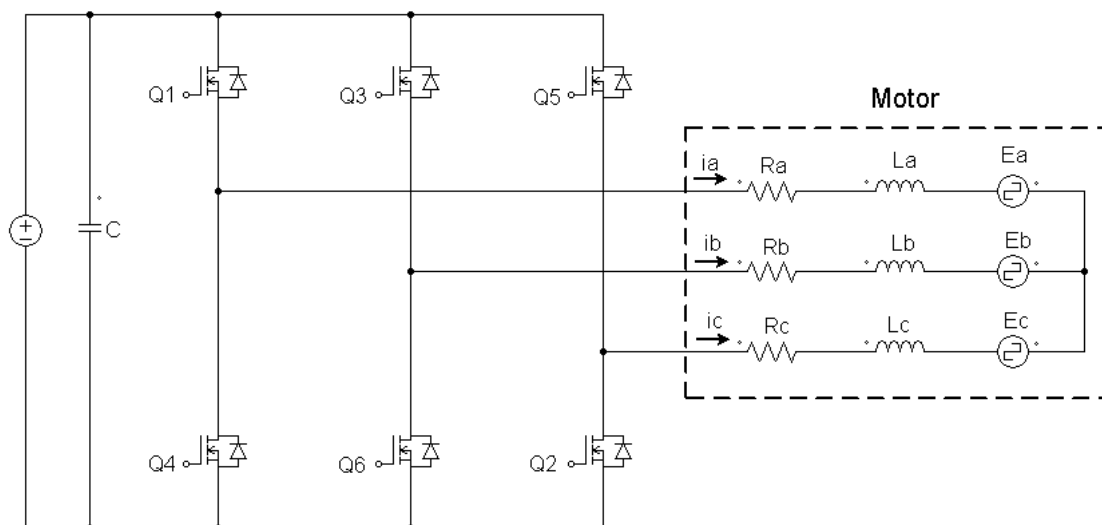


Figura 7.1: Esquema eléctrico de um motor *Brushless* mais inversor.

Na figura pode-se observar que os transístores são utilizados para controlar a amplitude e frequência da tensão nas diferentes fases do motor. Este processo é conhecido por comutação electrónica, [83, 86, 90].

O processo de comutação electrónica pode ser consultado na Figura 7.2

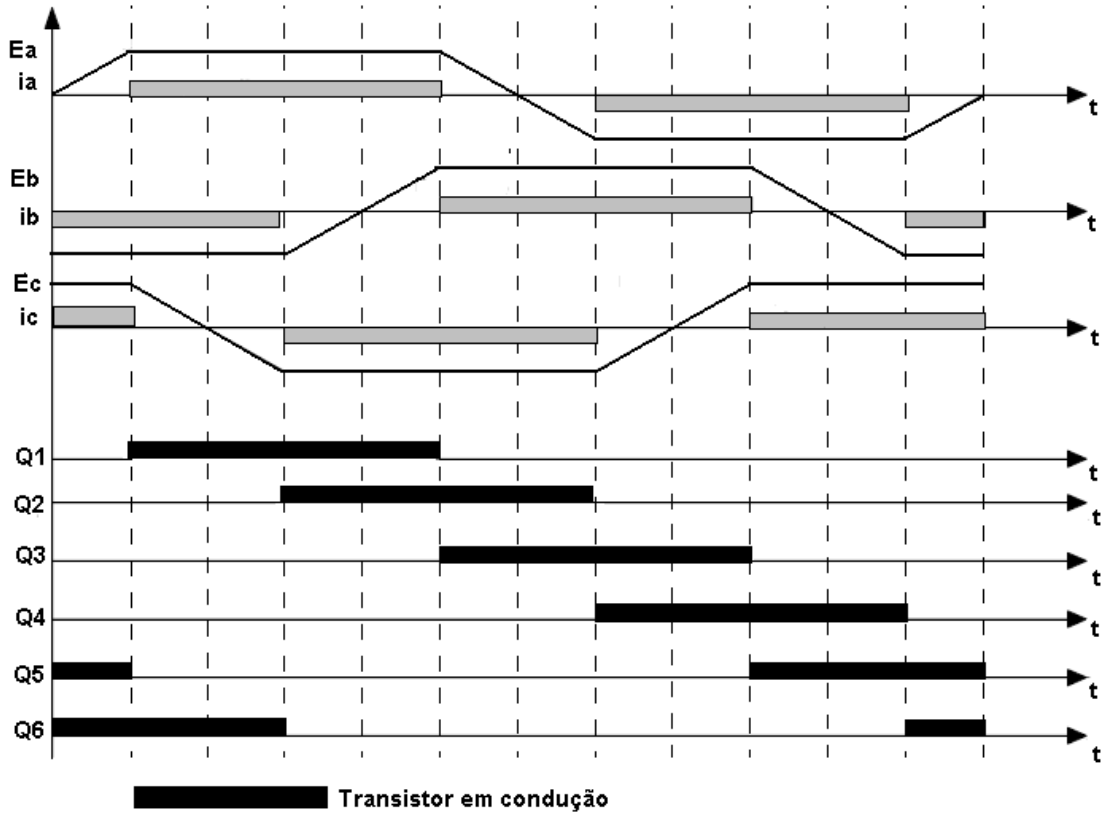


Figura 7.2: Processo de comutação electrónica.

Da figura anterior pode-se verificar que, em cada instante de condução, apenas dois transistores se encontram em condução, o que indica um modo de operação de duas fases.

Para se obter a sequência de comutação correcta é necessário conhecer a posição do rotor do motor. Isto, para o caso de motores *Brushless*, é normalmente obtido com sensores de efeito de Hall, [86, 91]. Estes sensores providenciam uma saída digital que permite descrever a posição do rotor com uma resolução de 60° , o que se revela suficiente para se obterem comutações precisas, [91]. O diagrama de comutações destes sensores, aplicado a motores *Brushless*, está esquematizado na Figura 7.3.

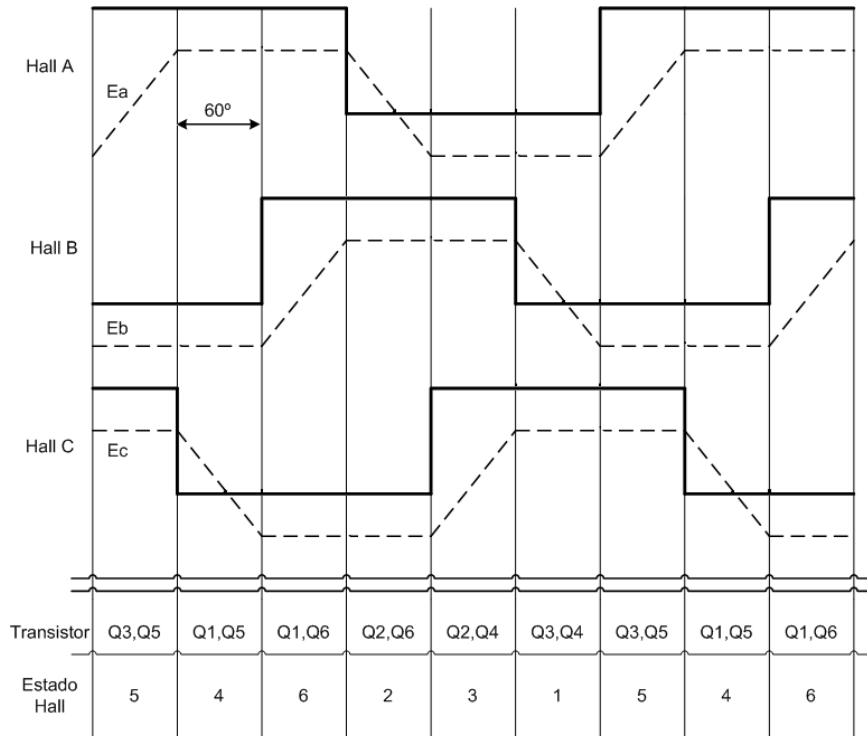


Figura 7.3: Diagrama de comutação de sensores de Hall.

Em cada posição do rotor os sensores de Hall geram um código binário de 3bits entre 1 (001) e 6 (110). Estes códigos são referentes à variação da tensão nas diferentes fases, como esquematizado na figura anterior pelas linhas a traço interrompido. O controlo, possuindo a informação proveniente dos sensores, pode então gerar a sequência de activação correcta, activando os transístores correspondentes a cada fase.

