



**Tiago Filipe Pereira  
Godinho**

**Regulação de energia produzida nas unidades de  
microgeração FV**

“Para se aprender a ter sucesso tem-se primeiro de aprender  
a falhar”

Michael Jordan





**Tiago Filipe Pereira  
Godinho**

**Regulação de energia produzida nas unidades de  
microgeração FV**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica, realizada sob orientação científica do Prof. Doutor José Paulo Oliveira Santos, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro e do Prof. Doutor Joaquim José Borges Gouveia, Professor Catedrático do Departamento de Economia, Gestão e Engenharia Industrial da Universidade de Aveiro.



**O júri / The jury**

Presidente / President

**Prof. Doutor António Carlos Mendes de Sousa**  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Vogais / Committee

**Prof. Doutor José Paulo Oliveira Santos**  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (orientador)

**Prof. Doutor António Ferreira Pereira de Melo**  
Professor Catedrático Aposentado da Universidade de Aveiro



## Agradecimentos / Acknowledgements

Quero agradecer aos meus pais, Adélia e António, por terem feito de tudo que me permitisse chegar a esta fase da minha vida, com o carinho e incentivo que me fizeram a pessoa que sou.

À minha namorada, Tatiana, que muitas vezes me apoiou quando atravessei por momentos de fraqueza, pela firmeza e compreensão nesta etapa da minha vida.

Aos restantes elementos da “dream team”, André Válega, Bruno Barroqueiro, Rui Bártolo e Rui Pais um grande abraço de gratidão pela amizade, lealdade, conselhos e entreaajuda que me acompanhou diariamente. Ao longo desta jornada académica partilhamos momentos que vão perdurar na memória no percurso que se segue.

Aos meus orientadores pela confiança, motivação e ajuda que me facultaram ao longo desta dissertação, com apressso especial ao professor José Paulo Santos pela paciência e disponibilidade demonstrada.

Ao professor Vitor Santos por ter sido um professor que contribuiu muito para a minha formação, que me deu bons conselhos nos momentos negativos mas que sobretudo me marcou por ser um exemplo de carácter a seguir.

A todos, um muito obrigado.



**Palavras-chave**

Microgeração; Sistemas Fotovoltaicos; Conversor *Buck*; dsPIC; PID; Lógica Difusa; Serviços WEB

**Resumo**

Esta dissertação tem como principal objetivo aumentar a produção de energia elétrica a partir de unidades de microgeração fotovoltaica para injeção na rede elétrica sem danificar a própria unidade de microgeração. A energia elétrica é gerada a partir da irradiância solar absorvida por módulos fotovoltaicos, pelo qual o aumento de produção está associado ao aumento do número de módulos na instalação.

Por causa do movimento de rotação e translação da Terra, a posição do Sol altera-se o que provoca um perfil inconstante de irradiância solar incidente nos módulos fotovoltaicos, que conduz a uma produção elétrica irregular por parte destes. Além disso, de momento, em Portugal existe um limite de potência a injetar na rede, no qual o sistema com maior capacidade de produção tem que respeitar, portanto fez parte da presente dissertação desenvolver um sistema que regule a produção para cumprir com esse requisito. A regulação do sistema permite não só limitar a energia elétrica gerada para injetar na rede como também aproveitar parte da energia que não é injetada para consumo do próprio local da unidade.

Para tal foi desenvolvido um protótipo em que se averiguou alguns algoritmos de controlo que melhor satisfizessem as necessidades. Como elementos auxiliares ao trabalho criou-se interfaces de comunicação com o protótipo. Por fim foi feito um estudo da rentabilização do sistema proposto nesta dissertação com objetivo de analisar a viabilidade produtiva e económica do mesmo.



**Keywords**

Microgeneration; Photovoltaic Systems; Buck Converter; dsPIC; PID; Fuzzy Logic; WEB Services

**Abstract**

The main objective of this dissertation is to increase the electric production from microgeneration photovoltaic units to inject on grid without damage the microgeneration unit itself. The electric power is generated by photovoltaic modules from absorbed solar irradiance, whereby the rise of production is associated by the addition of modules in installation.

Due to the Earth translational and rotational motion, the Sun position changes, what cause a profile inconstant of incident solar irradiance on the photovoltaic modules leading to an irregular electricity production by these. Moreover, currently, in Portugal there is a limit of power to inject into the grid, which the system with greater capacity have to respect, so made part of this dissertation develop a system that regulates the production to meet this requirement.

The control system allows both limit the electricity generated for injecting into the grid as well as take advantage of the energy that is injected to the consumer's own place of consumption.

For that it was developed a prototype in which investigated some control algorithms that best met the needs. As elements of auxiliary work it was created communication interfaces with the prototype.

Lastly it was made a study of the profitability of the proposed system in this dissertation in order to analyse the productive and economic viability itself.



# Conteúdo

<b>Lista de Figuras</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Acrónimos</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	3
1.3 Objetivos . . . . .	5
1.4 Estrutura da dissertação . . . . .	5
<b>2 Estado da arte da microgeração FV</b>	<b>7</b>
2.1 Microgeração . . . . .	7
2.1.1 Legislação em Portugal . . . . .	7
2.1.1.1 Produtor/Microprodutor . . . . .	8
2.1.1.2 Regimes remuneratórios . . . . .	8
2.1.1.3 Tarifa de referência do regime bonificado no ano de 2013 . . . . .	9
2.1.2 Unidades de microprodução ligadas à rede . . . . .	10
2.2 Sistemas de Geração Fotovoltaica . . . . .	10
2.2.1 Módulos FV . . . . .	11
2.2.1.1 Células Fotovoltaicas . . . . .	11
2.2.1.2 Características Elétricas das células FV . . . . .	13
2.2.1.3 Associação de Módulos FV . . . . .	15
2.2.1.4 Proteções dos Módulos FV . . . . .	15
2.2.1.5 Efeito da temperatura e irradiação nos Módulos FV . . . . .	16
2.2.2 Conversor DC/DC . . . . .	17
2.2.3 Inversor DC/AC . . . . .	18
2.2.3.1 Inversor comutado sem transformador de isolamento . . . . .	18
2.2.3.2 Inversor com transformador operando a 50 Hz . . . . .	19
2.2.3.3 Inversor com transformador operando a alta frequência . . . . .	20
2.2.3.4 Inversor comutado com isolamento galvânico e modulação no primário do transformador . . . . .	20
2.2.4 Armazenamento . . . . .	21
2.2.5 Regulador de Carga . . . . .	23
2.2.5.1 Reguladores em série . . . . .	23
2.2.5.2 Reguladores em paralelo . . . . .	24

2.2.5.3	Reguladores MPPT . . . . .	24
2.2.6	Algoritmos de MPPT . . . . .	24
2.2.6.1	Tensão Constante . . . . .	24
2.2.6.2	<i>Fractional Short-Circuit Current</i> . . . . .	25
2.2.6.3	Perturbação e Observação . . . . .	25
2.2.6.4	Condutância Incremental . . . . .	26
2.3	Arquitetura de um sistema FV ligado à rede . . . . .	28
2.3.1	Instalação de inversores . . . . .	28
2.3.1.1	Inversor <i>Master-Slave</i> . . . . .	28
2.3.1.2	Inversor por cada associação de módulos . . . . .	28
2.3.1.3	Inversor integrado no módulo . . . . .	29
2.3.2	Sistemas de Microgeração FV ligada à RESP . . . . .	29
2.3.3	Dimensionamento do inversor FV . . . . .	29
2.3.3.1	Determinação da potência . . . . .	31
2.3.3.2	N <sup>o</sup> máximo de módulos ligados em série . . . . .	31
2.3.3.3	N <sup>o</sup> mínimo de módulos ligados em série . . . . .	31
2.3.3.4	N <sup>o</sup> de <i>strings</i> . . . . .	32
2.4	Publicações científicas na área da regulação de sistemas Fotovoltaicos . . . . .	32
2.4.1	“Controlo da Potência Injectada na Rede por um Sistema de Microgeração do Tipo Solar Fotovoltaico” [22] . . . . .	32
2.4.1.1	Controlo da potência gerada por alteração no ponto de funcionamento do gerador fotovoltaico . . . . .	33
2.4.1.2	Controlo por armazenamento de potência excedente em bateria . . . . .	33
2.4.2	“ <i>A simple PV constrained production control strategy</i> ” [24] . . . . .	34
2.4.3	“ <i>An integrated multifunction DC/DC converter for generation systems</i> ” [25] . . . . .	35
2.4.4	“ <i>Modeling, Control and Simulation of a Photovoltaic Power System for Grid-Connected and Stand-alone Applications</i> ” [26] . . . . .	35
2.4.5	“ <i>A Novel, Digitally-Controlled, Portable Photovoltaic Power Source</i> ” [27] . . . . .	36
2.4.6	“ <i>An Adaptive Solar Photovoltaic Array Using Model-Based Reconfiguration Algorithm</i> ” [28] . . . . .	38
<b>3</b>	<b>Solução proposta</b> . . . . .	<b>41</b>
3.1	Descrição da solução . . . . .	42
3.1.1	Interação com interface local . . . . .	44
3.1.2	Interação pela WEB . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Fundamentação teórica da solução</b> . . . . .	<b>49</b>
4.1	Conversor <i>Buck</i> . . . . .	49
4.1.1	Operação básica do circuito . . . . .	52
4.1.2	Formulação matemática do conversor <i>buck</i> . . . . .	54
4.1.3	Dimensionamento do conversor <i>buck</i> . . . . .	56
4.1.3.1	Escolha do filtro indutivo . . . . .	56
4.1.3.2	Escolha do filtro capacitivo . . . . .	57
4.1.4	Atuação . . . . .	57

4.1.4.1	<i>Pulse Width Modulation</i> . . . . .	57
4.1.4.2	Dispositivos semicondutores de potência . . . . .	58
4.2	Algoritmos de Controlo . . . . .	61
4.2.1	Controlador PID . . . . .	63
4.2.1.1	Teoria do controlador PID . . . . .	63
4.2.2	Controlador por Lógica Difusa . . . . .	65
4.2.2.1	Organização de um sistema difuso . . . . .	65
<b>5</b>	<b>Implementação</b> . . . . .	<b>69</b>
5.1	Circuito principal de potência . . . . .	70
5.1.1	Drive de potência dos MOSFETs . . . . .	72
5.2	Circuito de controlo . . . . .	73
5.3	Medição das variáveis . . . . .	76
5.3.1	Quantificação das grandezas analógicas . . . . .	77
5.4	Meio de comunicação . . . . .	78
5.5	Algoritmos aplicados . . . . .	79
5.5.1	Algoritmo PID . . . . .	79
5.5.2	Algoritmo por Lógica Difusa . . . . .	81
5.5.2.1	Fuzzificação . . . . .	81
5.5.2.2	Mecanismo de Inferência . . . . .	82
5.5.2.3	Defuzzificação . . . . .	82
5.6	Aplicação local . . . . .	83
5.6.1	Comunicação com a base de dados . . . . .	85
5.7	Aplicação WEB . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Resultados e análise de desempenho</b> . . . . .	<b>89</b>
6.1	Eficiência do conversor <i>buck</i> . . . . .	89
6.2	Desempenho dos algoritmos . . . . .	90
6.3	Rentabilização do sistema . . . . .	93
6.3.1	Unidade de Microgeração típica . . . . .	94
6.3.2	Unidade de Microgeração proposta . . . . .	95
<b>7</b>	<b>Considerações finais</b> . . . . .	<b>101</b>
7.1	Conclusão . . . . .	101
7.2	Trabalho futuro . . . . .	102
	<b>Bibliografia</b> . . . . .	<b>103</b>
<b>A</b>	<b>Comunicação por RS-232</b> . . . . .	<b>107</b>
A.1	Especificações RS-232 . . . . .	107
A.1.1	Características dos sinais elétricos . . . . .	107
A.1.2	Formato de dados transmitidos . . . . .	108
A.1.3	Opções de ligação . . . . .	109
A.2	Mensagens entre mC e aplicação local . . . . .	109

<b>B</b>	<b>Comunicação por I<sup>2</sup>C™</b>	<b>113</b>
B.1	Comunicação . . . . .	114
B.2	Características do barramento I <sup>2</sup> C™ . . . . .	114
B.3	Mensagens entre mC e EEPROM . . . . .	115
<b>C</b>	<b>Esquemas Elétricos</b>	<b>117</b>
<b>D</b>	<b>Código C implementado no mC</b>	<b>121</b>
D.1	Código de algoritmos de controlo . . . . .	121
D.2	Módulo de conversões analógicas-digitais . . . . .	122
D.3	Módulo PWM . . . . .	125
D.4	Módulo UART . . . . .	127
D.5	Módulo I <sup>2</sup> C™ . . . . .	130

# Lista de Figuras

1.1	Consumo mundial de energia primária, em Milhões de tonelada equivalente de petróleo (Mtep) [1]. . . . .	2
1.2	Potencial de energia solar fotovoltaica nos países europeus [5] . . . . .	3
1.3	Diferença de irradiância incidente entre superfícies FV horizontais e rastreadoras [7] . . . . .	4
2.1	Evolução da potência ligada à RESP . . . . .	10
2.2	Porcentagem de unidades de microprodução ligada à rede . . . . .	11
2.3	Tipos de sistemas FV [7]. . . . .	12
2.4	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica . . . . .	13
2.5	Curva característica $I(V)$ e curva da potência aos terminais de uma célula FV, e respectivos parâmetros característicos [13] . . . . .	15
2.6	Representação das curvas $I(V)$ relativas a uma associação mista [15] . . . . .	16
2.7	Associação mista de módulos com díodos de proteção . . . . .	17
2.8	Topologias básicas dos conversores estáticos DC/DC [16] . . . . .	18
2.9	Topologia do inversor comutado sem transformador de isolamento [17] . . . . .	19
2.10	Topologia do inversor com transformador de isolamento de baixa frequência [17] . . . . .	20
2.11	Topologia do inversor com transformador de isolamento a alta frequência [17] . . . . .	21
2.12	Topologia do inversor com transformador de isolamento de alta frequência [17] . . . . .	21
2.13	Fluxograma do algoritmo de “Perturbação e Observação” . . . . .	25
2.14	Fluxograma do algoritmo de “Condutância Incremental” . . . . .	27
2.15	Esquema de ligação de uma unidade de microgeração ligada à rede [23] . . . . .	30
2.16	Curvas características do gerador FV e intervalo operacional de um inversor [7] . . . . .	30
2.17	Alteração do ponto de funcionamento [22] . . . . .	33
2.18	Estratégia de controlo da produção FV [24] . . . . .	35
2.19	Diagramas de controlo em modo ligado à rede [25] . . . . .	36
2.20	Sistema híbrido proposto [26] . . . . .	37
2.21	Circuito esquemático do sistema FV proposto [27] . . . . .	37
2.22	Sistema FV proposto com parte fixa e um banco de módulos adaptativos [28] . . . . .	39
3.1	Esquema da unidade de microgeração ligada à RESP como proposta . . . . .	41
3.2	Esquema geral do sistema a implementar . . . . .	42
3.3	Fluxograma da regulação do sistema . . . . .	43

3.4	Diagrama da sequência de interações entre equipamentos na aplicação local	45
3.5	Diagrama da sequência de interações entre equipamentos pela WEB . . . .	47
4.1	Uma resistência com um comutador de um polo a dois estados . . . . .	49
4.2	Efeito do indutor . . . . .	50
4.3	Circuito com um filtro LC . . . . .	50
4.4	Fonte comutada <i>step-down</i> . . . . .	51
4.5	Conversor <i>Buck</i> : primeiro estado . . . . .	53
4.6	Conversor <i>Buck</i> : segundo estado . . . . .	53
4.7	Conversor <i>Buck</i> : terceiro estado . . . . .	54
4.8	Formas de onda de alguns elementos do conversor <i>buck</i> . . . . .	55
4.9	Modulador de PWM . . . . .	57
4.10	Símbolos de alguns semicondutores de potência . . . . .	61
4.11	Sistema de controlo realimentado . . . . .	62
4.12	Processo de um Sistema Difuso . . . . .	66
4.13	Etapa de defuzzificação de um sistema difuso . . . . .	68
5.1	Visão geral do protótipo . . . . .	69
5.2	Placa do protótipo com circuito de potência e circuito de controlo . . . . .	70
5.3	Aparelhos de atuação do protótipo . . . . .	71
5.4	Placa de <i>drives</i> de atuação dos comutadores . . . . .	73
5.5	Fluxograma do programa no mC . . . . .	75
5.6	Estrutura de mensagem . . . . .	78
5.7	Variáveis do sistema usadas nos algoritmos de regulação . . . . .	80
5.8	Funções de associação para $e_n$ e $\Delta e_n$ . . . . .	81
5.9	Janela de login da aplicação . . . . .	83
5.10	Janela de monitorização e regulação . . . . .	84
5.11	Janela de configuração da comunicação . . . . .	84
5.12	Janela de consulta de registos . . . . .	85
5.13	Janela de gestão dos utilizadores . . . . .	85
5.14	Página WEB de <i>login</i> . . . . .	88
5.15	Página WEB de monitorização e controlo . . . . .	88
6.1	Montagem experimental para a resposta a um degrau . . . . .	91
6.2	Resposta do sistema . . . . .	92
6.3	Perfis de irradiância em 2005 . . . . .	94
6.4	Evolução do retorno do investimento . . . . .	97
6.5	Evolução dos parâmetros de avaliação . . . . .	98
6.6	Níveis de produção FV a 16/06/2005 . . . . .	99
6.7	Evolução do retorno do investimento para diferentes n <sup>o</sup> de módulos FV instalados . . . . .	99
A.1	Níveis lógicos na transmissão de uma palavra série por RS-232 . . . . .	109
A.2	Conector DB-9 [56] . . . . .	109
A.3	Diagrama da sequência da comunicação por RS-232 entre Microcontrolador (mC) e a aplicação local . . . . .	111
B.1	Conexão típica em I <sup>2</sup> C™ [57] . . . . .	113

B.2	Estados do barramento do protocolo I <sup>2</sup> C <sup>™</sup> [57] . . . . .	114
B.3	Mensagem I <sup>2</sup> C <sup>™</sup> de leitura de um byte a partir da EEPROM [57] . . . . .	115
C.1	Circuito de potência da implementação . . . . .	117
C.2	Esquema de ligações com a aplicação local . . . . .	118
C.3	Esquema elétrico da <i>drive</i> de potência dos comutadores . . . . .	118
C.4	Esquema elétrico de elaboração da fonte isolada . . . . .	118
C.5	Circuito de ligação do mC . . . . .	119
C.6	Circuito da EEPROM de dados . . . . .	119
C.7	Circuito de sensores . . . . .	120



# Lista de Tabelas

2.1	Tarifa de remuneração consoante a tecnologia da unidade de microgeração	9
2.2	Rendimento elétrico das principais células fotovoltaicas [12]	13
4.1	Características dos principais semicondutores comutados [33]	61
4.2	Operadores Difusos	67
4.3	Métodos de agregação	67
4.4	Métodos de defuzzificação	67
5.1	Características dos conversores <i>Buck</i> paralelos	71
5.2	Características dos sensores	78
5.3	Valor dos ganhos do controlador	81
5.4	Intervalo das funções de associação	82
5.5	Exemplo de registo da tabela “utilizadores” da base de dados	86
5.6	Exemplo de registo da tabela “controlo” da base de dados	86
5.7	Exemplo de registo da tabela “monitorizacao” da base de dados	86
6.1	Parâmetros da resposta transitória do sistema	92
6.2	Custo dos componentes do protótipo	96
6.3	Produção e remuneração entre unidades de MG FV convencional e propostas	99
A.1	Comprimento máximo do cabo conforme a taxa de transferência [55]	109
A.2	Descrição dos pinos dum conector DB-9 [55]	110



# Lista de Acrónimos

<b>AC</b>	<i>Alternating Current</i>
<b>A/D</b>	Conversão analógica-digital
<b>ASCII</b>	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
<b>BJT</b>	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
<b>BT</b>	Baixa Tensão
<b>CI</b>	Circuito Integrado
<b>DC</b>	<i>Direct Current</i>
<b>DL</b>	Decreto-Lei
<b>EEPROM</b>	<i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
<b>ESR</b>	<i>Effective Series Resistance</i>
<b>FER</b>	Fontes de Energia Renováveis
<b>FV</b>	Fotovoltaicos
<b>GEE</b>	Gases de Efeito de Estufa
<b>GPL</b>	<i>General Public License</i>
<b>HTML</b>	<i>HyperText Markup Language</i>
<b>I<sup>2</sup>C™</b>	<i>Inter-Integrated Circuit™</i>
<b>ICSP™</b>	<i>In-Circuit Serial Programming™</i>
<b>IGBT</b>	<i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i>
<b>mC</b>	Microcontrolador
<b>MG</b>	Microgeração
<b>MOSFET</b>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<b>MPP</b>	<i>Maximum Power Point</i> - ponto de máxima potência
<b>MPPT</b>	<i>Maximum Power Point Tracker</i>

<b>PID</b>	Proporcional-Integral-Derivativo
<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<b>RESP</b>	Rede Elétrica de Serviço Público
<b>SEN</b>	Sistema Elétrico Nacional
<b>SPI</b>	<i>Serial Peripheral Interface</i>
<b>SQL</b>	<i>Structured Query Language</i>
<b>SRM</b>	Sistema de Registo de Microprodução
<b>STC</b>	<i>Standard Test Conditions</i>
<b>PHP</b>	<i>Hypertext Preprocessor</i>
<b>UART</b>	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i>
<b>WEB</b>	World Wide Web





# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento

A humanidade tem como um dos grandes desafios implementar um desenvolvimento sustentável que contrarie a degradação ambiental atual de forma eficaz. Esse problema, advém fortemente do aumento exponencial da dependência energética desde da Revolução Industrial bem como do aumento dos padrões de vida das populações. A energia está presente em todas as cadeias de recursos, desde da transformação de matérias-primas até aos serviços de alto nível necessários da sociedade, pelo que a energia assume um carácter indispensável e valioso.

As fontes de energia dividem-se em dois tipos: fontes renováveis ou alternativas; e fontes não renováveis, fósseis ou convencionais. As fontes renováveis são inesgotáveis ou podem ser repostas a curto ou médio prazo. Estas fontes encontram-se já em difusão em todo o mundo e a sua importância tem vindo a aumentar ao longo dos anos, no entanto representam uma parte reduzida da produção de energia mundial. Atualmente a procura de energia assenta fundamentalmente nas fontes de energia não renováveis as quais têm tecnologia difundida, mas possuem um elevado impacto ambiental, que se traduzem na proliferação de matérias-primas, emissão de Gases de Efeito de Estufa (GEE) e poluição. A figura 1.1 ilustra a evolução do consumo energético mundial de fontes primárias de energia (em 2011 cresceu 2.5%) onde se salienta os 33.1 e 30.3% de energia obtidos a partir de reservas de petróleo e carvão, respetivamente. Por outro lado, as Fontes de Energia Renováveis (FER) representam apenas 2.1% desse consumo [1].

Importa salientar que associado ao incremento do consumo energético, está o consumo de eletricidade. Existe uma contínua demanda para aumentar a capacidade de potência elétrica, já que previsões apontam para que esta seja dobrada [2]. Os sistemas elétricos de energia obedecem a uma estrutura hierarquizada e bem definida em que é possível fazer a distinção entre os sistemas de produção, transporte e distribuição. As centrais com potências instaladas elevadas, tais como as térmicas e as grandes hidroelétricas, encontram-se ligadas à rede através de transformadores elevadores de tensão. A energia produzida a nível central é então transportada a grandes distâncias até à proximidade dos centros de consumo, onde é entregue à rede de distribuição através de transformadores redutores de tensão e posteriormente ao consumidor final, depois de ter passado por sucessivos transformadores de distribuição. Esta estrutura é ainda hoje, a base do Sistema Elétrico Nacional (SEN), cuja potência de perdas se situa entre 5 a 10% da potência total produzida. Estas perdas na rede traduzem-se em custos que se refletem

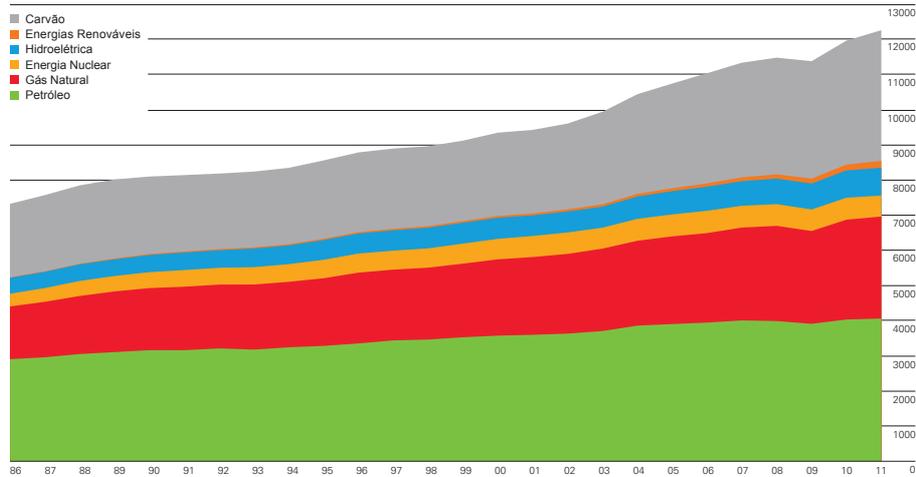


Figura 1.1: Consumo mundial de energia primária, em Milhões de tonelada equivalente de petróleo (Mtep) [1].

no preço final da energia entregue ao consumidor [3].

O desenvolvimento tecnológico tem conduzido ao aparecimento de novas tecnologias de produção com potências nominais relativamente baixas, mais eficientes e mais amigas do ambiente, quando comparadas com as tecnologias convencionais. A geração distribuída tem sido alvo de crescente atenção uma vez que a sua utilização possibilita uma maior independência contribuindo favoravelmente para a segurança do aprovisionamento energético, permite uma diversificação das fontes energéticas utilizadas, assegura maiores eficiências energéticas uma vez que permite reduzir perdas de transmissão e distribuição na rede elétrica e permite adiar investimentos no reforço do fornecimento de eletricidade.

A importância atribuída à produção descentralizada varia de país para país. Em Portugal, a produção de energia elétrica utilizando FER ou através de processos de conversão de elevada eficiência energética de pequena dimensão pode contribuir para uma alteração da atual fatura energética principalmente no que se refere à sua dependência do exterior.

É de salientar que a energia não tem apenas impacto ambiental, mas também económico. Atualmente, Portugal encontra-se fortemente dependente de energia importada, principalmente no que diz respeito aos combustíveis fósseis, o que torna a energia num vetor fundamental na economia do país. Portugal, em concordância com o resto da Europa, comprometeu-se em 2020 atingir 31% de consumo final bruto de energia, 60% de eletricidade produzida e 10% de consumo de energia no sector rodoviário proveniente de fontes de energias renováveis endógenas [4].

Esta política energética levou a uma aposta na microprodução - produção descentralizada de energia em pequenas potências. Este tipo de geração elétrica prende-se com o facto de diminuir a dependência energética face ao exterior, uma vez que as unidades de Microgeração (MG) ao utilizarem FERs endógenas diminuem a importação para satisfação das necessidades energéticas. Outras vantagens inerentes são:

- melhoria do desempenho ambiental do sistema energético, na medida em que o recurso a FER proporciona a redução dos GEE, comparativamente com a geração de eletricidade pelas centrais termoelétricas, alimentadas por combustíveis fósseis;

- redução de perdas na rede de distribuição e diminuição de investimento na rede, já que os locais de produção coincidem ou são bastante próximos dos locais de consumo;
- em regiões isoladas, a MG pode ser a via com menores custos ou mesmo a única via para dotar a região com energia elétrica;
- crescimento e emprego, pois cria oportunidades de negócio para aqueles que produzem/transacionam bens de equipamentos e componentes para o sector elétrico.

Portugal, anualmente, tem elevados níveis de insolação, e até se pode considerar favorecido comparativamente com o resto da Europa. Como a figura 1.2 demonstra, existe um enorme potencial de aproveitamento da energia solar já que é ilimitada e amplamente disponível, tornando-a passível de ser convertida em energia elétrica e/ou térmica.

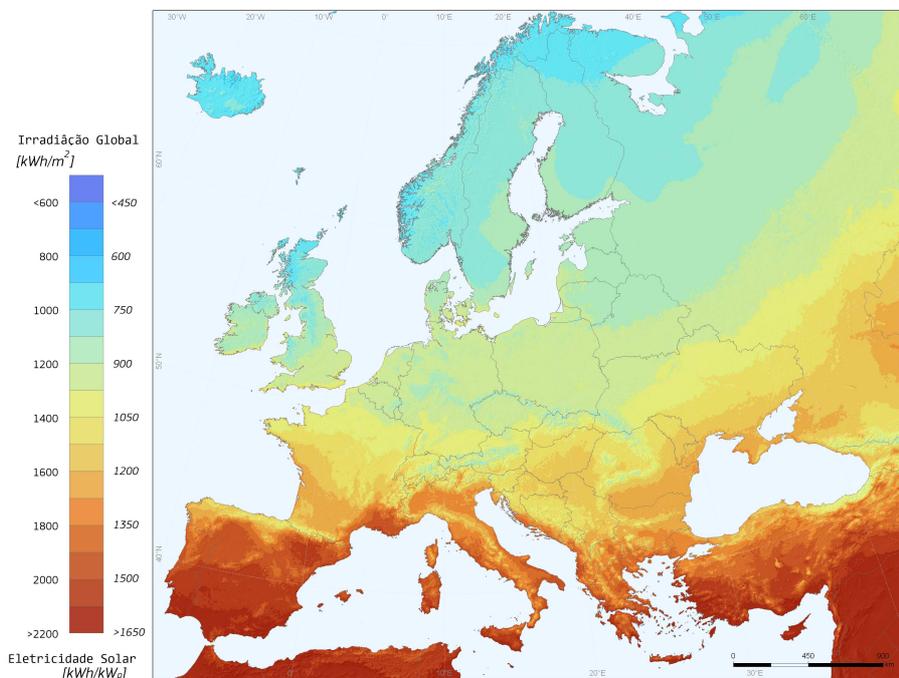


Figura 1.2: Potencial de energia solar fotovoltaica nos países europeus [5]

Por se tratar de um recurso virtualmente inesgotável e de grande potencial para Portugal, a energia solar Fotovoltaicos (FV) é a FER com maior representatividade nos sistemas de MG. Até à data de 22/10/2012 havia 78797.46 kW de potência instalada ligada à Rede Elétrica de Serviço Público (RESP), distribuídas em 22157 instalações de sistemas FV, perfazendo uma representação de mais de 99% das unidades de MG [6].

## 1.2 Motivação

Os sistema de geração FV têm uma produção de potência inconstante ao longo do dia e do ano. Uma das razões é que a produção FV depende principalmente da irradiância solar absorvida pelo gerador FV. Mas fatores instáveis como as condições meteorológicas

(presença de nuvens, temperatura, ...) contribuem também para uma produção irregular de eletricidade.

Em concordância com o movimento do Sol a potência produzida é mínima no início e fim de um dia, e é máxima quando o Sol atinge o seu ponto mais alto no céu, tipicamente ao meio-dia. Existe também variação de produção ao longo do ano, devido à inclinação do eixo terrestre, ou seja, existe uma maior produção quanto mais perpendicular for a irradiância incidente no gerador FV, circunstância essa verificada no verão. Tais factos são observados na figura 1.3 em que se tem um perfil de irradiância solar para diferentes dias do ano. Além disso a importância da inclinação da superfície coletora dos raios solares é evidente. As superfícies FV que acompanham a trajetória do sol têm mais capacidade de produção de energia elétrica do que superfícies estáticas.

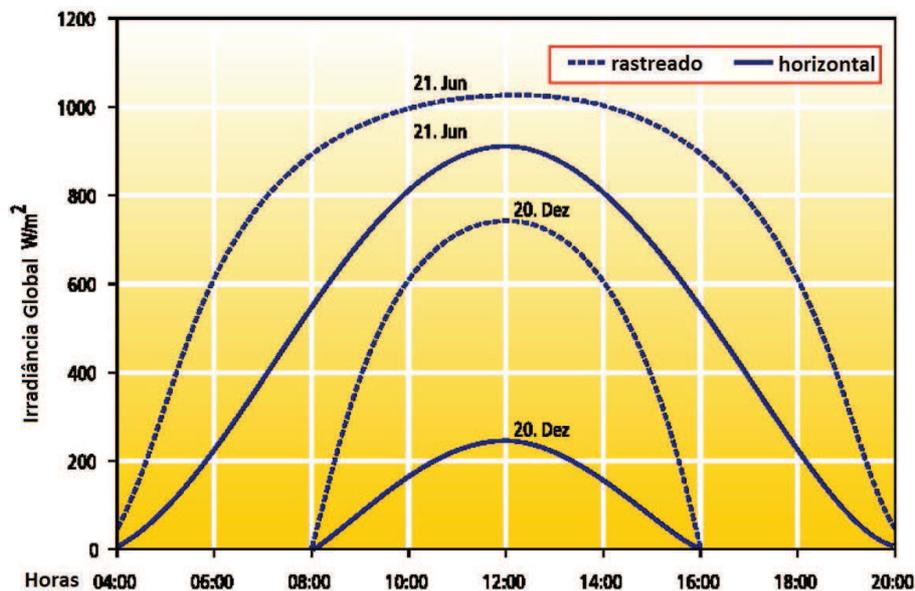


Figura 1.3: Diferença de irradiância incidente entre superfícies FV horizontais e rastreadoras [7]

Sendo assim os sistemas de MG são projetados para a máxima irradiância solar sentida ao longo do ano para uma determinada potência a injetar na rede. Isto conduz a curtos períodos em que a produção elétrica proveniente dos geradores FV esteja a ser totalmente injetada, nomeadamente para os períodos que foi dimensionado, ao passo que nas restantes alturas do ano, e maior parte do tempo, o sistema não esteja a produzir nos níveis de produção desejados.

Com isto os sistemas estão longe de produzir na potência nominal, não satisfazendo as necessidades da rede convenientemente. O cenário ideal era ter um gerador FV sobredimensionado de modo a alargar o intervalo de tempo que este produz a potência nominal de injeção na rede. Mas, a grande desvantagem deste cenário é que o sistema ao estar sobredimensionado, para períodos de maior incidência solar este pode afetar negativamente a restante instalação de MG ao ponto de a danificar e exceder o limite de potência a injetar na rede.

### 1.3 Objetivos

De modo a contornar esta limitação, pretende-se desenvolver um sistema que permita ter numa unidade de MG FV o cenário idealizado descrito anteriormente mas que respeite os limites de potência de injeção na rede de modo a não prejudicá-la bem como à própria unidade. Com isto quer-se garantir o aumento dos níveis de energia elétrica produzida numa instalação de MG FV de forma segura.

Um sistema de geração FV com ligação à rede é essencialmente constituído por os módulos FV que produzem potência em *Direct Current* (DC) e o inversor DC/AC que modela a potência gerada para os parâmetros conformes da rede elétrica. O sistema sobredimensionado consiste na adição de módulos FV e um inversor para a mesma potência nominal de uma instalação normal, pelo que o sistema desenvolvido passa por ser um aparelho intermédio entre os equipamentos enumerados.

Os objetivos principais desta dissertação prende-se com os seguintes requisitos para o sistema:

- seja capaz de monitorizar a produção FV, em termos de tensão, corrente e potência.
- seja capaz de regular a produção FV para os parâmetros elétricos dentro do funcionamento do inversor DC/AC quando a produção seja superior à nominal, resultante de períodos de maior nível de irradiância solar.
- conforme a legislação permitir, que seja capaz de aproveitar a produção FV excedente, resultante dos períodos referidos no ponto anterior, para consumo interno da própria instalação FV, como por exemplo, em equipamentos de aquecimento de águas; sistemas AVAC ou piso radiante elétrico ou então armazenar e entregar posteriormente à rede a produção excedente.

No desenvolvimento destas etapas pretende-se avaliar os algoritmos de controlo que melhor satisfaçam as exigências anteriores. De modo a tornar o sistema monitorizável e dinâmico para qualquer tipo de instalação de MG FV o sistema requer da criação de uma aplicação de interação com o utilizador.

Por fim, e devido às alterações feitas numa unidade de MG FV, pretende-se analisar a viabilidade económica do sistema proposto do ponto de vista do investidor/produtor.

### 1.4 Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se dividida em sete capítulos, onde são expostos todos os conceitos envolvidos no desenvolvimento do trabalho realizado. No seu final, estão presentes quatro apêndices adicionais. Seguidamente é apresentado um breve resumo de cada um dos capítulos.

No capítulo 1, Introdução, é descrito o enquadramento em que esta dissertação se insere, expondo a sua motivação e objetivos na realização da mesma.

No capítulo 2, Estado da arte da microgeração, pretende-se apresentar o estado da MG em Portugal, clarificando-se a legislação em vigor e a tendência de crescimento do número de unidades de MG, nomeadamente as de natureza FV. Com isto, faz-se uma descrição dos constituintes de um sistema de geração FV, bem como, em mais pormenor

os sistemas ligados à rede, os tipos de topologias de inversores e seu dimensionamento. Por fim, apresenta-se alguns trabalhos académicos relacionados com a MG.

No capítulo 3, Solução proposta, descreve-se o sistema desenvolvido para esta dissertação, ao expor-se os constituintes do sistema. Assim, dá-se uma noção ao leitor do funcionamento, interações e tecnologias implementadas de uma forma geral.

No capítulo 4, Fundamentação teórica da solução, expõe-se os conceitos teóricos que fundamentam a solução proposta, tanto a nível de implementação física como de processamento.

No capítulo 5, Implementação, apresenta-se o *hardware* usado, assim como as descrições técnicas de cada componente. Apresenta-se, também, as diferentes aplicações com que os equipamentos interagem.

No capítulo 6, Resultados e análise de desempenho, é determinada a eficiência dos conversores *buck* implementados. É feito o estudo da execução dos algoritmos responsáveis pela regulação do sistema. Neste capítulo dá-se também relevância ao estudo da viabilidade económica da solução proposta.

No capítulo 7, Considerações finais, é o capítulo final desta dissertação onde se apresentam as ilações retiradas da sua realização. Também são apresentadas algumas propostas para continuação e aperfeiçoamento do trabalho.

O apêndice A, Comunicação por RS-232, resumidamente, explica o protocolo RS-232 nos pontos importantes da sua implementação. É descrito as componentes das mensagens trocadas entre os equipamentos usados pelo protocolo RS-232.

O apêndice B, Comunicação por I<sup>2</sup>C<sup>™</sup>, expõe o protocolo de comunicação *Inter-Integrated Circuit*<sup>™</sup> (I<sup>2</sup>C<sup>™</sup>) bem como o conteúdo transmitido entre equipamentos que o utilizam.

O apêndice C, Esquemas Elétricos, apresenta os circuitos elétricos bem como os componentes eletrónicos pelo qual a solução é composta.

O apêndice D, Código C implementado no mC, apresenta alguns exemplos de código C para cumprimento de uma tarefa específica do mC.

## Capítulo 2

# Estado da arte da microgeração FV

### 2.1 Microgeração

Os conceitos de microgeração ou microprodução de energia referem-se às aplicações da produção descentralizada de eletricidade onde são utilizadas tecnologias de menores potências ligadas à RESP de Baixa Tensão (BT). Nos últimos anos, com os avanços tecnológicos na área da energia, e devido à mudança económica nesta área associada à crescente preocupação com questões ambientais, tem havido um novo interesse na produção descentralizada.

#### 2.1.1 Legislação em Portugal

Com o objetivo de incentivar a utilização de energias renováveis através da produção de energia por parte de pessoas singulares ou coletivas, públicas ou privadas, recorrendo à produção local de energia para consumo próprio e/ou venda, foi criada legislação que permite identificar os incentivos e requisitos aos sistemas de microgeração. Estes incentivos têm como objetivo descentralizar a produção de energia e um melhor e maior aproveitamento das energias renováveis.

A legislação referente à microprodução como atividade de produção de eletricidade tem sofrido algumas alterações nos últimos anos. Neste documento irá apenas dar-se importância à legislação em vigor.

Após cinco anos desde a entrada em vigor do Decreto-Lei (DL) nº 68/2002, de 25 de Março, verificou-se que o número de sistemas de microgeração de eletricidade licenciados e a funcionar ao abrigo deste enquadramento legal não atingiu uma expressão significativa.

Assim, desta forma, surgiu o DL nº 363/2007, de 2 de Novembro, vindo simplificar significativamente o regime de licenciamento, tornando a microprodução mais atrativa. A entrada e a análise de projetos foram substituídos por uma base de dados de elementos-tipo preexistente que o produtor terá de respeitar, simplificando/encurtando um processo que demoraria vários meses a um processo simples de registo eletrónico. Entretanto surgiram já três alterações posteriores, o DL nº 67-A/2007, o DL nº 118-A/2010, estando vigente o DL nº 25/2013 de 19 de Fevereiro [8].

Dá-se a criação do Sistema de Registo de Microprodução (SRM), que é uma plataforma eletrónica de interação entre o produtor e Administração. No presente DL criou-se um regime simplificado de faturação e de relacionamento comercial, evitando-se a emissão de faturas e acordos de IVA pelos particulares, que se encontram substituídos pelos co-

mercionalizadores. Assim o microprodutor recebe ou paga através de uma única transação, englobando a eletricidade consumida e produzida pelo microprodutor.

### 2.1.1.1 Produtor/Microprodutor

O produtor/microprodutor é a entidade que produz eletricidade por intermédio de unidades de microprodução. Podem ser produtores de eletricidade todas as entidades que disponham de um contrato de compra e venda de eletricidade em BT, com instalação monofásica ou trifásica, com potência de ligação até 5,75 kW. Sendo a unidade de microprodução integrada no local da instalação elétrica de utilização.

O produtor deve entregar a eletricidade em conformidade com as normas técnicas aplicáveis e de modo a não causar perturbações no normal funcionamento da rede pública de distribuição em BT.

O acesso à atividade de microprodução pode ser restringido pelo operador da rede de distribuição, este facto pode dever-se ao caso em que a instalação de utilização esteja ligada a um posto de transformação cujo somatório da potência dos registos aí ligados seja superior a 25% da potência do respetivo posto de transformação [8].

### 2.1.1.2 Regimes remuneratórios

Foram criados dois regimes de remuneração: o regime geral e o regime bonificado. O regime remuneratório é aplicado apenas à energia ativa entregue à RESP.

O regime geral é aplicável a todos os que tenham acedido à atividade de microprodução e não se enquadrem no regime bonificado. A remuneração para o regime geral é dada de acordo com a seguinte expressão [8]:

$$\text{Rem}_m = W_m \cdot P_{ref} \cdot \frac{IPC_{n-1}}{IPC_{ref}} \quad (2.1)$$

Para efeitos da fórmula anterior:

**Rem<sub>m</sub>** é a remuneração do mês *m*, em €

**W<sub>m</sub>** é a energia produzida no mês *m*, em kWh

**P<sub>ref</sub>** é o valor da parcela de energia da tarifa simples entre 2,30 e 20,7 kVA aplicada no ano de 2012 pelo comercializador de último recurso ao fornecimento da instalação de consumo

**IPC<sub>ref</sub>** é o índice de preços no consumidor, sem habitação, no continente, referente ao mês de dezembro de 2011, publicado pelo Instituto Nacional de Estatística, I.P

**IPC<sub>n-1</sub>** é o índice de preços no consumidor, sem habitação, no continente, referente ao mês de dezembro do ano *n* - 1, publicado pelo Instituto Nacional de Estatística, I.P.

O regime bonificado é aplicável a unidades de microprodução limitadas a 50% da potência instalada e com potência de ligação até 3,68 kW, ou 11,04 kW no caso de condomínios, e que utilizem as seguintes fontes de energia: solar, eólica, hídrica, cogeração a biomassa, pilhas de combustível com base em hidrogénio proveniente de microprodução renovável e co-geração não renovável. O local de consumo associado à microprodução tem

que dispor de coletores solares térmicos com um mínimo de 2 m<sup>2</sup> de área útil de coletor ou de caldeira a biomassa com produção anual de energia térmica equivalente [8].

No caso de condomínios, estes não necessitam de ter potência de ligação limitada a 50% da potência contratada, desde que realizem uma auditoria energética ao edifício e tenham implementado as medidas de eficiência energética identificados nessa auditoria com período de retorno de dois anos.

Todos os produtores no regime bonificado são remunerados com base na tarifa de referência que vigorará à data da emissão de certificado de exploração, mediante a portaria em vigor. A tarifa é aplicável durante um total de 15 anos contados desde o 1.º dia do mês seguinte ao do início do fornecimento, subdivididos em dois períodos, o primeiro com a duração de 8 anos e o segundo com a duração dos subseqüentes 7 anos [8].

Após os dois períodos, aplica-se à instalação de microprodução a tarifa do regime geral.

A eletricidade vendida encontra-se limitada tanto para a microprodução solar como para a restante microprodução em que os máximos são 2,4 e 4 MWh/ano, respetivamente, por cada kW instalado [8].

### 2.1.1.3 Tarifa de referência do regime bonificado no ano de 2013

Mediante a portaria nº 431/2012 de 31 de dezembro e de acordo com a legislação em vigor, a tarifa de referência aplicável à microprodução a partir de fonte solar com utilização de tecnologia fotovoltaica é de €196/MWh para o período de oito anos, e de €165/MWh para o segundo período de sete anos. Sendo assim tem-se a seguinte tarifa de remuneração consoante a tecnologia da unidade de MG, tabela 2.1 [9].

Tabela 2.1: Tarifa de remuneração consoante a tecnologia da unidade de microgeração

Tecnologia	Percentagem [%]	Tarifa	Tarifa
		1º período [€/kWh]	2º período [€/kWh]
Solar	100	0,1960	0,1650
Eólica	80	0,1568	0,1320
Hídrica	40	0,0784	0,0660
Co-geração a Biomassa	70	0,1372	0,1155
Pilhas de combustível com base em hidrogénio	*	*	*
Co-geração não renovável	40	0,0784	0,0660

\* percentagem de acordo com o tipo de energia renovável utilizado para a produção do hidrogénio

De acordo com a tabela 2.1 evidencia-se uma maior taxa de remuneração associada às unidades que tenham tecnologia fotovoltaica pelo que à primeira vista, trará maiores rendimentos. Em Portugal calcula-se que num ano, em média, 4 horas de Sol por dia são aptas para a produção fotovoltaica. Este valor é multiplicado com o valor da potência instalada e assim obtém-se uma estimativa da produção de energia diária média [10].

Por exemplo, um sistema com uma potência de 3,68 kW produz em média a energia de 4 h · 3,68 kW = 14,72 kWh/dia. Então por ano produz-se 14,72 kWh/dia · 365 dias = 5372,9 kWh/ano, e de acordo com a tabela 2.1, traduz-se num rendimento anual de €1053,07 para o primeiro período. A estimativa anterior não conta com fatores impor-

tantes como: a localização geográfica da unidade de microprodução devido à diferenças do nº de horas de sol entre Norte e Sul do país; a eficiência do inversor (tipicamente entre 95 e 98%) e as perdas nos cabos (tipicamente <1%). Um sistema de seguimento solar pode aumentar a produção cerca de 25% e assim aumentar também o proveito tributário [10].

Por fim, é de referir que a tributação dos rendimentos provenientes da atividade de microprodução está isenta de IRS até ao valor de €5000 [8].

### 2.1.2 Unidades de microprodução ligadas à rede

Seja por adoção de uma posição mais ecológica, por beneficiação dos incentivos fiscais e/ou obtenção do rendimento do investimento as unidades de microprodução em território nacional têm vindo a obter uma expressão significativa, figura 2.1.

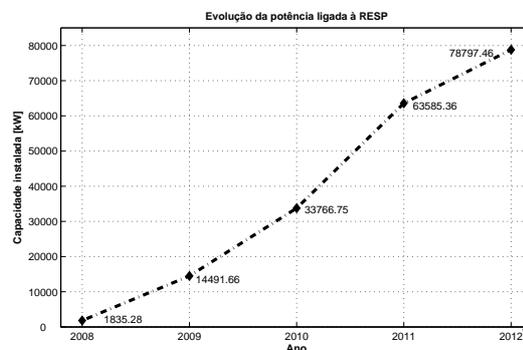


Figura 2.1: Evolução da potência ligada à RESP  
\* Até 22/10/2012

De acordo com dados estatísticos do SRM, até à data de 22/10/2012, tinha-se uma potência instalada ligada à RESP de 78797,46 kW correspondente a 22157 unidades de MG. A tecnologia mais implementada nas unidades de MG é a energia solar fotovoltaica, perfazendo um total de 21985 unidades equivalente a 78199,5 kW de potência instalada. De facto, os sistemas de geração fotovoltaica representam mais de 99% das unidades de microprodução quer em número de registos, figura 2.2a, quer em termos de capacidade de sustentar a RESP, figura 2.2b [6].

## 2.2 Sistemas de Geração Fotovoltaica

Os sistemas de produção FV subdividem-se em duas categorias: os sistemas isolados e os sistemas ligados à rede. Os sistemas isolados podem ter ou não ter armazenamento de energia conforme o consumo coincida com a produção. Os sistemas isolados normalmente servem para alimentação de cargas, sendo estas desligadas da RESP, como por exemplo, baterias, motores elétricos e iluminação. Se o sistema FV é suportado por outra fonte de energia, por exemplo, um gerador a diesel ou um aerogerador, é denominado de sistema FV híbrido. Por outro lado, os sistemas ligados à rede são caracterizados por estarem somente ligados à rede pública e injetarem totalmente a energia produzida, sem dispositivos de armazenamento, figura 2.3 [7].

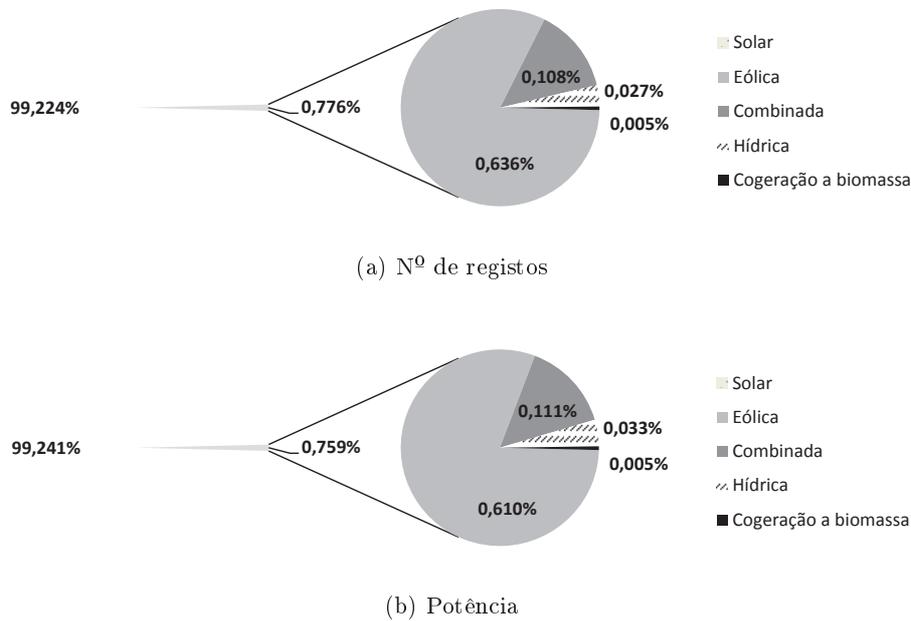


Figura 2.2: Percentagem de unidades de microprodução ligada à rede

Apesar das diferentes finalidades dadas à energia gerada nos dois sistemas, os equipamentos utilizados são bastante semelhantes. Os sistemas isolados têm os seguintes componentes: módulos FV; banco de baterias ou supercondensadores; regulador de carga; cargas; inversor DC/AC, em sistemas que tenham cargas *Alternating Current* (AC). Já os sistemas ligados à rede têm somente: módulos FV e inversor DC/AC de sincronização com a rede elétrica. À saída dos módulos FV podem incorporar um conversor DC/DC de forma a ajustar a tensão aos terminais dos painéis para obter uma maior potência dos mesmos. Como qualquer instalação elétrica também nestes sistemas se tem presente cabos de ligação e dispositivos de proteção elétrica [7].

Segue-se uma descrição dos componentes mais pertinentes de forma a compreender melhor a geração de energia elétrica a partir da radiação solar e com isto obter os perfis de energia adequados para cada propósito.

## 2.2.1 Módulos FV

Os módulos FV são os dispositivos que quando ligados a uma carga geram corrente elétrica. Genericamente, os módulos são constituídos por células fotovoltaicas e dois contactos metálicos encapsulados entre um vidro e um fundo, essencialmente para evitar a sua degradação com os agentes atmosféricos. O conjunto dos componentes são montados numa estrutura tipicamente de alumínio.

### 2.2.1.1 Células Fotovoltaicas

As células fotovoltaicas são fabricadas a partir de materiais semi-condutores, materiais esses que quando expostos a irradiação solar geram energia elétrica. A irradiação solar incidente numa célula fotovoltaica pode ser transmitida, refletida ou absorvida por esta,

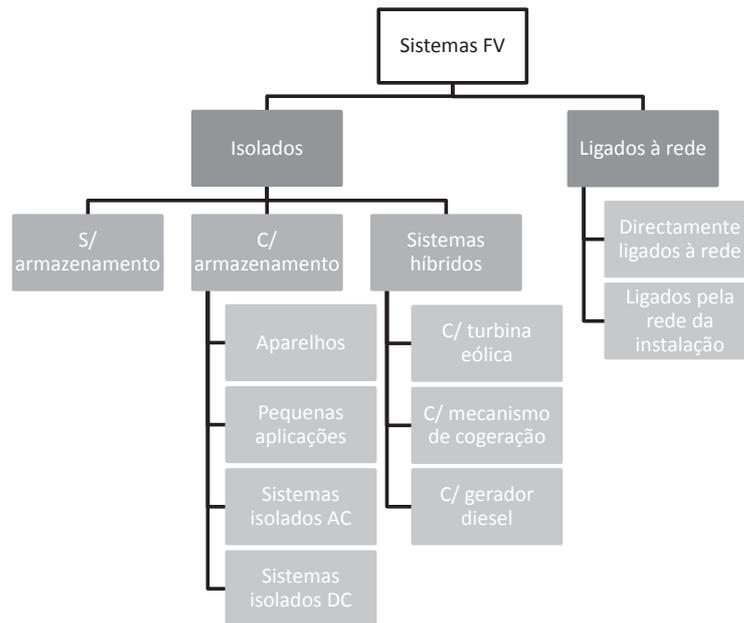


Figura 2.3: Tipos de sistemas FV [7].

mas somente a última através do efeito fotovoltaico permite gerar um fluxo elétrico, como demonstrou o físico experimental Edmond Becquerel em 1839.

O Silício, segundo elemento químico mais abundante na Terra, tem sido explorado na produção de células solares sob diversas formas: monocristalino, policristalino e amorfo. Contudo, a procura de materiais alternativos é intensa e concentra-se na área de filmes finos, onde o Silício amorfo se enquadra. Além de utilizarem uma menor quantidade de material, o seu processo de fabrico é mais simples, barato e o consumo de energia é mais baixo comparativamente com a produção de células de Silício monocristalinas. Sendo assim, as células fotovoltaicas até aos dias de hoje têm sofrido mudanças não só nos materiais que as constituem mas também na sua produção, pelo que se pode dividir as células em 3 grupos [11]:

- **1ª Geração** - células de Silício cristalino (mono e policristalino), que representam aproximadamente 90% do mercado atual;
- **2ª Geração** - tecnologias de películas finas sobre substratos rígidos de vidro ou cerâmico (Silício Amorfo, Arsenieto de Gálio, Compostos policristalinos como di-Selenieto de Cobre e Índio e Telurieto de Cádmiio), que rondam os 10% do mercado atual;
- **3ª Geração** - nanotecnologias para formação de películas finas sobre substratos flexíveis (células orgânicas, termofotovoltaico, rectenas, multi-junção).

Conforme o tipo de célula tem-se eficiências de conversão elétrica diferentes, conforme demonstrado na tabela 2.2. Quanto menor for a eficiência de uma célula, maior área esta terá que ter para se obter a mesma potência de uma célula com eficiência maior. Tal fato, torna-se importante no dimensionamento de um sistema FV.

Tabela 2.2: Rendimento elétrico das principais células fotovoltaicas [12]

Tecnologia	Máximo (célula em laboratório) [%]	Máximo (módulo) [%]	tipicamente (Indústria) [%]
Si monocristalino	24.7	22.7	12 a 16
Si policristalino	19.8	15.3	11 a 14
Si amorfo	12.7	-	5 a 8
Selenieto de Co- bre e Índio	18.2	12.1	-
Telurieto de Cád- mio	16.0	10.5	-

Ao analisar-se a tabela 2.2 verifica-se que as células de Silício monocristalino são as que têm maior eficiência de conversão. Em laboratório podem ter um rendimento até  $\simeq 25\%$ , mas devido aos altos custos inerentes à sua produção a nível industrial leva a que haja uma degradação da sua eficiência.

### 2.2.1.2 Características Elétricas das células FV

Para entender o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica é necessário ter um modelo equivalente da mesma. Se ligarmos uma carga aos terminais de uma célula fotovoltaica exposta à radiação solar, o seu funcionamento pode ser representado por modelos. O modelo mais recorrente é o modelo *standard* ou *single-diode* cujo o circuito equivalente se apresenta na figura 2.4. Neste esquema, a resistência série  $R_S$  e a resistência paralelo  $R_P$  representam resistências parasitas associadas aos dispositivos fotovoltaicos reais. Numa célula real a resistência série representa quedas de tensão devidas à resistência elétrica do material semiconductor, dos contactos metálicos e dos contactos metal-semiconductor, enquanto que a resistência paralelo representa fugas de corrente na célula, através dos bordos da célula, por difusão na fronteira dos grãos e por pequenos curto-circuitos entre os componentes metálicos [7].

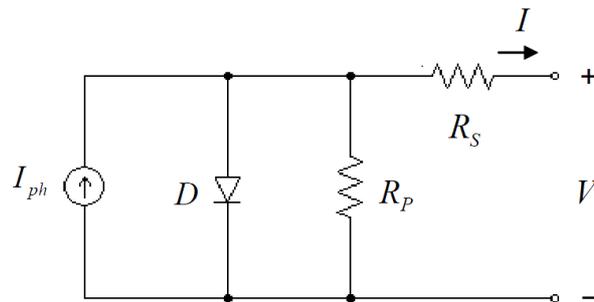


Figura 2.4: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica

Nestas condições, segundo os mesmos autores, a curva característica de uma célula fotovoltaica, definida como a variação da intensidade da corrente  $I$  em função da tensão

$V$ ,  $I(V)$ , considerando a equação do díodo ideal, exprime-se matematicamente por [7]:

$$I = I_{ph} - I_0 \left[ e^{\frac{q(V+R_S I)}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V + R_S I}{R_P} \quad (2.2)$$

Onde os parâmetros  $I_{ph}$ ,  $I_0$ ,  $n$ ,  $R_S$  e  $R_P$  são característicos da célula, sendo:

$I_{ph}$  a corrente gerada pela exposição à radiação solar

$I_0$  a corrente de saturação ou de obscuridade

$q$  o valor absoluto da carga do eletrão

$R_S$  a resistência série

$R_P$  a resistência paralelo

$n$  o fator de idealidade da célula

$k$  a constante de Boltzmann

$T$  a temperatura absoluta da célula

Logo, o comportamento elétrico duma célula fotovoltaica é função de parâmetros internos, como as resistências série e paralelo e corrente de saturação, e parâmetros externos como a irradiância solar incidente e a temperatura da célula. Para parâmetros constantes consegue-se extrair propriedades importantes que definem uma célula FV [13]:

- corrente de curto circuito,  $I_{SC}$ , obtida para  $V = 0$
- tensão em circuito aberto,  $V_{OC}$ , obtida quando  $I(V) = 0$
- potência máxima,  $P_{MPP}$ , ponto da curva onde a potência  $P = I(V) \cdot V$  é máxima
- tensão de máxima potência,  $V_{MPP}$ , ponto onde ocorre a potência máxima
- corrente de máxima potência,  $I_{MPP}$ , ou seja,  $I_{MPP} = I(V_{MPP})$
- fator de forma da curva,  $FF$ , que está relacionado com a qualidade da junção e da resistência série, definido como:

$$FF = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} \quad (2.3)$$

As células solares normalmente tem um fator de forma na ordem dos 70 a 80%.

Na figura 2.5 está representada a curva de comportamento  $I(V)$  de uma célula FV, a potência dela extraída e os parâmetros anteriormente descritos. Percorrendo a curva característica  $P(V)$  no sentido da tensão crescente observa-se um aumento linear da potência fornecida e a célula tem o comportamento de uma fonte de corrente (curva  $I(V)$ ). Inicialmente a corrente permanece quase constante até ao *Maximum Power Point* - ponto de máxima potência (MPP) no qual a diminuição exponencial da corrente pesa mais do que o aumento linear da tensão, refletindo-se numa súbita diminuição de potência, e a célula passa a comportar-se como uma fonte de tensão [13].

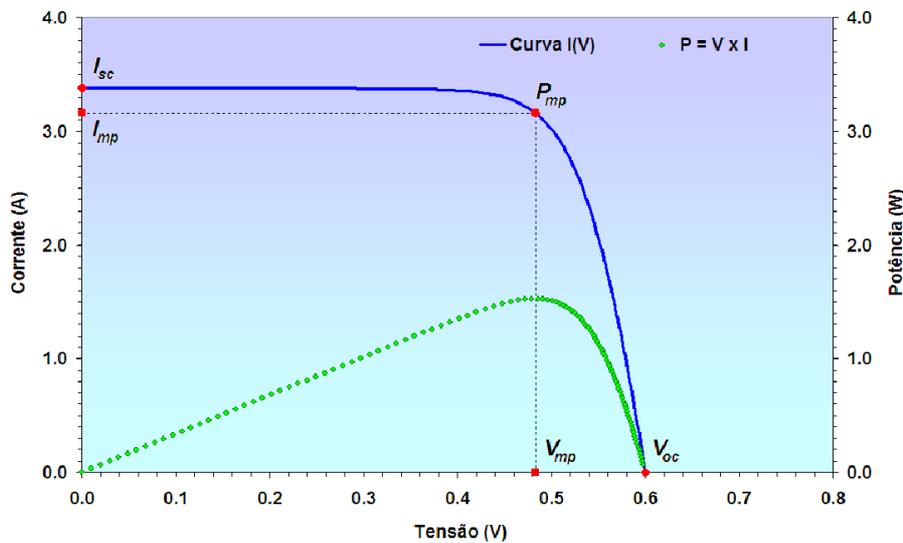


Figura 2.5: Curva característica  $I(V)$  e curva da potência aos terminais de uma célula FV, e respetivos parâmetros característicos [13]

### 2.2.1.3 Associação de Módulos FV

A célula é a base de um painel. Uma única célula *standard* produz uma quantidade ínfima de eletricidade (tipicamente inferior a 2 W), correspondendo a uma tensão de 0.5 V e uma corrente entre 2 e 4 A [14]. Sendo assim, é necessário associar uma quantidade significativa de células, em série ou paralelo, para que esta produza uma quantidade significativa de eletricidade e assim formar um módulo. Tipicamente tem-se módulos de 36 ou 72 células ligadas em série [15].

Mas, numa instalação fotovoltaica pretende-se produzir potências apreciáveis, pelo que um módulo FV por vezes não chega para cobrir os requisitos. Para que seja possível atingir um determinado nível de potência é necessário associar os painéis solares, quer seja em série, paralelo ou misto. Os módulos ligados em série constituem fileiras, ou *strings*. Numa *string* de módulos FV consegue-se ter uma corrente comum, limitada pelo módulo que estiver a produzir menos, e uma soma de tensão, pelo que o número de módulos ligados perfaz a tensão do sistema. Para minimizar as perdas de potência no sistema, deve ser utilizados módulos do mesmo tipo. Já numa associação em paralelo, tipicamente esta faz aumentar a corrente total do sistema, tendo-se uma tensão comum, limitada pela menor tensão de operação de um módulo. Nos sistemas com ligação à rede, encontram-se várias *strings* ligadas em paralelo - associação mista. Na figura 2.6 está representado o efeito da associação de módulo: módulos em série aumentam a tensão do sistema e módulos em paralelo aumentam a corrente do sistema. O número de módulo por *string* irá depender da tensão do sistema [15].

### 2.2.1.4 Proteções dos Módulos FV

Como mencionado anteriormente, um módulo é constituído por um arranjo de células solares em série. Sob certas condições operacionais, uma célula solar que fique sombreada (devido a obstáculos, nuvens,...) pode aquecer a tal extremo, podendo danificar-se.

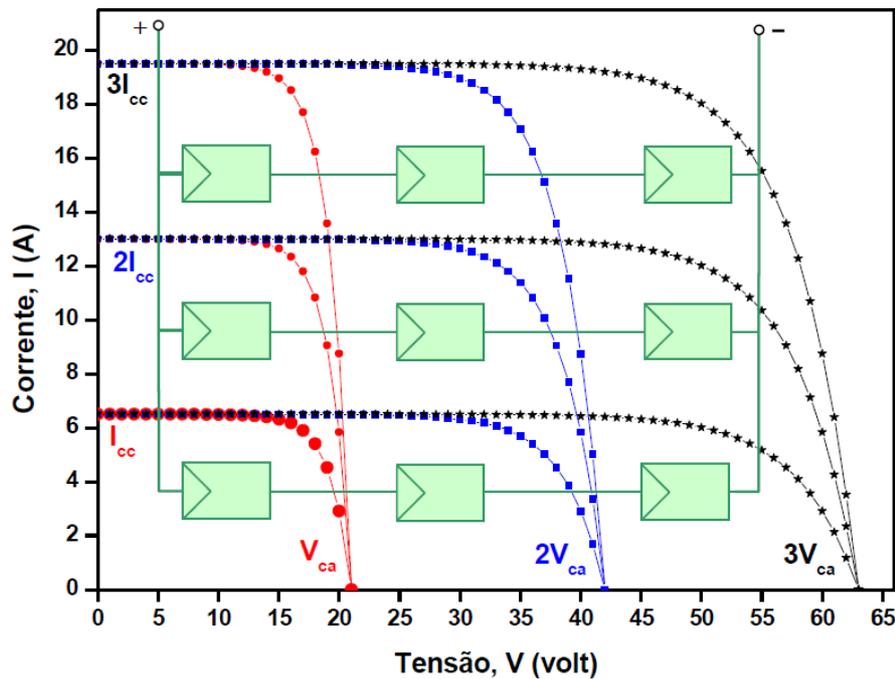


Figura 2.6: Representação das curvas  $I(V)$  relativas a uma associação mista [15]

Origina-se assim o que é designado por um ponto quente. Isto pode acontecer, por exemplo, quando flui uma corrente inversa relativamente elevada através da célula solar.

Para resolver este problema, pode ser colocada um diodo em paralelo com a célula. Assim, se a célula não estiver a produzir energia, esta não irá constituir uma carga adicional ao sistema pelo que não irá diminuir a corrente do sistema. Mesmo se a célula não estiver a operar sob condições deficientes e as células em série forem idênticas, nenhuma corrente atravessa o diodo, não havendo perda de potência. Na prática, não se coloca diodos em paralelo em todas as células. Em alternativa a proteção é feita ao nível do módulo.

A proteção numa associação de módulos em série é alcançada pela ligação de diodos *bypass* em paralelo com o módulo e a proteção numa associação de módulos em paralelo é assegurada pela ligação de diodos de bloqueio em série. Os diodos de bloqueio, têm a função de evitarem curto-circuitos e correntes inversas entre *strings*, em situações onde possam surgir avarias ou o aparecimento de tensões diferentes nas *strings*. A figura 2.7 esquematiza a proteção numa associação mista de painéis [7].

### 2.2.1.5 Efeito da temperatura e irradiação nos Módulos FV

As características elétricas de uma célula fotovoltaica e, portanto, de um painel fotovoltaico, são influenciadas diretamente por dois fatores climáticos: intensidade da radiação solar e temperatura das células.

A variação da luminosidade do Sol que se faz sentir ao longo de um dia varia o comportamento de um sistema fotovoltaico, nomeadamente ocorre uma variação proporcional de corrente gerada no painel com a radiação incidente. Já a tensão MPP num único módulo não é afetada significativamente. No entanto, quando na presença de uma

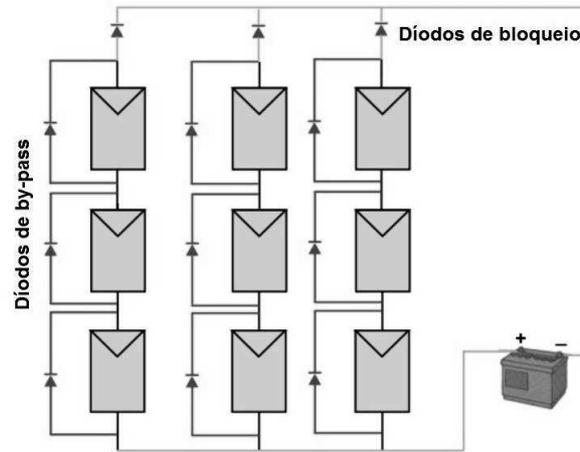


Figura 2.7: Associação mista de módulos com diodos de proteção

associação de módulos ligados em série, o valor de tensão MPP poderá variar numa gama alargada, sob influência das variações individuais de radiação em cada módulo.

Ao contrário do caso anterior, a corrente gerada por um módulo fotovoltaico apresenta poucas variações com a alteração da temperatura da célula fotovoltaica. A corrente aumenta ligeiramente com o aumento de temperatura. Porém, a tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico,  $V_{OC}$ , apresenta uma diminuição nos seus valores muito mais significativa [7].

### 2.2.2 Conversor DC/DC

Os conversores são dispositivos que recebem um nível de tensão ou de corrente nos seus terminais de entrada e ajustam para um outro valor de tensão ou corrente contínua nos terminais de saída de acordo com as exigências do sistema.

Existem três topologias básicas de conversores estáticos DC/DC que são: o conversor redutor de tensão, também conhecido como *Step-down* ou *Buck*; o conversor elevador de tensão, também conhecido como *Step-up* ou *Boost* e o conversor redutor-elevador ou *Buck-Boost*. A figura 2.8a mostra o esquema elétrico de um conversor *Buck*, a figura 2.8b mostra o esquema elétrico de um conversor *Boost* e a figura 2.8c mostra a topologia de um conversor *Buck-Boost*. Nos três tipos,  $S$  representa o interruptor de potência,  $D$  é um diodo de potência,  $L$  é um indutor para armazenamento de energia,  $C$  é um condensador que atua como filtro de saída,  $I_L(t)$  é a corrente sobre o indutor,  $V_I$  é a tensão de entrada e  $V_O$  é a tensão de saída fornecida à carga  $R$ .

Os conversores DC/DC modelados possuem dois modos de operação de acordo com a corrente  $I_L(t)$  que circula pelo indutor que são: modo de condução contínua onde a corrente  $I_L(t)$  é sempre maior que zero durante um período de modelação e modo de condução descontínua onde a corrente  $I_L(t)$  é zero por alguns instantes do período de modelação. Normalmente o modo de condução contínua é o desejado já que quando um conversor funciona em modo de condução descontínua, a tensão de saída torna-se dependente da carga, resultado do aumento da impedância de saída do conversor [16].

Os conversores DC/DC fazem a ligação dos módulos FV ao barramento de corrente contínua onde são conectadas as cargas de corrente contínua. Os conversores podem

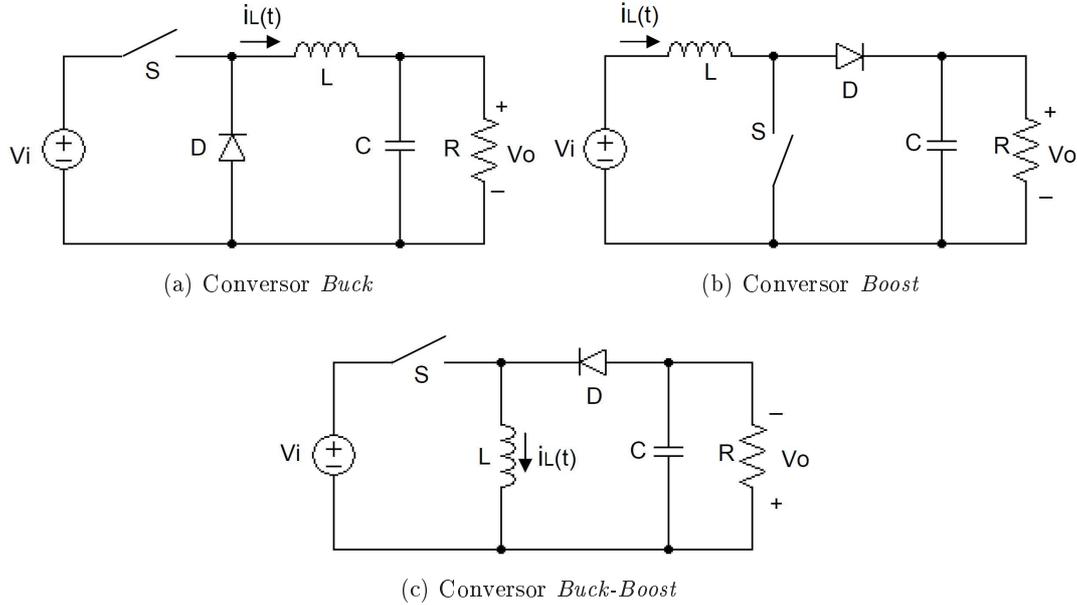


Figura 2.8: Topologias básicas dos conversores estáticos DC/DC [16]

exercer dupla função no sistema fotovoltaico, a principal é adequar o nível de tensão gerado no terminais do módulo FV ao nível de tensão desejado no barramento DC. A outra função é a de seguidor do MPP.

### 2.2.3 Inversor DC/AC

Os inversores DC/AC são conversores eletrônicos de potência, que permitem transformar a energia elétrica DC, produzida pelo gerador fotovoltaico, em energia elétrica AC na tensão e frequência desejada. Dependendo da aplicação, existe uma distinção entre os inversores utilizados nos sistemas com ligação à rede e nos sistemas autônomos. Assim, de uma maneira geral, estes dispositivos podem ser denominados como inversores *stand-alone*, caso não apresentem capacidade de conexão à rede de distribuição, ou inversores *grid-connected*, caso sejam capazes de se sincronizarem com a rede elétrica e fornecerem energia à mesma.

Os inversores atuais têm também a função de rastrear o MPP gerada pelos módulos com objetivo de maximizar a produção FV. São caracterizados por uma corrente máxima DC, tensão máxima DC e potência máxima DC que podem limitar o rastreamento do MPP gerado pelos módulos. A capacidade de rastreamento do ponto MPP do inversor também é limitada por  $V_{MPP_{min}}$  e  $V_{MPP_{MAX}}$ , sendo, estes a tensão mínima e máxima de MPP que o inversor consegue rastrear.

Existem diversas topologias de inversores das quais serão de seguida apresentadas as topologias de inversores *grid-connected*.

#### 2.2.3.1 Inversor comutado sem transformador de isolamento

Estes são inversores que garantem geralmente uma boa eficiência, são de baixo custo de produção e têm dimensões reduzidas. No entanto, estes possuem uma grande desvan-

tagem que é a inexistência de isolamento galvânico entre a fonte de entrada e a rede elétrica, existindo então a possibilidade de correntes não desejadas fluírem entre as duas secções do sistema. Como consequência de não existir desacoplamento da rede elétrica, em situações de falha de controlo, existe a possibilidade de corrente DC ser injetada nesta levando à saturação dos núcleos dos transformadores de outros dispositivos e consequentemente danificá-los por sobreaquecimento. Nesta topologia, figura 2.9, dependendo da tensão disponibilizada pela fonte DC à entrada, poderá ser ou não necessária uma etapa de elevação de tensão, através da utilização de conversores DC/DC. Seguidamente é realizada a conversão DC/AC através de uma ponte inversora (ou ponte-H) constituída por circuitos de comutação que alternam o seu funcionamento a uma frequência bastante elevada, sendo o *duty-cycle* de funcionamento da ponte modulado por uma onda sinusoidal a 50 Hz. Seguidamente procede-se a uma fase de filtragem, de modo a eliminar o conteúdo espectral a alta frequência da corrente, antes de se efetuar a ligação à rede [17].

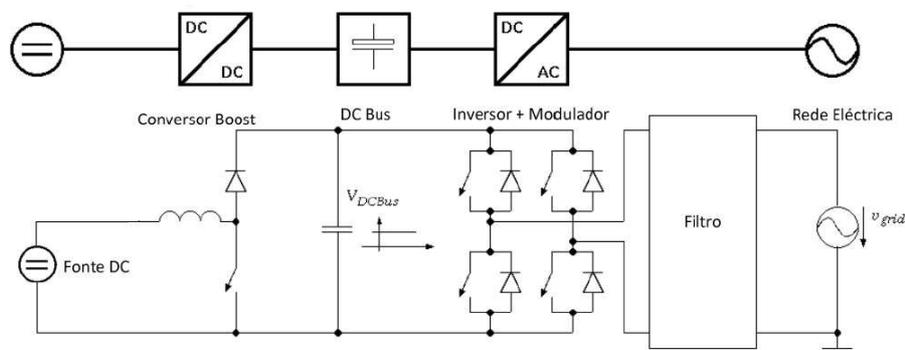


Figura 2.9: Topologia do inversor comutado sem transformador de isolamento [17]

### 2.2.3.2 Inversor com transformador operando a 50 Hz

Quando a existência de isolamento galvânico é um requisito obrigatório na implementação de um inversor, torna-se necessária a utilização de um transformador. O modelo apresentado na figura 2.10 é um exemplo de uma topologia em que está presente do lado AC do sistema um transformador que, para além da sua utilização enquanto elemento elevador de tensão, permite também efetuar o isolamento galvânico entre os dois terminais do inversor.

Nesta topologia, a modulação da tensão DC é realizada a baixa tensão e, após passar por uma etapa de filtragem, obtém-se um sinal sinusoidal a 50 Hz, que apenas necessita de ser elevado a uma tensão superior à da rede elétrica. Esta última etapa é efetuada recorrendo a um transformador elevador especificado para operar a 50 Hz. No entanto, um transformador dimensionado para esta frequência de operação e capaz de suportar potências razoavelmente elevadas apresenta um núcleo de grandes dimensões de modo a não saturar, o que se torna bastante dispendioso. Devido a este facto, este sistema não é indicado para aplicações onde são necessárias grandes potências [17].

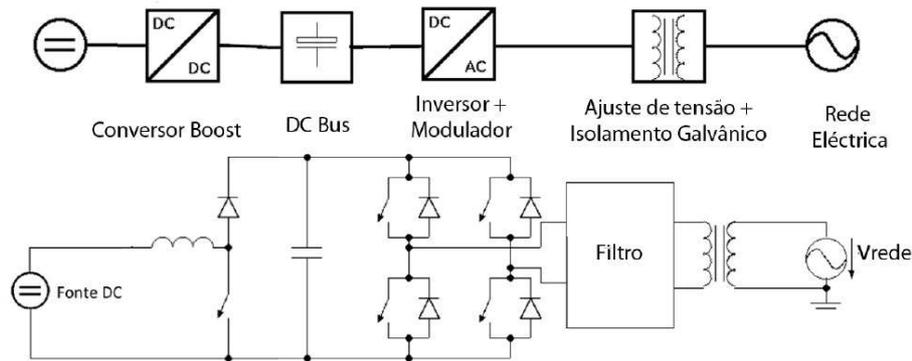


Figura 2.10: Topologia do inversor com transformador de isolamento de baixa frequência [17]

### 2.2.3.3 Inversor com transformador operando a alta frequência

Uma vez que a utilização de um transformador, elemento necessário para realizar o isolamento galvânico do sistema, é um componente que compromete as dimensões e o custo final do sistema, é importante que a topologia deste permita a utilização de um com menores dimensões pelo que, este deverá ser colocado numa secção em que opere a altas frequências.

Na topologia apresentada na figura 2.11, o isolamento e a elevação de tensão são realizados ao nível do conversor DC/DC presente à entrada do sistema. A etapa seguinte será realizar a modulação da tensão DC, já a uma tensão superior à da rede elétrica, utilizando-se uma portadora de alta frequência modulada por uma onda sinusoidal de 50 Hz, sendo posteriormente realizada a ligação à rede através de um filtro passa baixo de modo a se ter uma onda sinusoidal à frequência da rede.

Uma das grandes vantagens desta topologia vem da modularidade e expansibilidade que apresenta, pois a elevação da tensão e a sua modulação são realizadas em etapas distintas. Assim, em situações em que existem múltiplas fontes de energia é possível utilizar vários conversores DC/DC, que maximizem individualmente a potência extraída de cada fonte, e são conectados a um único conversor DC/AC centralizado.

No entanto, para sistemas em que apenas se pretende utilizar uma única fonte DC, a modularidade da topologia não constitui uma vantagem uma vez que apresenta potencialmente mais perdas ao nível dos componentes de comutação e maior ruído a alta frequência pois é necessário proceder a comutações a alta frequência em duas fases distintas, na etapa de elevação e na modulação da tensão DC [17].