Analisando o esquema eléctrico do motor, representado na Figura 7.1, pode-se observar que este é constituído por três fases, cada uma com uma resistência relativa ao enrolamento, uma indutância por fase e uma tensão relativa à força contra electromotriz, [88].

Com o circuito eléctrico do motor pode-se escrever a equação, sob a forma de matriz, que descreve o funcionamento de um motor *Brushless* DC de ímanes permanentes, esta é descrita pela relação (7.1).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + p \cdot L_s & 0 & 0 \\ 0 & R_b + p \cdot L_s & 0 \\ 0 & 0 & R_c + p \cdot L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (7.1)$$

Esta equação deve-se ao facto de que, em cada uma das fases, se verifica a relação seguinte:

$$V = Ri + L \cdot \frac{di}{dt} + E, \quad (7.2)$$

Na equação (7.1) p representa a derivada, v_a , v_b e v_c as tensões por fase e L_s é dado pela subtracção entre a indutância por fase e a indutância mútua por fase, uma vez que, assumindo que as três fases são simétricas se verificam as relações, (7.3) e (7.4), [92].

$$L_a = L_b = L_c = L, \quad (7.3)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M, \quad (7.4)$$

Em que L representa a indutância por fase e M a indutância mútua.

A equação do binário electromagnético do motor é:

$$T_e = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\omega_m}, \quad (7.5)$$

Em que ω_m é a velocidade angular.

Esta equação do binário representa a contribuição da corrente e da força contra electromotriz para o funcionamento do motor, [90].

A tensão relativa à força contra electromotriz por fase é trapezoidal e desfasada de 120° relativamente às outras fases, como se pode verificar pela Figura 7.3. Esta característica permite afirmar que a injeção de correntes rectangulares nos momentos de máxima tensão conduz a um binário praticamente constante. Este tipo de funcionamento consegue-se com a estratégia de controlo por seis pulsos, [90], representada na Figura 7.2. Este tipo de funcionamento deriva do facto de a tensão relativa à força contra electromotriz ser proporcional à velocidade angular como representado pela seguinte relação, [90]:

$$E = k \cdot \phi \cdot \omega_m, \quad (7.6)$$

Onde, k é uma constante que depende do número de voltas de cada enrolamento, Φ é o fluxo magnético permanente e E a tensão relativa à força contra electromotriz em cada fase.

Atendendo ao exposto, pode-se expressar pela equação (7.7), por cada intervalo de 120° a relação da potência instantânea.

$$P_o = \omega_m \cdot T_e = 2 \cdot E \cdot I, \quad (7.7)$$

Sendo I a amplitude de corrente em cada fase.

Com as expressões anteriores pode-se representar o binário de forma mais simplificada, sendo:

$$T_e = 2 \cdot k \cdot \phi \cdot I = k_t \cdot I, \quad (7.8)$$

Em que k_t representa a constante de binário da máquina.

Desta expressão se conclui que o binário é proporcional à corrente, pelo que, o controlo deste tipo de motores pode ser realizado controlando apenas a corrente por fase.

7.3 - Método de Controlo de Motores *Brushless*

O esquema genérico de controlo para motores *Brushless* DC de ímanes permanentes está representado na Figura 7.4, [92].

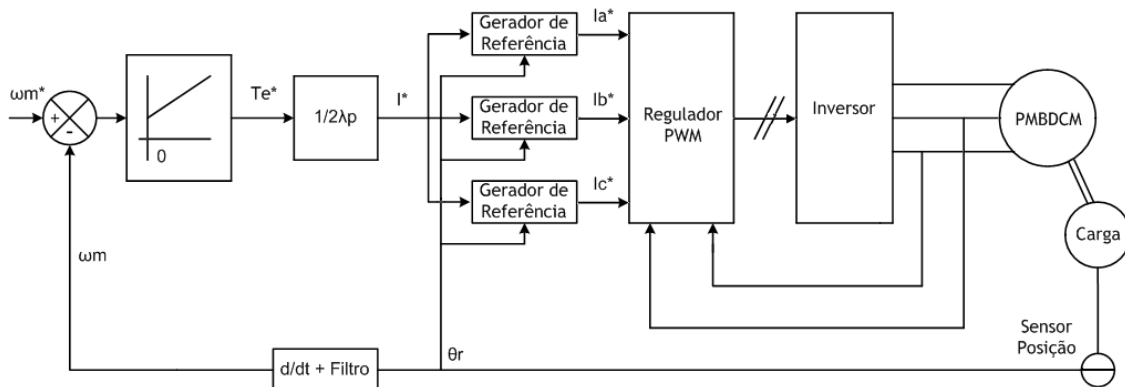


Figura 7.4: Controlo de velocidade de um motor *Brushless* DC.

Os sensores de posição fornecem a posição actual do rotor, valor que é convertido em velocidade através de um processador de sinal que realiza a derivada da posição, como se pode ver na figura.

A velocidade do rotor é comparada com uma referência, ω_m^* , e o sinal de erro resultante é amplificado pelo controlador de velocidade.

A saída do controlador de velocidade fornece o sinal relativo ao binário de referência, T_e^* . A amplitude da corrente de referência é obtida através da expressão do binário dada por (7.5) e sabendo que as forças contra-electromotrizes induzidas podem ser escritas como, [92]:

$$e_a = f_a(\theta_r) \cdot \lambda_p \cdot \omega_m, \quad (7.9)$$

$$e_b = f_b(\theta_r) \cdot \lambda_p \cdot \omega_m, \quad (7.10)$$

$$e_c = f_c(\theta_r) \cdot \lambda_p \cdot \omega_m, \quad (7.11)$$

As funções $f_a(\theta_r)$, $f_b(\theta_r)$, $f_c(\theta_r)$ são funções da posição com a mesma forma de e_a , e_b e e_c e com amplitudes de mais ou menos um. Estas funções têm o mesmo sinal das correntes na fase correspondente para funcionamento como motor e sinal oposto para funcionamento como gerador. λ_p representa o produto do fluxo pelo número de condutores em série.

Aplicando as equações (7.9), (7.10) e (7.11) a (7.5) pode-se escrever o binário como:

$$T_e = \lambda_p \cdot f_a(\theta_r) \cdot i_a + f_b(\theta_r) \cdot i_b + f_c(\theta_r) \cdot i_c, \quad (7.12)$$

Uma análise da Figura 7.2 mostra que em cada instante apenas duas fases se encontram em condução, sendo a corrente na terceira igual a zero. Mais ainda, a corrente nas duas fases em condução é igual em amplitude mas com sinais opostos. Atendendo às relações entre os sinais das correntes e os sinais das funções, dependentes da posição do rotor, pode-se escrever a relação para a referência do binário, [92].

$$T_e^* = 2 \cdot \lambda_p \cdot I^*, \quad (7.13)$$

De onde se retira a relação para o cálculo da corrente de referência, representada na equação (7.14).

$$I^* = \frac{T_e^*}{2 \cdot \lambda_p}, \quad (7.14)$$

Os valores de referência das correntes para cada fase, como representado na Figura 7.4, são gerados através de I^* e da posição do rotor, uma vez que em cada posição apenas duas fases conduzem, com a mesma amplitude mas sinais opostos.

Estes sinais são comparados com duas quaisquer correntes do estator. Apenas duas fases são necessárias uma vez que, a soma das correntes no estator deve ser zero, [92].

Os sinais de erro resultantes são amplificados através de um compensador e utilizados no regulador PWM que produz os sinais lógicos para a comutação dos transístores no inversor, levando o motor para a velocidade de referência.

7.4 - Método de Controlo Proposto

O método de controlo do motor *Brushless* DC proposto baseia-se nas seguintes vantagens deste tipo de motores, [83]:

- i. As correntes trapezoidais do estator podem-se caracterizar, sem perda de informação, pelo seu valor máximo, o que permite controlar directamente o binário;
- ii. Os sensores de posição necessitam apenas de fornecer seis sinais diferentes para o comando dos transístores do inversor, podendo-se utilizar o comando por seis pulsos referido;

A primeira característica permite o controlo de uma só variável DC, o que se adequa ao projecto do compensador dimensionado no Capítulo 6. A segunda característica leva a uma redução significativa da complexidade do circuito de controlo.

A técnica de controlo proposta, à semelhança do descrito na secção anterior é, baseada em inversores alimentados por uma tensão e controlados em corrente. O inversor é controlado para fornecer uma corrente trapezoidal cuja amplitude é proporcional ao binário do motor. Esta corrente deriva da comparação entre uma referência e a corrente máxima do estator. A corrente máxima é obtida medindo duas das correntes do estator e rectificando as mesmas para se obter uma componente DC que corresponde à amplitude máxima da corrente. Este processo pode ser realizado de dois modos como apresentado na Figura 7.5.