### 2.2.3.4 Inversor comutado com isolamento galvânico e modulação no primário do transformador

Seguindo o mesmo princípio de isolamento apresentado anteriormente, também nesta topologia, apresentada na figura 2.12, se utiliza um conversor comutado para realizar a elevação da tensão da fonte DC e garantir a existência de isolamento galvânico entre a entrada e saída do sistema. No entanto, ao invés de na primeira etapa de efetuar unicamente a elevação de tensão, a comutação do primário do transformador é realizada de modo à saída do conversor seguir um *set-point* variável ao longo do tempo, modulado

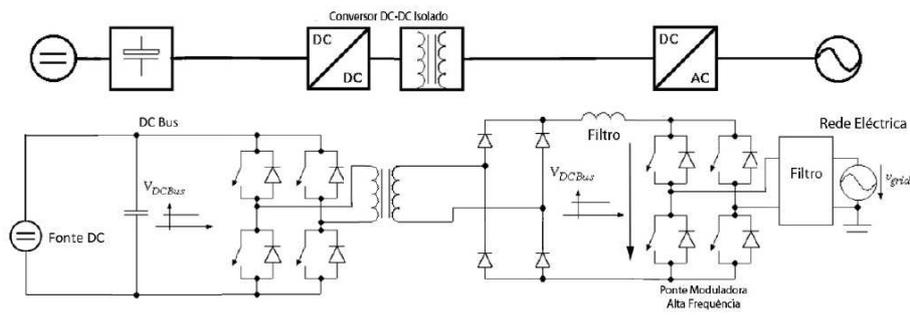


Figura 2.11: Topologia do inversor com transformador de isolamento a alta frequência [17]

por arcadas sinusoidais positivas a 100 Hz. Após uma primeira filtragem passa-baixo para eliminar a componente de alta frequência do sinal, é requerido um sistema adicional que realize a inversão das arcadas a 100 Hz, de modo a se obter uma sinusóide com uma frequência de 50 Hz. A filtragem presente na etapa final do sistema, para além de permitir eliminar algum ruído resultante da etapa de inversão das arcadas a baixa frequência, permite desacoplar o primeiro filtro da rede e também controlar o fluxo de corrente injetada na rede, quando se pretende interligar dois sistemas alternados.

Esta implementação permite também reduzir o número de elementos comutadores a operar a alta frequência, comparativamente à topologia apresentada anteriormente, diminuindo o potencial de perdas nos elementos comutadores, reduzir as dimensões do sistema por agrupar as fases de modulação, elevação e isolamento numa única etapa e, minimizar os custos de implementação [17].

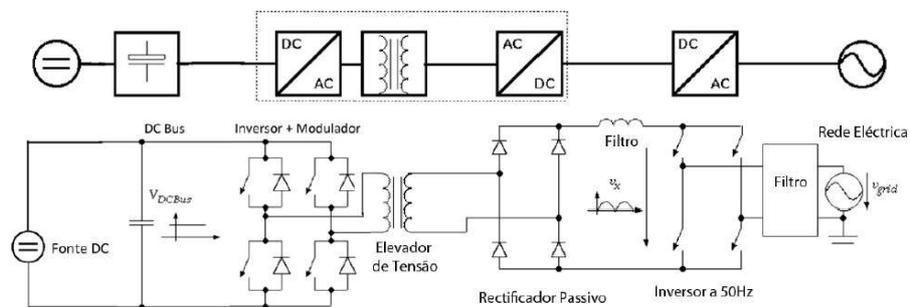


Figura 2.12: Topologia do inversor com transformador de isolamento de alta frequência [17]

## 2.2.4 Armazenamento

A bateria é outro elemento fundamental num sistema fotovoltaico isolado - responsável pela recepção e armazenamento da energia elétrica produzida nos módulos fotovoltaicos e fornecimento estável de energia durante períodos de fraca ou nula radiação solar. As baterias utilizadas em sistemas fotovoltaicos são geralmente designadas de "ciclo profundo", isto é, estão preparadas para fornecer energia elétrica durante um longo período de tempo a corrente moderada, trabalhando em ciclos de carga/descarga lentos. São normalmente dimensionadas tendo em consideração a autonomia necessária e a tensão

do campo coletor, dependendo a tensão de saída dos acumuladores da forma como estes se interligam em série.

Para o dimensionamento de um sistema utilizando baterias de acumuladores é necessário o conhecimento das suas características no sentido de selecionar o tipo de bateria adequado às condições de funcionamento do sistema. Em seguida são apresentadas as principais características fornecidas pelos fabricantes nas fichas de características das baterias de acumuladores [18; 19].

- Capacidade - é normalmente expressa em ampère-hora (Ah) e representa o valor teórico de corrente que a bateria é capaz de fornecer durante uma hora de funcionamento a 25 °C.
- Tempo de descarga - tempo que corresponde à duração típica do processo de descarga da bateria.
- Energia específica - quantidade total de energia que uma bateria pode fornecer por unidade de massa para uma dada taxa de descarga.
- Densidade energética - quantidade de energia que uma bateria é capaz de fornecer por unidade de volume, para uma dada taxa de descarga.
- Ciclos de vida útil - representa o número de vezes que uma bateria pode ser carregada e descarregada até que a sua capacidade de carga não consiga ir além de 80% da capacidade de carga nominal.
- Taxa de auto-descarga - quantidade de carga perdida pela bateria, expressa em percentagem, mesmo quando esta não se encontra em funcionamento.
- Profundidade de descarga - este parâmetro é frequentemente referido por DOD (*Depth of Discharge*) e refere-se à quantidade de carga retirada da bateria num ciclo típico de funcionamento, expressa em percentagem da capacidade nominal desta.

Existem vários métodos que permitem carregar baterias. Estes variam quanto ao princípio de funcionamento, à simplicidade de implementação e à sua eficácia. A seleção de um determinado método de carga deve sempre ter em conta o tipo de bateria em que este será aplicado. Segue-se a apresentação dos principais métodos de carga utilizados [19].

- Corrente constante - o método de carga a corrente constante é fácil de implementar, conduzindo a circuitos de carga simples e de baixo custo.

No entanto o método apresenta desvantagens, por um lado a utilização de correntes elevadas é prejudicial quando se pretende carregar baterias sensíveis à sobrecarga, como é o caso das chumbo-ácido, por outro lado, a utilização de correntes baixas conduz a tempos de carga elevados que podem ser inviáveis, por exemplo no caso de sistemas fotovoltaicos com ciclo de descarga diário.

Este método pode então ser adequado a baterias pouco sensíveis a sobrecarga como as níquel-cádmio, uma vez que suportam também a utilização de correntes elevadas na sua carga, mas torna-se difícil aplicá-lo nas baterias chumbo-ácido.

- Tensão constante - neste método a tensão de carga é mantida constante mas a corrente de carga varia ao longo do processo. A corrente é elevada no início do processo de carga e vai diminuindo até atingir valores muito baixos aquando da finalização do processo, tal facto faz com que tipicamente a finalização da carga seja muito lenta.

A tensão de carga tem de ser ajustada consoante o tipo de bateria a carregar, valores muito elevados da tensão de carga podem conduzir a sobrecarga na fase final da carga e, por consequência, desencadear um processo de aquecimento em cascata conhecido na nomenclatura inglesa como *thermal runaway* onde o aquecimento dá lugar a correntes mais elevadas que, por sua vez, provocam aquecimento por efeito Joule e assim sucessivamente até que ocorra a destruição da bateria.

- Regulação automática - os grandes avanços ao nível da eletrónica permitiram o desenvolvimento de métodos de carga mais sofisticados, muitos deles integrando microcontroladores, que permitem a redução do tempo de carga, bem como a ocorrência de sobrecarga. Este tipo de métodos de carga é o mais utilizado no presente e resulta, normalmente, da modificação de um dos métodos referidos anteriormente ou numa combinação dos dois métodos em diferentes etapas do processo de carga. A escolha do método de carga adequado exige um bom conhecimento das características da bateria a que se destina.

### 2.2.5 Regulador de Carga

O regulador de carga solar é o principal ponto de ligação entre o painel solar e a bateria num sistema isolado, garantindo que esta é carregada de forma segura, em linha com a discretização da sub-secção anterior. A sua principal função é a de proteger a bateria de sobrecargas produzidas pelos painéis fotovoltaicos e de descargas acentuadas resultantes de consumos excessivos. Estes elementos têm uma série de dispositivos que informam permanentemente sobre o estado de carga do sistema e alertam o utilizador para que este possa adaptar a instalação às suas necessidades particulares, aumentando assim o tempo de vida útil das baterias.

No caso de estar eminente uma sobrecarga ou um excesso de descarga, o regulador de carga corta a energia entre os diversos componentes. No caso de haver possibilidade de sobrecarga, o regulador de carga desliga o gerador FV das baterias e quando houver possibilidade de descarga excessiva, o regulador de carga desliga as baterias das cargas. Estes componentes voltam a ficar ligados quando a situação estiver regularizada.

Em seguida, apresentam-se algumas topologias dos reguladores de carga [19].

#### 2.2.5.1 Reguladores em série

Quando se atinge a tensão máxima de carga, o controlador série interrompe a entrega de potência do módulo, através de um comutador, voltando a fechar o circuito após uma determinada redução de tensão. Estas constantes comutações *on-off* criam oscilações de tensão perto da tensão máxima de carga, bem como perdas permanentes de energia. Tendo em conta estas desvantagens foram desenvolvidos os controladores de carga de regulação constante.

### 2.2.5.2 Reguladores em paralelo

Um controlador em paralelo reduz continuamente a potência do módulo, a partir do momento em que é atingida a tensão máxima de carga de bateria. Neste caso, como o gerador continua a gerar energia, a corrente é regulada e curto-circuitada através de um elemento *Shunt* (elemento controlado). A energia não aproveitada é assim dissipada sob a forma de calor. Os módulos podem tornar a corrente de curto-circuito sem qualquer problema, limitando-se a sofrer um ligeiro aquecimento adicional. Este método é ideal para a bateria, uma vez que a carga da bateria é feita de forma eficiente e em total segurança.

### 2.2.5.3 Reguladores MPPT

Este tipo de regulador é o mais adequado para sistemas fotovoltaicos em que se pretende tirar o máximo partido do módulo fotovoltaico a utilizar. A função deste tipo de regulador, para além das já indicadas, é pesquisar o ponto de potência máxima e impor ao módulo a tensão correspondente a esse ponto, garantindo assim que o sistema opere sempre, pelo menos, em torno desse ponto. Os reguladores deste tipo têm normalmente uma constituição mais complexa que os anteriormente referidos, devido a maiores exigências ao nível do controlo e à necessidade de inclusão de um conversor DC/DC que permita impor ao módulo fotovoltaico o funcionamento no ponto de potência máxima.

## 2.2.6 Algoritmos de MPPT

Existe um ponto ótimo de operação - MPP - em que o gerador FV transmite a máxima potência a uma carga, como observado na curva  $P(V)$  da figura 2.5. Como já anteriormente referido também, o ponto ótimo de operação modifica-se com as variações de irradiância solar e temperatura das células. Portanto, num sistema FV é essencial o rastreamento do MPP, de modo a ter-se um maior proveito deste. Para tal, alguns conversores DC/DC, reguladores de carga e inversores DC/AC são dotados de algoritmos de *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) no seu funcionamento. Existem vários métodos de MPPT, que variam na complexidade da sua implementação, nos parâmetros medidos, no número de sensores envolvidos, na velocidade de convergência e no custo [20].

A função dos algoritmos de MPPT é de encontrar automaticamente a tensão  $V_{MPP}$  ou corrente  $I_{MPP}$  que os módulos FV produzem maior potência a uma determinada irradiância e temperatura. De seguida serão apresentados os algoritmos MPPT mais usados.

### 2.2.6.1 Tensão Constante

Este método é baseado na observação que o rácio entre a tensão no MPP,  $V_{MPP}$ , e a tensão de circuito aberto,  $V_{OC}$  é praticamente constante, expressão 2.4:

$$V_{MPP} = k_V V_{OC} \quad (2.4)$$

O fator  $k_V$  foi avaliado estar compreendido entre 0.71 e 0.78. Uma vez a constante  $k_V$  determinada,  $V_{MPP}$  é calculado ao medir-se periodicamente  $V_{OC}$ . Embora a implementação do método seja simples e barata, a eficiência de rastreamento é relativamente baixa devido à utilização de valor inexatos da constante  $k_V$  no cálculo de  $V_{MPP}$  [20; 21].

### 2.2.6.2 Fractional Short-Circuit Current

Este método resulta do facto que a corrente no MPP,  $I_{MPP}$ , tem uma relação aproximadamente linear com a corrente de curto-circuito,  $I_{SC}$  do gerador FV, expressão 2.5:

$$I_{MPP} = k_I I_{SC} \quad (2.5)$$

Como o método da Tensão Constante,  $k_I$  não é constante, já que pode ser encontrada entre 0.78 e 0.92. A precisão do método e eficiência de rastreamento depende da exatidão de  $k_I$  e da medida periódica da corrente de curto circuito [20; 21].

### 2.2.6.3 Perturbação e Observação

No método “Perturbação e Observação”, o algoritmo MPPT é baseado no cálculo da potência ao amostrar-se a tensão e corrente à saída do gerador FV. O método ajusta-se no MPP ao incrementar/decrementar a tensão no gerador FV. Se uma dada perturbação conduz a um aumento (diminuição) da potência, então a perturbação seguinte é gerada na mesma (oposta) direção. A figura 2.13 expõe o funcionamento do algoritmo. A tensão no conversor DC é alterada e o processo é repetido até o MPP ser atingido. Na verdade, o sistema oscila em torno do MPP. A oscilação é menor se a amplitude da perturbação for reduzida, contudo, uma amplitude reduzida retarda o MPPT. Para resolver este problema, existe a possibilidade de usar uma perturbação de amplitude variável que fica menor à medida que se aproxima do MPP.

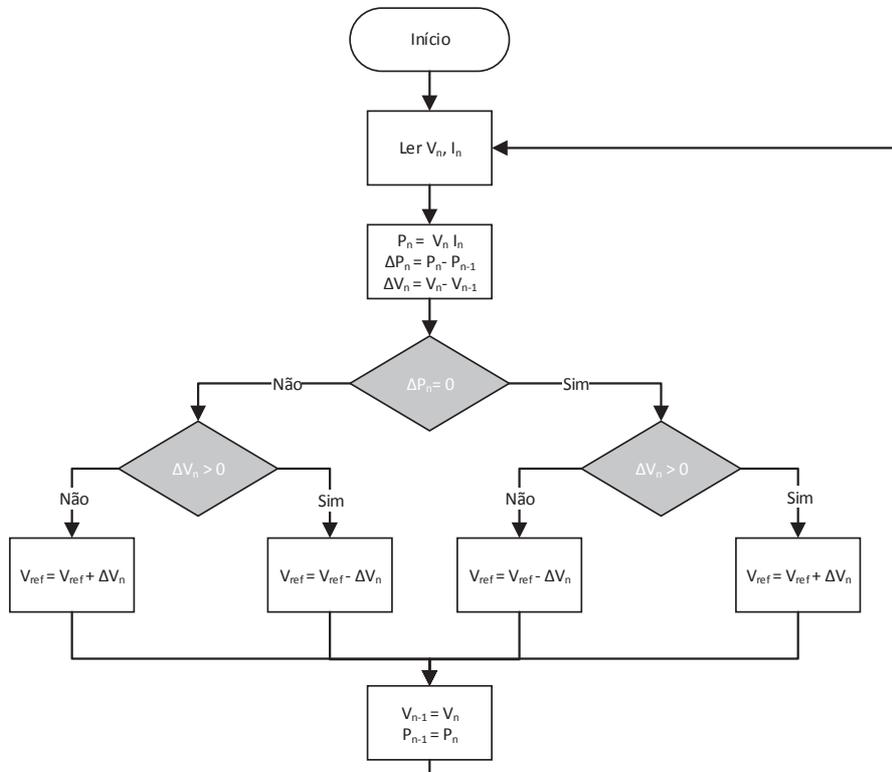


Figura 2.13: Fluxograma do algoritmo de “Perturbação e Observação”

Porém, o método “Perturbação e Observação” pode falhar quando existem variações rápidas nas condições atmosféricas [20; 21].

#### 2.2.6.4 Condutância Incremental

Este método é baseado no princípio em que o declive da curva característica do gerador FV,  $P(V)$ , é zero no seu máximo - MPP. Neste ponto,  $\frac{dP}{dV} = 0$ , e é positivo à esquerda do MPP e negativo à direita, expressão 2.6:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = 0, \text{ no MPP} \\ \frac{dP}{dV} > 0, \text{ à esquerda do MPP} \\ \frac{dP}{dV} < 0, \text{ à direita do MPP} \end{array} \right. \quad (2.6)$$

Desta forma, o algoritmo ajusta a tensão do painel FV, incremento a incremento, até  $\frac{dP}{dV}$  ser próximo de zero, onde é alcançado o MPP.

A derivada da potência em ordem à tensão pode ser escrita como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} \quad (2.7)$$

Sendo  $P$ ,  $V$  e  $I$  a potência, tensão e corrente de saída do painel FV, respetivamente. Ao dividir-se cada membro da equação 2.7 por  $V$  tem-se:

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (2.8)$$

A soma da condutância incremental e instantânea,  $\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV}$ , tem sempre o mesmo sinal que o declive da curva  $P(V)$ , porque a tensão  $V$  é sempre positiva.

O objetivo deste algoritmo é encontrar a tensão correspondente ao ponto de operação para o qual a condutância incremental iguala o simétrico da condutância instantânea. Quando o MPP é encontrado, a operação do painel FV é mantida nesse ponto até que uma variação de corrente do painel seja verificada. Nesse caso, o algoritmo aumenta ou diminui a tensão do gerador FV de modo a encontrar o novo MPP. A figura 2.14 ilustra a implementação do algoritmo de Condutância Incremental, onde se tem em conta as seguintes condições discretas, resultantes das expressões anteriores:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ no MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ à esquerda do MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ à direita do MPP} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

Nesta técnica, à semelhança da técnica “Perturbação e Observação”, deve ser definido o intervalo de tensão e a amplitude da perturbação. A amplitude da perturbação determina a rapidez com que o MPP é encontrado. Uma convergência rápida pode ser alcançada com uma perturbação grande, mas o sistema não irá operar exatamente no MPP e oscilará perto deste. Este método apresenta uma boa performance para mudanças rápidas das condições atmosféricas [22; 20; 21].

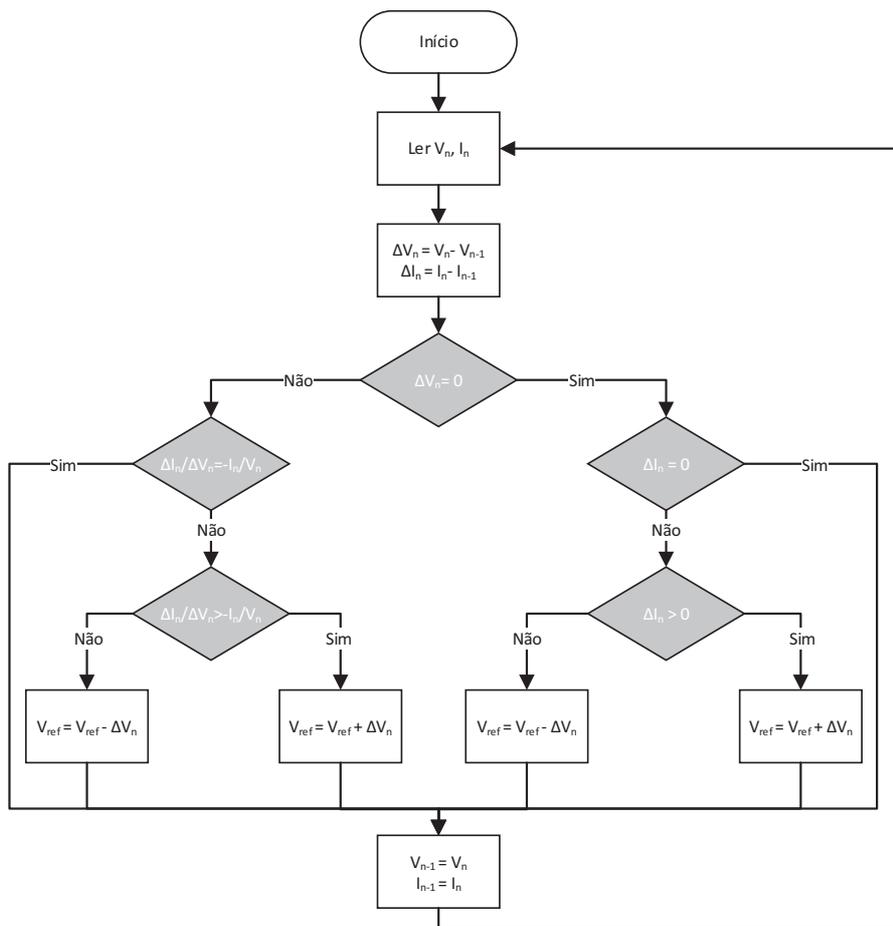


Figura 2.14: Fluxograma do algoritmo de “Condutância Incremental”

## 2.3 Arquitetura de um sistema FV ligado à rede

Como já dito em secções anteriores um sistema de geração solar fotovoltaica ligado à rede contém apenas os painéis FV e o inversor que assegura a ligação à rede em conformidade com as especificações, excluindo-se sistemas de armazenamento já que toda a energia produzida é injetada na rede.

### 2.3.1 Instalação de inversores

Durante muito tempo foi comum a instalação de um inversor DC/AC para todo o sistema fotovoltaico, denominados de inversores centrais. Atualmente, nem sempre os sistemas com potências nominais de vários kW, têm um único e poderoso inversor. Em particular, nos sistemas de dimensão média, existe a crescente tendência para a instalação de vários inversores de pequena dimensão - os inversores descentralizados. Apresenta-se de seguida algumas configurações de inversores além dos inversores centrais.

#### 2.3.1.1 Inversor *Master-Slave*

Os sistemas fotovoltaicos de maior dimensão usam frequentemente um inversor central configurado segundo o princípio “mestre-escravo”. Esta configuração é caracterizada por possuir vários inversores centrais (geralmente dois a três inversores), entre os quais é dividida a potência total. Um dos inversores assume o papel de “mestre” e opera nos períodos de baixa irradiação. O aumento do nível de irradiação, leva o inversor mestre ao limite da sua potência, pelo que ativa o inversor seguinte (inversor escravo).

Com o intuito de equilibrar o regime de operação entre os diferentes inversores, os inversores “mestre” e “escravo” permutam periodicamente de funções.

A principal vantagem desta configuração, reside no facto de que, para menores níveis de irradiação, apenas opera um inversor (o mestre), resultando numa maior eficiência global do sistema (particularmente nos intervalos de baixa potência). Contudo, os custos de investimento desta configuração são naturalmente superiores aos custos equivalentes para um único inversor central [7].

#### 2.3.1.2 Inversor por cada associação de módulos

Nos sistemas compostos por campos fotovoltaicos com diferentes orientações ou sujeitos a sombreamentos, a instalação de um inversor por cada campo ou fileira de módulos, permite uma melhor adaptação da potência às condições de irradiação. Nestas configurações tem de existir um especial cuidado para ligar módulos que estão sujeitos a semelhantes condições ambientais (orientação e sombreamento). Para fileiras muito compridas, o sombreamento poderá estar na origem de desequilíbrios em termos de potência, dado que o módulo com a menor irradiação determina a corrente que circula na *string*.

A utilização de inversores de cadeia de módulos, facilita a instalação de sistemas fotovoltaicos e pode, em certos casos, reduzir consideravelmente os custos de instalação. Os inversores são frequentemente montados na proximidade imediata do gerador fotovoltaico, sendo ligados individualmente a cada *string* [7].

### 2.3.1.3 Inversor integrado no módulo

Um dos pré-requisitos para a maior eficiência global do sistema, consiste na compatibilidade entre os inversores e os módulos fotovoltaicos. Seria por certo mais vantajoso se cada módulo estivesse funcionando permanentemente no seu MPP. Na prática isto é possível. No entanto, o ajuste do MPP será sempre mais bem sucedido se os módulos fotovoltaicos e os inversores forem integrados numa única unidade. Estas unidades módulos/inversores estão atualmente disponíveis no mercado e são designadas por módulos AC. Alguns dos inversores integrados são tão pequenos que podem ser montados na própria caixa de junção do módulo.

Outra das vantagens destes módulos, reside na sua modularidade, pois nas restantes configurações a expansão do sistema fotovoltaico não é tão simples. Em resultado disso, as unidades integradas módulo/inversor são interessantes nos sistemas integrados em fachadas, particularmente no caso de existirem consideráveis sombreamentos parciais na fachada, devido à envolvente ou às projeções das reentrâncias da fachada. Os módulos AC permitem que os sistemas fotovoltaicos sejam reforçados conforme o desejado, ou que sejam constituídos por um único módulo.

Aponta-se com frequência que a maior desvantagem destes módulos é a sua menor eficiência, além disso os módulos AC ainda são relativamente caros [7].

### 2.3.2 Sistemas de Microgeração FV ligada à RESP

A figura 2.15 ilustra a forma como é constituído um sistema de microprodução solar fotovoltaico, onde se acrescenta ao que foi dito anteriormente, os quadros de proteções, tanto do lado DC como do lado AC, dois contadores independentes, um para a produção e outro para o consumo da instalação e ainda a portinhola que faz a junção dos dois contadores antes de se ligar ao ramal da rede.

Existe a diferença de sistema fixos e sistemas seguidores, em que no primeiro os módulos FV são colocados no telhado ou no solo do local de instalação e no segundo são montados numa estrutura assente no solo que contém um sistema mecânico de dois eixos.

Como a potência de ligação de uma unidade de MG é relativamente baixa, normalmente é utilizado apenas um único inversor que satisfaça as exigências de ligação à RESP. O sistema é dimensionado em função dessa potência de ligação, limitando assim a potência do gerador FV.

### 2.3.3 Dimensionamento do inversor FV

As especificações técnicas dos inversores proporcionam importante informação para o dimensionamento e a instalação dos sistemas fotovoltaicos, pelo que é fundamental que sejam respeitadas.

Quando se dimensiona o sistema, o intervalo de operação do inversor deve ser ajustado em função da curva característica do gerador FV. O intervalo MPP do inversor deve incorporar, conforme demonstrado na figura 2.16, os pontos MPP da curva característica do gerador para diferentes temperaturas. Além disso, deve-se ter em conta a tensão limite de operação e a tensão máxima admissível do inversor.

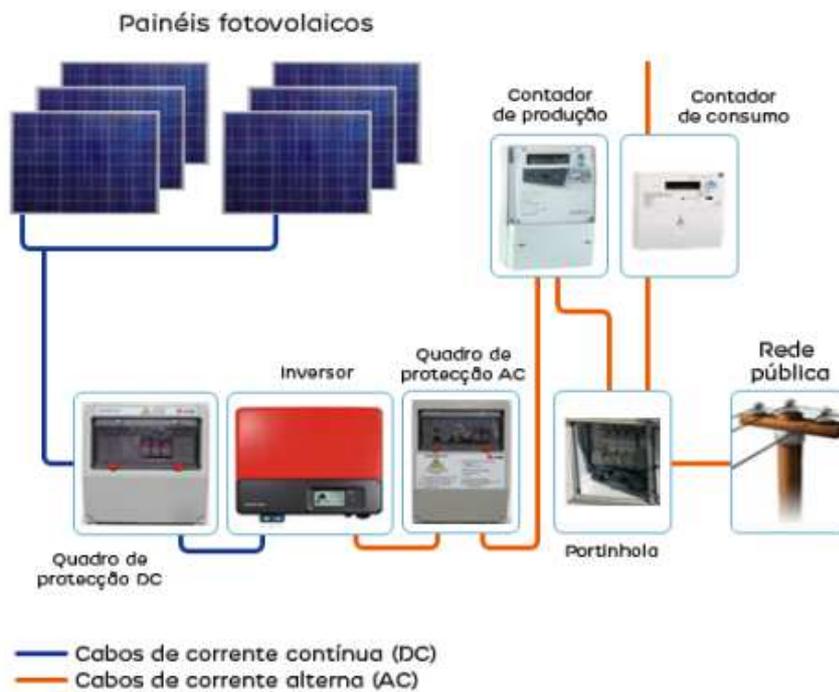


Figura 2.15: Esquema de ligação de uma unidade de microgeração ligada à rede [23]

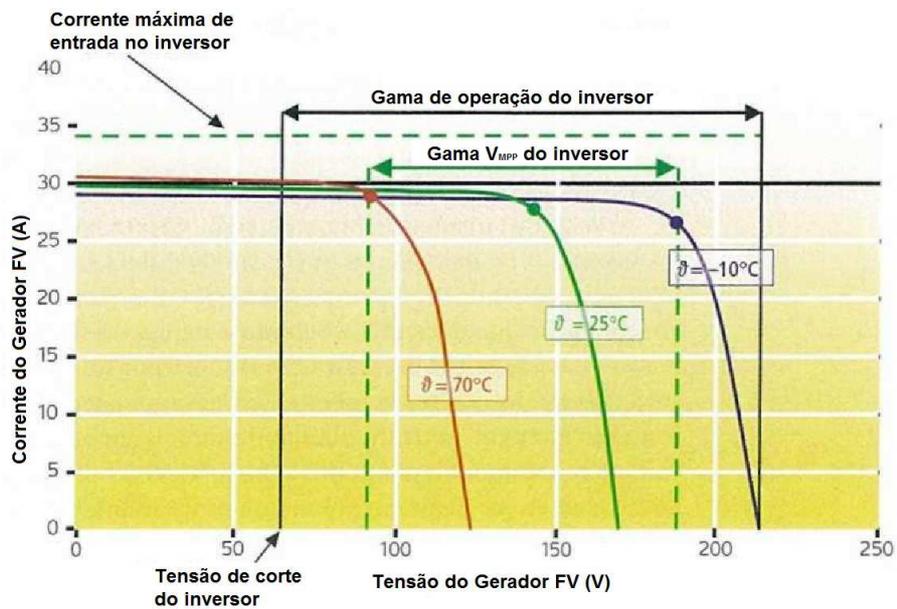


Figura 2.16: Curvas características do gerador FV e intervalo operacional de um inversor [7]

### 2.3.3.1 Determinação da potência

Como regra geral, dado que os inversores são fornecidos para vários níveis de potência e que a potência total do sistema FV é determinada pela área útil disponível, é utilizado um rácio entre as potências do gerador FV e do inversor de 1:1. Qualquer desvio é tomado com base neste rácio e definido para o seguinte intervalo, expressão 2.10, em que  $P_{MAX_{inv}}$  é a potência DC máxima que à entrada do inversor [7]:

$$0.7P_{FV} < P_{MAX_{inv}} < 1.2P_{FV} \quad (2.10)$$

### 2.3.3.2 N<sup>o</sup> máximo de módulos ligados em série

A quantidade de módulos ligados em série determina essencialmente a amplitude da tensão no inversor, como exemplificado na figura 2.6.

O primeiro limite deriva da estação fria para uma temperatura do módulo de -10 °C. Para baixas temperaturas, a tensão de funcionamento do módulo aumenta até ao limite máximo da tensão de circuito aberto. Se o inversor for desligado num dia soalheiro de inverno (por exemplo devido a uma falha de rede), a tensão de circuito aberto será demasiado elevada para se poder voltar a ligar o sistema em segurança. Esta tensão deve ser menor do que a tensão DC máxima admissível do inversor. Caso contrário o inversor pode ficar danificado. Assim, o número máximo de módulos ligados em série deriva do quociente entre a tensão DC máxima admissível do inversor,  $V_{MAX_{inv}}$ , e a tensão de circuito aberto do módulo à temperatura de -10 °C,  $V_{OC_{módulo -10°C}}$  [7]:

$$n_{MAX} = \frac{V_{MAX_{inv}}}{V_{OC_{módulo -10°C}}} \quad (2.11)$$

A tensão de circuito aberto dos módulos à temperatura de -10 °C, nem sempre vem especificada nas fichas técnicas fornecidas pelos fabricantes. Em vez disso, é especificada a variação da tensão  $\Delta V$  em % ou em mV em função da temperatura, expressa em °C. A fórmula seguinte permite calcular a tensão de circuito aberto para uma temperatura de -10 °C, a partir da tensão de circuito aberto nas *Standard Test Conditions* (STC),  $V_{OC_{STC}}$  [7].

$\Delta V$  em % por cada °C:

$$V_{OC_{módulo -10°C}} = \left(1 - \frac{35°C \cdot \Delta V}{100}\right) \cdot V_{OC_{STC}} \quad (2.12)$$

$\Delta V$  em % por cada mV:

$$V_{OC_{módulo -10°C}} = -35°C \cdot \Delta V \quad (2.13)$$

### 2.3.3.3 N<sup>o</sup> mínimo de módulos ligados em série

No verão, os módulos instalados podem estar sujeitos a temperaturas superiores a 70 °C. Esta temperatura serve geralmente de base para determinar o número mínimo de módulos de uma *string*. Com um bom sistema de ventilação, pode estimar-se uma temperatura máxima de 70 °C em Portugal.

Para os elevados níveis de radiação do verão, um sistema fotovoltaico terá uma tensão aos seus terminais inferior àquela que se verifica para as condições STC, devido às elevadas

temperaturas a que está sujeito. Se a tensão operacional do gerador cair abaixo da tensão MPP mínima do inversor, a eficiência global do sistema fica comprometida e, na pior das hipóteses, pode provocar o corte do inversor. Por este motivo, o sistema deve ser dimensionado de tal modo que, o número mínimo de módulos ligados em série numa *string*, derive do quociente entre a tensão mínima MPP de entrada do inversor e a tensão MPP do módulo à temperatura de 70 °C [7].

A fórmula seguinte permite calcular o número mínimo de módulos que é possível ligar em série numa fileira:

$$n_{\min} = \frac{V_{MPP_{\min_{\text{inv}}}}}{V_{MPP_{\text{módulo } 70^{\circ}\text{C}}}} \quad (2.14)$$

Pelas mesmas razões enunciadas anteriormente, a tensão do módulo no MPP a 70 °C pode ser calculada a partir da tensão MPP nas condições STC,  $V_{MPP_{\text{STC}}}$ , através do coeficiente  $\Delta V$ .

$\Delta V$  em % por cada °C:

$$V_{MPP_{\text{módulo } 70^{\circ}\text{C}}} = \left(1 + \frac{45^{\circ}\text{C} \cdot \Delta V}{100}\right) \cdot V_{MPP_{\text{STC}}} \quad (2.15)$$

$\Delta V$  em % por cada mV:

$$V_{MPP_{\text{módulo } 70^{\circ}\text{C}}} = V_{MPP_{\text{STC}}} + 45^{\circ}\text{C} \cdot \Delta V \quad (2.16)$$

### 2.3.3.4 N<sup>o</sup> de *strings*

Para completar o dimensionamento, devemos verificar se em algum momento a corrente do gerador fotovoltaico ultrapassa o limite máximo da corrente de entrada do inversor. O número máximo de *strings* deverá ser igual ao quociente entre os valores máximos da corrente do inversor,  $I_{\text{MAX}_{\text{inv}}}$  e da *string* de módulos,  $I_{\text{string}_n}$  [7].

$$n_{\text{string}} \leq \frac{I_{\text{MAX}_{\text{inv}}}}{I_{\text{string}_n}} \quad (2.17)$$

A configuração do sistema e da instalação elétrica determina o número, o nível de tensão e a classe de potência dos inversores. Logo torna-se preponderante determinar a configuração do sistema para cada inversor, de modo a respeitar as condições nominais operantes do inversor, isto é determinar quantos módulos em cada *string* bem como a sua quantidade.

## 2.4 Publicações científicas na área da regulação de sistemas Fotovoltaicos

### 2.4.1 “Controlo da Potência Injectada na Rede por um Sistema de Microgeração do Tipo Solar Fotovoltaico” [22]

O autor desta tese de mestrado pretende controlar a tensão nas redes de BT à custa do controlo da potência injetada na rede pelas unidades de MG do tipo fotovoltaico, através da alteração do ponto de funcionamento do painel e da utilização de equipamento de armazenamento. O objetivo da tese foi o desenvolvimento de algoritmos de controlo

a serem incluídos nos módulos do *software* de controlo dos conversores eletrónicos de potência utilizados para realizar a interface com a rede elétrica de BT, com o objetivo de assegurar o controlo ativo da potência injetada na rede e consequentemente do perfil de tensão local. No entanto, o controlo ativo da potência injetada na rede por unidades de MG do tipo solar fotovoltaico implica que o excesso de potência disponibilizada pela fonte primária seja acomodado localmente, pelo que as funcionalidades de controlo desenvolvidas envolvem a alteração do ponto de funcionamento e consequente modificação do algoritmo de MPPT bem como a utilização de soluções de armazenamento de energia nos períodos em que a potência gerada é superior à potência a injetar na rede de modo a evitar problemas de tensão elevada. A energia armazenada será posteriormente injetada na rede quando o perfil de tensão o permitir [22].

Para o desenvolvimento destas funcionalidades de controlo o autor implementou um modelo de um sistema de MG do tipo solar fotovoltaico em ambiente Matlab/Simulink.

São apresentadas duas estratégias de controlo que permitem dotar os sistemas de MG do tipo solar fotovoltaico de capacidade de controlo da potência ativa injetada na rede com vista à manutenção dos perfis adequados de tensão na rede de distribuição BT [22].

#### 2.4.1.1 Controlo da potência gerada por alteração no ponto de funcionamento do gerador fotovoltaico

A limitação da potência injetada é feita através do controlo da tensão. De acordo com algoritmos de MPPT (no caso Perturbação e Observação) a tensão é regulada e posteriormente a potência. O gerador FV opera normalmente em modo MPPT até a uma certa referência de potência. Quando essa potência é excedida o algoritmo de controlo passa a trabalhar em função dessa potência limite, o que faz com que o sistema funcione num ponto diferente do MPP, pelo que se limita a produção ao não obter a máxima potência dos painéis, como ilustrado na figura 2.17 [22].

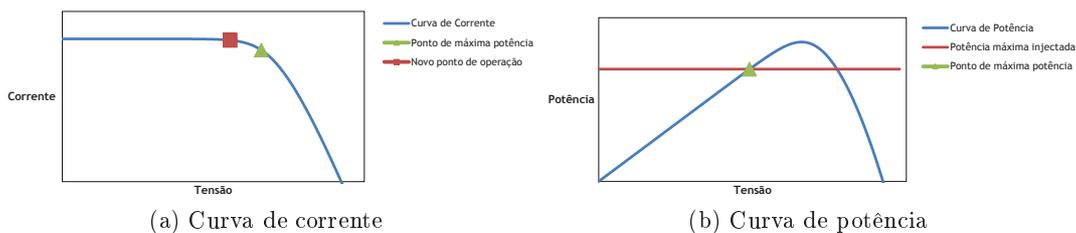


Figura 2.17: Alteração do ponto de funcionamento [22]

#### 2.4.1.2 Controlo por armazenamento de potência excedente em bateria

O sistema de MG do tipo solar fotovoltaico recebe um set-point por parte de camadas superiores da hierarquia de controlo ou reage de forma autónoma em função da tensão na rede através do sistema para controlo da tensão nodal com sistema de armazenamento. Em ambos os casos é indicada a potência máxima que pode ser injectada na rede, sendo a diferença entre a potência gerada e a potência injectada armazenada em baterias ligadas ao barramento DC do inversor. Neste caso, o sistema de MG do tipo solar fotovoltaico tem a vantagem de funcionar sempre no ponto MPP em resultado da atuação do sistema

de MPPT, sendo a energia armazenada nas baterias entregue à rede quando as condições em termos de perfil de tensão o permitem [22].

Pode-se verificar que em relação ao sistema de MG do tipo solar fotovoltaico para ligação à rede, além da inserção das baterias, também é necessário um conversor DC/DC, mais propriamente um regulador de carga das baterias [22].

Por fim, conclui-se que a 1ª solução proposta pelo autor tem a desvantagem de não se usufruir do potencial do sistema FV, desperdiçando-se potência quando esta ultrapassa uma referência. A 2ª solução torna-se mais interessante no sentido de se obter o máximo proveito do sistema FV, já que ao invés da 1ª solução consegue-se ter um maior proveito da potência produzida.

#### 2.4.2 “A simple PV constrained production control strategy” [24]

Normalmente os painéis fotovoltaicos trabalham com um algoritmo de MPPT para produzir a máxima potência possível, uma vez que esta se altera para condições diferentes de irradiação e temperatura. Para sistemas ligados à rede a produção em MPPT é fortemente flutuante devido às variações anteriores enumeradas. Por outro lado, para sistemas isolados, que trabalham normalmente com armazenamento de energia, a produção por MPPT pode causar incompatibilidades quando se atinge um limite de carregamento [24].

Se a produção for limitada de acordo com as flutuações das condições meteorológicas e luminosidade, as flutuações de potência na rede reduzem. Em funcionamento normal, a potência é mantida de acordo com o algoritmo MPPT, mas pode ser alterado de acordo com camadas de controlo superiores. O controlo hierárquico com base em comunicações de *Smart-Grids* envolve que o sistema permita estar a produzir em modo máximo MPPT ou modo constringido [24].