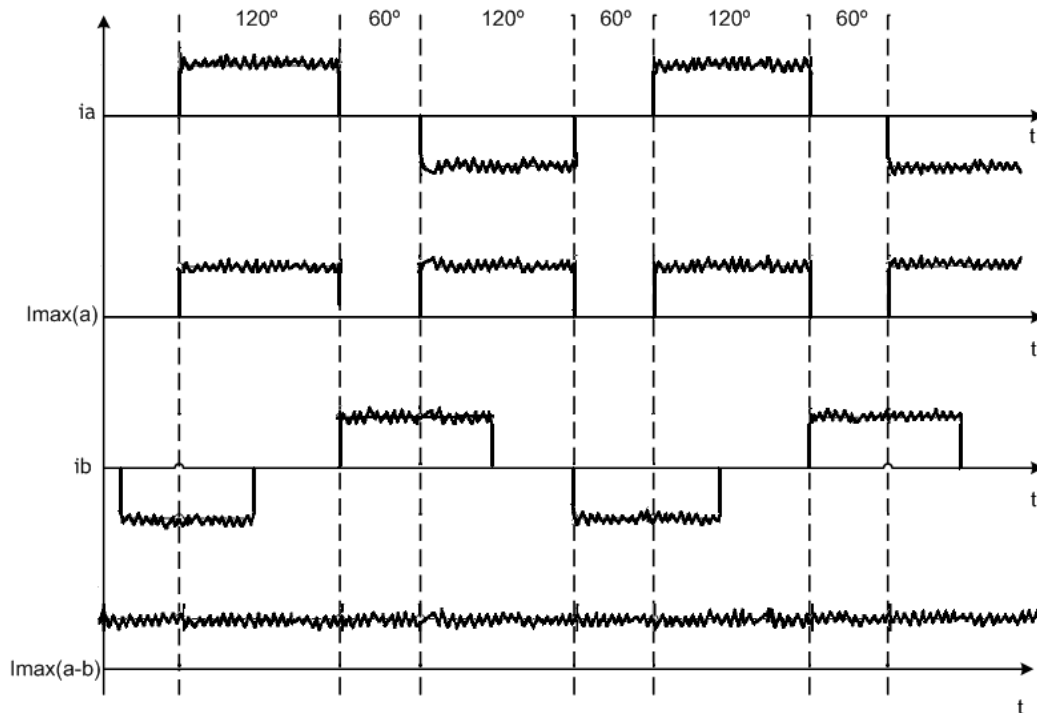


Figura 7.5: Medida da corrente máxima.

Como apenas duas fases conduzem em cada instante de tempo é necessário, no máximo, medir duas correntes.

Assumindo que apenas se mede uma corrente, por exemplo a corrente i_a da figura, pode-se observar que apenas se obtém informação sobre o valor máximo da corrente para dois terços do ciclo de funcionamento, ou seja, 240° de rotação. Pelo que, o sinal de corrente máxima, após rectificação de i_a será a onda $I_{max(a)}$ da figura. Durante o restante um terço de funcionamento, sobre o qual, não se possui informação de corrente, a onda PWM pode ser mantida com o *duty-cycle* anterior. Este método, apesar de simples, apenas se pode aplicar com segurança em situações de baixa dinâmica, [83].

A utilização da medida de duas correntes permite obter informação da corrente máxima durante todo o ciclo de trabalho. Como se pode observar pela forma de onda $I_{max(a-b)}$. Este sinal obtém-se comparando o sinal rectificado da corrente i_a com o sinal rectificado da corrente i_b . Esta comparação permite determinar o máximo de corrente no estator para cada

instante. Este método revela-se mais adequado do que o de apenas uma corrente, pois permite a geração de um sinal de controlo durante todo o ciclo de funcionamento.

O esquema de controlo proposto é baseado no método de medição da corrente máxima recorrendo a duas correntes. O esquema de princípio do controlo está representado na Figura 7.6.

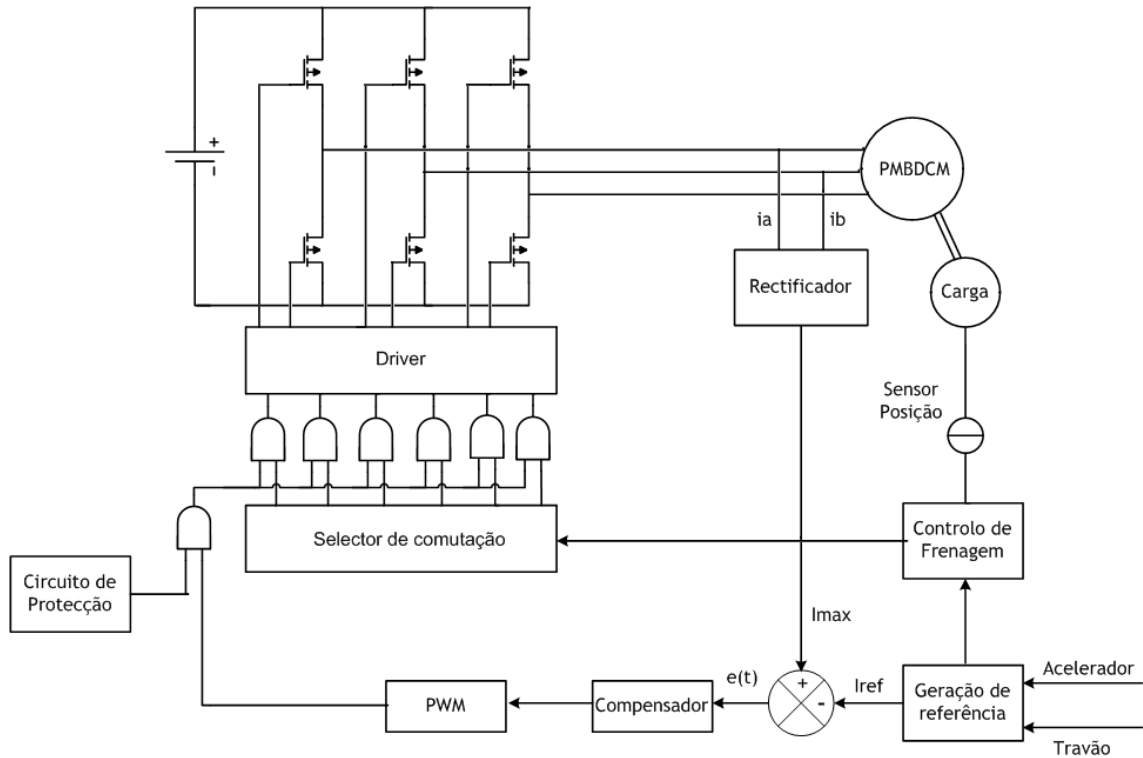


Figura 7.6: Esquema de controlo proposto.

Com a informação da corrente máxima, obtida como descrito e, por comparação com uma referência gera-se um sinal de erro, $e(t)$, que é analisado por um compensador. O compensador gera um sinal de controlo para o regular PWM que coloca na sua saída o sinal PWM para controlo dos transistores do inversor. Com este sinal realiza-se o “and” lógico com os sinais provenientes dos sensores de posição para se obter a sequência de comutação correcta.

Este método controla a corrente máxima no estator do motor o que permite o controlo directo do binário através de I_{ref} que será dado pelo acelerador do carro. Com este método, consegue-se controlar o motor com recurso a apenas uma variável DC, simplificando a malha de controlo. Outra vantagem, desta abordagem, deve-se ao facto de se poder utilizar uma modulação de onda com recurso a ondas triangulares, que são mais simples de gerar. Para além disso a frequência de comutação fica definida pela frequência da portadora, [77].

Na Figura 7.6 é ainda apresentado um bloco referente a protecções e outro relativo à frenagem regenerativa. Estes dois processos não foram realizados, aparecem apenas esquematizados para se mostrar como poderiam ser incluídos no controlo.

A frenagem regenerativa poderia ser incluída, adicionando ao controlo um sinal proveniente do travão do carro que indicaria quando o mesmo se encontrava em travagem. Em caso de travagem o controlo de frenagem deveria inverter os sinais provenientes dos sensores de posição. Isto porque, durante a operação como motor, o rotor move-se na direcção dos ponteiros do relógio e quando ocorre uma travagem o campo do estator é invertido de 180° eléctricos, [83]. Esta acção conduz a uma mudança instantânea na direcção do binário que faz com que a velocidade seja reduzida e o motor envie energia para o barramento DC, sendo necessário inverter as comutações para se aproveitar esta energia, [83].

Relativamente às protecções estas podem ser para evitar sobrecorrentes, geradores de *dead-time*, entre outros. A sua inclusão no sistema de controlo passa por enviar um sinal de modo a realizar-se um “and” lógico com os sinais de controlo dos transístores, inibindo a sua comutação na presença de anomalias.

7.5 - Implementação do Controlador

O primeiro passo para a implementação do método exposto na secção anterior é a obtenção da corrente máxima do estator. Para este fim desenvolveu-se o circuito eléctrico da Figura 7.7.

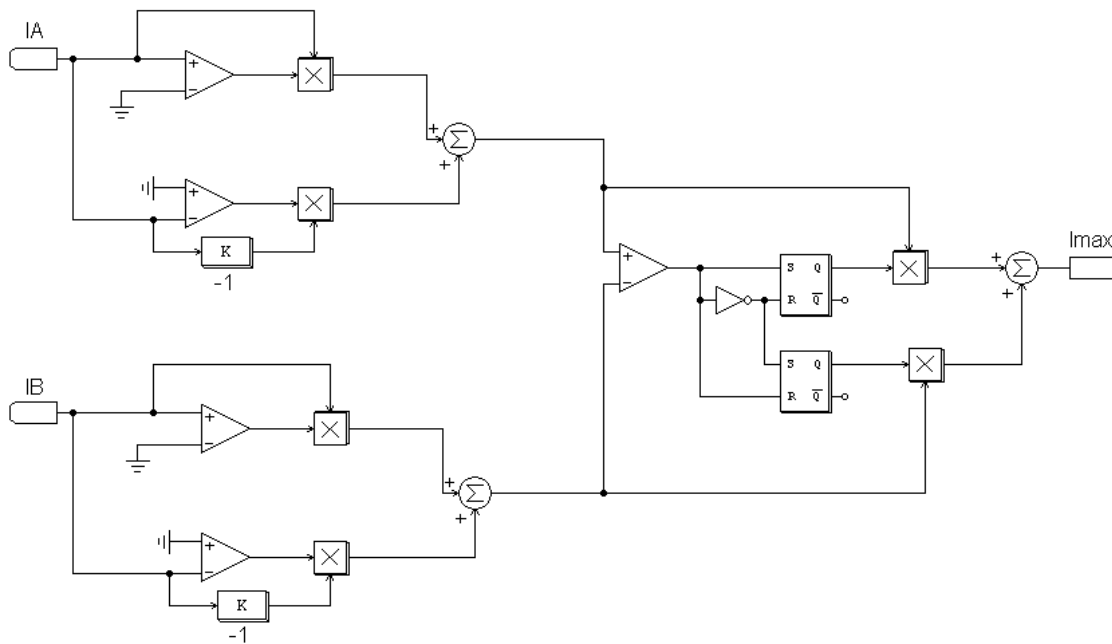


Figura 7.7: Circuito de medição da corrente máxima.

Este esquema recebe como entradas as correntes das fases a e b e coloca na saída um sinal correspondente ao valor máximo da amplitude entre os dois sinais de entrada.

Cada um dos sinais de corrente é submetido a duas comparações. No primeiro andar do circuito, o sinal é rectificado. A rectificação realiza-se comparando o sinal com zero e caso a corrente na fase seja superior a zero, esta passa para o segundo andar, caso seja inferior a zero o sinal que segue, para o segundo andar, é o inverso da corrente.

Os sinais rectificados são comparados, no segundo andar do circuito, para se determinar se são iguais ou se algum deles é zero. Caso i_a seja positiva em relação a i_b é enviado um sinal para activar o *flip-flop A* e, conseqüentemente, desactivar o *flip-flop B* passando para a saída a corrente i_a rectificada. Se i_b for superior a i_a o processo é inverso e passa para a saída o sinal rectificado de i_b . Este esquema tira partido do facto de que, em cada instante, apenas duas fases se encontram em condução sendo a corrente na terceira igual a zero.

A figura que se segue comprova o funcionamento descrito.

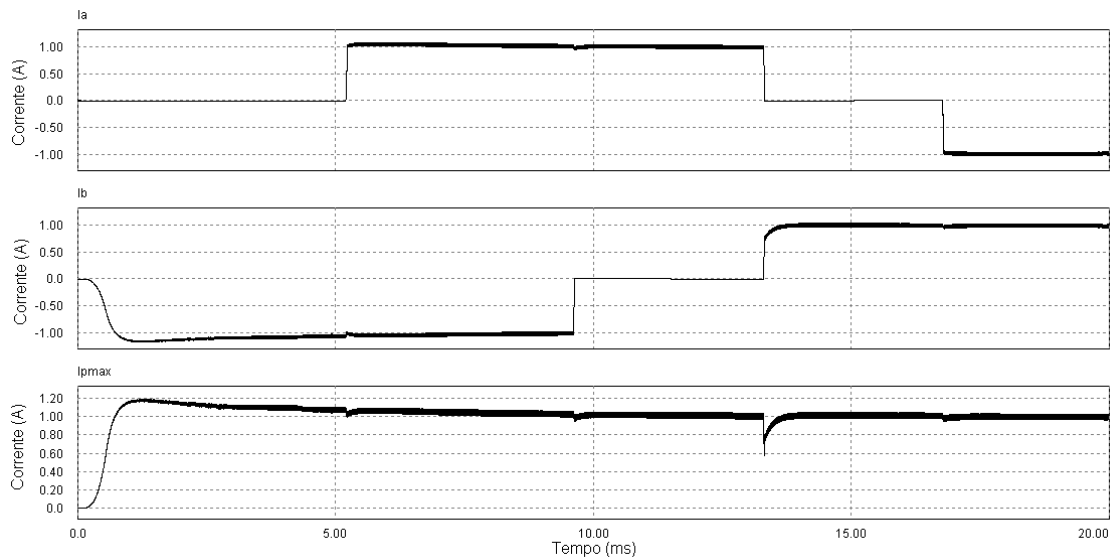


Figura 7.8: Obtenção da corrente máxima do estator.

Tal como esperado o sinal I_{max} corresponde à magnitude máxima entre i_a e i_b .

Comprovado o funcionamento do circuito de medida passa-se à simulação do esquema completo.

Para a realização desta simulação recorreu-se ao modelo de motores *Brushless* existente no Psim®, [46]. Uma vez que a folha de características do motor escolhido não refere valores, para todos os parâmetros do modelo, e o mesmo não pode ser testado optou-se por se utilizar os parâmetros por defeito do modelo do software.

Ao modelo do motor foi ligado um inversor cuja entrada é uma topologia de dois conversores *step-down* em paralelo, como apresentado nas simulações do capítulo 6. Ao esquema de simulação foram ainda incluídos dois modelos de painéis fotovoltaicos para

alimentar os conversores *step-down* e incluídas também duas baterias, em paralelo com os conversores. O modelo dos painéis e o modelo das baterias são os referidos nos Capítulos 3 e 4, respectivamente.

Para controlo do inversor utilizou-se um controlador igual ao projectado no capítulo 6 para controlo da corrente do conversor, optando-se por uma topologia de conversores em cascata.

O circuito em análise está representado na Figura 7.9.