Como já se demonstrou, à medida que a irradiação solar aumenta o MPP é cada vez maior, e a tensão correspondente é maior também. A tensão de MPP tem uma relação monótona, mas, por outro lado, a curva  $P(V)$  não é linear ao longo da gama de tensão. Contudo, se se dividir a curva em duas partes a partir do ponto MPP, cada lado é monótono e consegue-se ter uma linearização aproximada, o que possibilita um controlo em malha fechada da tensão para limitar a potência [24].

Na estratégia de controlo proposta, o algoritmo MPPT P&O e o algoritmo de produção constringida dá ao mesmo tempo a tensão de referência  $V_{FV_{MPPT}}$  e  $V_{CONS}$  correspondente para o gerador FV operar. O máximo destas duas referências é escolhido para a tensão de referência  $V_{FV}$ , que se traduz na menor potência. Ao seguir  $V_{FV}$ , o sistema opera com controlo em malha fechada da tensão e corrente via regulador automático de tensão (AVR) e corrente (ACR), respetivamente [24].

Durante a operação em modo MPPT, se é dada uma potência limitada dentro da gama MPPT, o controlador PI irá aumentar a  $V_{CONS}$ . Quando  $V_{CONS}$  é maior que  $V_{FV_{MPPT}}$ , a 1ª é tida como referência e o algoritmo MPPT é parado. Pela malha de controlo, o controlador PI pode controlar a potência dos FV num modo limitado. No caso de baixa irradiação solar, a potência dos FV é menor do que a referência de potência constringida, logo o controlador PI diminui  $V_{FV}$  até ao limite inferior, e  $V_{FV_{MPPT}}$  é tida para o controlo do sistema FV. A estratégia de controlo é apresentada na figura 2.18 [24].

Mais uma vez, limita-se a potência do sistema FV em detrimento do gerador FV não



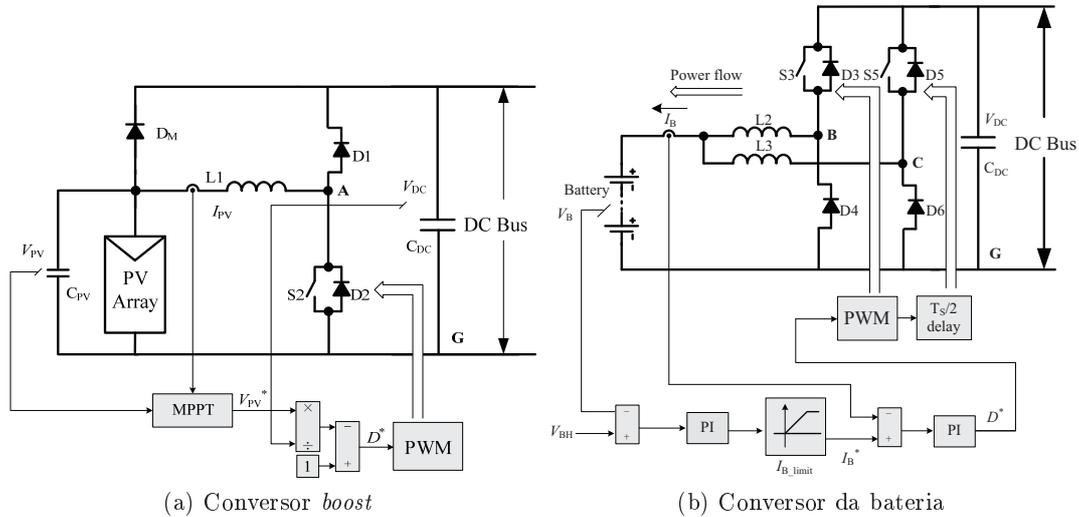


Figura 2.19: Diagramas de controlo em modo ligado à rede [25]

a uma manutenção programada, o sistema híbrido ainda é capaz de fornecer energia à carga. Em suma, manter o fornecimento de energia a uma carga, mesmo quando a rede de distribuição está em baixo.

O autor do artigo propôs um sistema híbrido para aplicações *stand-alone* e *grid-connected*. Como se verifica na figura 2.20, o sistema consiste num conjunto de painéis FV regulados por um conversor *boost* DC/DC para um valor fixo  $V_{DC}$  de saída. A bateria é ligada ao barramento DC em paralelo via um conversor bi-direcional *buck/boost* que permite o fluxo de potência em ambas as direções, no carregamento e descarregamento. Ambos os conversores são controlados por um controlador PI, que dá uma simples mas eficiente solução para o problema descrito [26].

Quando a potência produzida pelos painéis FV,  $P_{FV}$ , for superior à potência de referência,  $P_{ref}$ , o excesso será conduzido para a bateria. Quando a potência  $P_{FV}$  for inferior à requerida, esta será colmatada com a energia armazenada na bateria. Quando a potência satisfizer as condições de carga, então somente os painéis FV estarão ligados ao barramento DC.

#### 2.4.5 “A Novel, Digitally-Controlled, Portable Photovoltaic Power Source” [27]

O objetivo apresentado neste artigo é que um sistema isolado trabalhe em máxima potência sem danificar a bateria de armazenamento. Com vista a responder a esses requisitos, traçam-se os seguintes pontos a que o sistema obedece:

- O gerador FV tem que funcionar no MPP;
- A bateria é usada para armazenar energia quando as condições de carga são ligeiras e usada para fornecer energia quando as condições são extremas;
- A corrente e tensão da bateria deve ser limitada para proteger a mesma;

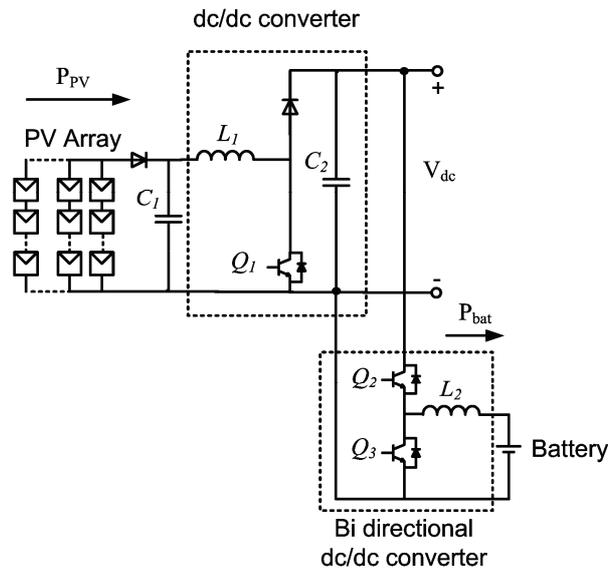


Figura 2.20: Sistema híbrido proposto [26]

- Devido a variações de produção, um regulador do barramento DC tem que ser implementado;
- É usado um regulador *shunt* para limitar a corrente e tensão da bateria;

É apresentado um sistema no seguimento dos anteriores, mas aplicado somente a aplicações *stand-alone*. Segue-se uma explicação detalhada dos componentes e nos modos que estes podem operar. O sistema encontra-se esquematizado na figura 2.21.

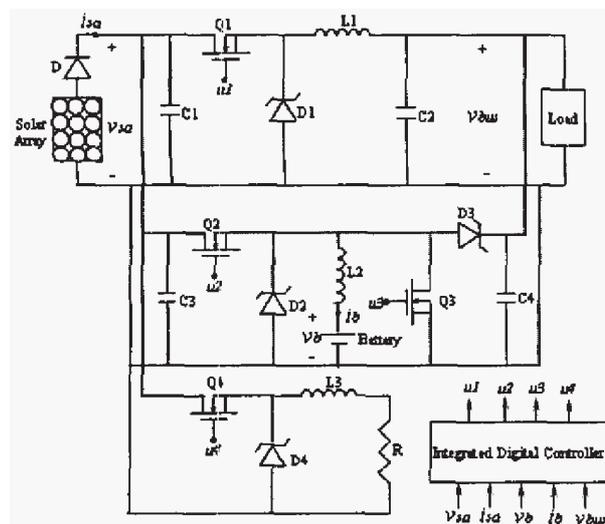


Figura 2.21: Circuito esquemático do sistema FV proposto [27]

O gerador FV fornece potência à carga através de um conversor *buck* e carrega a bateria através de outro conversor *buck*. Por sua vez, a bateria consegue descarregar energia para a carga através de um conversor *boost*. Os conversores associados à carga

e descarga da bateria funcionam complementarmente, pelo que são combinados num conversor *buck-boost*, mas são controlados individualmente. O regulador *shunt* é um elemento resistivo controlado por *Pulse Width Modulation* (PWM) [27].

A medição da tensão e corrente do arranjo de painéis FV,  $V_{sa}$  e  $I_{sa}$ ; da tensão e corrente da bateria,  $V_{ba}$  e  $I_{ba}$  e da tensão do barramento DC,  $V_{bus}$  são interpretadas por um controlador digital após filtragem por um filtro RC. O controlo digital é responsável por calcular a duração do pulso e gerar os sinais PWM para os conversores acima referidos [27].

O sistema pode operar em três modos:

- *Darkness*

Este é um modo em que não existe luminosidade suficiente para os módulos FV gerarem potência, pelo que para colmatar as necessidades da carga, a bateria assume o papel de fonte de potência. O conversor *boost* funciona como descarregador da bateria controlado por forma a regular o barramento DC.

- *MPPT discharge*

Este é um modo que pressupõe que os geradores FV estejam a produzir, mas, pela potência ser insuficiente para suprir as condições de carga, a bateria funciona mais uma vez como apoio. Os painéis operam na máxima potência através do rastreador MPPT implementado no regulador série, o conversor *buck*.

- *MPPT charge*

Este é um modo que prevê que quando a potência produzida é superior às necessidades, os painéis FV carregam a bateria enquanto alimenta a carga. O carregador da bateria (conversor *buck*) é então ativo e procura o MPP do gerador FV. O controlo do conversor *buck* é alterado para regular o barramento DC e o descarregador da bateria é desligado. Neste modo a tensão e corrente da bateria pode variar muito com a exigência da carga já que o carregador está sobre um algoritmo de MPPT. À medida que a exigência da carga diminui, a tensão e corrente da bateria podem exceder os limites da bateria. Neste caso, o regulador *shunt* é ativado para dissipar o excesso de potência e manter os valores em limites seguros [27].

O carregar da bateria através de tensão ou corrente constante é feito à custa do regulador *shunt*. Quando o limite de segurança de corrente é atingido, o regulador *shunt* é ativado de forma constante. Quando o limite de tensão é atingido, o regulador *shunt* começa então a ser verdadeiramente regulado [27].

#### 2.4.6 “*An Adaptive Solar Photovoltaic Array Using Model-Based Reconfiguration Algorithm*” [28]

Este artigo apresenta uma abordagem alternativa ao controlo da potência de painéis solares FV. O artigo foca-se na questão do sombreamento parcial do arranjo fotovoltaico que limita a potência produzida e as formas como se pode contornar a questão. O estudo incide na reconfiguração adaptável do arranjo dos módulos FV.

Tradicionalmente, o arranjo FV tem conexões fixas entre os módulos e não são mudadas depois de instaladas. Contudo, é possível rearranjar continuamente as ligações dos

módulos em série e paralelo para facilitar que o sistema FV funcione como uma fonte de potência constante mesmo para condições diferentes de operação, já enumeras vezes enunciadas anteriormente.

O que o artigo propõe é um sistema FV com uma parte fixa (com  $m$  linhas e  $n$  colunas) de módulos ligados em série e paralelo. e um banco de  $m$  módulos adaptativos. A ligação entre estas duas partes é feita à custa duma matriz de comutação, figura 2.22. Para tal são necessário sensores de tensão e corrente bem como elementos de comutação.

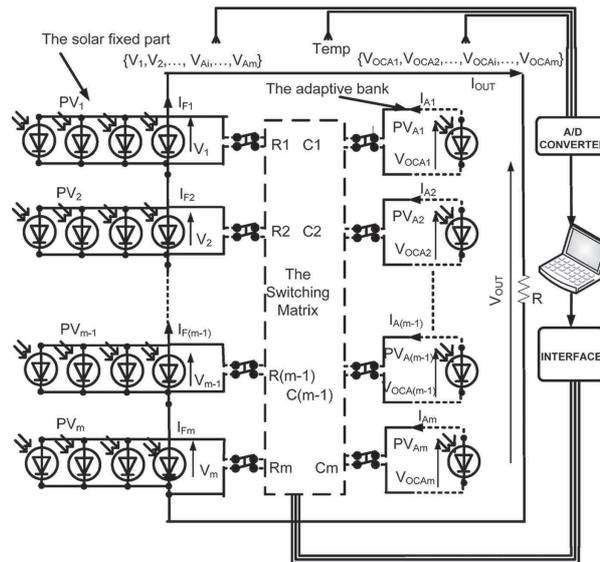


Figura 2.22: Sistema FV proposto com parte fixa e um banco de módulos adaptativos [28]

O objetivo da investigação descrita no artigo passa, também, por aumentar a eficiência da produção FV, já que a comutação das ligações permitem que esta haja como um método MPPT.



## Capítulo 3

# Solução proposta

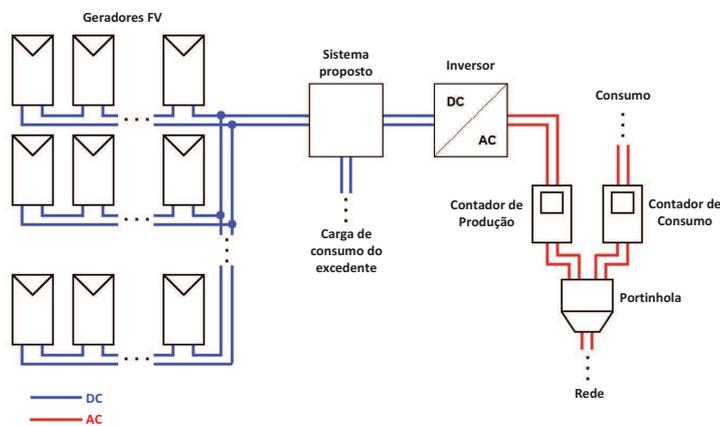


Figura 3.1: Esquema da unidade de microgeração ligada à RESP como proposta

A solução proposta face ao problema identificado no capítulo 1 consiste em limitar ou mesmo redirecionar a potência através de um equipamento instalado entre os geradores FV e o inversor homologado, conforme a figura 3.1 ilustra, que tem a função de monitorizar e controlar a potência produzida pelos módulos FV. Sendo assim, a diferença entre um sistema atual de microgeração FV e a solução proposta consiste na implementação do aparelho a desenvolver e à adição de módulos FV, pelo que, uma unidade típica não sofre grandes alterações a nível do tipo de componentes, bem como instalação dos mesmos.

De relembrar que simplesmente pretende-se sobredimensionar o sistema, isto é, ter um maior número de módulos FV para ter uma maior potência disponível, mas utilizando-se um inversor homologado de uma unidade de MG. Essa maior capacidade de produção é no sentido de se obter mais rapidamente e durante mais tempo os níveis de produção que se tinha num sistema típico, pelo que o sistema irá atuar no sentido de limitar esses níveis de potência flutuante para o inversor DC/AC de ligação à RESP, sem o danificar. A danificação do inversor pode ocorrer devido aos níveis de produção ultrapassarem a tensão e/ou a corrente e/ou a potência DC admissível do mesmo. O excesso de potência permitido injetar na rede poderá ser conduzido para consumo interno do local da unidade de MG se a legislação vigente à data o permitir, aproveitando os picos de produção sem desperdícios de energia. Sendo assim, e devido à natureza estocástica da produção de energia elétrica a partir de tecnologia FV, o sistema permitirá atenuar as grandes

variações de produção, permitindo manter mais estável o fornecimento de potência à RESP.

### 3.1 Descrição da solução

Na figura 3.2, tem-se uma ilustração superficial do sistema proposto. Como já referido anteriormente, o estudo do sistema prende-se com a regulação de potência gerada pelos módulos FV de modo a canalizá-la devidamente para o inversor. Para começar, o sistema de controlo funcionará de acordo com os valores das grandezas elétricas nos ramos cruciais da unidade de MG: os terminais do gerador FV; a entrada do inversor e a entrada para consumo interno. Para tal, é necessário medir a tensão e corrente em cada troço, através de sensores. Para interpretar os dados recebidos dos sensores, propõe-se uma unidade de processamento que ao mesmo tempo funcionará como controlador digital e assim regular o sistema para as referências impostas.

Pretende-se que a unidade de processamento comunique remotamente com um programa de interface com o utilizador de modo que este possa visualizar o comportamento do sistema, ao nível da produção FV, da potência que se está a injetar na rede e do que está a ser consumido internamente. O programa, de certa forma, permitirá regular alguns parâmetros do sistema, como por exemplo, o valor limite da potência a injetar para a rede.

Pretende-se que os elementos da produção sejam armazenados numa base de dados para permitir a sua consulta e assim, assegurarem a monitorização e regulação numa página World Wide Web (WEB) que o utilizador pode aceder em qualquer parte do mundo, depois de se autenticar para assegurar a privacidade dos dados.

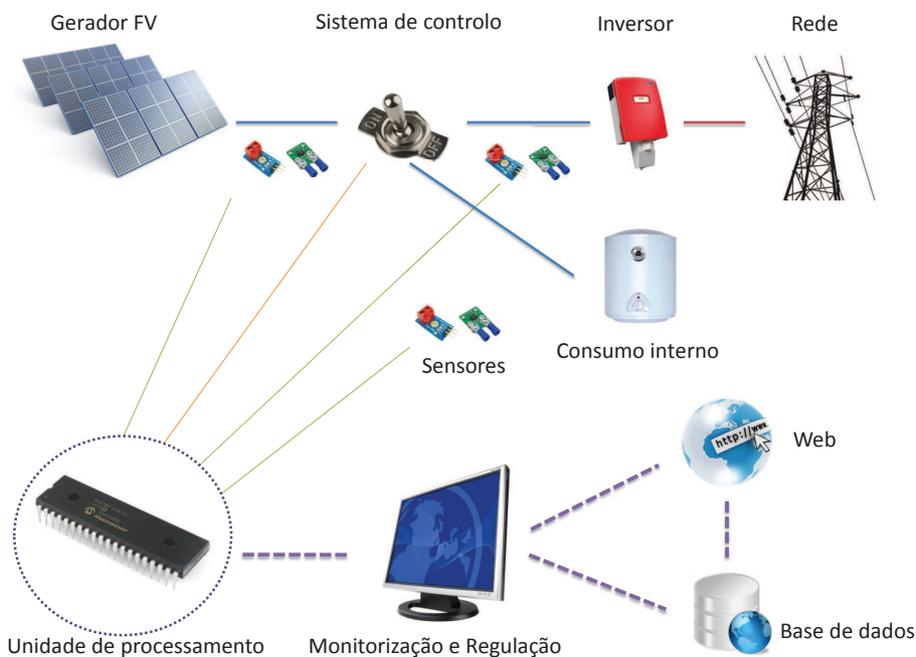


Figura 3.2: Esquema geral do sistema a implementar

Para limitar as grandezas elétricas (tensão, corrente e potência) é proposto dois con-

versores *Buck* em paralelo, que são circuitos que permitem baixar a tensão de entrada para uma determinada tensão de saída. No capítulo 4 ser-se-á dada uma explicação teórica do conversor *Buck*.

A figura 3.3 exibe a sequência da regulação do sistema de controlo. Pretende-se que o sistema condicione a produção FV para o equipamento de consumo do excedente sempre que a produção esteja com valores incompatíveis do inversor.

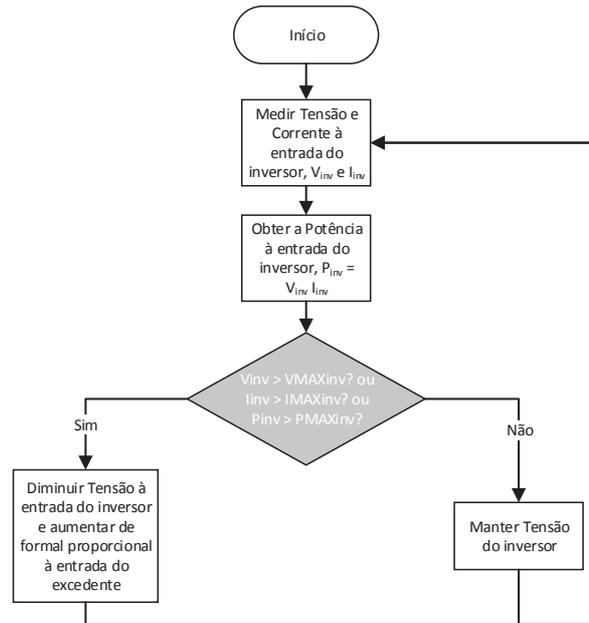


Figura 3.3: Fluxograma da regulação do sistema

De modo ao conversor *Buck* trabalhar nos parâmetros desejados de forma previsível e contínua, cada conversor *Buck* será controlado, logo investigar-se-á a implementação de diversos algoritmos de controlo em malha fechada de modo a definir o qual permite satisfazer melhor os requisitos da aplicação. Isto é, pretende-se aplicar o algoritmo que estime o quanto deve diminuir ou aumentar a tensão de forma a que a regulação não seja abrupta e intermitente. Posto isto, irá testar-se um controlador tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) e um controlador tipo lógica difusa. Este tópico será discutido em capítulos posteriores.

A descrição por agora prende-se com o funcionamento geral da solução proposta bem como a interação do utilizador com a mesma. Como referido anteriormente, pretende-se que o equipamento seja monitorizado e controlado pela aplicação no local de instalação e pela WEB de modo a ser acessível em qualquer parte do mundo. Segue-se uma explicação mais detalhada das duas implementações.

O circuito principal de potência, ou seja, os conversores *Buck*, serão regulados por uma unidade de processamento e pretende-se que funcionem de forma independente, mas trabalhando como um único equipamento. Não obstante disso, é necessário definir a tensão, corrente e potência máxima para a unidade de processamento poder ajustar o circuito a essas exigências, de modo a não danificar o inversor. Além disso o utilizador poderá visualizar os níveis de produção, de injeção na rede e de excedente em qualquer momento. Para tornar isso possível, a unidade de processamento pode comunicar com

uma aplicação local instalada num computador na residência de instalação sempre que o utilizador queira pelas duas razões anteriores.

### 3.1.1 Interação com interface local

Na figura 3.4 está representado o diagrama de interações entre utilizador, aplicação local, unidade de processamento e base de dados. É estabelecida uma comunicação entre a unidade de processamento e a aplicação local assim que o utilizador desejar. Enquanto existir comunicação é gerado uma rotina com período de um 1s despoletada pela aplicação local. A rotina consiste na requisição do valor de tensão, corrente e potência máxima admissível - referências - por parte da aplicação local à base de dados. Assim que a aplicação local assume as referências, este envia para a unidade de processamento. Por sua vez, este executa uma sub-rotina de validação, e em caso de sucesso, guarda as referências. A interação entre a unidade de processamento e a aplicação local termina com o envio das variáveis do sistema medidas naquele instante pelo primeiro para o segundo. As variáveis do sistema são a tensão e corrente dos três pontos preponderantes: produção à saída dos FV; à entrada do inversor e para a carga de consumo do excedente. A potência abstém-se de enviar, uma vez que resulta do produto entre a tensão e corrente, algo que pode ser calculado tanto na unidade de processamento como na aplicação local. A aplicação local regista na base de dados o valor das variáveis do sistema após uma sub-rotina de validação.

O evento anterior é periódico, porém sempre que o utilizador altere as referências pela aplicação local, este regista na base de dados e assim que a rotina se reinicie esta transmitirá para a unidade de processamento as novas referências.

### 3.1.2 Interação pela WEB

Como dito anteriormente, pretende-se que as funcionalidades descritas na sub-secção 3.1.1 estejam disponíveis não só no local da unidade de MG, mas acessíveis de qualquer parte do mundo pelo utilizador ou mesmo pela empresa responsável. A figura 3.5 ilustra as interações para que tal seja possível. A interação do utilizador com o restante começa com este a aceder à página WEB do trabalho a partir de um *browser*. Na página tem-se a componente de monitorização e a componente de regulação.

Na de monitorização é possível visualizar as variáveis do sistema e as referências assumidas por este para ele se regular corretamente de um em um segundo, mantendo-as atualizadas à mesma cadência. Isto é possível à custa do *browser* WEB de um em um segundo estar a solicitar páginas *HyperText Markup Language* (HTML) ao servidor WEB. Devido à solicitação, no servidor WEB é gerado código *Hypertext Preprocessor* (PHP) num *script*, *script* esse que será executado num interpretador de PHP. Nesta etapa é feita uma comunicação à base de dados a pedir as variáveis do sistema armazenadas mais recentemente. Assim que a leitura das variáveis do sistema esteja concluída, o interpretador de PHP converte o resultado em código HTML para posterior envio para o servidor WEB. Por fim, este responde à solicitação inicial do *browser* com a página HTML resultante do interpretador de PHP, e assim o utilizador visualiza as novas variáveis.

A componente de regulação prende-se com o ajuste das referências por parte do utilizador. As interações e funcionamento é contudo semelhante à de monitorização, diferindo-se simplesmente nos eventos que despoletam as comunicações. Ao invés da vertente de monitorização, em que o utilizador não interagiu com a página, sendo esta

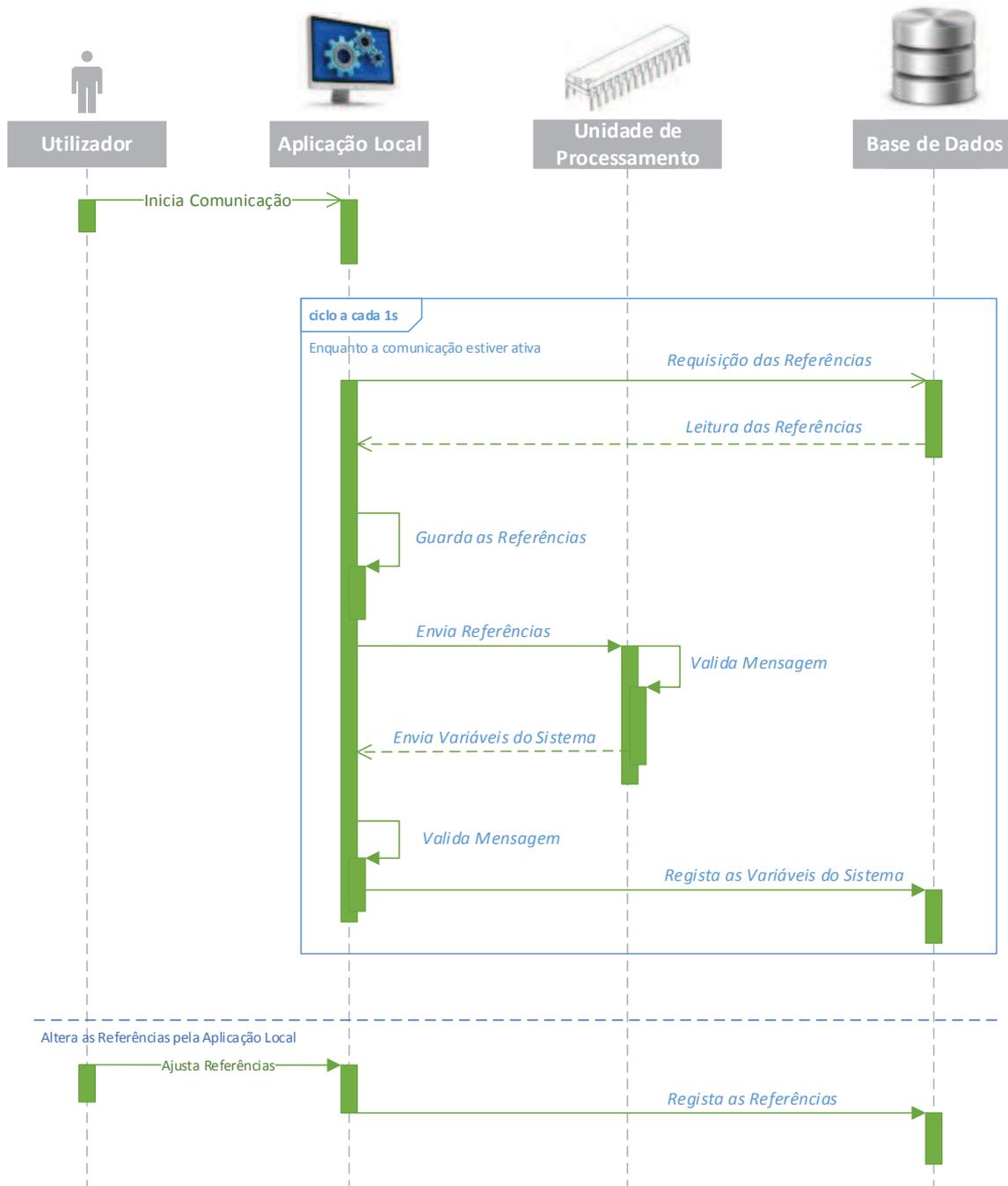


Figura 3.4: Diagrama da sequência de interações entre equipamentos na aplicação local

simplesmente atualizada de forma automática, aqui o utilizador quando ajustar as referências do sistema, em última instância está a registar na base de dados as referências pretendidas. Na figura 3.5 não está patente o resto da interação com o equipamento de controlo, mas assim que as referências são registadas na base de dados, o ciclo de rotina já descrito na sub-secção 3.1.1 e esquematizado na figura 3.4, permite assim que o equipamento de controlo adapte-se efetivamente para as referências impostas.

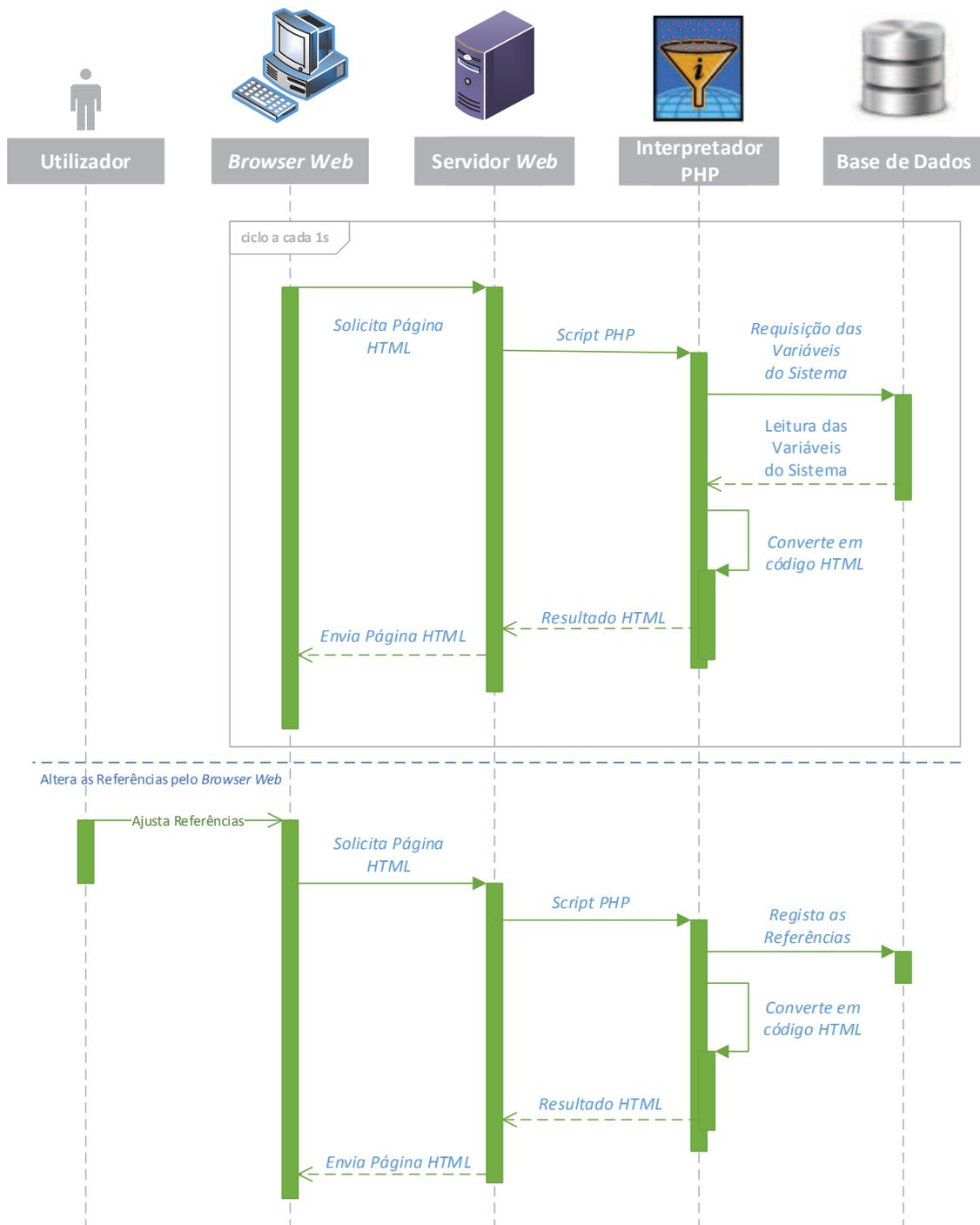


Figura 3.5: Diagrama da sequência de interações entre equipamentos pela WEB



## Capítulo 4

# Fundamentação teórica da solução

### 4.1 Conversor *Buck*

Um conversor *buck* ou *step-down* é uma fonte de alimentação comutada que também é chamada de comutação regulada. A comutação regulada é muito popular devido à sua grande eficiência e compacticidade ao invés das fontes de alimentação lineares. Estas últimas, devido a terem que dissipar uma grande porção de potência, elas têm que ser devidamente arrefecidas, ao acoplar-se dissipadores de calor para o calor ser transferido dos dissipadores para o ar circundante por convecção natural ou forçada. Os dissipadores de calor e acessórios de arrefecimento tornam os reguladores lineares volumosos e grandes. Em aplicações onde o tamanho e a eficiência sejam fundamentais, os reguladores lineares não podem ser usados [29; 30].

No circuito da figura 4.1a, a tensão de saída é igual à tensão de entrada quando o comutador se encontra na posição A e zero quando se encontra na posição B. Ao variar a duração que o comutador se encontra em cada posição, A e B, é visível que a tensão média à saída pode ser variável, mas esta não é puramente DC. A tensão de saída, por sua vez é uma média com base no sinal rectangular que é imposto, figura 4.1b [31].

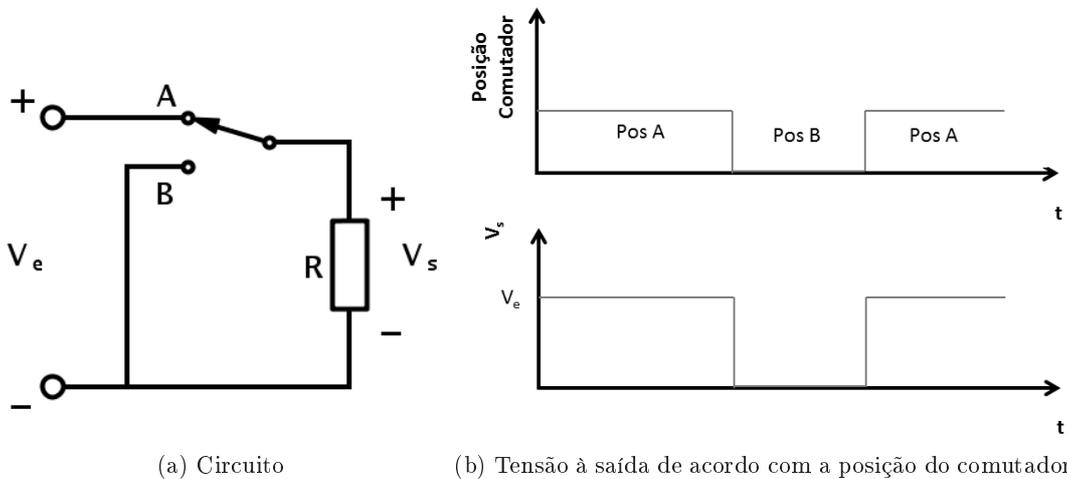


Figura 4.1: Uma resistência com um comutador de um polo a dois estados

Quase sempre se pretende na saída, uma tensão estável sem grandes variações, logo o circuito na figura 4.1a tem que ser ajustado. O circuito da figura 4.1a pode ser modificado para o circuito mostrado na figura 4.2a, ao adicionar-se um indutor em série com a resistência. O indutor reduz a variação de corrente que o atravessa e a tensão à saída conterà uma menor variação já que a corrente que atravessa a resistência é a mesma que atravessa o indutor. Como exemplificado na figura 4.2b, quando o comutador está na posição A, a corrente ao longo do indutor aumenta assim como a energia armazenada nele. Quando o comutador está na posição B, o indutor age como uma fonte de tensão e mantém um nível de corrente pela carga resistiva. Durante este período, a energia armazenada no indutor e a corrente diminui [31].

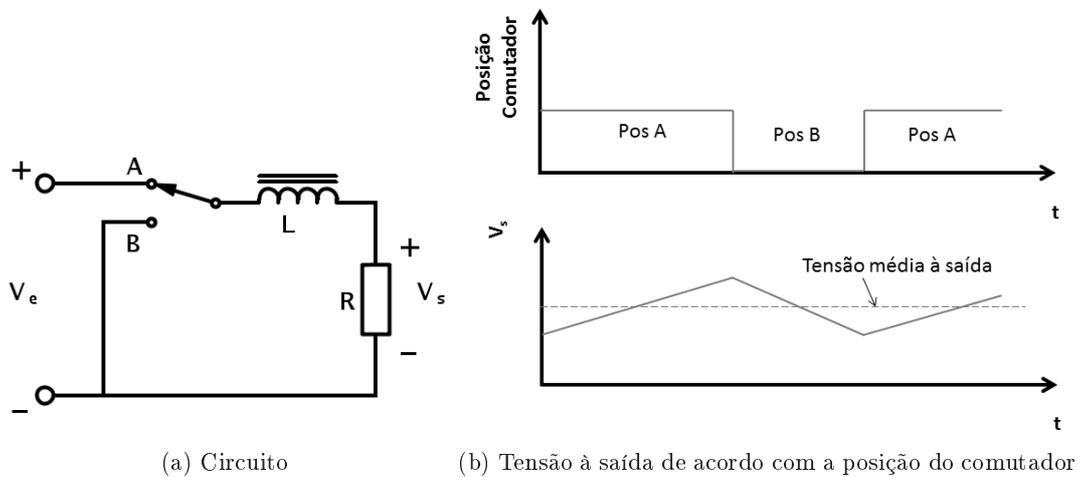


Figura 4.2: Efeito do indutor

O próximo passo num desenvolvimento evolutivo do conversor *buck* é adicionar um condensador à saída em paralelo com a carga resistiva, como mostrado na figura 4.3. O condensador reduz a ondulação que possa existir aos seus terminais, visto que o indutor suaviza a corrente que passa através dele. A ação combinada do filtro LC reduz a ondulação até a um nível muito reduzido [31].

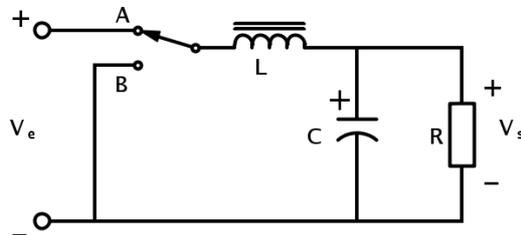


Figura 4.3: Circuito com um filtro LC

O circuito da figura 4.3 contém um comutador de um polo a dois estados. É uma configuração difícil de obter na prática com o uso de dispositivos semicondutores. Por outro lado, a compreensão do circuito da figura 4.3 leva-nos até a uma simples e realizável

configuração. Quando o comutador se encontra na posição A, a corrente flui no indutor e decresce quando está na posição B. É possível haver um interruptor semiconductor que corresponda ao comutador na posição A. Quando o comutador está na posição B, a corrente no indutor flui livremente nele e não pode ter variações instantâneas, logo um diodo pode ser usado para possibilitar um circuito fechado. Assim, o semiconductor de potência é o único componente a ser controlado, e na prática, um gerador de PWM é implementado [31]. O circuito resultante é ilustrado na figura 4.4.

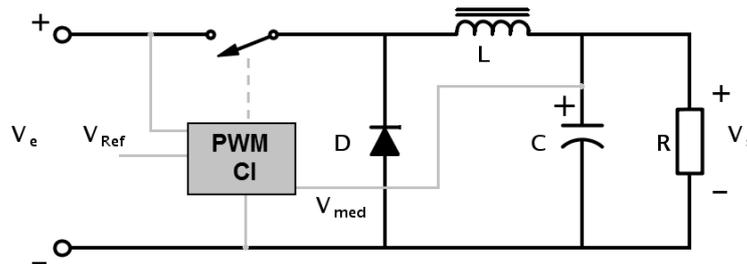


Figura 4.4: Fonte comutada *step-down*

Geralmente, qualquer fonte comutada básica consiste em cinco componentes padrão:

- um controlador PWM,
- um semiconductor comutado,
- um indutor,
- um condensador,
- um diodo.