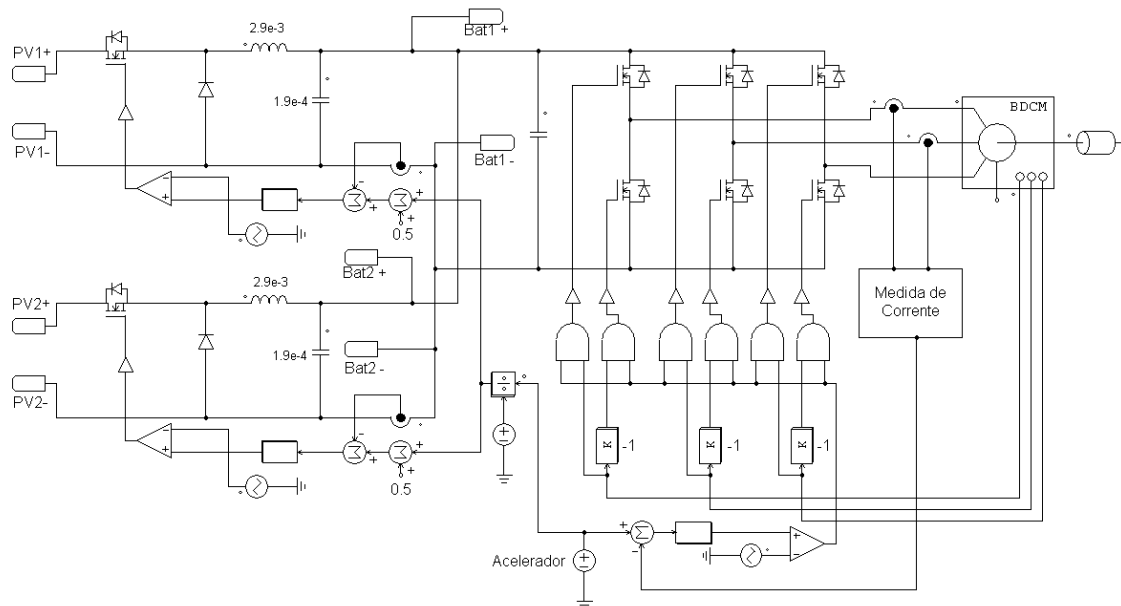


Figura 7.9: Esquema de simulação do sistema de tracção alimentado por painéis fotovoltaicos.

Optou-se por se simular apenas dois conversores por simplificação e para reduzir o tempo de simulação, uma vez que já foi comprovado, no capítulo 6, o correcto funcionamento da topologia de oito conversores em paralelo.

Os resultados da simulação da Figura 7.9 para uma mudança de carga no motor podem ser vistos na Figura 7.10.

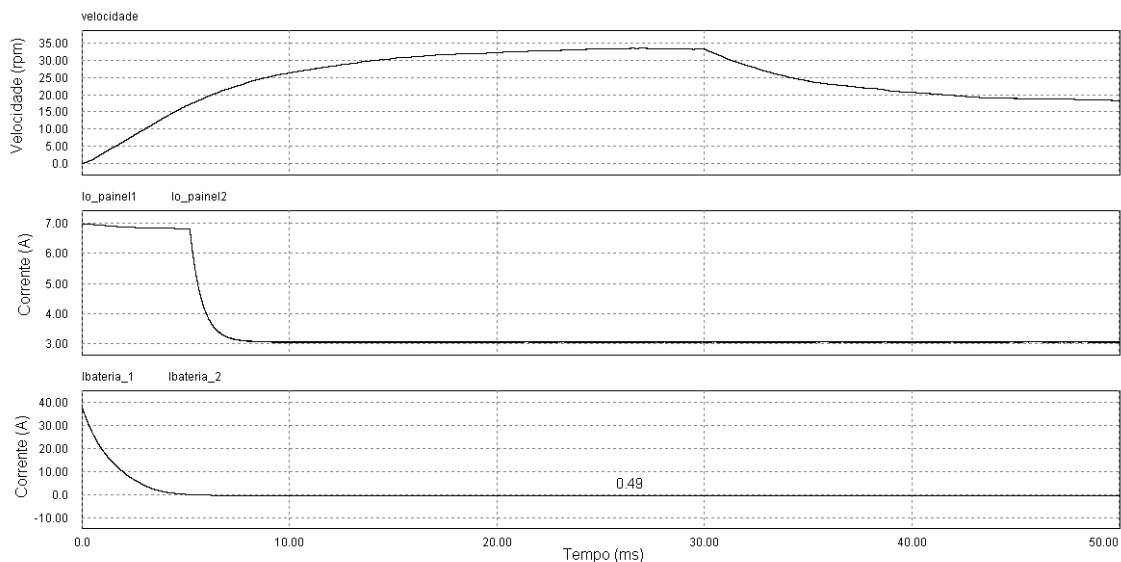


Figura 7.10:Resultado de simulação do sistema de tracção para uma mudança de carga.

Como se pode observar, com o método de controlo utilizado não se controla a velocidade no motor, sendo que esta varia com a mudança de carga. Este aspecto não representa uma desvantagem deste sistema, uma vez que a aplicação em estudo se refere à tracção eléctrica. Assim sendo, na ocorrência de mudanças de carga basta uma actuação no acelerador do carro, o que origina uma variação da referência de corrente levando a um aumento do binário do motor que por sua vez levará a velocidade para o seu valor inicial.

Na Figura 7.10 encontra-se também informação relativa à corrente dos painéis e das baterias. A análise destas correntes, mostra que, no instante inicial os painéis fornecem a corrente máxima e a corrente nas baterias é positiva o que indica que as mesmas se encontram a fornecer corrente ao sistema. Este comportamento é esperado e deve-se ao período de estabelecimento do circuito devido aos elementos armazenadores de energia, (bobinas e condensadores) e ao binário de arranque do motor. Logo neste período existe um consumo elevado de corrente, gerado pelas correntes de *in-rush*, até o sistema atingir o regime permanente. Em regime permanente a corrente dos painéis é cerca de 3A e as baterias encontram-se em carga com uma corrente de 0.49A. Comprova-se, assim, o funcionamento conjunto de todos os sistemas estudados até este ponto. De referir também que as correntes do painel 1 e 2 assim como, as correntes da bateria 1 e 2, são iguais comprovando-se a simetria esperada para todo o sistema.

De forma a enriquecer esta análise apresenta-se na Figura 7.11 uma simulação em que se realizou uma mudança de referência da corrente do motor.

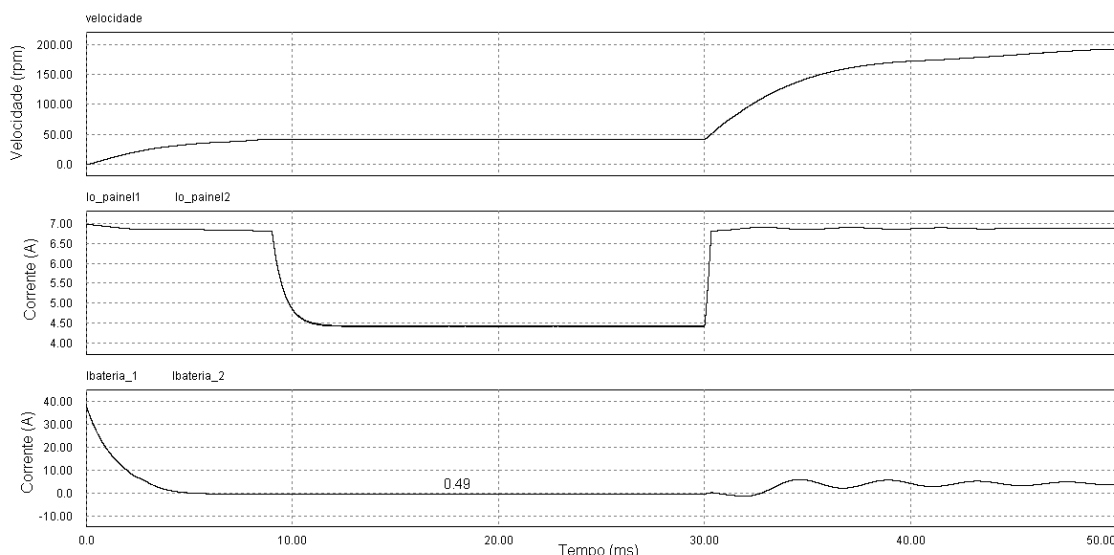


Figura 7.11: Resultado de simulação do sistema de tracção para uma mudança de referência.

Esta simulação mostra que após a mudança de referência os painéis fornecem a corrente máxima que se verifica não ser suficiente sendo necessário o auxílio das baterias para se manter o funcionamento do motor no regime pretendido.

Com esta simulação comprava-se o correcto funcionamento do sistema na presença de acelerações bruscas e regimes de elevado binário no motor. Pode-se ainda verificar, à semelhança dos resultados da Figura 7.10, a simetria do sistema.

7.6 - Resumo e Conclusões

Este capítulo, intitulado motor, expôs a teoria de funcionamento de motores *Brushless* e métodos para o seu controlo. No início do capítulo explica-se a razão pela qual se optou por este tipo de motores, realizando-se uma comparação qualitativa com outros motores.