O controle por PWM, geralmente realizado por um Circuito Integrado (CI), é necessário para regular a saída. O semiconductor é o órgão principal de uma fonte comutada já que é ele que controla a potência fornecida à carga. Os transistores escolhidos para este fim devem ter tempos rápidos de comutação e devem ser capazes de suportar os picos de tensão produzidos pelo indutor [31].

O indutor é usado como filtro para reduzir a ondulação na corrente. A redução ocorre devido à impossibilidade de haver variações bruscas de corrente no indutor. Quando a corrente que o atravessa tende a diminuir, o indutor tende a manter a corrente comportando-se como uma fonte. Os indutores usados em fontes comutadas são habitualmente enrolados em toroides, feitos em ferrite ou com núcleo de pó de ferro com distribuição de ar para minimizar as perdas do núcleo a altas frequências [31].

O condensador é usado como filtro para reduzir a ondulação da tensão. Uma vez que os reguladores de potência comutados são normalmente usados para altas correntes e altas performances, o condensador deve ser escolhido com vista a minimizar as perdas. As perdas no condensador ocorrem devido às suas resistências e indutâncias internas. Sendo assim, os condensadores são escolhidos com base na sua *Effective Series Resistance* (ESR). Para fontes comutadas de grande eficiência, às vezes é necessário vários condensadores em paralelo para se obter um ESR suficientemente baixo [31].

O diodo usado no regulador comutado é normalmente um diodo de bloqueio. O propósito de um diodo deste tipo não é para rectificar, mas sim para a corrente fluir directamente no circuito e assegurar que exista sempre um caminho para a corrente fluir no indutor. É também necessário que o diodo seja capaz de mudar de estado relativamente rápido. Os diodos conhecidos como diodos de recuperação rápida são os utilizados nestas aplicações [31].

A maior parte das fontes comutadas necessita de uma carga mínima, por forma a assegurar que o indutor comporte sempre corrente. Se o fluxo de corrente pelo indutor não é contínuo, a regulação enfraquece. O conversor *buck* pode ser controlado de duas formas, conhecidas como [31]:

1. Operação a frequência constante ou controlo por PWM
2. Operação a frequência variável ou controlo por modulação da frequência

Com o controlo PWM, a regulação da tensão de saída é alcançada à custa da variação do *duty cycle* do comutador, mantendo-se imutável a frequência de operação. O *duty cycle*,  $\delta_T$ , é definido como a razão entre o período que o semiconductor de potência está à condução,  $t_1$ , e o período do ciclo,  $T$ , como mostrado na equação 4.1.

$$\delta_T = \frac{t_1}{T} \quad (4.1)$$

Geralmente, o controlo por PWM é o método preferido já que a operação a frequência constante leva a uma optimização do filtro LC e a ondulação na tensão de saída fica restringida nos limites impostos. Por outro lado, se a carga no conversor é inferior a um determinado nível, a regulação da tensão de saída torna-se um problema e nesses casos, o controlo por modulação da frequência é preferível. Quando o controlo é feito por modulação da frequência, o período “ON” do semiconductor de potência é mantido constante e a frequência de operação é variada para a regulação efectiva da tensão. O dimensionamento do filtro LC não é fácil neste último caso [31].

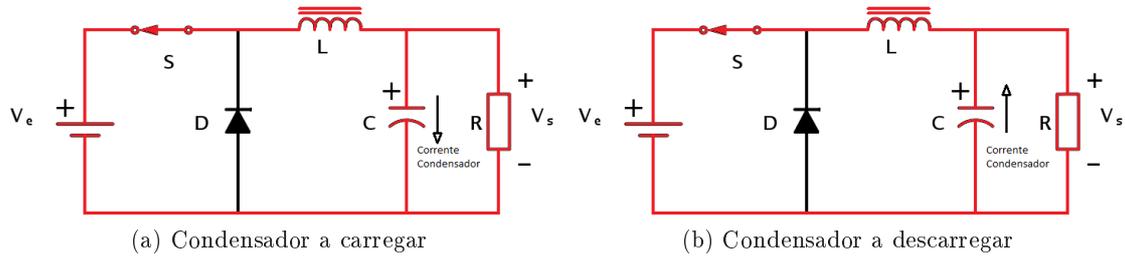
#### 4.1.1 Operação básica do circuito

De seguida é explicada em primeiro lugar a operação do conversor *buck*. O circuito pode operar em qualquer um dos três estados explicados adiante.

O primeiro estado corresponde ao caso em que o comutador se encontra à condução. Neste estado, a corrente através do indutor aumenta, pois a tensão de entrada é maior que a tensão de saída, ao passo que a corrente no condensador pode fluir em ambas as direcções, dependendo da corrente no indutor e na carga. Quando a corrente no indutor aumenta, a energia armazenada aumenta. Durante este estado, o indutor adquire energia. Quando o comutador está fechado, os elementos que transportam corrente são os que se encontram a vermelho na figura 4.5, ao passo que o diodo está a preto, indicando que está ao bloqueio. Na figura 4.5a e figura 4.5b o condensador está a carregar e descarregar, respectivamente [30; 31].

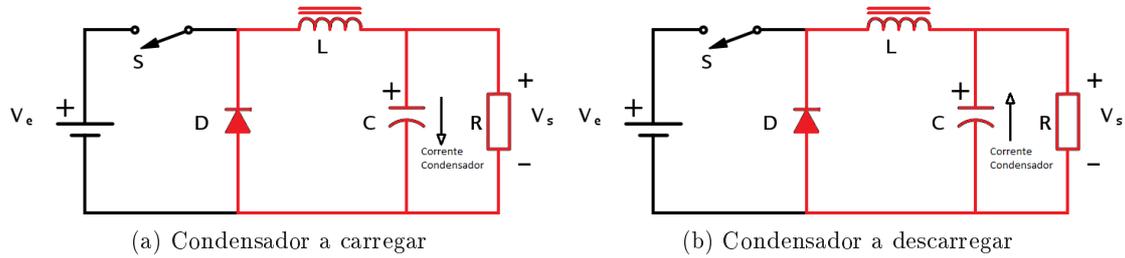
As equações que governam a operação do circuito no primeiro estado são [30; 31]:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L} \quad (4.2)$$

Figura 4.5: Conversor *Buck*: primeiro estado

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{I_L - \frac{V_s}{R}}{C} \quad (4.3)$$

O segundo estado está relacionado quando o comutador está “OFF” e o díodo a conduzir. Neste estado, a corrente no indutor flui livremente pelo díodo e o indutor fornece energia à saída RC do circuito. A energia armazenada no indutor diminui neste estado. Também, o indutor descarrega a sua energia e a corrente do condensador pode ir em qualquer direcção dependendo da corrente no indutor e na carga, como ilustrado na figura 4.6. As equações que governam a operação do circuito no segundo estado são mostrados em baixo [30; 31].

Figura 4.6: Conversor *Buck*: segundo estado

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{-V_s}{L} \quad (4.4)$$

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{I_L - \frac{V_s}{R}}{C} \quad (4.5)$$

Quando o comutador está aberto, o indutor descarrega a sua energia. Quando descarrega toda a sua energia, a sua corrente cai para zero e tende a inverter-se, mas o díodo bloqueia a condução na direcção oposta. No terceiro estado, ambos díodo como o comutador estão ao corte. A figura 4.7 ilustra o estado, em que o condensador descarrega a sua energia e o indutor está em repouso, sem qualquer energia armazenada nele. O indutor não adquire ou descarrega energia neste estado. A equação que governa neste estado de operação é [30; 31]:

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{-V_s}{R} \quad (4.6)$$

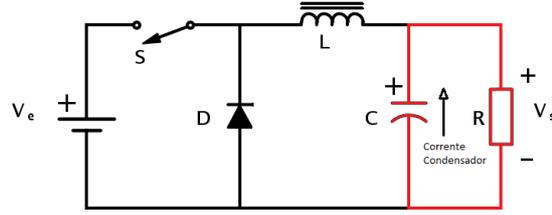


Figura 4.7: Conversor *Buck*: terceiro estado

Quando o circuito recebe um sinal periódico, a resposta do circuito torna-se também periódica. Aqui é assumido que a tensão de entrada mantém-se constante sem ondulação, e a frequência de operação é mantida constante bem como o *duty cycle*. Se a constante de tempo RC devido à carga resistiva e ao filtro capacitivo é muito larga, comparado com o período de comutação, a tensão de saída é mais ou menos constante, sem uma ondulação significativa. Quando a tensão de entrada e saída são constantes a corrente através do indutor cresce linearmente quando o comutador está a “ON” e decresce de forma linear quando está a “OFF”. Sob esta condição, a corrente através do condensador varia também linearmente quando está a ser carregado ou descarregado. Em seguida, irá formular-se matematicamente o circuito por forma a poder ter-se um dimensionamento satisfatório que cumpra os requisitos impostos [30; 31].

#### 4.1.2 Formulação matemática do conversor *buck*

A expressão para a tensão média à saída pode ser obtida como descrito a seguir. É assumido que existe condução contínua no indutor, isto é, que a corrente nunca é nula no indutor. Tendo em conta o período do ciclo,  $T$ , o tempo à condução do semiconductor,  $t_1$ , e a tensão de entrada,  $V_e$  [29]:

$$\overline{V_s} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_e dt = \frac{1}{T} t_1 V_e = \delta_T V_e \quad (4.7)$$

Na equação 4.7,  $\delta_T$ , é o *duty cycle* como denominado anteriormente. A mesma expressão para a tensão de saída pode ser obtida de outra forma. Quando a resposta do circuito é periódica, a corrente no indutor é a mesma no início e no fim do ciclo [29]. Ou seja,

$$I_L(0) = I_L(T) \quad (4.8)$$

A equação 4.8 pode ser expressa da seguinte forma [29]:

$$L \int_0^T \frac{dI_L}{dt} dt = \int_0^T V_L(t) dt = 0 \quad (4.9)$$

Quando o comutador está “ON”,  $V_L(t) = V_e - \overline{V_s}$  e quando o diódo está a conduzir,  $V_L(t) = -\overline{V_s}$  [29]. Portanto

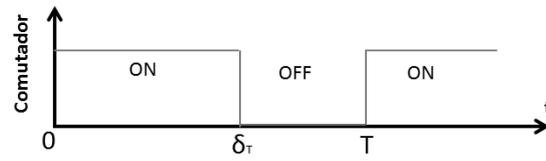
$$\int_0^{\delta_T T} (V_e - \overline{V_s}) dt + \int_{\delta_T T}^T (-\overline{V_s}) dt = 0 \quad (4.10)$$

Logo,

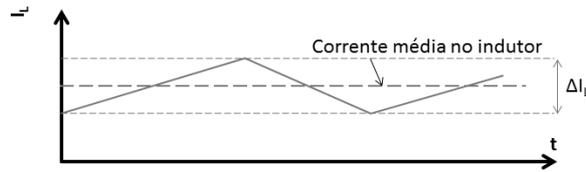
$$(V_e - \overline{V_s}) \delta_T T - \overline{V_s} (1 - \delta_T) T = 0 \iff \overline{V_s} = \delta_T V_e \quad (4.11)$$

A variação de corrente no indutor quando o comutador está à condução é explicada como se segue. Assume-se  $\Delta I_L$ , como a variação de corrente de corrente, como ilustrada na figura 4.8b. Na figura 4.8c, a variação da tensão foi exagerada para efeitos de clareza. Em regime estacionário, a variação de corrente pico-a-pico pode ser expressa como [29]:

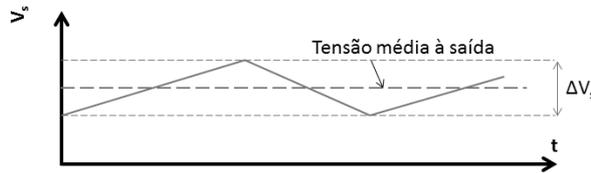
$$\Delta I_L = \frac{V_e - \overline{V_s}}{L} \delta_T T = \frac{\delta_T (V_e - \overline{V_s})}{fL}, \because f \times T = 1 \quad (4.12)$$



(a) Estado do semicondutor



(b) Corrente no indutor



(c) Tensão à saída

Figura 4.8: Formas de onda de alguns elementos do conversor *buck*

Durante o período “ON”, a corrente no indutor aumenta de  $\frac{\overline{V_s}}{R} - \frac{\Delta I_L}{2}$  até  $\frac{\overline{V_s}}{R} + \frac{\Delta I_L}{2}$  [29]. Isto é,

$$\begin{cases} I_L(0) = I_L(T) = \frac{\overline{V_s}}{R} - \frac{\Delta I_L}{2} \\ I_L(\delta T) = \frac{\overline{V_s}}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} \end{cases} \quad (4.13)$$

A corrente no condensador,  $I_C$ , é expressa como [29]:

$$I_C(t) = I_L(t) - I_R(t) = I_L(t) - \frac{\overline{V_s}}{R} \quad (4.14)$$

$$\begin{cases} I_C(0) = I_C(T) = -\frac{\Delta I_L}{2} \\ I_C(\delta T) = \frac{\Delta I_L}{2} \end{cases} \quad (4.15)$$

Uma suposição é feita para determinar a variação na tensão de saída. É assumido que o condensador é carregado durante metade do período de ciclo e descarregado na outra metade. Uma vez que a corrente pelo condensador varia linearmente, a corrente de carga média,  $\overline{I_C}$ , é metade do valor pico-a-pico [29]. Logo,

$$\overline{I_C} = \frac{\Delta I_L}{4} \quad (4.16)$$

Se um sinal periódico tem valor DC nulo, a sua média é definida com base na parte positiva e portanto, a corrente média do condensador é obtido como mostrado na equação 4.16. Para um condensador [29]:

$$I_C = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt} \quad (4.17)$$

Baseado na corrente média de carga e metade do período como o período de carga, obtém-se a variação de tensão de saída como [29]:

$$\Delta V_s = \frac{\overline{I_C} T}{C} = \frac{\Delta I_L}{8fC} \quad (4.18)$$

Usando a equação 4.12, a equação 4.18 pode ser reescrita como [29]:

$$\Delta V_s = \frac{\delta_T (V_e - \overline{V_s})}{8f^2 LC} \quad (4.19)$$

Para que a corrente do condensador e do indutor variem linearmente, é necessário que a constante de tempo,  $RC$ , deva ser acerca de 4 a 5 vezes o período do ciclo. Caso contrário, a resposta não será linear [29].

Com base nas equações anteriormente formuladas irá deduzir-se expressões para proceder-se a um dimensionamento correto do conversor.

### 4.1.3 Dimensionamento do conversor *buck*

No caso ideal,  $V_s$  é independente da carga de acordo com a equação 4.11, sendo função exclusiva da tensão de entrada e do tempo em que o semiconductor se encontra à condução. No entanto existem perdas, das quais se enumera [32]:

- queda de tensão no semiconductor quando está a “ON”
- perdas de comutação no semiconductor
- queda de tensão no díodo quando está diretamente polarizado
- resistência efetiva do indutor

#### 4.1.3.1 Escolha do filtro indutivo

O critério de seleção do indutor rege-se pela condição fronteira entre o modo contínuo ( $I_L > 0$ ) e descontínuo. Com as equações 4.12 e 4.13 chega-se à seguinte expressão [32]:

$$L = \frac{1}{2} RT(1 - \delta_T) \quad (4.20)$$

Portanto, de acordo com a equação 4.20 para modo contínuo  $L > \frac{1}{2} RT(1 - \delta_T)$  para todos os valores de  $R$  e  $\delta_T$ .

### 4.1.3.2 Escolha do filtro capacitivo

A escolha do condensador é baseada na minimização da ondulação da tensão de saída,  $\Delta V_s$ . Já com o valor da indutância determinado, através da equação 4.19, chega-se à seguinte expressão [32]:

$$C = \frac{V_s}{\Delta V_s} \cdot \frac{T^2}{8L} (1 - \delta_T) \quad (4.21)$$

Contudo, como se explicou anteriormente, nos circuitos reais a ondulação da tensão de saída é mais provável ser causada pela variação de corrente através da ESR [32].

### 4.1.4 Atuação

Como foi referido na secção 4.1 o método de controlo mais indicado para um conversor *buck* é o controlo por PWM. É de relembrar que o controlo é feito e atuado através da aplicação de uma onda PWM no semiconductor do circuito de regulação. Sendo assim, dar-se-á uma explicação do que é o PWM e dos dispositivos eletrónicos mais indicados para efetuar a comutação.

#### 4.1.4.1 Pulse Width Modulation

A modulação por largura de pulso (PWM) é muito usada em telecomunicações, amplificação e efeitos de áudio, regulação de tensão, fornecimento de potência e componentes elétricos, como motores. Para a solução proposta, o PWM é aplicado ao comutador semiconductor o que é uma parte complexa do conversor de regulação. Atualmente, os reguladores de tensão usam um CI de modulador de PWM. O princípio de geração da onda rectangular que é composto o PWM é ilustrado na figura 4.9. Um diagrama funcional simplificado é mostrada na figura 4.9a, e na figura 4.9b são mostradas como as ondas retangulares são obtidas à custa dum gerador de ondas em dente de serra [31].

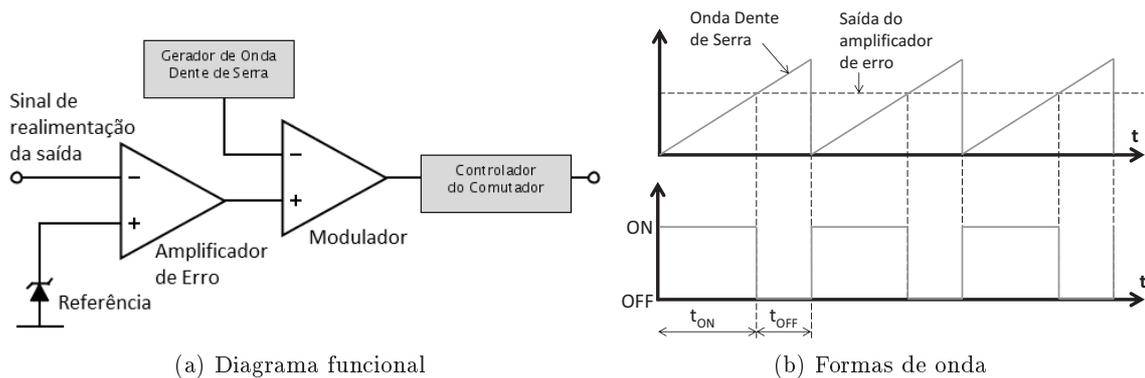


Figura 4.9: Modulador de PWM

O modulador da largura de pulso consiste num gerador de ondas de dentes de serra, um amplificador de erro e um comparador. A frequência do gerador de dentes de serra pode ser estabelecida pelo valor RC do seu próprio circuito. O amplificador de erro compara a tensão de referência com a tensão de realimentação. A tensão de realimentação pode ser obtida por um divisor resistivo à saída do conversor [31].

A saída do amplificador de erro é comparada com a onda de dentes de serra e quando a tensão é superior à saída do gerador do sinal de comparação, a saída lógica do comparador estará a ‘1’. Quando a saída do comparador está ao nível lógico ‘1’, o comutador do conversor estará à condução. Quando a saída do comparador está ao nível lógico ‘0’, o comutador está ao corte [31].

Se a tensão de saída tende a ser superior à de referência, a tensão à saída do amplificador de erro irá descer e a duração a qual saída do comparador se mantém a ‘1’ irá diminuir. Assim o *duty cycle* do semicondutor irá diminuir e a tensão de saída do conversor irá descer, de acordo com a equação 4.11. Assim, conclui-se que o controlo com realimentação negativa consegue manter a saída no valor desejado. No controlo com realimentação negativa, o sinal de retorno deve ser aplicado à entrada inversora do amplificador de erro [31].

Explicada a formação de sinais PWM, resta saber quais os dispositivos eletrónicos passíveis de serem comutados através desses mesmos sinais, mais conhecido por eletrónica de potência [31].

#### 4.1.4.2 Dispositivos semicondutores de potência

A função da eletrónica de potência é controlar o fluxo de potência, processando a energia das fontes de alimentação disponíveis através de dispositivos semicondutores de potência, para alimentar cargas. Na eletrónica de potência, os semicondutores podem ser considerados como interruptores, podendo estar no estado fechado ou à condução (ON) e aberto ou ao bloqueio (OFF). Os semicondutores de potência podem ser divididos em três grupos de acordo com o grau de controlo. Esses grupos são [33]:

- Interruptores não controlados: estado ON e OFF dependente do circuito de potência. Ex.: díodos;
- Interruptores semi-controlados: estado ON controlado por um sinal externo e OFF dependente do circuito de potência. Ex.: Retificador Controlado de Silício (SRC), *Triode for Alternating Current* (TRIAC);
- Interruptores controlados: os estados ON e OFF são controlados por sinal externo. Ex.: *Bipolar Junction Transistor* (BJT), *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET), *Isolated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), *Gate Turn-Off Thyristor* (GTO).

Para a solução proposta pretende-se que o comutador seja totalmente controlado por via externa, por isso irá dar-se relevância ao último grupo dos semicondutores de potência.

#### O BJT

O BJT mostrado na figura 4.10a (neste caso tipo NPN), entra e permanece à condução (região de saturação), quando é aplicada uma corrente adequada na sua base, tornando-se equivalente a um interruptor fechado. Nesta condição, a tensão entre o coletor e o emissor ( $V_{CE} = V_{CE_{Sat}}$ ) é tipicamente menor que 2V, logo, as perdas são relativamente baixas no BJT quando este se encontra a conduzir. No entanto, a sua comutação não é rápida, o que faz aumentar as perdas de comutação quando opera em altas frequências (acima de 40 kHz) [33; 34].

Para saturar o BJT é necessário uma corrente na base,  $I_B > \frac{I_{CSat}}{\beta}$ , onde  $\beta$  é o ganho de corrente que anda em torno de 10 para transistores de baixa tensão e 5 para transistores de alta tensão. Para o bloqueio do dispositivo, é necessário reduzir a corrente até zero [33; 34].

Dá-se o nome de transistor “par *darlington*” quando se associam dois transistores num único encapsulamento de forma a aumentar o seu ganho, entretanto isso aumenta a queda de tensão, as perdas de condução e comutação [33; 34].

A partir do exposto em cima, pode-se concluir que além das perdas de comutação já mencionadas, a complexidade dos circuitos de controlo e potência requerida são grandes factores limitantes destes dispositivos.

Entre os parâmetros de especificação de um BJT, tem-se [33; 34]:

- $I_C$  - corrente do coletor;
- $V_{CE}$  - tensão máxima entre coletor e emissor;
- $V_{CESat}$  - tensão entre coletor e emissor quando está à saturação;
- $h_{FE}$  - ganho de corrente;
- $t_{ON} = t_d + t_r$ ;  $t_{OFF} = t_s + t_f$  - tempos relacionados com a comutação, onde  $t_d$  - *delay time*,  $t_r$  - *rise time*,  $t_s$  - *storage time* e  $t_f$  - *fall time*.

### O MOSFET de potência

O MOSFET, cujo o símbolo é mostrado na figura 4.10b (neste caso tipo n) é controlado pela tensão aplicada entre os terminais da *Gate*, G, e *Source*, S.

Este dispositivo aproxima-se de um interruptor fechado (região ôhmica) quando a tensão  $V_{GS}$  (tensão entre *Gate* e *Source*) é adequada, tipicamente entre 9 e 15V. E está ao bloqueio quando a tensão for inferior ao limite  $V_{GS_{th}}$  (4V tipicamente). Quando está à condução, o dispositivo necessita de aplicação permanente de tensão  $V_{GS}$ , porém não flui corrente na *Gate*, excepto nas transições ON-OFF e OFF-ON, quando a capacidade elétrica da *Gate* é carregada e descarregada [33; 34].

O MOSFET ao operar na região ôhmica comporta-se como uma resistência de valor relativamente baixo entre o *Drain*, D, e a *Source* ( $R_{DS_{ON}}$ ), sendo assim, esta região é a mais interessante para operar como interruptor [33; 34].

Os tempos de comutação são curtos (da ordem de dezenas de ns), e a resistência à condução ( $R_{DS_{ON}}$ ) cresce com o aumento de tensão no dispositivo, logo este dispositivo possui poucas perdas em aplicações de altas frequência e baixas tensões (até 300V e acima de 50 kHz) [33; 34].

Como o dispositivo é controlado por tensão, o circuito da *Gate* é simples e consome pouca energia.

É importante salientar que em qualquer MOSFET existe um diódo intrínseco entre os terminais da *Source* e *Drain*.

Os principais parâmetros de um MOSFET de potência são [33; 34]:

- $V_{DS}$  - tensão entre *Drain* e *Source*;
- $I_D$  - corrente do *Drain*;

- $I_{DM}$  - pulso de corrente no *Drain*;
- $R_{DS_{ON}}$  - resistência entre *Drain* e *Source* na região ôhmica;
- $t_{ON} = t_{d(ON)} + t_r$ ;  $t_{OFF} = t_{d(OFF)} + t_f$  - tempos relacionados com a comutação, onde  $t_d$  - *delay time*,  $t_r$  - *rise time* e  $t_f$  - *fall time*.

## O IGBT

O IGBT associa as características de controlo presentes nos MOSFETs com as características de condução dos BJT. Nos últimos anos, têm tido uma evolução considerável, devido ao aumento da velocidade de comutação.

A figura 4.10c mostra o símbolo do IGBT, onde é notável que o componente apresenta os terminais coletor e emissor (como no BJT) e a *Gate* (como no MOSFET). O IGBT apresenta a vantagem de ser controlado por tensão requerendo baixa quantidade de energia do circuito de controlo, e à condução tem a vantagem do BJT de baixas tensões  $V_{CE_{ON}}$ , o que possibilita a condução de elevadas correntes com perdas baixas [33; 34].

O tempo de entrada à condução é maior que o do MOSFET, na ordem de décimos de  $\mu s$ , e ao bloqueio surge o fenómeno de “corrente de cauda” que provoca elevadas perdas de comutação em altas frequências. Tipicamente,  $V_{GE}$  é entre 12 e 20V o que resulta num  $V_{CE_{ON}}$  reduzido, diminuindo assim as perdas por condução [33; 34].

Os principais parâmetros a serem especificados num IGBT são [33; 34]:

- $V_{CES}$  - tensão máxima suportável entre o coletor e emissor;
- $I_C$  - corrente de coletor;
- $I_{CM}$  - pulso de corrente de coletor;
- $V_{CE_{ON}}$  - tensão entre coletor e emissor na região de saturação;
- $R_{DS_{ON}}$  - resistência entre *Drain* e *Source* na região ôhmica;
- $t_{ON} = t_{d(ON)} + t_r$ ;  $t_{OFF} = t_{d(OFF)} + t_f$  - tempos relacionados com a comutação, onde  $t_d$  - *delay time*,  $t_r$  - *rise time* e  $t_f$  - *fall time*.

A escolha dum dispositivo semiconductor de potência para uma aplicação específica deve ter em conta vários fatores como: os níveis de tensão e corrente suportados, a complexidade do circuito de controlo, a dificuldade do bloqueio da condução e custo do dispositivo [33].

Antes do desenvolvimento dos MOSFETs o único dispositivo disponível para aplicações em conversores de alta frequência (5 a 20 kHz) e potências médias (até 100 kW) era o BJT. A tecnologia deste dispositivo evoluiu bastante, permitindo a fabricação de componentes com capacidade de suportar corrente de coletor de centenas de amperes e tensões de bloqueio até 800V. A principal vantagem do BJT de potência é o baixo custo, em particular para altas tensões, enquanto as suas principais desvantagens são a complexidade e custo do circuito de controlo e limitação na velocidade de comutação, tornando-se uma tecnologia obsoleta [33].

O MOSFET opera muito bem em altas frequências e necessita de um circuito simples de controlo. Assim, é mais indicado para aplicações em alta frequência (acima dos 50kHz)

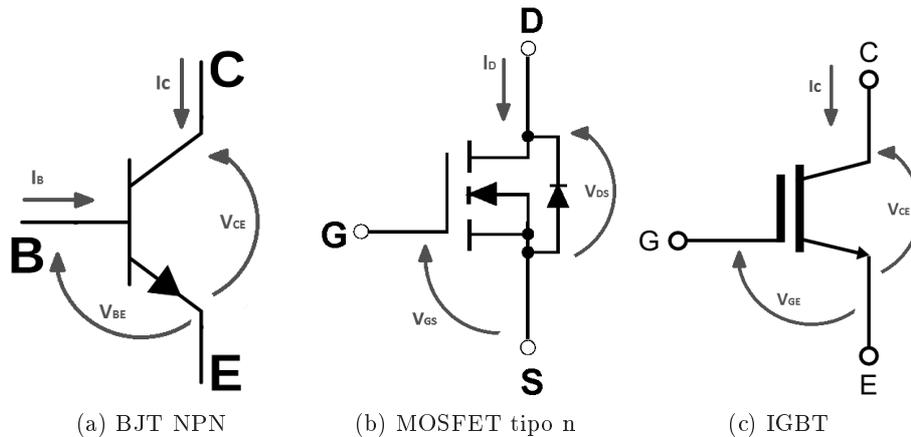


Figura 4.10: Símbolos de alguns semicondutores de potência

e baixas tensões e correntes. Como já referido, a resistência à condução nos MOSFETs é diretamente proporcional ao aumento da tensão máxima suportável, o que leva a uma redução de corrente. Deste modo, os MOSFETs são usados para tensões inferiores a 500V. Para tensões superiores a aplicação restringe-se a baixas potências [33].

O mais recente dos semicondutores desenvolvidos, o IGBT, tem-se destacado pela sua capacidade de condução de grandes correntes e de suportar elevadas tensões (500A/1500V), além da simplicidade do circuito de controlo. Embora sejam mais lentos que os MOSFETs, os IGBTs são mais rápidos que os BJTs permitindo operar a frequências até aos 30kHz [33].

A tabela 4.1 mostra a comparação entre os principais dispositivos semicondutores.

Tabela 4.1: Características dos principais semicondutores comutados [33]

	BJT	MOSFET	IGBT
Controlo em	corrente	tensão	tensão
Complexidade do circuito de controlo	alta	muito baixa	muito baixa
Capacidade de corrente	média	baixa - média	média - alta
Tensão suportável	média	baixa - média	média - alta
Frequência de comutação	média	alta	média - alta
Perdas na comutação	média - alta	muito baixa	baixa - média

## 4.2 Algoritmos de Controlo

A teoria dos sistemas de controlo surgiu de forma a ser possível a compreensão do comportamento de sistemas bem como a sua possível regulação com vista a estes se comportarem de forma desejável. Um sistema de controlo exige um conjunto de componentes e regras de decisão para se proceder a uma operação de controlo.

Designa-se por sistema de controlo em malha fechada ou realimentado, figura 4.11, aquele sistema em que uma função do sinal de saída, ou este, é adicionada algebricamente ao sinal da referência. Nestes sistemas o sinal de realimentação  $h(t)$ , coincidente com ou

derivado do de saída  $c(t)$  através da unidade de realimentação ou medida, é adicionado algebricamente, no somador, ao de entrada ou referência  $r(t)$  gerando o sinal de erro  $e(t)$  que passa a excitar o controlador em vez do sinal de entrada do sistema. O controlador por sua vez gera um sinal,  $u(t)$ , denominado força de controlo que atuará diretamente no processo que se pretende controlar [35].

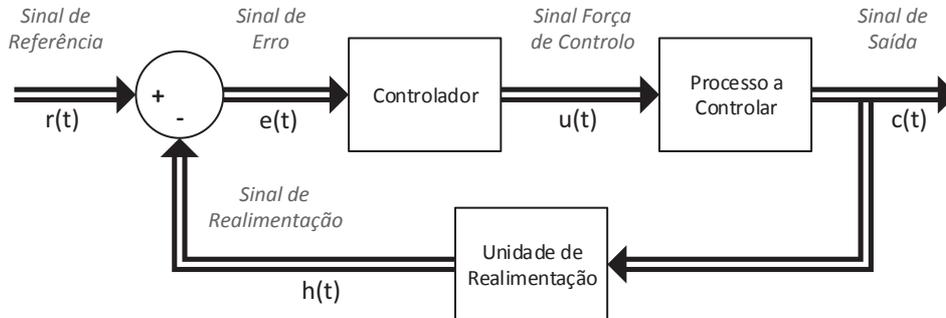


Figura 4.11: Sistema de controlo realimentado

Normalmente o sinal de realimentação  $h(t)$  é subtraído ao sinal de referência originando o sinal de erro. O sinal de erro  $e(t)$  aplicado à entrada do controlador, será nulo quando o objetivo atingido coincidir com o pretendido. Por motivos de adaptação (diferente natureza física e/ou nível de sinal) o sinal de saída não é normalmente subtraído diretamente ao de referência. Torna-se, na maior parte das vezes, necessário condicionar a saída do sistema através de uma unidade de realimentação ou medida que transforma o sinal de saída num sinal diretamente comparável com o de referência. Esta unidade de realimentação é normalmente uma unidade do tipo transdutor uma vez que a natureza física do sinal de saída não coincide com a do sinal de referência. Os transdutores são assim unidades que transformam o sinal de um sistema físico para outro. Consoante envolvem ou não o elemento humano designam-se por [35]:

- sensores - se o sistema que recebe o sinal de saída do transdutor não for humano. Exemplo disso, é o caso de resistências dependentes da tensão ou sensores por efeito de *Hall*;
- indicadores - se o destinatário for o operador humano. É o caso dos voltímetros e amperímetros, por exemplo.

A criação de um sistema de controlo que, logo à partida, desempenhe a função para que foi projetado, sem ser necessário proceder a posteriores ajustes, é um acontecimento de ocorrência extremamente rara.

No caso de o sistema projetado não cumprir as especificações desejadas, e numa primeira tentativa de se obter um sistema operacional, procuramos estabelecer um compromisso entre especificações, muitas delas conflituosas, através do ajuste dos parâmetros do sistema obtido de modo a se obter um desempenho aceitável.

Verifica-se contudo que, muitas vezes não é possível através do ajuste dos parâmetros do sistema construído, atingir o objetivo pretendido. Torna-se necessário ir mais além e reconsiderar a estrutura do sistema procedendo à alteração do seu projeto de modo a que se obtenha o desempenho desejado. Isto é, torna-se necessário reexaminar e alterar o projeto inicial introduzindo novas componentes ou redesenhando as existentes.

O conjunto de operações anteriores, ajuste dos parâmetros ou alteração da estrutura de um sistema de controlo de modo a se garantir o seu desempenho de uma forma apropriada, designa-se por compensação do sistema.

No caso do ajuste dos parâmetros do sistema não conduzir ao resultado pretendido é necessário introduzir um componente adicional na malha de controlo de modo a corrigir o desempenho deficiente, o novo elemento acrescentado ao sistema designa-se por controlador.

Com o aparecimento dos controladores digitais a unidade compensadora passou, por motivos económicos e de flexibilidade, a ser na maior parte dos casos prática concretizada através de *software*, isto é, um programa que executa um algoritmo matemático, em vez de ser implementado através de um componente físico.

As unidades de compensação podem assim assumir a forma de um programa de computador ou ser unidades físicas elétricas, mecânicas, hidráulicas, pneumáticas ou de outro tipo. As mais comuns, por motivos de flexibilidade e economia, são normalmente as implementadas via microprocessadores (normalmente associados a conversões de sinal analógico para digital, A/D, e digital para analógico, DAC) [35].

Tendo em conta o sistema a controlar, conversores *buck*, optou-se por implementar um controlador por *software* como descrito anteriormente, restringindo-se o trabalho à elaboração do melhor algoritmo de controlo. Nesta dissertação investigou-se o industrialmente conhecido controlador PID e um algoritmo matemático alternativo, designando-se por Lógica Difusa. Segue-se a descrição dos dois tipos de algoritmo abordados.

### 4.2.1 Controlador PID

O algoritmo PID é o mais popular e o mais usado para um controlador com realimentação. É um algoritmo robusto e de fácil compreensão e que pode fornecer excelentes desempenhos apesar da variação das características dinâmicas do processo.

Como o nome sugere, o algoritmo PID consiste em três modos básicos: o modo Proporcional, o modo Integral e o modo Derivativo.

Ao utilizar-se o algoritmo PID, torna-se necessário decidir quais os modos a usar (P, I ou D) e então especificar os parâmetros para cada modo usado.

Genericamente, são usados quatro algoritmos básicos: PID, P, PI ou PD, sendo os três últimos, casos particulares do primeiro [36].

#### 4.2.1.1 Teoria do controlador PID

Definindo-se  $u(t)$  como o sinal da força de controlo, como visto na anterior figura 4.11, a forma do algoritmo no domínio dos tempos é dada pela seguinte expressão 4.22 [35; 37]:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (4.22)$$

Onde:

$K_P$  - ganho proporcional

$K_I$  - ganho integral

$K_D$  - ganho derivativo

$e(t)$  - sinal de erro

$t$  - instante de tempo atual

A expressão 4.22 pode ser representada no domínio da frequência, em função de uma variável  $s$ , ao aplicar-se a Transformada de Laplace, como a seguir representado pela expressão 4.23 [37]:

$$U(s) = \left( K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) E(s) \quad (4.23)$$

Como o objetivo é implementar o controlo num mC, as expressões 4.22 e 4.23 não podem ser implementadas diretamente já que se trata de expressões contínuas, ao contrário do funcionamento duma unidade de processamento de sinais discretos. Por isso, é imposta uma implementação discreta do algoritmo PID. Essa implementação vai ser deduzida em diante [37].

Primeiro, aplica-se a Transformada de Z no domínio da frequência, ou seja, na expressão 4.23, para  $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$  onde  $T$  representa o período de amostragem. Pode-se considerar a Transformada de Z como o tempo discreto equivalente à Transformada de Laplace [37].

$$U(z) = \left( K_P + K_I \frac{T}{1-z^{-1}} + K_D \frac{1-z^{-1}}{T} \right) E(z) \quad (4.24)$$

Segue-se a manipulação da expressão para maior conveniência:

$$U(z) = \frac{(K_P T + K_I T^2 + K_D) - (K_P T + 2K_D) z^{-1} + K_D z^{-2}}{T(1-z^{-1})} E(z) \quad (4.25)$$

$$U(z) (1-z^{-1}) = (K_A + K_B z^{-1} + K_C z^{-2}) E(z) \quad (4.26)$$

Em que se tem:

$$K_A = K_P + K_I T + \frac{K_D}{T}$$

$$K_B = - \left( K_P + 2 \frac{K_D}{T} \right)$$

$$K_C = \frac{K_D}{T}$$

Por fim, e com vista à obtenção duma solução discreta no tempo, aplica-se a Transformada Inversa de Z à expressão 4.26 [37]:

$$u_n - u_{n-1} = K_A e_n + K_B e_{n-1} + K_C e_{n-2} \quad (4.27)$$

Definindo-se:

$u_n$  valor da força de controlo no instante atual  $n$

$u_{n-1}$  valor da força de controlo no instante  $n - 1$

$e_n$  valor de erro no instante atual  $n$

$e_{n-1}$  valor de erro no instante  $n - 1$

$e_{n-2}$  valor de erro no instante  $n - 2$

Mais alguma manipulação de expressões:

$$u_n = u_{n-1} + (K_P + K_I + K_D) e_n - (K_P + 2K_D) e_{n-1} + K_D e_{n-2} \quad (4.28)$$

Que toma o aspeto final na expressão 4.29:

$$u_n = u_{n-1} + K_P [e_n - e_{n-1}] + K_I e_n + K_D [e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}] \quad (4.29)$$

Esta é a expressão do algoritmo PID que se aplica em implementações discretas.

### 4.2.2 Controlador por Lógica Difusa

A Lógica Difusa é uma técnica poderosa e de fácil compreensão para resolver problemas em várias aplicações, especialmente nas áreas de controlo e de decisão. Geralmente, a Lógica Difusa é mais conveniente em problemas onde é difícil definir um modelo matemático do mesmo.

A grande vantagem da Lógica Difusa advém da sua capacidade em retirar conclusões e gerar respostas baseadas em informações vagas, ambíguas, qualitativas, incompletas ou imprecisas. Neste respeito, os sistemas difusos têm uma habilidade racional similar à dos humanos. Na verdade, o comportamento de um sistema difuso é representado numa forma simples e natural. Isto permite uma rápida construção de sistemas robustos, sustentáveis e compreensíveis.

Tradicionalmente uma premissa lógica tem dois extremos: completamente verdadeiro ou completamente falso. Contudo, num pensamento difuso, uma premissa varia numa gama entre 0 e 1, o que permite ser parcialmente verdadeiro e parcialmente falso.