A teoria apresentada foi utilizada para se implementar um controlo para o motor que cumpra os objectivos estabelecidos. O controlo implementado, baseado no controlo do binário através da corrente máxima do estator, não permite um controlo directo da velocidade do motor. No entanto, esta característica não é necessária nas aplicações de tracção uma vez que, se pressupõe, a presença de um operador sempre que se utilizar o veículo. Assim sendo, a actuação no acelerador do carro permitirá manter o funcionamento pretendido.

O método de controlo proposto foi simulado de modo a se comprovar a sua aplicabilidade. Esta simulação teve ainda o propósito de comprovar o funcionamento conjunto de todos os sistemas apresentados ao longo do documento.

Os resultados obtidos mostram que todos os requisitos estabelecidos, durante o projecto, são cumpridos, entre eles a alimentação do motor pelo sistema fotovoltaico e a utilização do grupo de baterias apenas para situações de cargas excepcionais, tais como acelerações

bruscas e binários elevados no motor. Comprova-se também a simetria do sistema, verificada pela igualdade das correntes nos painéis e nas baterias.

Relativamente ao modelo do motor *Brushless* utilizado, o mesmo não permitiu a verificação do funcionamento do motor em estudo. Isto porque não foi possível obter os dados relativos aos parâmetros do motor. Contudo, o modelo conduziu a resultados satisfatórios para um motor *Brushless* genérico. Isto permite concluir que o projecto desenvolvido se pode aplicar ao motor escolhido.

Capítulo 8

Carro Solar

8.1 - Introdução

Neste capítulo é apresentada uma pequena resenha de tudo o que foi exposto nos capítulos anteriores, com o objectivo de se caracterizar os diferentes componentes e sistemas envolvidos na construção do carro solar.

8.2 - Painéis Fotovoltaicos

O grupo de painéis fotovoltaicos é constituído por 408 células de tripla junção de arsenieto de gálio. Estas células foram escolhidas devido à sua elevada eficiência e às reduzidas dimensões que apresentam. As células foram agrupadas em 8 painéis idênticos, cada um com tensões de 138V e correntes máximas de 6.78A. No total o sistema fotovoltaico produz uma potência de 7.485kw, o que se revela ser suficiente para manter o funcionamento nominal do motor e carregar devidamente as baterias.

A área total de painéis é de 6.45m² sendo adequada para se distribuir sobre a superfície do carro.

Cada um dos painéis é ligado ao motor através de um conversor *Step-Down* com controlo em corrente. Este controlo tem como objectivo fazer com que os painéis forneçam apenas a carga necessária para a alimentação, evitando-se assim a utilização de algoritmos de controlo de máxima potência. Em cada instante o regime de funcionamento dos painéis será determinado pela corrente de controlo do motor.

8.3 - Baterias

O carro solar desenvolvido utiliza 208 baterias de polímeros de iões de lítio cada uma com uma tensão de 3.7V e capacidades de 5Ah. Estas baterias são agrupadas em oito grupos de 26

baterias em série permitindo atingir uma tensão de 96V, suficiente para a alimentação do motor.

Cada um dos oito grupos será carregado por um dos painéis referidos, sendo que, as baterias apenas são utilizadas em regimes de carga exigentes para os quais os painéis não consigam fornecer energia.

Com isto obtêm-se oito sistemas constituídos por um painel fotovoltaico, um conversor *step-down* e uma bateria. Estes oito grupos são conjugados em paralelo para satisfazer as necessidades energéticas do motor.

8.4 - Motor

O motor utilizado é um motor *Brushless* DC de ímanes permanentes. Este motor como é especialmente desenvolvido para aplicações de tracção apresenta um encapsulamento que permite o seu acoplamento directamente sobre o veio das rodas. É um motor de 6Hp e com elevados binários, ideal para este tipo de aplicações. O motor apresenta uma potência de pico de 7.5kw e potência nominal de 3.75kw.

É utilizado um motor, optando-se por um esquema de tracção com quatro rodas. As duas rodas traseiras estão alinhadas no centro do carro, possibilitando a utilização de apenas um motor acoplado a uma das rodas.

Para o controlo do motor utiliza-se controlo directo do binário através da corrente. A referência é dada pelo acelerador do carro, possibilitando ao condutor alterar o funcionamento sempre que desejado.

Esta abordagem permite obter eficiências de aproximadamente 94% para a conversão de energia eléctrica em energia mecânica para as rodas, como referido por [9].

8.5 - Resumo e Conclusões

Foram apresentados os subsistemas principais que integram o carro solar e referidos os métodos de ligação entre eles. Observa-se uma concordância entre os diferentes equipamentos e controladores projectados sob o ponto de vista do funcionamento o que mostra a aplicabilidade prática do projecto. Fica assim concluído o projecto do carro solar.

Capítulo 9

Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo será analisado o trabalho desenvolvido relativamente aos objectivos cumpridos. Cada um dos objectivos propostos será analisado e verificado se o mesmo foi atingido de forma satisfatória ou não. Caso não tenha sido satisfatório o seu cumprimento é feita uma reflexão em que se indicam as causas e o que deveria ser alterado.

No final do capítulo são apresentados possíveis desenvolvimentos futuros e discutidas possibilidades de melhoria do trabalho desenvolvido.

9.1 - Satisfação dos Objectivos

De uma forma geral todos os objectivos propostos foram alcançados.

Relativamente aos objectivos relacionados com os painéis solares todos foram cumpridos de forma satisfatória. Desenvolveu-se um modelo que descreve correctamente o princípio de funcionamento destes equipamentos, que, para além de permitir a verificação do funcionamento, para diferentes condições climáticas, é ainda de fácil integração com outros circuitos de electrónica. Mais ainda, a utilização deste modelo em simulações descreve satisfatoriamente o comportamento de painéis solares quando ligados a outros equipamentos electrónicos, para o caso desta dissertação ligados através de um conversor DC/DC a baterias e motores.

A validação experimental mostra que o modelo desenvolvido apresenta erros muito baixos, sendo o erro máximo inferior a 10%. Assim, e como os resultados de simulação se podem considerar satisfatórios conclui-se que o princípio de funcionamento eléctrico de painéis fotovoltaicos foi correctamente compreendido e simulado.

Analisando o estudo sobre baterias efectuado pode-se concluir que os objectivos foram cumpridos satisfatoriamente. A realização de um modelo eléctrico para o estudo do princípio de funcionamento e integração destes equipamentos em simulações de electrónica foi realizada correctamente. Contudo, ao contrário do modelo dos painéis o modelo das baterias

não caracteriza correctamente todas as fases do seu funcionamento. O modelo apresenta bons resultados relativos à descarga mas, relativamente à carga, o mesmo não se pode afirmar. Isto deve-se ao facto de o modelo implementado ser baseado em cálculos empíricos para a estimação dos diferentes parâmetros que regem o seu funcionamento. Isto, porque não foi possível a realização de testes experimentais a baterias não se podendo obter uma correcta descrição dos parâmetros. Assim, e atendendo a que as relações matemáticas utilizadas são optimizadas para o processo de descarga pode-se considerar, dentro das limitações referidas, que o modelo implementado é satisfatório. A utilização deste modelo na simulação com os restantes circuitos implementados conduz a uma correcta descrição do funcionamento da bateria.

O método de carga desenvolvido permite alterar o perfil de funcionamento da bateria atendendo à carga imposta pelo motor aos painéis. Para além disso, este controlador de carga assegura o correcto funcionamento das baterias durante todo o ciclo, o que revela que o projecto foi realizado devidamente. Com isto, pode-se concluir que o sistema bateria e controlador de carga desenvolvido é adequado para integração com o restante equipamento do sistema carro solar. O mesmo se pode verificar com os resultados apresentados no Capítulo 7.

A escolha por uma topologia de conversão baseada em conversores *Step-Down* verificou-se ser adequada, levando a uma correcta transferência de energia entre os painéis e o motor e entre os painéis e a bateria. O estudo destes conversores, com recurso ao seu modelo em espaço de estados, foi realizado correctamente e permitiu a implementação de um controlador de corrente eficaz. No entanto, verifica-se a existência de erro em regime permanente. Este erro poderia ser reduzido através da introdução de uma componente integrativa no compensador. Isto não foi realizado uma vez que o erro obtido é baixo e a resposta do sistema é bastante boa em termos dinâmicos. Contudo, e se o sistema fosse implementado na prática era mais seguro a inclusão da componente integrativa, mesmo que a resposta do sistema em termos dinâmicos fosse ligeiramente prejudicada.

O método de controlo do motor desenvolvido revelou-se ser o mais adequado para o funcionamento pretendido. É um método de controlo simples e, em aplicações de tracção, conduz a resultados satisfatórios. Apesar de não se ter simulado concretamente o motor escolhido para esta aplicação, devido a falta de informação e à impossibilidade de se testar o motor na prática, as simulações permitem verificar que o método de controlo funciona dentro dos requisitos impostos.

A simulação de todos os sistemas analisados permite concluir sobre a validade do projecto implementado. Todos os subsistemas funcionam correctamente em conjunto e os métodos de controlo são adequados.

Com isto se conclui sobre a validade do projecto verificando-se o cumprimento, de modo satisfatório, de todos os objectivos propostos.

9.2 - Trabalhos Futuros

Como complemento ao trabalho desenvolvido pode-se apontar a implementação prática do projecto apresentado. Esta implementação servirá para comprovar a aplicabilidade de todos os subsistemas para a concepção de um carro solar.

Para além desta implementação, a realização de estudos e métodos de aplicação de controladores de máxima potência para painéis revela-se uma mais-valia para o projecto final. Uma vez que permitirá a redução do tamanho dos painéis utilizados e uma maior eficiência no aproveitamento da energia dos mesmos. Com este estudo poderá, também, ser realizado uma comparação entre as vantagens de se optar por uma topologia em que os painéis fornecem toda a carga para o motor, como a realizada, ou uma topologia em que o motor fica ligado directamente às baterias servindo os painéis apenas para carregar continuamente as mesmas. Esta última, aliada a métodos de controlo de máxima potência, faz todo o sentido, uma vez que se garante o funcionamento dos painéis sempre na máxima potência.

No trabalho exposto ficou em falta a realização de frenagem regenerativa. Foi indicado um método para a sua implementação mas o estudo sobre o aproveitamento da energia não foi realizado. Este estudo revela-se de grande importância para o sistema carro solar, uma vez que pode melhorar a eficiência e o tempo de carga das baterias, o que pode ser crucial em situações em que os painéis não possam funcionar devidamente.

A implementação de sistemas de protecção para os diversos subsistemas, nomeadamente conversores e motor, será também um bom incremento ao trabalho.

Para concluir pode-se também indicar a conversão do sistema analógico implementado para digital. Com esta conversão o desenvolvimento prático do sistema fica simplificado podendo-se adicionar diversas melhorias aos sistemas de controlo, nomeadamente integração com sistemas de telemetria.

Referências

- [1] W. S. Challenge, "<http://www.wsc.org.au/>," Visitada em: 19/02/2008.
- [2] W. S. Challenge, "Technical Regulations for the 2009 World Solar Challenge," World Solar Challenge, 2008.
- [3] A. S. Car, "<http://www.aurorasolarcar.com/>," Aurora Vehicle Association, Inc., Visitada em: 20/02/2008.
- [4] K. S. U. S. Car, "<http://www.engg.ksu.edu/solarcar/index.html>," Kansas State University, Visitada em: 19/02/2008.
- [5] P. S. Car, "<http://www.principiasolarcar.com/>," Pincipia's College, Visitada em: 19/02/2008.
- [6] M. S. S. C. Team, "<http://www.midsun.uwaterloo.ca/www/>," University of Waterloo, Visitada em: 19/02/2008.
- [7] P. S. C. Team, "<http://solar.eng.iastate.edu/index.html>," Iowa State University, Visitada em: 20/02/2008.
- [8] Q. s. S. V. Team, "<http://www.solarcar.queensu.ca/index.php>," Kingston Queen's University, Visitada em: 20/02/2008.
- [9] S.-S. E. V. Team, "<http://www.mit.edu/~solar-cars/>," Massachusetts Institute of Technology, Visitada em: 19/02/2008.
- [10] T. W. S. S. C. Team, "<http://www.winstonsolar.org/info/intro.html>," Winston School, Visitada em: 21/02/2008.
- [11] Datasheet, "Advanced Triple-Junction (ATJ) High Efficiency Solar Cells for Space Applications," Emcore Photovoltaics Corporation, 2004.
- [12] M. R. Patel, *Wind and Solar Power Systems Design, Analysis, and Operation*. New York and Florida: Taylor & Francis Group, LLC, 2006.
- [13] A. M. M. P. P. Trackers, "<http://www.windsun.com/ChargeControls/maximize.htm>," Aeryl, Visitada em: 21/02/2008.
- [14] W. A. Achievements, "<http://www.speedace.info/index.htm>," Speedace International Automotive - Transport Car Information, Visitada em: 22/02/2008.
- [15] S. Harms and K. Ebeling, "Maximum Power Point Tracker," in *Electrical & Computer Engineering*: North Dakota State University, 2004.
- [16] M. Petersen, "Electrical System Design Considerations for PrISUm Phoenix," Iowa State University's 1999.
- [17] Datasheet, "SCM150-XXX Axial Flux, Brushless PM Motor," New Generation Motors Corporation, 2003.
- [18] B. Larson and J. Penny, "Solar-Powered Car Control System," Zilog/Circuit Cellar Contest, 2004.
- [19] L. Castaner and S. Silvestre, *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice*. England: John Willey & Sons, LTD, 2002.
- [20] K. H. Chao, S. H. Ho, and M. H. Wang, "Modeling and fault diagnosis of a photovoltaic system," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 97-105, 2008.
- [21] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman, "Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance," *Solar Energy*, vol. 80, pp. 78-88, 2006.

- [22] L. de Vb Machado Neto, L. G. M. de Oliveira, C. V. T. Cabral, D. O. Filho, P. C. Cortizo, and A. S. A. C. Diniz, "Development of models for test performance of PV modules," in *Photovoltaic Energy Conversion, 2003. Proceedings of 3rd World Conference on*, 2003, pp. 2501-2504 Vol.3.
- [23] J. Merten, J. M. Asensi, C. Voz, A. V. Shah, R. Platz, and J. Andreu, "Improved equivalent circuit and analytical model for amorphous silicon solar cells and modules," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 423-429, 1998.
- [24] P. Antognetti and G. Massobrio, *Semiconductor device modeling with Spice*. New York: McGraw Hill, cop., 1988.
- [25] E. Karatepe, M. Boztepe, and M. Colak, "Development of a suitable model for characterizing photovoltaic arrays with shaded solar cells," *Solar Energy*, vol. 81, pp. 977-992, 2007.
- [26] S. E. Mineiro, Jr., S. Daher, F. L. M. Antunes, and C. M. T. Cruz, "Photovoltaic system for supply public illumination in electrical energy demand peak," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1501-1506 Vol.3.
- [27] J. Crispim, M. Carreira, and R. Castro, "Validation of Photovoltaic Electrical Models against Manufacturers Data and Experimental Results," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007. International Conference on*, 2007, pp. 556-561.
- [28] B. Mazhari, "An improved solar cell circuit model for organic solar cells," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 90, pp. 1021-1033, 2006.
- [29] J. M. Enrique, E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andujar, M. A. Bohorquez, and J. Carretero, "A new approach to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules by using DC-DC converters," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2005. Conference Record of the Thirty-first IEEE*, 2005, pp. 1769-1772.
- [30] Z. Qingrong, S. Pinggang, and C. Liuchen, "A photovoltaic simulator based on DC chopper," in *Electrical and Computer Engineering, 2002. IEEE CCECE 2002. Canadian Conference on*, 2002, pp. 257-261 vol.1.
- [31] J. L. Santos, F. Antunes, A. Chehab, and C. Cruz, "A maximum power point tracker for PV systems using a high performance boost converter," *Solar Energy*, vol. 80, pp. 772-778, 2006.
- [32] S. Yuvarajan, D. Yu, and S. Xu, "A novel power converter for photovoltaic applications," *Journal of Power Sources*, vol. 135, pp. 327-331, 2004.
- [33] T. Eswar and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [34] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 753-762, 2007.
- [35] X. Weidong, W. G. Dunford, P. R. Palmer, and A. Capel, "Regulation of Photovoltaic Voltage," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1365-1374, 2007.
- [36] R. M. G. Castro, "Introdução à energia fotovoltaica," in *DEEC / Secção de Energia Lisboa: Universidade Técnica de Lisboa - Instituto Superior Técnico*, 2002.
- [37] J. Verbeke and R. Cools, "The Newton-Raphson method," *International Journal of Mathematical Education in Science and Technology*, 1995.
- [38] F. Nakanishi, T. Ikegami, K. Ebihara, S. Kuriyama, and Y. Shiota, "Modeling and operation of a 10 kW photovoltaic power generator using equivalent electric circuit method," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*, 2000, pp. 1703-1706.
- [39] J. A. Gow and C. D. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, vol. 146, pp. 193-200, 1999.
- [40] Datasheet, "Emcore T1000 Cell - Triple-Junction High Efficiency Solar Cells for Terrestrial Concentrated Photovoltaic Applications," Emcore Photovoltaic Corporation, 2006.
- [41] Emcore, "<http://www.emcore.com/>," Emcore Photovoltaics Corporation, Visitada em: 16/04/2008.