Ao incorporar o conceito de “grau de veracidade”, a lógica difusa estende a lógica tradicional em duas formas. A primeira, as variáveis são tratadas qualitativamente, ao usar-se termos linguísticos, e a cada termo é atribuído um grau de associação. A segunda, qualquer resultado de uma ação ou saída proveniente de uma premissa verdadeira reflete-se numa intensidade igual ao grau ao qual a premissa é verdadeira.

Os sistemas baseados em conjuntos difusos são construídos de maneira que a variação dos resultados de saída seja contínua e pouco abrupta, independentemente de as variáveis de entrada ultrapassem certos limites [38].

#### 4.2.2.1 Organização de um sistema difuso

A figura 4.12 ilustra os passos do algoritmo de sistemas difusos. Desde das variáveis de entrada do sistema até se obter a saída de resultados ocorre três transformações. Primeiro, procede-se à fuzzificação das variáveis, um processo que converte cada entrada do sistema em um ou mais graus de associação ao usar-se as funções de associação predefinidas e assim tem-se entradas difusas. Depois segue-se o mecanismo de inferência, isto é, as regras da tabela de regras, também predefinidas, são avaliadas ao combinar-se graus de associação para obter-se a intensidade das saídas difusas. Por fim, o processo de defuzzificação determina as variáveis de saída ao basear-se na intensidade das saídas difusas obtidas anteriormente e através de outras funções de associação [39; 40].

Segue-se uma explicação mais detalhada das três etapas apresentadas anteriormente.

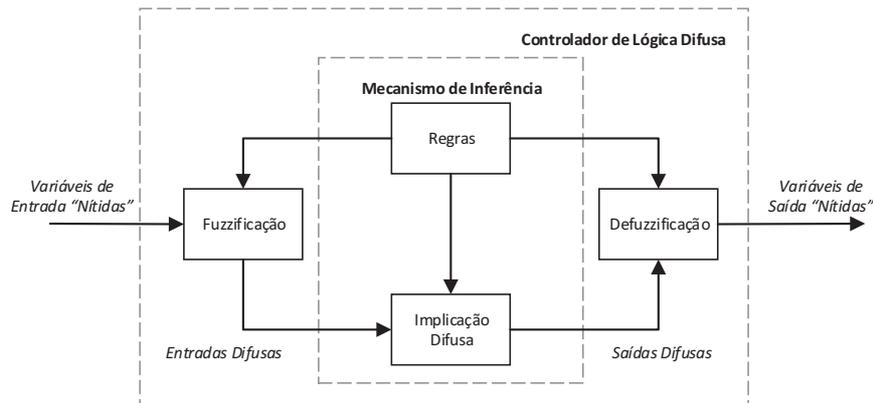


Figura 4.12: Processo de um Sistema Difuso

**4.2.2.1.1 Fuzzificação** A fuzzificação é o processo de atribuição ou cálculo de um valor para representar uma entrada em graus de associação num ou mais grupos qualitativos, chamados de termos difusos. O grau de associação é determinado através das funções de associação, que são definidas com base em experiência ou intuição [39; 40].

Na maior parte das vezes, assim que o sistema esteja operacional, as funções de associação não se alteram. Existem vários tipos de funções de associação como por exemplo triangulares, trapezoidais, singulares, gaussianas e lineares por ramos [39; 40].

O número de termos difusos das funções de associação bem como o tipo destas depende de parâmetros como precisão, reação e estabilidade do sistema, e de fácil implementação, manipulação e manutenção. As funções triangulares e trapezoidais são as mais comuns e têm demonstrado um bom compromisso entre eficácia e eficiência. Os termos difusos representados no eixo das abcissas devem abranger todo o intervalo de operação de uma entrada do sistema. O eixo das ordenadas varia de 0 a 1 e representa o grau de veracidade que uma entrada do sistema tem para um determinado termo linguístico. A sobreposição de funções em alguns intervalos é desejável e é a chave para a operação do sistema ser suave. É uma regra geral usar-se uma sobreposição de 25% entre termos difusos adjacentes [39; 40].

O processo de fuzzificação permite uma ligação entre termos linguísticos e as funções de associação, tornando os termos mensuráveis para um processador [39; 40].

**4.2.2.1.2 Mecanismo de Inferência** Para se definir o comportamento do sistema, torna-se necessário desenvolver um conjunto de regras de controlo, sob a forma de regras de inferência lógica “Se - Então”. O lado “Se” numa regra contém uma ou mais condições, denominadas de “antecedentes”; o lado “Então” contém uma ou mais ações, denominadas de “consequências”. Os antecedentes das regras corresponde diretamente aos graus de associação calculados durante a etapa anterior. Cada antecedente tem associado um grau de veracidade como resultado da fuzzificação. Durante a avaliação das regras, as intensidades são calculadas com base nos valores dos antecedentes e associadas a saídas difusas, denominada de implicação. Isso é feito à custa de operadores difusos que definem o “E” e o “OU” de uma combinação de antecedentes. Existe diversas formas, a tabela 4.2 apresenta algumas, sendo  $\mu_A(x)$  e  $\mu_B(x)$  o valor do antecedente A e do antecedente B, respetivamente [39; 40].

Tabela 4.2: Operadores Difusos

OU		E	
MAX	$\max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$	MIN	$\min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$
ASUM	$\mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x)$	PROD	$\mu_A(x)\mu_B(x)$
BSUM	$\min\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x)\}$	BDIF	$\max\{0, \mu_A(x) + \mu_B(x) - 1\}$

Ainda se define a negação, “NÃO”, de um antecedente A como,  $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$ .

As saídas difusas são obtidas no último passo, chamado de acumulação. Na acumulação ocorre a combinação de todas as consequências num único conjunto difuso. Mais uma vez, existe diversos métodos de agregação, alguns deles demonstrados na tabela 4.3, onde  $\mu_C(x)$  e  $\mu_D(x)$  são, respetivamente, os valores da consequência da regra C e consequência da regra D [39; 40].

Tabela 4.3: Métodos de agregação

Operação	Fórmula
Máximo	$\max\{\mu_C(x), \mu_D(x)\}$
Soma Limitada	$\min\{1, \mu_C(x) + \mu_D(x)\}$
Soma Normalizada	$\frac{\mu_C(x) + \mu_D(x)}{\max\{1, \mu_C(x) + \mu_D(x)\}}$

**4.2.2.1.3 Defuzzificação** Após o mecanismo de inferência onde cada saída difusa tem o seu peso atribuído tem-se o processo de defuzzificação. Esta etapa é necessária devido a duas razões. Uma é para decifrar o significado das ações ao usar-se funções de associação. Outra é para resolver conflitos entre ações complementares, que podem surgir da inferência. Contudo, a defuzzificação encorpora técnicas que resolvem prolemas de incerteza e ambiguidade. A tabela 4.4 apresenta alguns métodos de defuzzificação [39; 40].

Tabela 4.4: Métodos de defuzzificação

Método	Fórmula
Centro de gravidade	$U = \frac{\int_{\min}^{\max} u\mu(u)du}{\int_{\min}^{\max} \mu(u)du}$
Centro de gravidade por singularidades	$U = \frac{\sum_{i=1}^p [u_i\mu_i]}{\sum_{i=1}^p [\mu_i]}$
Máximo mais à esquerda	$U = \inf(u'), \mu(u') = \sup(\mu(u))$
Máximo mais à direita	$U = \sup(u'), \mu(u') = \sup(\mu(u))$

Assume-se que o resultado após a inferência lógica é o ilustrado na figura 4.13. Na figura 4.13 tem-se cinco funções de associação triangulares para se obter o valor da saída nítida do sistema ( $\mu_E(x)$ ,  $\mu_F(x)$ ,  $\mu_G(x)$ ,  $\mu_H(x)$  e  $\mu_I(x)$ ). As regiões sombreadas são utilizadas no processo de defuzzificação, e são definidas através da conjunção dos valores dos conjuntos difusos provenientes do mecanismo de inferência e das funções de associação de saída. Verifica-se que na figura 4.13 somente as saídas difusas  $\mu_E$ ,  $\mu_F$  e  $\mu_G$  têm valores não nulos, pelo que a saída nítida do sistema é determinada com esses mesmos valores e as funções  $\mu_E(x)$ ,  $\mu_F(x)$  e  $\mu_G(x)$ . Neste caso, pode ser aplicado um dos métodos de defuzzificação apresentados na tabela 4.4 para essa mesma determinação [39].

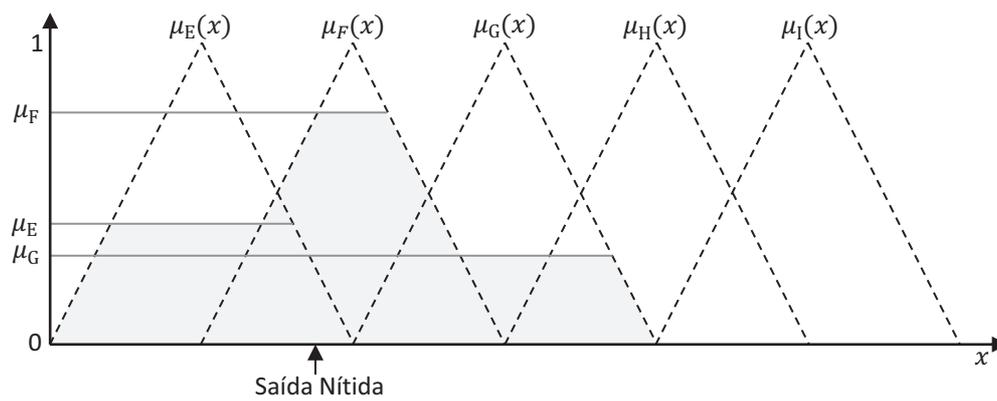


Figura 4.13: Etapa de defuzzificação de um sistema difuso

## Capítulo 5

# Implementação

Nas unidades de MG abrangidas pelo regime bonificado tem-se uma potência limite a injetar de 3.68 kW. Ora para uma instalação que respeite estes requisitos e que se considere uma única *string* de FV pode-se ter tensões até 750 V e correntes até 8 A, dependendo dos módulos FV instalados. De modo a validar a solução proposta optou-se por criar um protótipo que trabalhe com grandezas elétricas mais baixas, de forma a ser possível realizar no laboratório mas também por uma questão de segurança. Sendo assim, os módulos FV foram substituídos por uma fonte de tensão DC que varia de 0 até aos 50 V. De modo a poder trabalhar de acordo com as grandezas elétricas efetivas os restantes componentes de uma unidade de MG tiveram de certa forma ser simulados, já que se trata de trabalhar com uma grandeza cerca de 15 vezes inferior a uma instalação típica. Em vez do inversor DC/AC homologado que faz a ponte com a RESP, optou-se por uma carga resistiva como lâmpadas e a carga ao qual se consumiria o excedente de produção por umas ventoinhas DC.

A figura 5.1 mostra os equipamentos envolvidos no desenvolvimento do protótipo. Já a figura 5.2 mostra o protótipo desenvolvido com mais pormenor, ao conter o circuito principal de potência e o sistema de controlo.

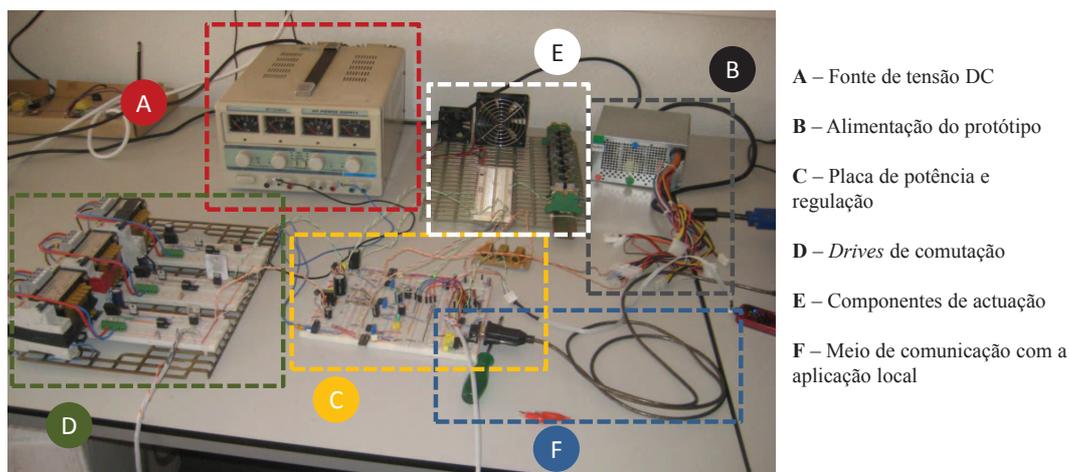


Figura 5.1: Visão geral do protótipo

Posto isto, o equipamento intermédio, alvo deste trabalho, é dimensionado em função

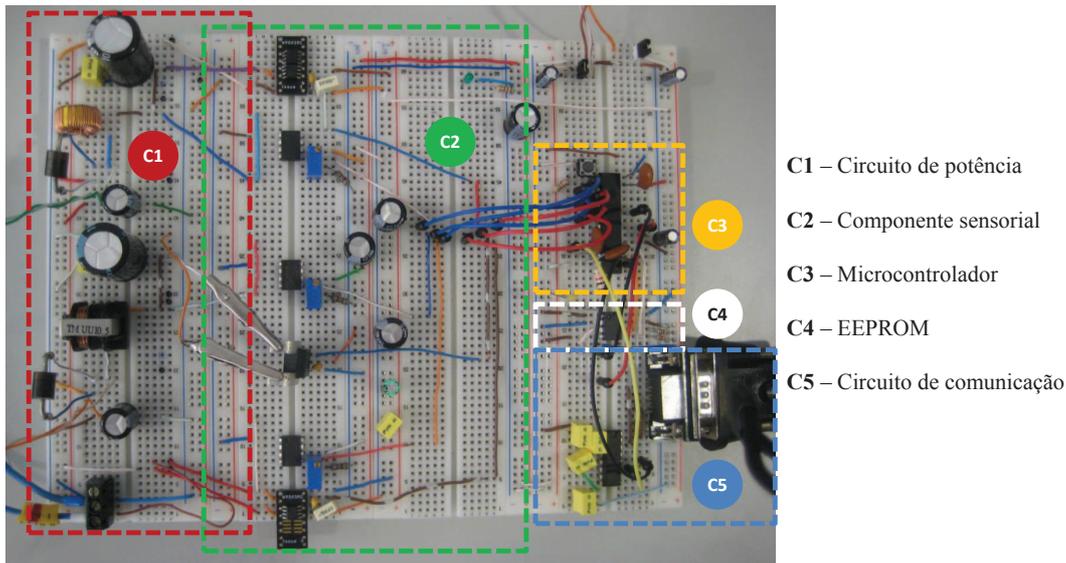


Figura 5.2: Placa do protótipo com circuito de potência e circuito de controlo

destes novos dados.

## 5.1 Circuito principal de potência

O dimensionamento dos conversores *Buck* já foi apresentado na sub-secção 4.1.3, pelo que se irá apresentar apenas os requisitos de operação e os resultados finais.

Definiu-se as seguintes condições de operação:

- uma frequência de comutação de 25 kHz,  $f = 25 \text{ kHz}$ ;
- uma ondulação máxima de 0.5% na tensão de saída,  $\frac{\Delta V_s}{V_s} = 0.005$ ;
- as lâmpadas têm uma carga resistiva total de  $18 \Omega$ ,  $R_{bus} = 18 \Omega$ ;
- a potência total das ventoinhas é de 4.8 W;
- ambos os conversores trabalham em modo de corrente contínua.

A figura 5.3 mostra a placa desenvolvida que contém os componentes de atuação: as lâmpadas e ventoinhas.

Com estes dados e sabendo que a tensão de entrada e a tensão de saída podem variar de 0 a 50 V chegou-se aos seguintes valores finais que os indutores e condensadores do conversor *Buck* teria de ter, tabela 5.1.

Usou-se indutores de núcleo ferrítico para o campo magnético estar mais confinado e não interferir com os restantes componentes do sistema. Estes valores estão um pouco sobre dimensionados de modo a ter-se um coeficiente de segurança. Acrescentou-se um condensador de  $100 \mu\text{F}$  à entrada de cada conversor de modo a auxiliar na atenuação da ondulação de tensão.

Na escolha dos díodos teve-se em conta a corrente máxima admissível, a tensão de decaimento, e os tempos de comutação. Mesmo tratando-se de um protótipo preferiu-se

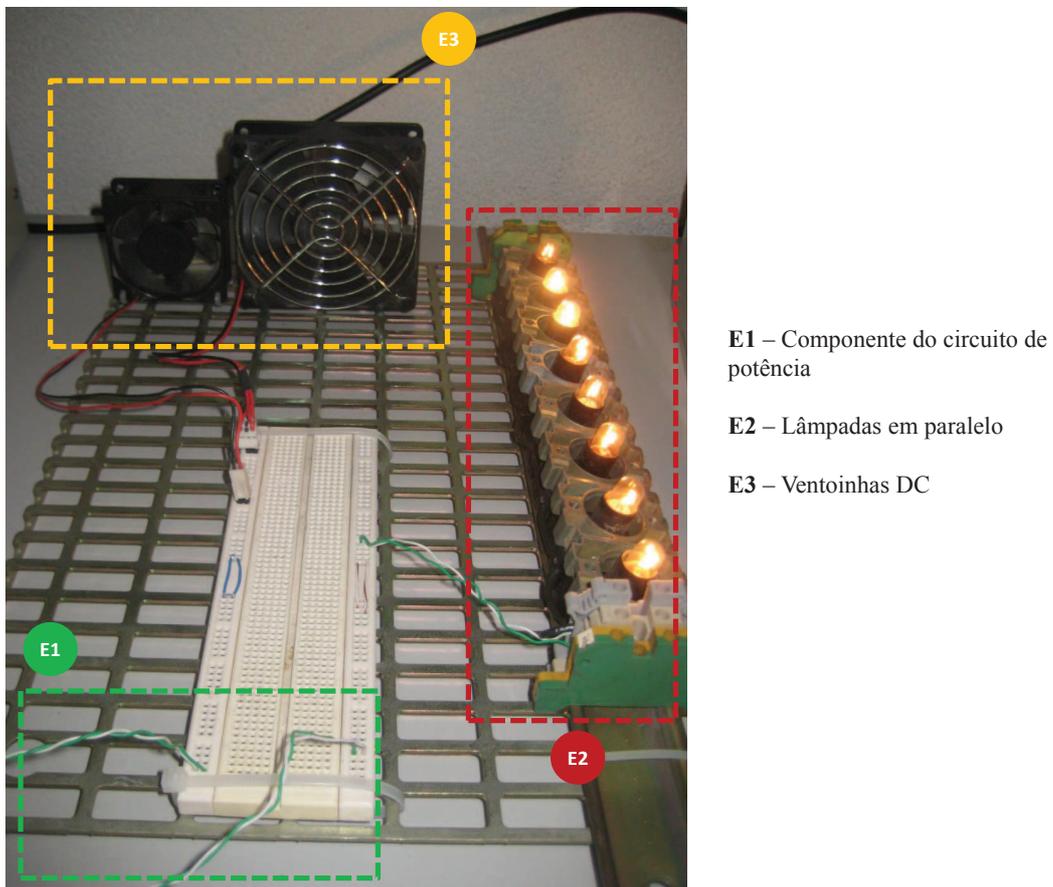


Figura 5.3: Aparelhos de atuação do protótipo

Tabela 5.1: Características dos conversores *Buck* paralelos

Componente	Valor	
	Barramento	Excedente
Indutor	20 mH	20 mH
Condensador à saída	1000 $\mu$ F	1000 $\mu$ F

o que pudesse aguentar a maior corrente, de preferência com uma tensão de decaimento relativamente baixa mas sobretudo que tivesse tempos de comutação extremamente rápidos de forma a não comprometer o resto do funcionamento do circuito. A tensão inversa de ruptura não foi um grande parâmetro decisório já que se tratava de valores na gama das centenas de Volt. Sendo assim e tendo em conta o material disponível optou-se pelo diodo RG 4, um diodo retificador de recuperação ultra-rápida.

Escolheu-se um MOSFET, uma vez que preferiu-se o controlo da comutação em tensão por tornar o controlo mais fácil, excluindo assim o BJT. Em relação ao IGBT, o MOSFET permite frequências de comutação mais rápidas, que se traduz num desempenho mais rápido e efetivo. Embora o MOSFET suporte tensões e correntes menores que o IGBT, para o protótipo em causa o MOSFET satisfaz os requisitos elétricos. Além do mais existem dois tipos de MOSFET: tipo n e tipo p. De entre outras características, o mais indicado para a aplicação é o tipo n por ser controlado com tensões positivas, que converge com o circuito de controlo e mC adotados como a diante se apresentará. Os MOSFETs implementados foram os IRFBC40 da *Fairchild Semiconductor* que suportam correntes até 6.2 A e tensões de 600 V. Tem uma resistência até 1.2  $\Omega$  quando está à condução o que conduz a uma baixa dissipação de potência. Tem um tempo de elevação e de decaimento de 18 e 20 ns, respetivamente [41].

### 5.1.1 Drive de potência dos MOSFETs

O controlo dos MOSFETs é feito por tensão, portanto e como já dito em capítulos anteriores, o *duty-cycle* de uma onda PWM é que vai ditar se está mais ou menos tempo à condução, que corresponde a ter mais ou menos tensão no ponto de controlo. Ora para comutar o MOSFET IRFBC40, os níveis de tensão da onda PWM gerada pela unidade de processamento, 0 e 3.3 V, são inadequados, pelo que tornou-se necessário montar uma drive de potência dos MOSFETs.

Uma das especificações que a drive conteve foi o isolamento galvânico. O isolamento galvânico é um princípio para isolar secções funcionais de um sistemas elétrico para prevenir fluxos de corrente indesejados. A energia ou informação pode ser na mesma trocada entre secções, mas por outros meios, tais como capacitivos, indutivos ou eletromagnéticos, oticamente, acústico ou mecânico. Assim separa-se o circuito de controlo do circuito de potência, onde os níveis de tensão são cerca de 10 vezes superior, prevenindo-se danos do mC dessa forma.

Para este tipo de aplicação o mais indicado é o uso de opto-acopladores, em detrimento de transformadores, condensadores ou magnetoacopladores. Um opto-acoplador é feito de um acoplamento ótico de um LED com um elemento fotossensível. As variações de intensidade de luz são detetadas pelo elemento fotossensível que permitem fluir corrente de forma proporcional à intensidade de luz detetada. Assim garante-se a transferência de informação de um circuito para o outro, sem que haja continuidade elétrica.

A figura 5.4 apresenta as *drives* de comutação dos MOSFETs desenvolvidas.

O opto-acoplador que se encaixava melhor para a solução e com a disponibilidade no laboratório era o ACPL-3130 da *Avago Technologies*. A ficha de dados do opto-acoplador propunha várias montagens de circuitos do dispositivo, na qual uma que era exclusiva a inversores elétricos foi a montagem que se adotou. O inconveniente que a montagem tem é que necessita de uma fonte de tensão no mínimo de +18 V [42].

Isso foi obtido à custa de um transformador elétrico 220/24 V eficazes ligado à rede,

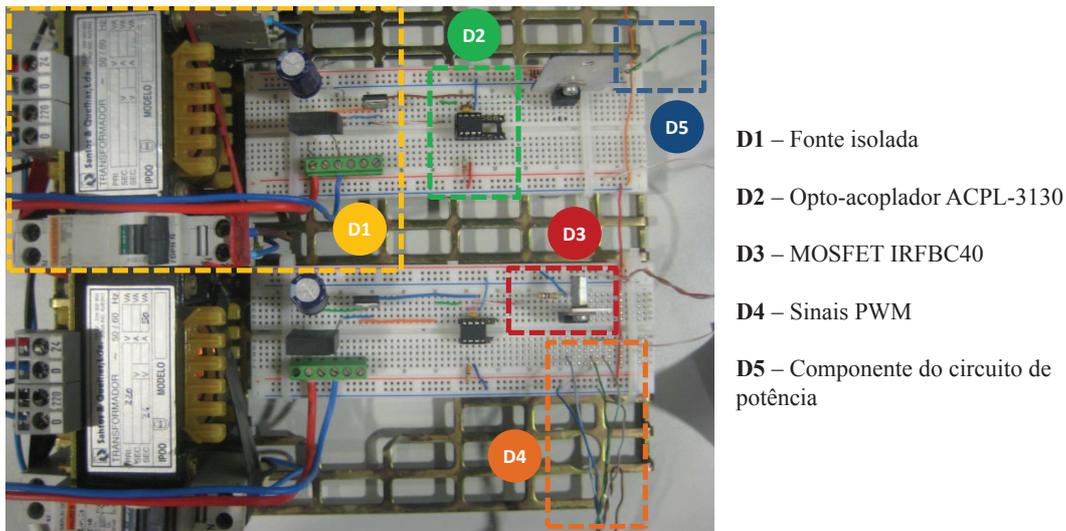


Figura 5.4: Placa de *drives* de atuação dos comutadores

onde se procedeu a uma retificação da onda AC para DC com uma ponte retificadora, 2KBP02 da *International Rectifier* e a aplicação de um filtro com um condensador de  $1000\ \mu\text{F}$  para se obter  $+33\ \text{V}$ . Por fim, colocou-se um regulador de tensão de  $+24\ \text{V}$ , o MC7824ACT, para se obter essa mesma tensão e assim satisfazer os requisitos do circuito.

## 5.2 Circuito de controlo

Para regular o circuito de potência propôs-se um mC por se tratar de verdadeiros computadores num único *chip*, tornando a solução compacta. Os mC possuem *Arithmetic Logic Unit - ALU*, *Random Access Memory - RAM*, *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory (EEPROM)*, entradas e saídas analógicas e digitais, interfaces de comunicação (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)*, *Serial Peripheral Interface (SPI)*,  $\text{I}^2\text{C}^{\text{TM}}$ ). Os programas são escritos no computador e depois de compilados são transferidos para as memórias internas do mC, e este posteriormente executa autonomamente os programas.

Numa fase inicial realizou-se o controlo com uma placa de desenvolvimento da OLIMEX, PIC-P26J50, que continha o mC PIC18F26J50 da MICROCHIP, um mC de 8 bits de gama média [43]. O propósito de usar esta placa prendeu-se com a facilidade de acesso aos pinos periféricos do mC que por se tratar duma fase inicial e de experiência tornava qualquer alteração rápida, e por experiência académica, a programação dos mC da MICROCHIP era já conhecida. Além do mais, este mC continha o número de entradas analógicas necessárias, e permitia gerar duas ondas PWM independentes, essenciais para controlar os dois pontos de regulação.

Grande parte do desenvolvimento de código do regulador foi com esta placa de desenvolvimento, mas à medida que o trabalho convergia para o desenvolvimento de um algoritmo robusto, encontrava-se limitações do mC usado, nomeadamente na capacidade de memória e tempo de processamento. Sendo assim, optou-se por usar um dispositivo mais apropriado. Dentro dos produtos da MICROCHIP existe a gama *dsPIC*, que são os mC de 16 bits indicados para processamento de sinais digitais. Nesta gama, encontrou-

se o dsPIC33FJ128MC802 que satisfazia os requisitos da solução. À parte de outras, segue-se as características importantes do ponto de vista da solução [44]:

- alimentação de 3.30 V
- 128 Kbyte de memória Flash e 16 Kbyte de SRAM
- 40 MIPS - Milhões de Instruções Por Segundo
- até 4 geradores PWM
- 8 entradas analógicas, com um Conversão analógica-digital (A/D) de 10 bits e uma taxa de amostragem até 1.1 Msps
- 2 módulos UART que suportam RS-232 e RS-485
- permite comunicação SPI, CAN e I<sup>2</sup>C™

A única desvantagem do mC em causa é a ausência de EEPROM interna. Do ponto de vista da solução é importante já que qualquer falha de energia de alimentação, obriga a um *Reset* do mC perdendo-se variáveis preponderantes como o valor das referências, que só poderiam ser atualizadas novamente com uma ligação forçada ao computador local. De modo a contornar esta falha, a solução passou por incorporar uma EEPROM externa que comunica com o mC, salvaguardando as variáveis preponderantes para o sistema.

Usou-se uma EEPROM da MICROCHIP, a 24FC1025, com 128 Kbyte de capacidade, retenção de dados superior a 200 anos e que comunica por I<sup>2</sup>C™ com um *baudrate* de 1 MHz [45].

A programação do mC foi elaborada no MPLAB X IDE, um ambiente de desenvolvimento gratuito da MICROCHIP. A linguagem de programação usada foi a linguagem C. O código desenvolvido em C é mais acessível e intuitivo em relação às instruções de Assembler do mC, permitindo elaborar código mais complexo de uma forma mais rápida. O código C após compilado, encontra-se sobre código binário em que cada sequência de bits corresponde a uma instrução máquina reconhecida pelo mC. Neste estado o programa está pronto a ser transferido para o mC. Para tal, mais uma vez usou-se um produto da MICROCHIP, a PicKit 3, através duma ligação *In-Circuit Serial Programming*™ (ICSP™) programa-se o mC.

Tendo em conta os objetivos da solução e aspetos descritos anteriormente, segue-se uma explicação da sequência do programa que o mC executa perpetuamente a 80 Mhz como foi configurado. A figura 5.5 demonstra o fluxograma desse mesmo programa.

Após se ligar o dispositivo pela primeira vez, ou após ser programado ou após um *Reset* é iniciada a configuração das A/Ds para se obter os valores de tensão e corrente do sistema, do gerador de sinais PWM para controlar a comutação dos MOSFETs, do módulo UART para trocar informação com a aplicação local, do módulo I<sup>2</sup>C™ para comunicação com a EEPROM, bem como outras configurações de auxílio ao funcionamento dos mesmos. Nesta etapa também se inicializa as variáveis que são imutáveis ao longo do tempo, como os parâmetros na execução dos algoritmos de controlo.

Após esta etapa segue-se a ativação das interrupções do mC, que são o auxílio ao funcionamento dos módulos previamente configurados.

Concluídas as configurações, segue-se uma leitura da EEPROM para se obter os valores das referências do sistema e assim permitir o funcionamento dos algoritmos.

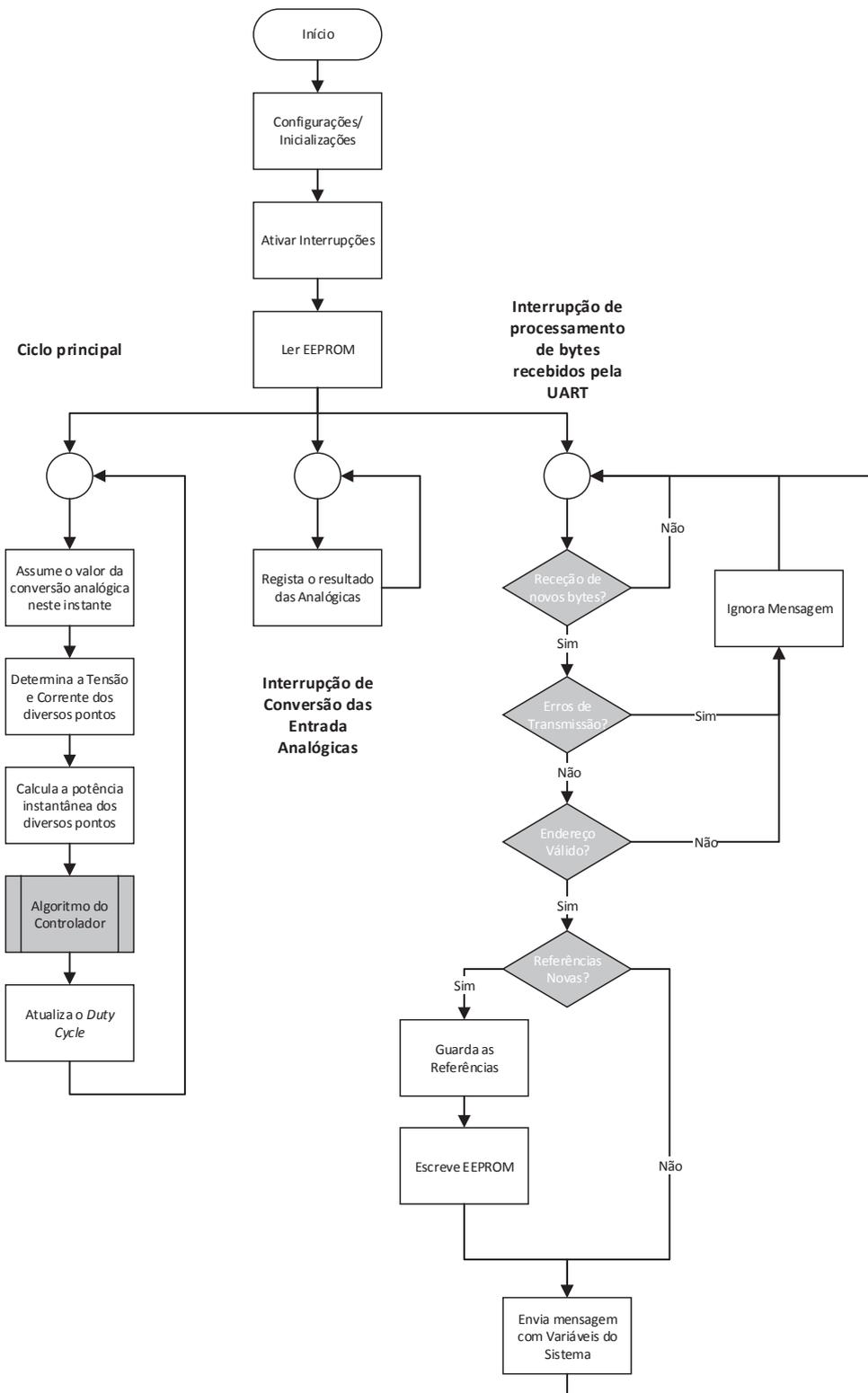


Figura 5.5: Fluxograma do programa no mC

Posto isto, segue-se um ciclo infinito no tempo, ou seja a rotina do controlador. Em paralelo, são executadas as amostragens e conversões analógicas-digitais e a recepção UART que suspendem o ciclo principal quando uma conversão está finalizada ou um byte é recebido, respetivamente, voltando ao ciclo principal no mesmo ponto onde foi suspenso mas com informação atualizada.

A rotina principal do controlador do sistema tem a sequência exposta no capítulo 4: determinação dos valores dos sinais de saída, cálculo do erro, aplicação do algoritmo no controlador e atuação no sistema. No mC isso é feito com a obtenção do valor de tensão medido nas entradas analógicas para um determinado instante; posterior transdução desses níveis de tensão para os valores reais de tensão e corrente; multiplica-se os valores de tensão e corrente para se obter a potência instantânea; as 3 grandezas nos diversos pontos são usadas no algoritmo de controlo para este por fim dar o resultado de variação do *duty cycle* e com isto atualizar o tempo à condução do gerador de PWM do mC.

A rotina de amostragem e A/Ds nos 6 canais analógicos são feitos em simultâneo e em paralelo com a rotina anterior. Quando uma conversão termina é despoletada uma interrupção que atualiza o valor de tensão usado na rotina principal.

A rotina de recepção UART, é a rotina que permite o contacto com equipamento exterior, permitindo visualizar o estado do sistema e regular o mesmo. Esta não é uma rotina que seja executada indefinidamente ao passo das duas anteriores, mas sim apenas quando ocorre determinado evento. O evento é a recepção de novos bytes enviados através da aplicação local, sob a forma de uma mensagem. Essa mensagem contém o valor das referências que o sistema tem que impor naquele instante. Após a recepção é necessário verificar se existe erros de transmissão. Se sim ela é ignorada, caso contrário o próximo passo é saber se se destina a este equipamento. Em caso negativo é ignorada, mas em caso positivo vai-se então interpretar a mensagem. Se as referências forem iguais às que o sistema tem assumidas presentemente então nada é feito até ao próximo passo, mas se houver qualquer alteração às referências, o sistema assume-as e guarda essa mesma informação atualizando a EEPROM, para salvaguardar os dados. Por fim, para concluir o ciclo, como resposta, o sistema envia pela UART uma mensagem para a aplicação local o valor de tensão e corrente nos 3 pontos de aquisição, bem como as referências efetivas do sistema.

### 5.3 Medição das variáveis

Para adquirir o valor de tensão e corrente nos 3 pontos do sistema (saída da fonte de tensão; entrada das lâmpadas e entrada das ventoinhas) foi necessário colocar transdutores no circuito de potência e depois de devidamente condicionados ligou-se aos canais analógicos do mC. A gama de tensão mensurável e operacional dos canais analógicos é entre 0 e 3.3 V, pelo que os transdutores deveriam de gerar sinais nesse intervalo de operação. Outra exigência é de se ter isolamento elétrico na aquisição do sinal, pelas mesmas razões ditas anteriormente e assim garantir-se um equipamento de controlo totalmente protegido de correntes indesejáveis do circuito de potência.

A medição do valor de tensão foi obtido através de um divisor resistivo com sinal isolado. Ou seja, implementou-se um divisor resistivo para a grandeza de tensão ser menor e ser compatível com a operação dos canais analógicos, e um opto-acoplador para se obter isolamento. Por se tratar de aquisição do sinal, o opto-acoplador foi selecionado de modo

a ter uma maior precisão e linearidade. O IL300 da *Vishay* satisfaz esse compromisso pelo que foi o implementado, com um baixo consumo (inferior a 15 mW) e grande estabilidade no ganho com a temperatura ( $\pm 0.005\%$ /°C). Este método foi usado nas 3 medições de tensão [46].

A medição da corrente foi feita recorrendo a sensores por efeito de *Hall*. O campo magnético gerado pela corrente que atravessa o elemento faz gerar uma tensão, tensão essa que é a medida pelo canal analógico. Por se tratar de sensores de efeito de *Hall* o isolamento já está garantido, bastando seccionar o circuito no ponto de medição com o sensor e assim o sinal de saída deste ligado ao canal analógico. Por disponibilidade do laboratório usou-se os sensores de corrente da *Allegro*: dois ACS712 ELCTR-20A-T e um ACS756 KCA-050B. Eles são semelhantes no seu funcionamento diferindo na gama de operação, o ACS712 tem uma gama de operação de  $\pm 20$  A e o ACS756 de  $\pm 50$  A [47; 48]. A gama de operação é bastante superior aos resultados a que o protótipo irá gerar, além disso não se tirará partido de metade da resolução dos sensores já que não se obterá correntes negativas no funcionamento do sistema.

### 5.3.1 Quantificação das grandezas analógicas

Por quantificação entende-se a conversão de uma grandeza analógica num valor aproximado e discreto. Através da comparação do valor amostrado com um conjunto finito de níveis, previamente definidos, é possível determinar o nível no qual o valor amostrado se situa. O número destes níveis é finito e quanto maior for o seu número, maior a resolução da medição. Contudo, quanto maior for o número de níveis também maior é o número de bits necessários para os representar.

O mC usado tem 10 bits disponíveis para representar o resultado duma grandeza analógica, o que corresponde a 1024 níveis de quantificação. Sendo assim e sabendo que a tensão inferior e superior de referência do mC para as conversões analógicas-digitais é 0 e 3.3 V determina-se a resolução através da expressão 5.1:

$$\text{Res} = \frac{\Delta V}{N - 1} = \frac{\Delta V}{2^b - 1} = \frac{3.3 - 0}{1024 - 1} = 0.00322V (3.22mV) \quad (5.1)$$

Para:

**N** número de níveis de quantificação

$\Delta V$  diferença entre a tensão superior e inferior de comparação

**b** número de bits

Após consulta da ficha do fabricante dos transdutores e de um processo de calibração chegou-se à seguinte tabela 5.2 onde está definido a sensibilidade do sensor, a equação linear pelo qual o mC obterá o valor das grandezas e a resolução da medição.

Onde:

$V_{anl}$  a tensão de entrada no canal analógico

$V_{alim}$  a tensão de alimentação do sensor

Tabela 5.2: Características dos sensores

Sensor	Expressão	Sensibilidade	Resolução
IL300 e divisor resistivo	$V = 16.043V_{anl}$	62 mV/V	0.052 V/nível
ACS712 ELCTR-20A-T	$I = 10V_{anl} - 5V_{alim}$	100 mV/A	0.032 A/nível
ACS756 KCA-050B	$I = 25V_{anl} - 12.5V_{alim}$	40 mV/A	0.081 A/nível

Ao analisar-se a tabela 5.2 verifica-se que com os sensores usados consegue-se medir variações de tensão de aproximadamente 50 mV e para medições de corrente variações de 30 e 80 mA sensivelmente. Qualquer variação do sistema abaixo destes valores não são detetadas, sendo esta a resolução do sistema de regulação.

## 5.4 Meio de comunicação

Para haver troca de informação entre a aplicação local que faz a interface com o utilizador e o mC que rege todo o controlo do sistema existe o módulo UART do mC. O módulo UART é um sistema *full-duplex* assíncrono que consegue comunicar com dispositivos periféricos como computadores e protocolos LIN 2.0, RS-232 e RS-485. Neste protótipo por se tratar duma comunicação única entre dois equipamentos, o protocolo RS-232 é o protocolo preferencialmente a aplicar, uma vez que é um protocolo bastante conhecido e de certa forma simples.

O protocolo RS-232 aprovado pela *Electronic Industries Association* tem as suas próprias normas, e uma delas refere-se aos níveis de tensão, em que está definido que uma tensão entre +5 e +25 V é um bit com o valor lógico “0” e uma tensão entre -5 e -25 V é um bit com o valor lógico “1”. O módulo UART do mC para transmitir o valor lógico dos bits só tem dois níveis de tensão possíveis, 0 ou 3.3 V. Estes valores de tensão são incompatíveis com a norma, pelo que é necessário haver uma amplificação dos níveis de tensão com recurso a amplificadores ou a CIs como os conversores.

Um conversor bastante utilizado é o conversor MAX232 da *Texas Instruments* pelo que se adotou para a solução. Ligou-se o pino de transmissão e recepção do módulo UART ao MAX232. À saída deste foi ligado um cabo que liga ao computador por USB. A montante o cabo recebe os sinais de acordo com a norma RS-232 e a jusante contém um *chip* que permite a ligação ao computador por uma entrada USB como se trata-se de uma porta série [49]. O meio físico ou *hardware* da comunicação está totalmente definido falta então formatar as mensagens que estes trocam.

Cada byte da mensagem trocado entre os equipamentos tem um *start bit*, 8 bits de dados, 1 *stop bit* e não tem bit de paridade. As mensagens são trocadas a um *baudrate* de 19200 bits/s. Definiu-se uma mensagem de acordo com o ilustrado na figura 5.6. A mensagem tem 5 campos.



Figura 5.6: Estrutura de mensagem

O primeiro campo é onde se define a quem se destina a mensagem, já que cada

equipamento foi identificado por um número exclusivo entre 0 e 255. Por se tratar de uma comunicação somente entre dois equipamentos este byte é dispensável, mas foi incluído para eventualmente no futuro a aplicação local comunicar com vários sistema de regulação.

O segundo campo prende-se com a função que esta vai executar, já que no início da realização prática da solução o envio das variáveis de referência para o sistema era uma mensagem à parte da do pedido das variáveis do sistema. De modo a tornar o sistema mais eficiente uniu-se os dois propósitos, mas mesmo assim manteve-se este campo para mais uma vez eventuais futuras funções do sistema de controlo.

O terceiro campo informa o sistema receptor do tamanho da mensagem que este está a receber e assim facilitar a implementação sem perda de informação.

O quarto campo é realmente onde reside informação útil para o sistema. É neste campo que são colocadas as referências definidas na aplicação local e é o mesmo campo que o mC devolve o valor das grandezas elétricas que este monitoriza.

O último campo é um campo imprescindível, já que este campo serve para detetar se uma mensagem foi ou não corrompida. A deteção de erros é fulcral num sistema de controlo, pois é indesejável transmitir informação errada caso contrário a regulação correta do sistema fica comprometida. Assim, quando um erro é detetado a mensagem é ignorada. Ora isto foi conseguido ao adicionar-se dois bytes à mensagem, que são o resultado do algoritmo CRC16 que se aplica aos 4 primeiros campos. O elemento transmissor antes de enviar uma mensagem, calcula os bytes CRC16 e adiciona-os à mensagem. O elemento receptor ao ler a mensagem, aplica também o algoritmo aos mesmos campos e compara o resultado com os últimos dois bytes da mensagem recebidos. Caso coincidam o elemento receptor processa os dados da mensagem, caso contrário descarta a mensagem.

## 5.5 Algoritmos aplicados

Os algoritmos são iniciados assim que o sistema meça as grandezas elétricas.

A figura 5.7 expõe o circuito de potência, a localização dos pontos de medição das grandezas elétricas bem como os cálculos inerentes à utilização dos algoritmos de regulação. Na mesma figura, as variáveis a azul são as da medição da tensão e da corrente e respetiva potência (após multiplicação) à saída da fonte de tensão, na porção do circuito das lâmpadas e nas ventoinhas. As variáveis a verde são os limites máximos que o troço das lâmpadas pode ter - as referências impostas pelo utilizador através da aplicação remota. Com estes dois tipos de variáveis, o algoritmo está pronto a ser executado. Como já referido, usou-se o PID e a Lógica Difusa como processo de cálculo da regulação, pelo que na figura 5.7 é visível os *inputs* que cada um utiliza.

### 5.5.1 Algoritmo PID

Para este algoritmo calculou-se o sinal de erro da tensão, corrente e potência tanto do barramento como o da carga excedente. Os sinais de erro são determinados por, expressão 5.2:

$$e_n = r - h_n \quad (5.2)$$

Onde:

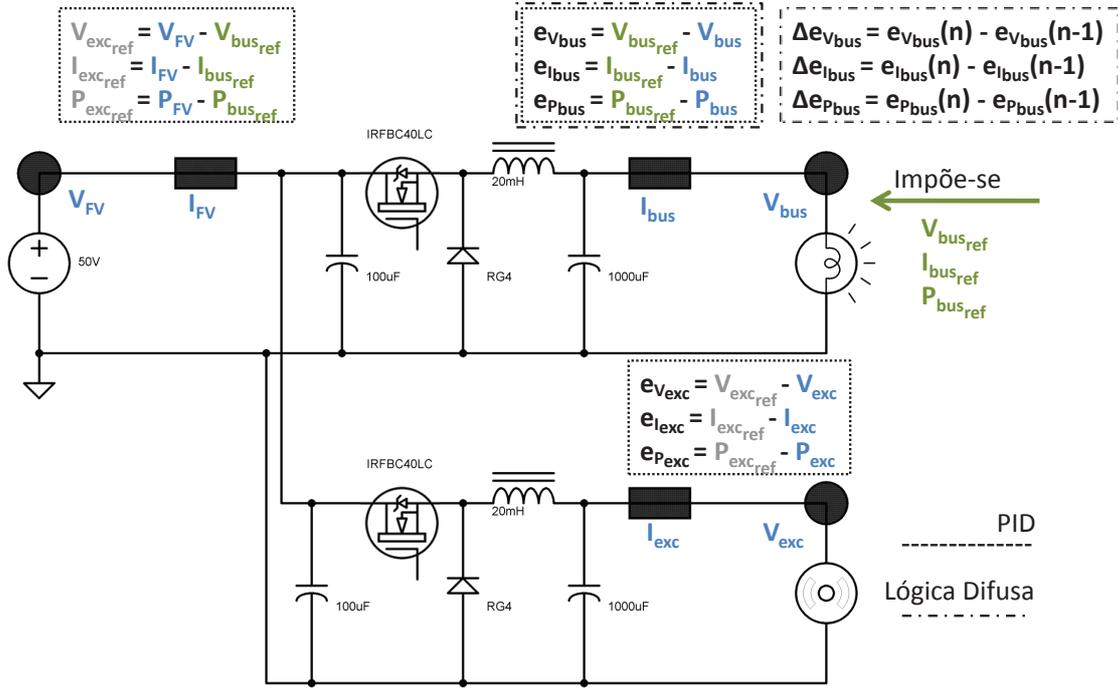


Figura 5.7: Variáveis do sistema usadas nos algoritmos de regulação

$e_n$  sinal de erro no instante  $n$

$r$  sinal de referência

$h_n$  sinal de realimentação ou de medição no instante  $n$

O erro para o barramento é calculado diretamente entre a diferença entre as referências do sistema e o medido. Para a carga excedente,  $r$  é igual à diferença entre o medido na produção fotovoltaica e a referência do sistema. Por exemplo, o cálculo do erro da tensão para o barramento é dado pela expressão 5.3, e para a carga excedente pela expressão 5.4:

$$eV_{bus} = V_{bus\_ref} - V_{bus\_med} \quad (5.3)$$

$$V_{exc\_ref} = V_{FV\_med} - V_{bus\_ref} \Rightarrow eV_{exc} = V_{exc\_ref} - V_{exc\_med} \quad (5.4)$$

Calculado os erros está-se em condições de aplicar a equação 4.29, em que  $u_n$  neste caso corresponde á variação do *duty cycle* da onda PWM que se impõe a cada conversor *buck*. A questão prende-se agora com o facto de se querer controlar um ponto que respeite 3 condições - que não ultrapasse as 3 referências, para tal tem que se contemplar os 3 sinais de erro correspondentes. Uma vez que não se tem um modelo do sistema, optou-se por tratar cada sinal de erro individualmente, aplicando a equação 4.29 3 vezes. Assim obtém-se 3 sinais de força de controlo,  $u_n$ , sendo o empregue no sistema o mínimo dos 3. Ao fazer-se isto está-se a garantir que aplica-se sempre a variação do sistema que representa uma diminuição mais acentuada do *duty cycle*, diminuindo a tensão e as outras grandezas também. Este é o método aplicado ao controlo do ponto do barramento. Na

carga excedente o princípio de cálculo é o mesmo, diferindo na última parte, em que se aplica o máximo dos 3 sinais, em oposto com o do barramento.

Resta saber quais os ganhos da equação 4.29 aplicados a cada uma das 6 equações. Preteriu-se a componente derivativa já que esta é muito sensível a erros de medição que se possa ocorrer. Sendo assim, a tabela 5.3 contempla o ganho integral,  $K_I$ , e o ganho proporcional,  $K_P$  usados.

Tabela 5.3: Valor dos ganhos do controlador

	Tensão		Corrente		Potência	
	Barramento	Excedente	Barramento	Excedente	Barramento	Excedente
$K_P$	0	0	4	2	0	0
$K_I$	0.2	0.2	2	0.2	0.2	0.2

Os valores da tabela 5.3 tornaram-se os definitivos do controlador após uma fase empírica ao concluir-se que estes eram os mais adequados.

### 5.5.2 Algoritmo por Lógica Difusa

Para contornar a falta de modelo do sistema e relacionar todas as variáveis num único controlo efetivo, realizou-se a aplicação de um algoritmo de lógica difusa. Segue-se uma descrição da implementação da teoria explicada na sub-secção 4.2.2.

Com base nas referências [50; 51], tem-se dois tipos de entradas do sistema: o sinal de erro,  $e_n$ , já contemplado anteriormente e a variação de erro,  $\Delta e_n$ , de modo a poder contar-se com a tendência da regulação. A variação do erro é dada pela diferença entre o erro no instante  $n$  e o erro no instante  $n - 1$ ,  $\Delta e_n = e_n - e_{n-1}$ . Estes dois tipos de entradas são para cada grandeza elétrica medida. O resultado do algoritmo de controlo é a variação no *duty cycle*,  $\delta d_n$ . Logo, o *duty cycle*, para o instante  $n$  é determinado ao adicionar-se ao *duty cycle* anterior a variação de *duty cycle* calculada,  $d_n = d_{n-1} + \delta d_n$ .

#### 5.5.2.1 Fuzzificação

Na fuzzificação foram implementados sete termos difusos para cada uma das entradas do sistema e para a saída do sistema, figura 5.8:

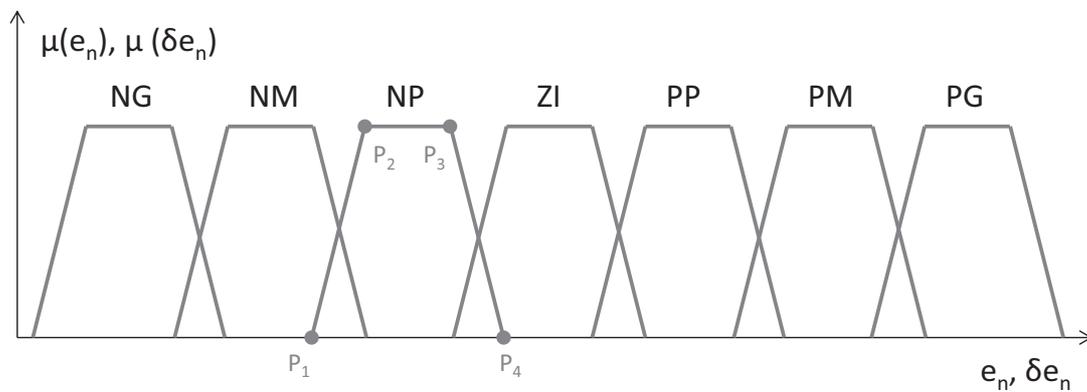


Figura 5.8: Funções de associação para  $e_n$  e  $\Delta e_n$

**NG** negativo grande

**NM** negativo médio

**NP** negativo pequeno

**ZI** zero igual

**PP** positivo pequeno

**PM** positivo médio

**PG** positivo grande

Estes sete termos difusos foram definidos em funções de associação trapezoidais. A tabela 5.4 apresenta os termos linguísticos do algoritmo para cada entrada bem como os seus intervalos de representação. A corrente varia com menor amplitude que a tensão, e por consequente que a potência, pelo que definiu-se um intervalo mais restrito para os termos linguísticos relacionados com o erro e variação de erro do sinal de corrente.

Tabela 5.4: Intervalo das funções de associação

	<b>Outros</b>				<b>Corrente</b>			
	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
NG	-6.5	-5.167	-4.833	-3.5	-1.3	-1.033	-0.9667	-0.7
NM	-4.833	-3.5	-3.167	-1.833	-0.9667	-0.7	-0.6333	-0.3667
NP	-3.167	-1.833	-1.5	-0.1667	-0.6333	-0.3667	-0.3	-0.03333
ZI	-1.5	-0.1667	0.1667	1.5	-0.3	-0.03333	0.03333	0.3
PP	0.1667	1.5	1.833	3.167	0.03333	0.3	0.3667	0.6333
PM	1.833	3.167	3.5	4.833	0.3667	0.6333	0.7	0.9667
PG	3.5	4.833	5.167	6.5	0.7	0.9667	1.033	1.3

### 5.5.2.2 Mecanismo de Inferência

Os operadores difusos foram definidos de modo a reduzir a complexidade dos cálculos. Sendo assim, foi utilizado o método máximo e mínimo para definir o “OU” e o “E” dos antecedentes, respetivamente. A agregação foi feita pelo método máximo pelas mesmas razões.

Alguns exemplos de regras de inferência lógica impostas no controlo:

$$\begin{aligned} \text{SE } (e_{V_{busn}} \text{ é } \mathbf{PG}) \text{ E } (\Delta e_{V_{busn}} \text{ é } \mathbf{NM}) \text{ ENTÃO } (\delta d_{busn} \text{ é } \mathbf{PP}). \\ \text{SE } (e_{I_{busn}} \text{ é } \mathbf{NM}) \text{ E } (\Delta e_{I_{busn}} \text{ é } \mathbf{PM}) \text{ ENTÃO } (\delta d_{exc_n} \text{ é } \mathbf{ZI}). \end{aligned}$$

### 5.5.2.3 Defuzzificação

A defuzzificação foi efetuada pelo método do centro de gravidade. Foram criadas sete funções de associação para as saídas do sistema,  $\delta d_n$ , iguais às entradas. A representação das funções de associação são as apresentadas à esquerda na tabela 5.4.

## 5.6 Aplicação local

A aplicação local consiste numa interface criada para ambiente *Windows*. A interface foi criada em *Visual Basic*. O *Visual Basic* é uma linguagem de programação de 5ª geração e o ambiente de desenvolvimento integrado da *Microsoft*. O *Visual Basic* é derivado do *Basic* e permite o desenvolvimento rápido de aplicações de interfaces gráficas para o utilizador, de acesso a base de dados e criação de controlos *ActiveX*, por exemplo. Além do mais, o *Visual Basic* é relativamente fácil de aprender e de usar. Por estas razões e por familiarização da linguagem, por experiência académica, a aplicação local foi desta forma desenvolvida.

O início da aplicação começa com uma janela de *login* em que são pedidos os dados de utilizador e respetiva senha figura 5.9. É de referir que existe dois tipos de utilizador: o tipo administrador e o tipo cliente. A razão de haver dois tipos de utilizador, prende-se com permissões, mais propriamente com a alteração das variáveis de referência do sistema. Só utilizadores do tipo administrador permite a alteração das mesmas, já que um utilizador deste género pensado como a entidade reguladora da RESP ou da empresa comercializadora da unidade de MG é que deva alterar as mesmas caso seja necessário, por exemplo por maior necessidade de potência na RESP ou mudança de inversor. Assim um utilizador do tipo cliente é cingido à visualização do comportamento do sistema, algo que um administrador também pode fazer.



Figura 5.9: Janela de login da aplicação

Após a introdução dos dados de utilizador, a aplicação liga-se à base de dados para averiguar de que tipo de utilizador se trata e se existe. Em caso de inexistência, a aplicação mantém-se na mesma janela de *login*. Feito o *login* abre-se a janela principal da aplicação, figura 5.10, onde é possível visualizar mais à esquerda de cima para baixo: o estado da ligação ao sistema remoto; o campo de visualização das grandezas elétricas do sistema e o campo de alteração dos valores de referência do sistema bem como as referências impostas no momento no sistema.

Inicialmente a comunicação não está estabelecida. Para tal, é necessário definir os parâmetros da comunicação, que são acessíveis pelo menu “Comunicação” da barra de menus que se encontra na parte superior da aplicação, figura 5.11. Uma vez definido os parâmetros em concordância com os parâmetros definidos no mC, a comunicação pode ser estabelecida.

Uma vez efetuada, inicia-se o ciclo explicado na subsecção 3.1.1. Esse ciclo reflete-se



Figura 5.10: Janela de monitorização e regulação



Figura 5.11: Janela de configuração da comunicação

na interface pela visualização do valor das variáveis do sistema, bem como em gráficos dinâmicos de todas as grandezas. Assim é possível monitorizar e avaliar o comportamento do sistema nos últimos 3 minutos de ligação. Se se tratar de um utilizador tipo administrador as barras de ajuste dos valores de referências estão acessíveis, caso contrário estão inacessíveis.

Existe uma janela de registos acessível pelo menu “Ficheiro”. Esta janela tem a função de mostrar os registos das variáveis do sistema num dia selecionado pelo utilizador, figura 5.12. É possível ver o gráfico diário da tensão, corrente e potência da produção FV, à entrada do inversor e do é consumido pela carga excedente.

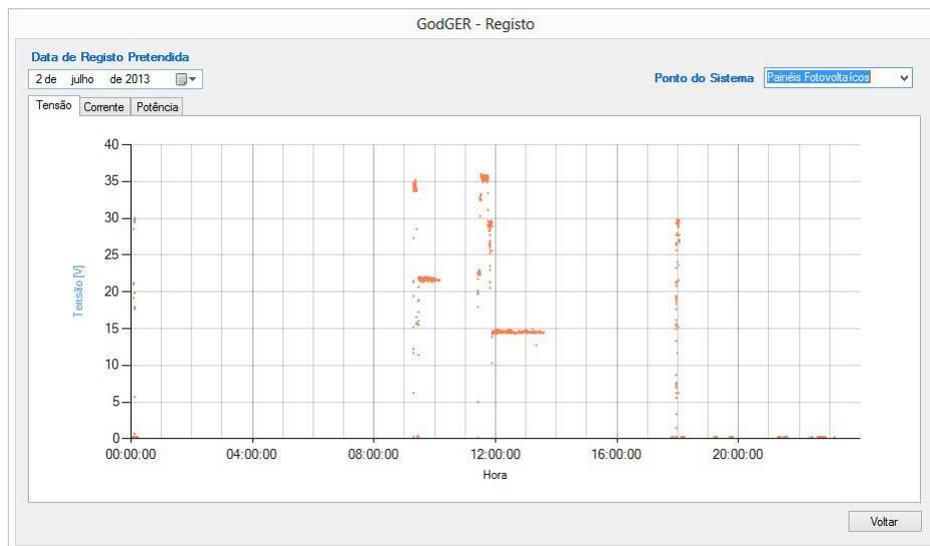


Figura 5.12: Janela de consulta de registos

Ao utilizador do tipo administrador é também possível adicionar ou remover utilizadores do tipo cliente ao comunicar com a base de dados. Isso é feito acedendo-se ao item “Gerir” no menu “Utilizador”, onde surge a janela de utilizadores, 5.13.



Figura 5.13: Janela de gestão dos utilizadores

### 5.6.1 Comunicação com a base de dados

Como já várias vezes referido a aplicação local comunica constantemente com a base de dados. De uma forma simples pode-se dizer que uma base de dados não é mais que

um conjunto de tabelas relacionadas entre si. Estas tabelas são geridas por programas conhecidos por “gestores de base de dados”. Existem vários gestores de base de dados comerciais, cada um deles armazena os dados em disco de forma específica, mas todos eles conhecem e aceitam pedidos realizados por outros programas desde que usem a linguagem *Structured Query Language* (SQL). É o caso da aplicação criada em *Visual Basic*. A base de dados utilizada foi a mundialmente conhecida *MySQL* que é um *software* livre com base nos termos *General Public License* (GPL). O *MySQL* é muito popular devido ao seu uso em aplicações WEB, daí a sua escolha.

Foram criadas 3 tabelas na base de dados. As tabelas 5.5, 5.6 e 5.7 apresentam um exemplo de registo de cada uma.

A tabela “utilizadores”, por cada registo contém três atributos. Os atributos são: utilizador, senha e tipo, que correspondem ao nome do utilizador, a sua senha de acesso e de que tipo de utilizador se trata, respetivamente.

Tabela 5.5: Exemplo de registo da tabela “utilizadores” da base de dados

<u>utilizador</u>	<u>tipo</u>	<u>senha</u>
godinho	cliente	godger

A tabela “controlo” contém a tensão, corrente e potência de referência que se quer impor, além da data e hora como campos de registo. Esta tabela é a qual a aplicação local acede para envio das referências para o sistema remoto. Por outro lado, é a mesma tabela que tanto a aplicação local e a aplicação WEB escrevem, quando se altera as referências nas suas interfaces.

Tabela 5.6: Exemplo de registo da tabela “controlo” da base de dados

<u>idcontrolo</u>	<u>data</u>	<u>hora</u>	<u>tensao_ref</u>	<u>corrente_ref</u>	<u>potencia_ref</u>
1	2013-10-04	13:05:37	12.5	4.7	71

A tabela “monitorizacao” é a tabela que contém os registos das variáveis provenientes do sistema devidamente identificados com hora e data do seu registo. O registo ainda contempla o valor das referências nesse momento. Esta tabela é acedida por ambas as aplicações para expor visualmente nas suas interfaces.

Tabela 5.7: Exemplo de registo da tabela “monitorizacao” da base de dados

<u>idmonitorizacao</u>	<u>data</u>	<u>hora</u>	<u>pv_tensao</u>	<u>pv_corrente</u>	<u>pv_potencia</u>
42573	2013-09-23	18:40:50	10.52	0.63	6.6276
<u>bus_tensao</u>	<u>bus_corrente</u>	<u>bus_potencia</u>	<u>exc_tensao</u>	<u>exc_corrente</u>	<u>exc_potencia</u>
7.96	0.37	2.9452	2.67	0.26	
<u>exc_potencia</u>	<u>tensao_ref</u>	<u>corrente_ref</u>	<u>potencia_ref</u>		
0.6942	8	2.3	50		

Como referido anteriormente, o conteúdo destas tabela é alterado pela aplicação local através de comandos SQL. Segue-se alguns exemplos, nomeadamente os mais importantes do ponto de vista da aplicação.

Primeiro, tem-se um comando onde se procede à atualização do registo da tabela “controlo” de modo a definir as variáveis de referência.

## Atualizar registo

```
UPDATE 'pv_system'. 'controle' SET 'tensao_ref'='24', 'corrente_ref'='3.5',
    'potencia_ref'='100' WHERE 'idcontrole'='1';
```

Segundo, para aceder e visualizar as variáveis do sistema tem-se um comando para seleccionar o último registo.

## Selecionar todos os campos do último registo

```
SELECT * FROM 'pv_system'. 'monitorizacao' ORDER BY 'idmonitorizacao' DESC
LIMIT 1;
```

Por fim, tem-se um comando de inserção de um registo, que neste caso, trata-se de um novo utilizador.

## Inserir registo

```
INSERT INTO 'pv_system'. 'utilizadores' ('utilizador', 'tipo', 'senha')
VALUES ('godinho', 'cliente', 'godger');
```

## 5.7 Aplicação WEB

A aplicação WEB como descrita na sub-secção 3.1.2 é constituída por diversas ferramentas e linguagens de programação. Para tal, usou-se o XAMPP, que é um pacote de servidores livre de licenças, constituído pelo servidor HTTP *Apache*, MySQL e interpretadores de PHP e PERL, entre outros, disponível para qualquer sistema operativo.

O servidor *Apache* é o servidor WEB que realiza os pedidos feitos a partir do *browser* WEB.

Desenvolveu-se uma página em código HTML e PHP, sendo o código HTML responsável pela representação e formatação visual da página e o código PHP responsável pela atualização da mesma ao consultar a base de dados. Em paralelo com o que sucede na aplicação local, tem-se uma página inicial de *login*, figura 5.14. As credenciais a preencher são com intuito de proteger o conteúdo do sistema. Sendo assim, quando um utilizador do tipo administrador acede à página principal, figura 5.15, é possível executar as mesmas ações que executava na aplicação local, à exceção de visualizar o histórico das variáveis e adicionar/remover utilizadores. A página do seu lado esquerdo contém a parte de monitorização com a visualização de uma tabela com o valor das variáveis do sistema e das referências e do lado direito encontra-se umas barras de ajuste das referências efetuando-se assim a regulação. Se se tratar de um utilizador do tipo cliente a secção à direita na página não é visível.

Para tornar a atualização da página dinâmica e sem fazer *refresh* à mesma, desenvolveu-se algum código em Javascript. Esta linguagem tem por base a execução dos *scripts* por parte do *browser* WEB sem que estes passem pelo servidor, realizando comunicação assíncrona e alterando o conteúdo da página exibida.



Figura 5.14: Página WEB de *login*

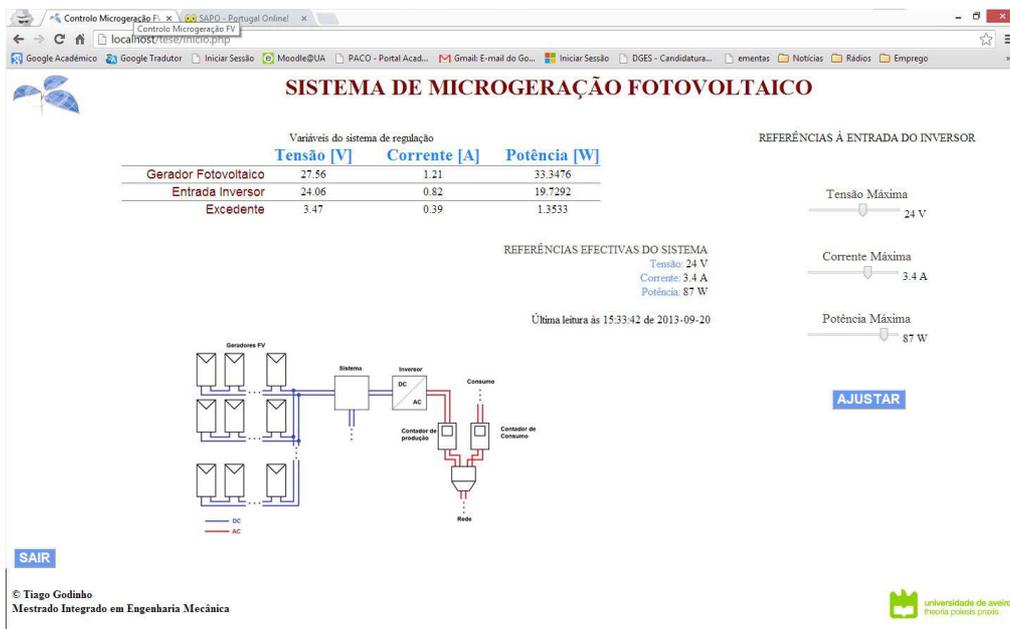


Figura 5.15: Página WEB de monitorização e controlo

## Capítulo 6

# Resultados e análise de desempenho

### 6.1 Eficiência do conversor *buck*

As perdas de potência num conversor *buck* é algo importante a determinar, pois permite concluir se o conversor *buck* está bem dimensionado e que alterações de componentes se pode fazer com vista a aumentar a eficiência do mesmo. No caso específico deste trabalho, em que se utiliza dois conversores *buck*, basta determinar a eficiência para um deles, já que a maior parte dos componentes utilizados são iguais e os restantes muito semelhantes. Sendo assim a eficiência de um conversor é dada por, expressão 6.1 [32]:

$$\eta_{buck} = \frac{P_S}{P_S + P_{diss}} \quad (6.1)$$

Onde  $P_S$  e  $P_{diss}$  são a potência à saída e a potência dissipada do conversor, respetivamente. Para uma tensão de 36 V de entrada, 24 V à saída e as condições discriminadas no capítulo 5, tem-se uma potência à saída do conversor de  $P_S = \frac{V_S^2}{R_{bus}}$ , ou seja 32 W. No cálculo da potência dissipada tem que se ter em conta as seguintes perdas [32]:

- perdas resistivas devido ao cobre do indutor;
- perdas de ESR nos condensadores de entrada e saída do conversor;
- perdas à condução e de comutação do diódo e do MOSFET.

Os dois primeiros itens não se tiveram em conta, portanto foram desprezados do cálculo, uma vez que não se conseguiu encontrar os dados por parte do fabricante, e têm perdas relativamente muito baixas comparadas com o último.

A potência dissipada no diódo é essencialmente de condução e não de comutação, já que este tem tempos de comutação extremamente curtos. Logo, a potência dissipada no diódo é dada pela seguinte fórmula 6.2 [32]:

$$P_{diss_{diódo}} = V_f \cdot I_D \quad (6.2)$$

Em que  $V_f$  representa a queda de tensão no diódo quando este está diretamente polarizado, e  $I_D$  é a corrente média que atravessa o diódo dada por  $I_D = (1 - \delta_T) \cdot I_{carga}$ . Logo  $I_D = (1 - \frac{24}{36}) \cdot 1.333 \simeq 0.444$  A. Para uma queda de tensão de 0.7 V no diódo usado,  $P_{diss_{diódo}} \simeq 0.311$  W.

As perdas de potência no MOSFET são manifestadas pela resistência à condução entre a *Drain* e a *Source* e pela comutação do mesmo. As perdas por condução são dadas pela expressão 6.3 [32]:

$$P_{\text{MOSFET}_{\text{cond}}} = I_{\text{carga}} R_{\text{ds(on)}} \delta T \quad (6.3)$$

Já as perdas pela comutação do MOSFET é dada pela expressão 6.4 [32]:

$$P_{\text{MOSFET}_{\text{comu}}} = \left( (V_s - V_e) \frac{I_{\text{carga}}}{2} \right) (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) f + C_{\text{oss}} (V_s - V_e)^2 f \quad (6.4)$$

Logo, o total da potência dissipada no MOSFET é de  $P_{\text{dissMOSFET}} = P_{\text{MOSFET}_{\text{cond}}} + P_{\text{MOSFET}_{\text{comu}}} = 1.724 + 0.008 = 1.732$  W.

Retornando-se à expressão 6.1, e para estas condições de análise, o conversor *buck* tem uma eficiência:

$$\eta_{\text{buck}} = \frac{32}{32 + (0.311 + 1.732)} \simeq 0.94 = 94\% \quad (6.5)$$

## 6.2 Desempenho dos algoritmos

Para uma produção de energia elétrica abaixo do limite de qualquer uma das referências máximas do sistema, verificou-se, como desejado, que tudo o que era produzido era consumido nas lâmpadas, salvo a dissipação de potência no conversor *buck* descrita na seção anterior. O sistema de controlo comportava-se como se lá não estivesse presente e nenhuma da produção era canalizada para a carga excedente.

Quando a produção excedia alguns dos limites de referência, o sistema regulava-se imediatamente para esse mesmo limite, não o ultrapassando-o. Isto é, se a tensão excedesse a tensão de referência, o sistema regulava-se para a tensão de referência, baixando a tensão, e por consequência a corrente e a potência. Se a corrente ou a potência excedessem os seus limites, baixava-se a tensão até estas variáveis estarem dentro dos limites de referência. Por outro lado, o excesso de produção era consumido pela carga excedente, estando com níveis iguais à diferença entre a produção e os limites de referência.

Todas estas situações foram possíveis de constatar através da monitorização do sistema pela aplicação local, figura 5.10, onde o gráfico temporal ilustrava o perfil de regulação das variáveis.

É de referir que o sistema comporta-se em função da produção, que neste caso, trata-se de uma fonte de tensão DC em que é variada a tensão por meio de um botão rotativo por imposição própria, tornando de certa forma a produção estacionária. Mas na verdade ao longo de um dia a produção FV é fortemente dependente das condições meteorológicas, que podem ser bastante inconstantes. De modo a avaliar o comportamento do sistema para esse tipo de variações, analisou-se a resposta transitória do sistema a um degrau para os dois algoritmos implementados. Assim analisou-se qual o algoritmo que responde mais favoravelmente neste sistema.

É comum exprimir-se a resposta transitória de um sistema submetida a um degrau pelos seguintes parâmetros [36]:

**Tempo de crescimento**,  $t_r$  medida da velocidade de resposta do sistema: tempo necessário para que o sinal de saída cresça de 10 a 90% do seu valor estacionário

**Tempo de atraso,  $t_d$**  tempo necessário para que a resposta atinja 50% do seu valor em regime estacionário

**Tempo de estabelecimento,  $t_s$**  tempo necessário para que a resposta se aproxime e se mantenha dentro de uma vizinhança do valor estacionário especificada (2 a 5%)

**Valor de pico,  $M_p$  (*peak overshoot*)** valor medido quando a resposta apresenta um máximo: fornece uma indicação do maior erro que se verifica no regime transitório em relação ao regime estacionário (um bom projeto deve ter este valor menor que 30%)

Para realizar o ensaio a um degrau, fixou-se a tensão da fonte em 30 V, e impôs-se no sistema 24 V como tensão máxima de referência, pelo que o sistema ter-se-á que regular neste último valor.

Este ensaio foi realizado com a seguinte montagem experimental no circuito de potência, figura 6.1. O circuito de potência é exatamente o mesmo, à exceção do relé que se coloca após a fonte de tensão DC. Este relé tem como função comutar instantaneamente a tensão de 0 para 30 V. O relé funciona a 5 V, pelo que optou-se por colocar um gerador de onda quadrada regulada para uma onda de 0 a 5 V. A medição da resposta foi efetuada por um osciloscópio digital da *Pico technology* ligado a um computador e visualizada no *software PicoScope 6*. Ligou-se dois canais do osciloscópio: o canal A na saída do sistema, e o canal B à entrada.

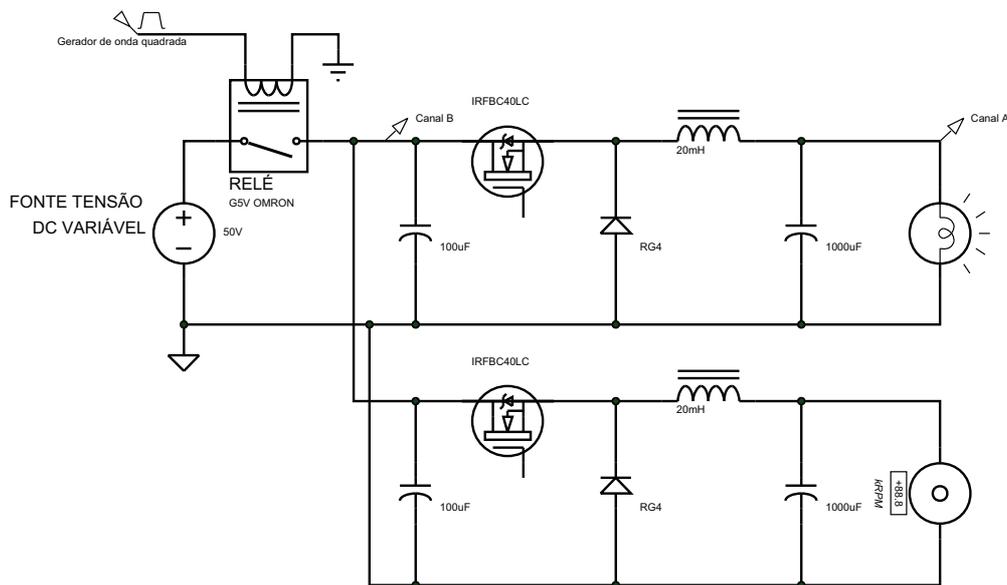
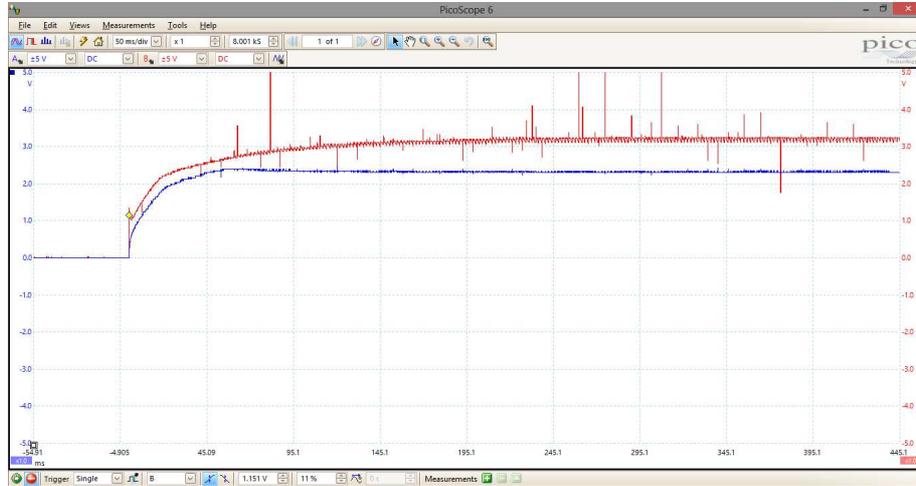


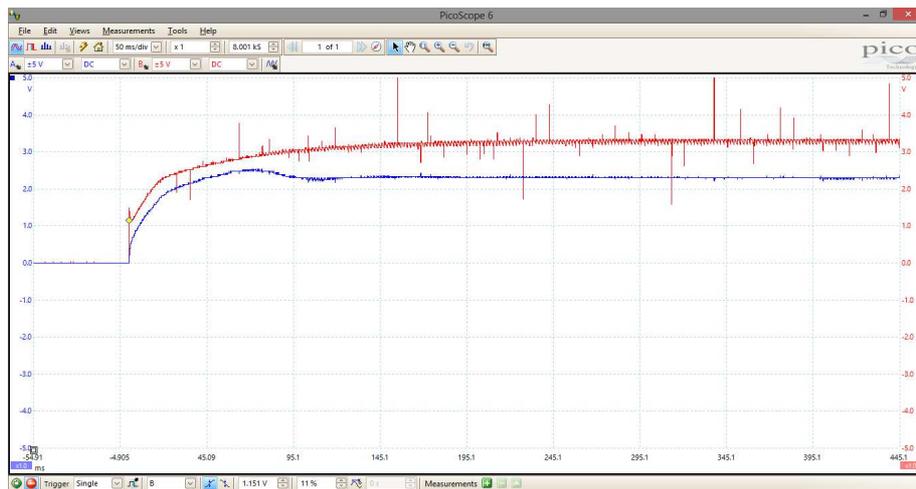
Figura 6.1: Montagem experimental para a resposta a um degrau

A resposta obtida patente na figura 6.2 para os dois algoritmos é bastante semelhante e verifica-se que o sistema regula-se para a referência em regime permanente. O canal A do osciloscópio está representado a azul e o canal B a vermelho na figura 6.2. Porém, para estimar qual o melhor algoritmo segue-se a tabela 6.1 com os parâmetros calculados anteriormente descritos.

Ao analisar-se a tabela 6.1 verifica-se que o algoritmo PID tem parâmetros melhores do que o algoritmo de lógica difusa. Isto pode dever-se ao tempo de processamento da



(a) Algoritmo PID



(b) Algoritmo por Lógica Difusa

Figura 6.2: Resposta do sistema

Tabela 6.1: Parâmetros da resposta transitória do sistema

	<b>PID</b>	<b>Lógica Difusa</b>
$t_r$ [ms]	30.5	30.7
$t_d$ [ms]	7.7	7.7
$t_s$ [ms]	65.4	84.6
$M_p$ [V]	24.923	26.123
tempo de processamento [ms]	0.532	3.433

lógica difusa ser 6.5 vezes maior que o de PID, refletindo-se num atraso e degradação na resposta transitória da primeira em relação à segunda. Porém, em regime permanente ambos os algoritmos satisfazem os requisitos, ao estabilizar o sinal num tempo inferior a 100 ms. A percentagem de *overshoot* é de 3.8% e de 8.8% para o PID e lógica difusa, respetivamente, o que se encontra dentro das especificações de um bom dimensionamento do sistema.