- [42] T. F. Elshatter, M. T. Elhagry, E. M. Abou-Elzahab, and A. A. T. Elkousy, "Fuzzy modeling of photovoltaic panel equivalent circuit," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*, 2000, pp. 1656-1659.
- [43] M. Balzani and A. Reatti, "Neural network based model of a PV array for the optimum performance of PV system," in *Research in Microelectronics and Electronics, 2005 PhD*, 2005, pp. 123-126.
- [44] A. Mellit and S. A. Kalogirou, "Neuro-Fuzzy Based Modeling for Photovoltaic Power Supply System," in *Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International*, 2006, pp. 88-93.
- [45] T. Takamoto, E. Ikeda, T. Agui, H. Kurita, T. Tanabe, S. Tanaka, H. Matsubara, Y. Mine, S. Takagishi, and M. Yamaguchi, "InGaP/GaAs and InGaAs mechanically-stacked triple-junction solar cells," in *Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE*, 1997, pp. 1031-1034.
- [46] Powersim, "PSim User Manual," Powersim Inc., 2001.
- [47] R. Chenni, M. Makhlouf, T. Kerbache, and A. Bouzid, "A detailed modeling method for photovoltaic cells," *Energy*, vol. 32, pp. 1724-1730, 2007.
- [48] A. Elnady and L. Yan-Fei, "A Simple and Effective Speed Control Strategy for the Brushless DC Motor," in *Electrical and Computer Engineering, 2007. CCECE 2007. Canadian Conference on*, 2007, pp. 119-122.
- [49] Datasheet, "Cell Specification data - SLPB 50106100," Kokam Co., Ltd, 2003.
- [50] E. Karatepe, T. Hiyama, M. Boztepe, and M. Colak, "Power Controller Design for Photovoltaic Generation System under Partially Shaded Insolation Conditions," in *Intelligent Systems Applications to Power Systems, 2007. ISAP 2007. International Conference on*, 2007, pp. 1-6.
- [51] T. Mishima and T. Ohnishi, "Power compensation system for partially shaded PV array using electric double layer capacitors," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, 2002, pp. 3262-3267 vol.4.
- [52] V. Quaschnig and R. Hanitsch, "Influence of shading on electrical parameters of solar cells," in *Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE*, 1996, pp. 1287-1290.
- [53] Datasheet, "170 Watt Photovoltaic Module - Saturn Technology BP7170," BP Solar, 2004.
- [54] D. Chenvidhya, K. Kirtikara, and C. Jivacate, "PV module dynamic impedance and its voltage and frequency dependencies," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 86, pp. 243-251, 2005.
- [55] A. Jossen, J. Garche, and D. U. Sauer, "Operation conditions of batteries in PV applications," *Solar Energy*, vol. 76, pp. 759-769, 2004.
- [56] J. N. Ross, T. Markvart, and W. He, "Modelling battery charge regulation for a stand-alone photovoltaic system," *Solar Energy*, vol. 69, pp. 181-190, 2000.
- [57] M. H. Miles, "Recent advances in lithium battery technology," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 2001. 23rd Annual Technical Digest*, 2001, pp. 219-222.
- [58] L. Gao, S. Liu, and R. A. Dougal, "Dynamic lithium-ion battery model for system simulation," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 495-505, 2002.
- [59] H. L. Chan, "A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, 2000, pp. 470-475 vol.1.
- [60] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 7, pp. 93-98, 1992.
- [61] C. Min and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 21, pp. 504-511, 2006.
- [62] M. A. Casacca and Z. M. Salameh, "Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 7, pp. 442-446, 1992.

- [63] M. Urbain, S. Rael, B. Davat, and P. Desprez, "State Estimation of a Lithium-Ion Battery Through Kalman Filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007*, pp. 2804-2810.
- [64] D. W. Dees, V. S. Battaglia, and A. Be?langer, "Electrochemical modeling of lithium polymer batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 110, pp. 310-320, 2002.
- [65] P. M. Gomadam, J. W. Weidner, R. A. Dougal, and R. E. White, "Mathematical modeling of lithium-ion and nickel battery systems," *Journal of Power Sources*, vol. 110, pp. 267-284, 2002.
- [66] J. Newman, K. E. Thomas, H. Hafezi, and D. R. Wheeler, "Modeling of lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 119-121, pp. 838-843, 22 June 2002 through 28 June 2002 2003.
- [67] M. Pedram and W. Qing, "Design considerations for battery-powered electronics," in *Design Automation Conference, 1999. Proceedings. 36th, 1999*, pp. 861-866.
- [68] R. Peng and M. Pedram, "An analytical model for predicting the remaining battery capacity of lithium-ion batteries," *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 441-451, 2006.
- [69] S. Gold, "A PSPICE macromodel for lithium-ion batteries," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1997., Twelfth Annual, 1997*, pp. 215-222.
- [70] W. Zhou, H. Yang, and Z. Fang, "Battery behavior prediction and battery working states analysis of a hybrid solar-wind power generation system," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 1413-1423, 2008.
- [71] S. Piller, M. Perrin, and A. Jossen, "Methods for state-of-charge determination and their applications," *Journal of Power Sources*, vol. 96, pp. 113-120, 9 April 2001 through 11 April 2001 2001.
- [72] V. L. Teofilo, L. V. Merritt, and R. P. Hollandsworth, "Advanced lithium ion battery charger," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 12, pp. 30-36, 1997.
- [73] M. J. Isaacson, R. P. Hollandsworth, P. J. Giampaoli, F. A. Linkowsky, A. Salim, and V. L. Teofilo, "Advanced lithium ion battery charger," in *Battery Conference on Applications and Advances, 2000. The Fifteenth Annual, 2000*, pp. 193-198.
- [74] R. Pallás-Areny and W. J. G., *Analog Signal Processing*, 1st ed. vol. 1. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1999.
- [75] H. Calleja, F. Chan, and I. Uribe, "Reliability-Oriented Assessment of a DC/DC Converter for Photovoltaic Applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007*, pp. 1522-1527.
- [76] Y. Wang and C. Klumpner, "Optimal design of a DC/DC converter for photovoltaic applications," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005*, p. 6 pp.
- [77] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, 3rd ed.: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [78] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed.: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [79] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*: Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1992.
- [80] N. Mohan, *First Course on Power Electronics*: Mnpere, 2005.
- [81] J. L. M. d. Carvalho, *Dynamic Systems and Automatic Control*. New York [etc.]: Prentice Hall, 1993.
- [82] N. A. Demerdash, T. W. Nehl, and E. Maslowski, "DYNAMIC MODELING OF BRUSHLESS dc MOTORS IN ELECTRIC PROPULSION AND ELECTROMECHANICAL ACTUATION BY DIGITAL TECHNIQUES," *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, pp. 570-579, 28 September 1980 through 3 October 1980 1980.
- [83] J. W. Dixon and L. A. Leal, "Current control strategy for brushless DC motors based on a common," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 232-240, 2002.
- [84] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 241-249, 1992.
- [85] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 986-996, 1991.

- [86] P. Yedamale, "Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals - AN885," Microship Technology, Inc, 2003.
- [87] N. Hemati and M. C. Leu, "A complete model characterization of brushless DC motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 172-180, 1992.
- [88] W. Hong-xing, C. Shu-kang, and C. Shu-mei, "A controller of brushless DC motor for electric vehicle," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 509-513, 2005.
- [89] S. P. Natarajan, C. Chellamuthu, B. Karki, and C. Anandh Kumar, "Simulation and performance evaluation of permanent magnet brushless," in *Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on*, 2000, pp. 235-240.
- [90] H. A. Toliyat and S. Campbell, *Dsp-Based Electromechanical Motion Control*: Taylor & Francis Group, 2003.
- [91] C. Elliot and S. Bowling, "AN901 - Using the dsPIC30F for Sensorless BLDC Control," Microship Technology Inc., 2004.
- [92] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. London, [etc.]: Prentice Hall, Inc, 2001.