### 6.3 Rentabilização do sistema

O sistema do ponto de vista da produção de energia elétrica tem os benefícios anteriormente enunciados. Já do ponto de vista financeiro é necessário avaliar se o sistema proposto é rentável, uma vez que está-se a incluir mais um equipamento a uma unidade de MG e a aumentar o número de módulos FV. Sendo assim, é necessário determinar se os lucros obtidos superam o investimento adicional e se este compensa em relação a uma unidade típica de MG.

O estudo da rentabilização dos dois tipos de sistemas, uma unidade típica de MG e uma unidade de MG proposta, incidiu somente no que os diferencia: o número de módulos FV e o sistema de controlo. O custo com o inversor DC/AC, equipamentos de proteção, cabos e contador bem como com a sua instalação não são tidos em conta por se tratarem de variáveis comuns e constantes para os dois tipos de sistemas. Além disso não se considerou a perda de eficiência de conversão dos módulos ao longo dos anos.

O número de módulos FV depende do nível de produção imposto para o sistema. A produção como está mais diretamente relacionada com a irradiação solar do que com a temperatura, tomou-se a irradiação solar como fator preponderante do sistema. Logo, torna-se necessário ter o perfil de irradiação solar diário em Portugal de modo a extrapolar-se os níveis de produção fotovoltaica e a remuneração inerente.

Esse perfil de irradiação solar foi obtido através do acesso a dados do recurso *online SoDa*. É um serviço pago, pelo que os dados de anos mais recentes de certa forma estão inacessíveis. No entanto, o portal *SoDa* permite consultar dados até ao ano de 2005 de forma gratuita. São os dados de 2005 que serão os dados submetidos para análise dos dois sistemas. Embora não sejam dados recentes e não transmitam uma análise completamente real, o estudo é válido já que ambos os sistemas estão sujeitos aos mesmos dados, permitindo retirar conclusões coerentes se se trata-se de dados mais recentes [52].

Os valores da irradiação solar obtidos são para a localização de Aveiro (Latitude: 40° 37' 48"; Longitude: -8° 39' 0") com intervalo de uma hora, de todos os dias do ano de 2005. Sendo assim, consegue-se obter um perfil médio anual da irradiação solar em Aveiro, e determinar, por exemplo o dia com maior irradiação solar incidente, figura 6.3.

De modo a ter-se um cenário realista, a análise dos dois sistemas foi feita com dados de módulos comerciais para este tipo de aplicação. Neste caso tratou-se do módulo *Sunport 72M* da *Quantum Solar*, onde se enumera as seguintes características [53]:

- 72 células de silício monocristalino de 156x156 mm com 16.6% de eficiência
- eficiência do módulo de 14%
- tensão MPP de 35.89 V

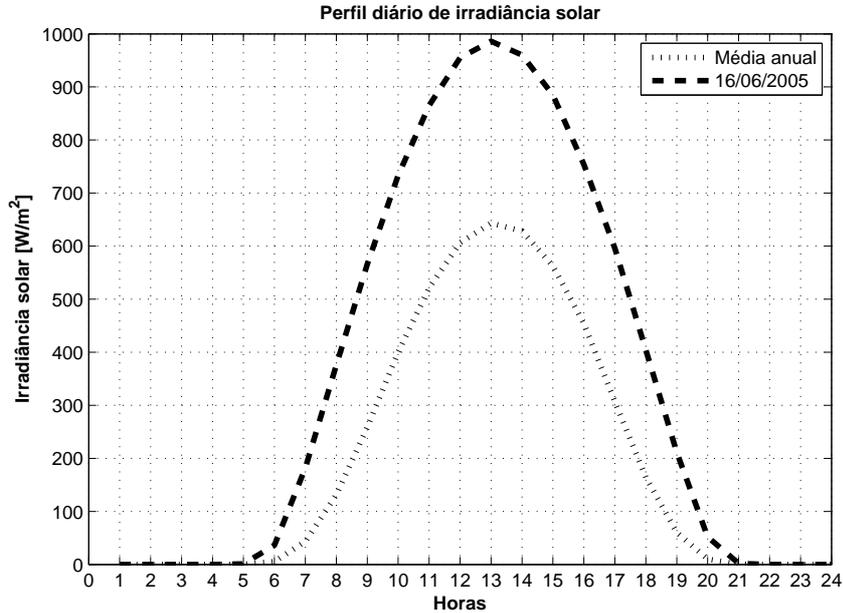


Figura 6.3: Perfis de irradiância em 2005

- corrente MPP de 7.81 A
- potência máxima de 280 W

Este módulo tem um custo estimado em €500 para efeitos de análise.

### 6.3.1 Unidade de Microgeração típica

Um sistema de MG FV dito normal é dimensionado por forma a não sobrecarregar o inversor como apresentado na sub-secção 2.3.3. De qualquer das formas tem-se uma potência limite a injetar na RESP restringida pelo inversor instalado. A potência elétrica produzida,  $P_{FV}$ , ditada pelo número de módulos FV (não obstante da sua configuração), tem que respeitar o intervalo de funcionamento 2.10 exposto no capítulo 2.

É um intervalo que os geradores FV têm que respeitar ao longo do dia e do ano para a injeção de potência na RESP. De modo a satisfazer o intervalo e que não haja excesso de produção que resulte na destruição do inversor, o sistema é dimensionado para o valor máximo de irradiância solar medida. Para Aveiro, esse valor máximo é de 986 W/m<sup>2</sup> medido no dia 16/06/2005, como representado na figura 6.3.

Esta é a forma como uma unidade de MG típica é projetada para garantir a segurança do inversor e do limite de injeção na RESP. Em contrapartida, a produção de energia elétrica será inferior noutras alturas do ano, pelo que não se usufrui do potencial da irradiância solar, devido ao número de módulos FV serem insuficientes para produzir em torno do limite.

Sendo assim, a determinação do número de módulos FV é dada pela expressão 6.6:

$$P_{MAX_{FV}} = I_{solar} \eta_{módulo} A_{módulo} N_{módulos} \quad (6.6)$$

Onde:

$P_{\text{MAX}_{\text{FV}}}$  potência máxima a produzir

$I_{\text{solar}}$  irradiância solar máxima medida

$\eta_{\text{módulo}}$  rendimento de conversão elétrica do módulo

$A_{\text{módulo}}$  área de conversão elétrica do módulo

$N_{\text{módulos}}$  número de módulos

Que se traduz em:

$$N_{\text{módulos}} = \frac{P_{\text{MAX}_{\text{FV}}}}{I_{\text{solar}} \eta_{\text{módulo}} A_{\text{módulo}}} \quad (6.7)$$

Considerando-se o regime bonificado, a potência máxima a produzir é 3.68 kW, a irradiância máxima em Aveiro e as características do módulo, o número de módulos é:

$$N_{\text{módulos}} = \frac{3680}{986 \cdot 0.14 \cdot (0.156^2 \cdot 72)} \simeq 15.21 \Rightarrow 16 \quad (6.8)$$

Tendo-se o número de módulos FV da unidade de MG determinado é possível agora calcular a energia produzida ao longo do dia, bem como o rendimento monetário do sistema. A energia produzida (em kWh),  $E_{\text{prod}}$ , passa por ser uma integração da expressão 6.6, que em termos discretos tem a seguinte forma, expressão 6.9:

$$E_{\text{prod}} = \frac{\eta_{\text{módulo}} A_{\text{módulo}} N_{\text{módulos}} \sum I_{\text{solar}} \Delta t}{1000} \quad (6.9)$$

A energia produzida anualmente com 16 módulos foi de 6740.7 kWh. Para determinação do rendimento monetário foram usadas as tarifas do regime bonificado apresentadas na tabela 2.1 para se estimar a remuneração anual ao longo dos 15 anos do programa de MG, subtraindo-se o investimento dos módulos FV.

A figura 6.4 apresenta a evolução do rendimento monetário ao longo dos 15 anos de programa. O investimento dos módulos foi de  $16 \times \text{€}500 = \text{€}8000$ .

Ao final dos 15 anos de programa tem-se receitas de €18354.81, o que leva a um saldo para o investidor de €10354.81. Por sua vez a amortização do investimento é feita ao fim de 6.1 anos.

### 6.3.2 Unidade de Microgeração proposta

Como para o sistema proposto o número de módulos não é problemático do ponto de vista de danificação do inversor, já que o sistema intermédio regula a produção para os limites do mesmo, a análise é um pouco diferente da anterior.

De qualquer forma é necessário saber até que ponto é sustentável adicionar módulos para aumentar a produção, uma vez que se está a ter um maior investimento inicial. O investimento inicial passa também por incorporar o custo do sistema de regulação. A tabela 6.2 apresenta o custo detalhado de cada componente do protótipo desenvolvido. O custo do protótipo fixou-se em €77.30, contudo trata-se de um modelo para potências inferiores às de uma aplicação real, pelo que para um produto final é necessário ter componentes para funcionar a essas potências o que encarece o custo do produto. Mas tratando-se de um produto o custo dos componentes acaba por diminuir em relação a um

Tabela 6.2: Custo dos componentes do protótipo

Componente	Fabricante	Custo Individual	Qt.	Custo
dsPIC33FJ128MC802	MICROCHIP	€4.51	1	€4.51
IRFBC40LC	Vishay	€3.72	2	€7.44
MAX232	Texas Instruments	€1.04	1	€1.04
ACPL-3130	Avago Technologies	€1.80	2	€3.60
IL300	Vishay Semiconductor	€4.45	3	€13.35
ACS712ELCTR-20A-T	Alegro MicroSystems	€3.99	2	€7.98
ACS756KCA-050B	Alegro MicroSystems	€7.34	1	€7.34
24FC1025	MICROCHIP	€2.20	1	€2.20
Cabo RS232-USB		€14.16	1	€14.16
Transformador 220/24V		€4.59	2	€9.18
L7824CV	STMICROELECTRONICS	€0.50	2	€1.00
Ponte retificadora		€0.73	2	€1.46
Condensador 1000 $\mu$ F		€0.05	4	€0.19
Condensador 100 $\mu$ F		€0.02	2	€0.03
Condensador 10 $\mu$ F		€0.02	1	€0.02
Condensador 1 $\mu$ F		€0.02	5	€0.08
Condensador 0.1 $\mu$ F		€0.18	7	€1.24
Condensador 1nF		€0.04	2	€0.08
Resistência 12k $\Omega$		€0.01	3	€0.03
Resistência 4.7k $\Omega$		€0.04	3	€0.11
Resistência 1k $\Omega$		€0.04	4	€0.15
Resistência 330 $\Omega$		€0.04	2	€0.07
Resistência 10 $\Omega$		€0.04	2	€0.07
Trimmer 1k $\Omega$		€0.17	3	€0.50
RG4		€0.64	2	€1.28
Indutor 20mH		€1.51	2	€3.02
LED amarelo		€0.09	1	€0.09
Botão <i>Reset</i>		€0.09	1	€0.09
TOTAL:			64	€77.30

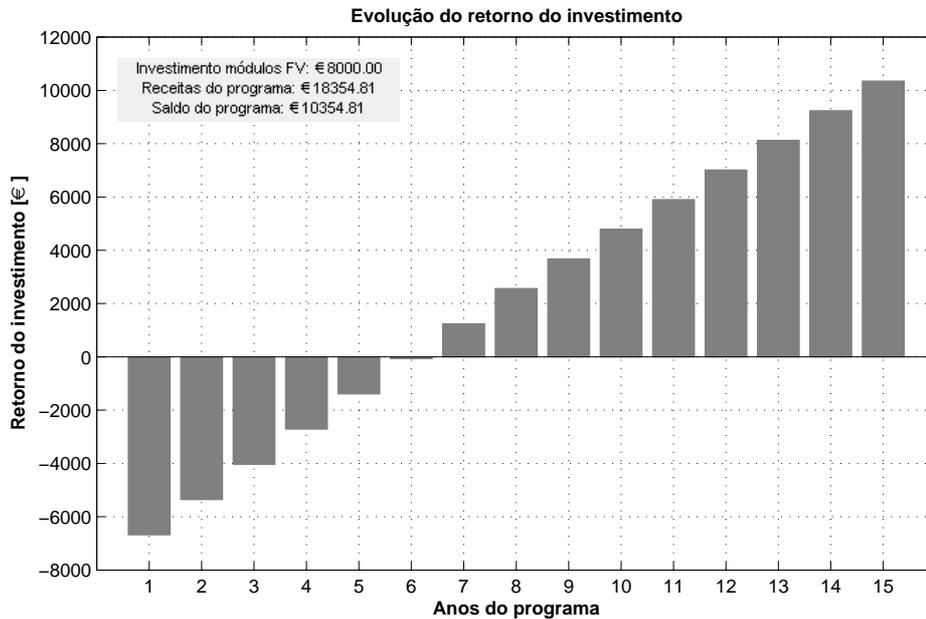


Figura 6.4: Evolução do retorno do investimento

protótipo. Posto isto, fixou-se um custo estimado de €100 pelo um sistema de regulação final.

Sendo assim, elaborou-se uma simulação para determinar qual o número de módulos ótimo face à produção e ao investimento. A simulação consiste numa avaliação para cada número de módulos com as seguintes etapas:

1. Determinar a produção de potência esperada em função dos valores de irradiância solar,  $P_{FV} = I_{\text{solar}} \eta_{\text{módulo}} A_{\text{módulo}} N_{\text{módulos}}$
2. Para níveis de potência superior à potência limite a injetar na RESP, 3.68 kW, igualar a esse mesmo limite. Isto corresponde ao funcionamento do sistema de regulação proposto que limitará a potência para o inversor
3. Determinar a energia elétrica produzida anualmente para injeção na rede, bem como a energia excedente disponível para consumo interno
4. Aplicar as tarifas do regime bonificado para os 15 anos de programa
5. Calcular o investimento inicial com o custo da adição de módulos e a incorporação do sistema de regulação,  $\text{Investimento} = (N_{\text{módulos}} \cdot \text{Custo}_{\text{módulos}}) + \text{Custo}_{\text{sistema}}$
6. Calcular a percentagem adicional de produção e de retorno do investimento em relação a uma unidade de MG típica, bem como o ano de retorno efetivo

Esta análise foi feita até 40 módulos, já que de acordo com a figura 6.5, é já um número de módulos pelo qual se pode retirar conclusões.

Pela figura 6.5 verifica-se que a receita aumenta com o número de módulos, já que a produção FV também aumenta, assim como o investimento inicial. No entanto verifica-se

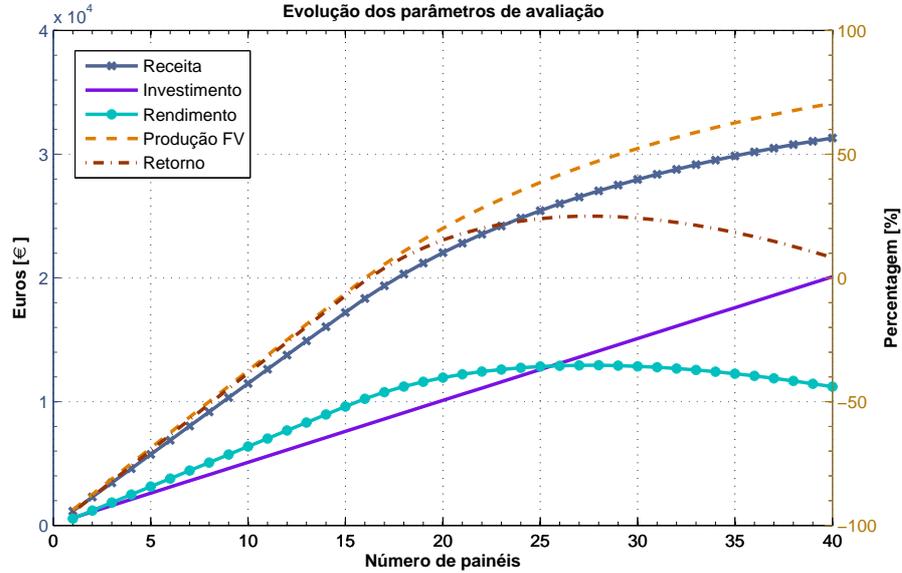


Figura 6.5: Evolução dos parâmetros de avaliação

que existe um máximo de rendimento refletido num maior retorno por parte do produtor. Para as condições de análise, o ponto ideal corresponde à instalação de 28 módulos FV, ou seja, mais 12 do que uma unidade típica de MG para as mesmas condições. Em termos de números, para esse número de módulos tem-se um investimento de €14100, €27014 em receitas o que perfaz um saldo positivo de €12941 relativamente a uma produção anual de 9930.7 kWh. Em termos percentuais corresponde a um aumento de  $\simeq 47.3\%$  de produção FV face a uma unidade normal, e que acaba por se traduzir num aumento de retorno do investimento de 24.9%.

Voltando ao dia com maior irradiância solar, 16/06, portanto de maior produção FV, apresenta-se a figura 6.6, que ilustra os níveis estimados de potência produzida pelos 28 módulos. Salienta-se a ideia de que até ao limite de potência, neste caso os 3.68 kW, toda a energia gerada é para injeção na RESP, e o excedente para consumo interno do local de instalação da unidade de MG (ou desaproveitada caso a legislação não o permitir), que neste caso, traduz-se num total de 41.802 e 17.021 kWh, respetivamente.

A última conclusão em relação à adição de 12 módulos FV extra prende-se com o ano de retorno. Apesar dos rendimentos serem maiores, a amortização só é feita passado 7.24 anos do início do programa. Em relação a uma instalação normal, é mais um de ano de amortização. Sendo assim, é também viável a adição de menos módulos para diminuir essa diferença, mas mantendo níveis de rendimento semelhantes se se trata-se de uma instalação de 28 módulos FV. A figura 6.7 mostra a evolução do retorno de investimento numa unidade normal, numa unidade com 28 módulos e de uma unidade de 22 módulos que retrata a última situação apresentada. Para 22 módulos, a amortização é feita mais meio ano em relação a uma instalação normal, ou seja, 6.6 anos, para além de não ter um esforço monetário inicial tão grande.

A informação exposta anteriormente encontra-se agrupada na tabela 6.3, o que facilita a comparação entre uma unidade de MG FV convencional e a que é proposta.

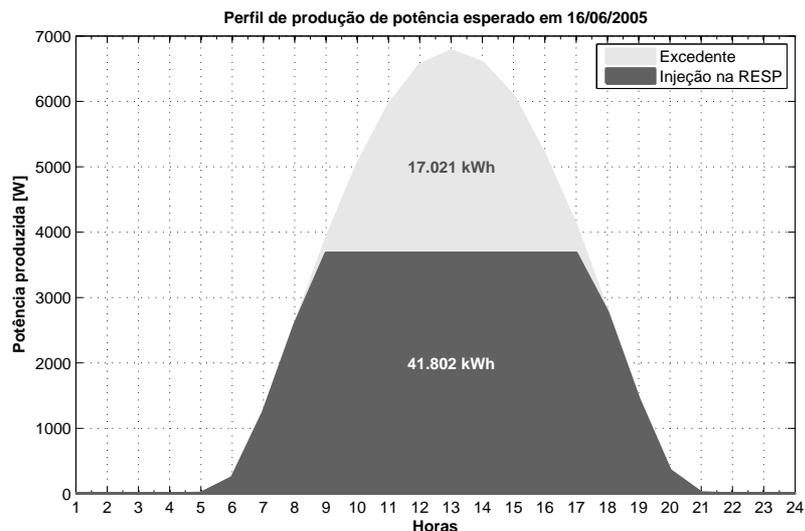


Figura 6.6: Níveis de produção FV a 16/06/2005

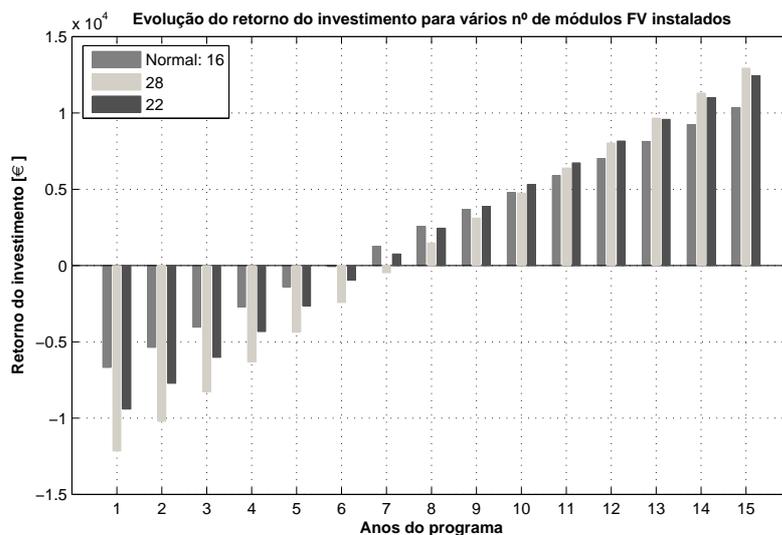


Figura 6.7: Evolução do retorno do investimento para diferentes nº de módulos FV instalados

Tabela 6.3: Produção e remuneração entre unidades de MG FV convencional e propostas

	<b>Típica</b>	<b>Proposta</b>	
Número módulos	16	28	22
Produção FV [kW]	6740.7	9930.7	8643.0
Investimento [€]	8000	14100	11100
Receita [€]	18354.81	27014	23535
Lucro [€]	10354.81	12914	12435
Anos de retorno	6.1	7.24	6.6



## Capítulo 7

# Considerações finais

### 7.1 Conclusão

Na fase final desta dissertação pode-se afirmar com convicção que os objetivos traçados no início da mesma foram realizados com sucesso.

Implementou-se um protótipo funcional que regula a energia fornecida a uma carga a partir dos níveis de tensão, corrente ou potência impostos a essa mesma carga, neste caso as lâmpadas. Como se demonstrou essa regulação ocorre quando os níveis de produção FV são superiores aos de referência, o que se refletiu na canalização do excedente para uma carga secundária, neste caso as ventoinhas. Assim comprovou-se que é possível aplicar o princípio do protótipo como resposta ao problema exposto no capítulo 1, ou seja, nas unidades de MG FV.

A unidade de controlo do protótipo, o mC dsPIC33FJ128MC802, revelou-se uma boa aposta, devido ao seu elevado desempenho no processamento digital de sinais derivado/atuado do/no sistema. O mC além de ser responsável por efetuar a regulação correta do sistema (envolvendo A/Ds e PWM), também funcionava como transmissor/receptor de informação (seja originado de I<sup>2</sup>C™ ou RS-232), tudo em “tempo real”. Tudo isto foi possível devido à sua avançada arquitetura, que opera a elevada frequência.

Implementou-se dois tipos de controlo: PID e lógica difusa. Depois do ajuste de parâmetros ambos indicaram um comportamento satisfatório, tanto em regime transitório como estacionário. No estado transitório o controlador tipo PID mostrou ter parâmetros dinâmicos mais favoráveis que o controlador do tipo lógica difusa, em virtude do tempo de processamento do algoritmo de controlo PID ser inferior ao de lógica difusa. No entanto encontrou-se maior dificuldade na elaboração do controlo integral do sistema para o PID, o que realmente levou à adoção da lógica difusa para gerir e respeitar a quantidade de variáveis do mesmo. A lógica difusa revelou-se bastante acessível de aprender e a forma como adaptar ao problema do sistema. O maior entrave foi a sua aplicação no mC em linguagem C, mas que depois de devidamente implementada revelou ser bastante útil ao cumprir com os requisitos do controlo.

No presente trabalho elaborou-se com sucesso a troca de dados entre sistema de regulação e interfaces com o utilizador. Numa perspetiva de produtor e proprietário da unidade de MG com sistema proposto, este consegue visualizar o estado da produção FV da sua unidade seja no local da instalação, seja noutro local. Nas mesmas condições a entidade reguladora tem acesso aos mesmos dados, sem necessidade de deslocação ao local da instalação.

Por fim, fez-se uma análise de rentabilização económica e produtiva do sistema proposto. No estudo em causa, em relação a uma unidade de MG FV normal, com a adição extra de 75% de módulos FV o sistema tem um aumento de produção eléctrica para injeção na rede de cerca 47.3% e um retorno de investimento de 24.9%. Estes números condicionam na decisão de adquirir o sistema que esta dissertação propõe.

## 7.2 Trabalho futuro

Como referido anteriormente, o objetivo primordial desta dissertação é a regulação efectiva da potência nas unidades de MG FV, e com o protótipo desenvolvido traçam-se os seguintes melhoramentos e trabalho futuro:

- com vista a um produto final:
  - dimensionar a solução proposta para os níveis de produção duma unidade de MG FV, nomeadamente a nível dos componentes usados no circuito de potência: indutores, semicondutores de comutação e aquisição das grandezas eléctricas;
  - testar a solução redimensionada numa unidade de MG FV real;
  - desenvolver um protótipo com componentes definitivos numa placa de circuito impresso, já que tem como vantagens um baixo ruído electrónico, a sua forma compacta e organizada e imunidade ao movimento e posição de montagem da placa;
- a nível da minimização das perdas no circuito de potência:
  - implementar outros semicondutores para comutação, mais propriamente os IGBTs, que para os níveis de produção FV duma unidade de MG são mais adequados e assim aumentar-se a eficiência;
  - testar e avaliar outras topologias de conversores DC/DC com vista a aumentar a eficiência do sistema. Os conversores *buck* do sistema podem ter menores perdas de potência ao torná-los síncronos, isto é, substituir o diódo no circuito por um semicondutor de comutação semelhante ao já usado.
- a nível de interação com o utilizador:
  - averiguar a possibilidade de utilização de uma comunicação sem fios entre o sistema de regulação e as aplicações de interação com o utilizador, de modo a não limitar a distância e a configuração da ligação entre a instalação FV e a aplicação local;
  - possíveis redefinições de aspecto das interfaces na aplicação local e WEB;
  - normalizar a base de dados de forma a que seja possível integrar outras base de dados superiores referentes a entidades de regulação da RESP.

# Bibliografia

- [1] BP. Bp statistical review of world energy june 2012. [Online]. Disponível em: [bp.com/statisticalreview](http://bp.com/statisticalreview), 2012. [Acedido em 27/02/2013 01h12].
- [2] F. Blaabjerg, F. Iov, R. Teodorescu, and Z. Chen. Power electronics in renewable energy systems. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pages 1 –17, 30 2006-sept. 1 2006.
- [3] World Alliance for Decentralized Energy. *Security via Decentralized Energy - Energy Security, Climate Change and Decentralized Energy*. [Online]. Disponível em: [http://www.localpower.org/documents/report\\_security.pdf](http://www.localpower.org/documents/report_security.pdf), Dezembro 2007. [Acedido em 11/03/2013 15h30].
- [4] Plano nacional de acção para as energias renováveis ao abrigo da directiva 2009/28/ce. Technical report. [Acedido em 27/02/2013 16h45].
- [5] Marcel Å ãri, Thomas A. Huld, Ewan D. Dunlop, and Heinz A. Ossenbrink. Potential of solar electricity generation in the european union member states and candidate countries. *Solar Energy*, 81(10):1295 – 1305, 2007.
- [6] Sistema de Registo de Microprodução. Unidades de microprodução ligada à rede. [Online]. Disponível em: [www.renovaveisnatura.pt/web/srm/estatisticas1](http://www.renovaveisnatura.pt/web/srm/estatisticas1), 2012. [Acedido em 26/02/2013 14h25].
- [7] Deutsche Gesellschaft für Sonnenenergie. *Planning and Installing Photovoltaic Systems: A Guide for Installers, Architects and Engineers*. Planning and Installing. Taylor & Francis, 2008.
- [8] Decreto-lei nº 25/2013 de 19 de fevereiro. [Online]. Disponível em: [www.renovaveisnatura.pt/c/document\\_library/get\\_file?uuid=956bd59d-0a2c-4331-a7fb-624e43af888f&groupId=13360](http://www.renovaveisnatura.pt/c/document_library/get_file?uuid=956bd59d-0a2c-4331-a7fb-624e43af888f&groupId=13360), 2013. [Acedido em 22/02/2013].
- [9] Portaria nº 431/2012 de 31 de dezembro. [Online]. Disponível em: <http://dre.pt/pdf1sdip/2012/12/25200/0732607327.pdf>, 2013. [Acedido em 22/02/2013].
- [10] TemplarLUZ. Microgeração - produza e venda energia elétrica à rede. [Online]. Disponível em: [www.templarluz.com/MICROGERACAO.pdf](http://www.templarluz.com/MICROGERACAO.pdf). [Acedido em 11/03/2013 15h25].
- [11] Solar Project. Energia solar fotovoltaica. [Online]. Disponível em: [http://www.ispgaya.pt/eventos/2semana\\_eng/Fotovoltaico\\_Eng\\_%20Serrano.pdf](http://www.ispgaya.pt/eventos/2semana_eng/Fotovoltaico_Eng_%20Serrano.pdf). [Acedido em 26/02/2013 11h30].

- [12] A.N.P.A.C.C.T. Guia didáctico de energia solar - conversão fotovoltaica da energia solar. [Online]. Disponível em: <http://www.cienciaviva.pt/rede/energia/himalaya2005/home/guia4.pdf>, 2010. [Acedido em 04/03/2013 15h12].
- [13] C. Rodrigues. Centrais solares fotovoltaicas ligadas à rede eléctrica. Technical report, Instituto Nacional de Engenharia, Tecnologia e Inovação, I.P., 2008.
- [14] Rui MG Castro. Energias renováveis e produção descentralizada: Introdução à energia eólica. *Lisboa, Universidade Técnica de Lisboa, 86p*, 2007.
- [15] J. Carneiro. Módulos fotovoltaicos - características e associações. Technical report, Universidade do Minho, Guimarães, 2010.
- [16] J. Seguel. Projeto de um sistema fotovoltaico autónomo de suprimento de energia usando técnica mppt e controle digital. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.
- [17] R. Antão. Inversor eléctrico para sistemas de microgeração. Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2010.
- [18] Emmanuel Loureiro Garrido. Concepção e certificação de nova geração de candeeiros de iluminação pública. Master's thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2010.
- [19] Exide Management, Technology Company, and Sandia National Laboratories. *Handbook of Secondary Storage Batteries and Charge Regulators in Photovoltaic Systems: Final Report*. U.S. Department of Energy, Sandia National Laboratories, 1981. [Acedido em 11/03/2013 16h30].
- [20] Mohamed Azab. A new maximum power point tracking for photovoltaic systems. *WASET. ORG*, 34:571–574, 2008.
- [21] Microchip Technology Incorporated. *Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*, 2013.
- [22] P. Remelgado. Controlo da potência activa injectada na rede por um sistema de microgeração do tipo solar fotovoltaico. Master's thesis, Universidade do Porto. Faculdade de Engenharia, 2011.
- [23] Tudo sobre a microgeração edp. [Online]. Disponível em: [www.microgeracaodeenergia.com/geral/tudo-sobre-a-microgeracao-edp/](http://www.microgeracaodeenergia.com/geral/tudo-sobre-a-microgeracao-edp/), 2013. [Acedido em 07/03/2013 10h54].
- [24] Baochao Wang, I. Houssamo, M. Sechilariu, and F. Locment. A simple pv constrained production control strategy. In *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, pages 969–974, May.
- [25] Lin Ma, Kai Sun, R. Teodorescu, J.M. Guerrero, and Xinmin Jin. An integrated multifunction dc/dc converter for pv generation systems. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 2205–2210, July.

- [26] K.T. Tan, P.L. So, Y.C. Chu, and K.H. Kwan. Modeling, control and simulation of a photovoltaic power system for grid-connected and stand-alone applications. In *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, pages 608–613, Oct.
- [27] Zhenhua Jiang and R.A. Dougal. A novel, digitally-controlled, portable photovoltaic power source. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, volume 3, pages 1797–1802 Vol. 3, March.
- [28] B. Nguyen, D. Lehman. An adaptive solar photovoltaic array using model-based re-configuration algorithm. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 55, pages 2644 – 2654. Julho 2008.
- [29] N. Mohan and T.M. Undeland. *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley and Sons, Inc, terceira edition, 2003.
- [30] Jens Ejry. *Buck Converter Design*. [Online]. Disponível em: <http://www.mouser.com/pdfdocs/BuckConverterDesignNote.pdf>, Janeiro 2013. [Acedido em 20/03/2013 10h12].
- [31] *Interactive Online Lectures. Basics of Buck Converter*. [Online]. Disponível em: <http://www.netlecturer.com/PEOnline/T01SMPS/p02BuckConv01.htm>. [Acedido em 22/03/2013 19h12].
- [32] Microchip WebSeminars. *Buck Converter Design Example*. [Online]. Disponível em: [http://simonthenerd.com/files/smpps/SMPSBuckDesign\\_031809.pdf](http://simonthenerd.com/files/smpps/SMPSBuckDesign_031809.pdf), 2006. [Acedido em 20/03/2013 9h31].
- [33] Marcio Brumatti. Eletrónica de potência. [Online]. Disponível em: <http://www.ebah.com.br/content/ABAAABA8EAE/apostila-eletronica-potencia>, 2005. [Acedido em 22/03/2013 19h31].
- [34] A.P. Malvino. *Princípios de ELECTRÓNICA*, volume 1. McGraw-Hill INTERAME, sexta edition.
- [35] António Pereira de Melo. *Teoria dos sistemas de controlo lineares*. Universidade de Aveiro, 2010.
- [36] Katsuhiko Ogata. *Modern Control Engineering*. Aeezh, quarta edition, 2002.
- [37] Toochinda V. *Digital PID Controllers*. [Online]. Disponível em: <http://www.controlsystemslab.com/doc/b4/pid.pdf>, Junho 2011. [Acedido em 2/04/2013 14h01].
- [38] Greg Viot. Fuzzy logic in c. *Dr. Dobb's Journal*, pages 40–49 e 94, Fevereiro 1993.
- [39] Mendel J. M. *Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial*. 1995.
- [40] *Fuzzy Control Programming*. IEC 1131 - PROGRAMMABLE CONTROLLERS. International Electrotechnical Commission, Janeiro 1997.
- [41] Fairchild Semiconductor Corporation. *IRFBC40*, 2002. Datasheet.
- [42] Avago Technologies. *ACPL-3130/J313, ACNW3130*, 2008. Datasheet.

- [43] OLIMEX Ltd. *PIC-P26J50 Proto development board*, 2012. Datasheet.
- [44] Microchip Technology Incorporated. *dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 and dsPIC33FJ128MCX02/X04*, 2012. Datasheet.
- [45] Microchip Technology Incorporated. *24AA1025/24LC1025/24FC1025*, 2013. Datasheet.
- [46] Vishay Semiconductors. *IL300*, 2011. Datasheet.
- [47] Allegro MicroSystems. *ACS712*, 2013. Datasheet.
- [48] Allegro MicroSystems. *ACS756*, 2011. Datasheet.
- [49] Texas Instruments Incorporated. *MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/-RECEIVERS*, 20084. Datasheet.
- [50] J. Jerome R. Nagaraj, P. S. Mayurappriyan. Microcontroller based fuzzy logic technique for dc-dc converter. In *India International Conference on Power Electronics*, 2006.
- [51] R.M. Nelms Dake He. Fuzzy logic average current-mode control for dc-dc converters using an inexpensive 8-bit microcontroller. In *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*. 2005.
- [52] *Solar Energy Services for Professionals*. [Online]. Disponível em: [http://www.soda-is.com/eng/services/services\\_radiation\\_free\\_eng.php](http://www.soda-is.com/eng/services/services_radiation_free_eng.php), 2013. [Acedido em 04/10/2013 10h42].
- [53] *Datasheet Quantum Solar Sunport 72M*. [Online]. Disponível em: <http://pdf.archiexpo.com/pdf/cuquantum-solar-sl/sunport-72m/62604-37724.html>, 2013. [Acedido em 04/10/2013 10h46].
- [54] JP. Santos. Protocolo de comunicação sÉrie ? eia232. Apontamentos de Automação II - Universidade de Aveiro, 2010.
- [55] E. Reynders D. Park J. Mackay, S. Wright. *Industrial Data Networks - Design, Installation and Troubleshooting*. Newnes, 1 edition, 2004.
- [56] AGG Software. *COMPUTER COM PORT (RS-232/V.24 PIN OUT ON A DB-9)*. [Online]. Disponível em: <http://www.aggsoft.com/rs232-pinout-cable/serial-cable-connections.htm>. [Acedido em 8/11/2013 16h01].
- [57] Microchip Technology Incorporated. *Section 19. Inter-Integrated Circuit (I2C)*, 2011. Datasheet.
- [58] M. Santos, J. Gomes. I2c - inter integrated circuit. Apontamentos de TAC - Universidade de Aveiro, 2010.

## Apêndice A

# Comunicação por RS-232

A comunicação série é basicamente a transmissão ou recepção de dados a um bit de cada vez. Os computadores atuais, geralmente, enviam os dados em bytes ou em múltiplos destes. Um byte contém 8 bits. Um bit é definido como um nível lógico “0” ou “1”. A porta série é usada para converter cada byte num fluxo de zeros e uns e vice-versa. As portas série contêm um dispositivo eletrônico designado de UART responsável pela conversão.

Um dos protocolos que estabelece a ligação entre dois módulos UART de dois equipamentos distintos é o protocolo RS-232. A Recomendação para *Standard 232 - RS232* tinha por objectivo permitir a ligação de equipamentos digitais a redes públicas analógicas, por exemplo, a ligação de terminais e computadores à rede telefónica, usando para o efeito modems. Convém lembrar que na época a única rede de comunicação mundial era a rede telefónica, analógica, concebida para transmitir a voz humana [54].

### A.1 Especificações RS-232

A *Electronics Industries Association* (EIA), que padronizou o RS-232 em 1969 define [55]:

- Características elétricos como níveis de tensão, taxa de sinalização, taxa de rotação dos sinais, nível máximo de tensão, comportamento de curto-circuito e carga máxima da capacidade;
- Características mecânicas da interface, conectores e identificação dos pinos;
- Funções de cada circuito no conector da interface.

Neste apêndice será dada uma explicação mais incidente nas especificações dos sinais elétricos, meios de ligação e constituição das palavras série que transmitem os dados.

#### A.1.1 Características dos sinais elétricos

O protocolo define as características dos sinais elétricos como os níveis de tensão. O dispositivo transmissor requer a produção de uma tensão ligeiramente mais elevada para ultrapassar a tensão que decai ao longo da linha.

O elemento transmissor do protocolo RS-232 tem que produzir tensões na gama de  $\pm 15$  a  $\pm 25$  V do seguinte modo [55]:

- Lógico a 1: -5 a -25 V
- Lógico a 0: +5 a +25 V
- Nível lógico indefinido: -5 a +5 V

No elemento receptor do protocolo RS-232, os seguintes níveis de tensão são definidos:

- Lógico a 1: -3 a -25 V
- Lógico a 0: +3 a +25 V
- Nível lógico indefinido: -3 a +3 V

### A.1.2 Formato de dados transmitidos

No protocolo RS-232 foi convencionado que a linha está em repouso no estado lógico “1”, isto é, no estado inativo ou *idle* indicando que a linha não está a ser utilizada. No início de uma transmissão, o emissor comuta a linha para o “0” lógico durante um bit, o que é designado por *start* bit. O *start* bit indica ao receptor que vai iniciar-se uma sequência de dados, e serve ainda para sincronizar o relógio do receptor.

No protocolo RS-232 os bits de dados, ou *data* bits, são os que transportam realmente a informação sendo os outros bits de controlo. O número de bits de dados pode ser configurável, tendo as seguintes possibilidades: 5, 6, 7 e 8 bits. Normalmente são utilizados 7 e 8 bits de dados para a manipulação do código *American Standard Code for Information Interchange* (ASCII).

A estes bits de dados pode ser acrescentado um bit de paridade que, pode ser opcional, normalmente, não é utilizado. O bit de paridade serve para a verificação da trama de dados, ou seja, permite detetar a ocorrência de alguns tipos de erros durante a transmissão.

A paridade pode ser par ou ímpar. Na paridade par, se existir um número par de “1”s lógicos o bit de paridade será “0”, caso exista um número ímpar de “1”s lógicos o bit de paridade será “1”. Na paridade ímpar o processo é oposto do anterior.

Para terminar a sequência, tem-se um ou mais bits de paragem ou *stop* bits. Estes podem ser configurados com 1, 1.5 ou 2 bits de duração e o seu estado lógico é “1”. Os *stop* bits são necessários para proporcionar um intervalo de tempo mínimo entre duas transmissões consecutivas enviadas sobre a linha e dando indicação imediata de que a linha está no estado inativo [54; 55].

A representação gráfica do formato da palavra série no protocolo RS-232 está presente na figura A.1, onde é evidente os bits que a constituem. Na palavra série patente na figura A.1 é transmitido o byte com o valor binário “10110001”, ou 0xB1 em hexadecimal, ou o carácter ± da tabela ASCII. Este byte é transmitido numa palavra série com um *start* bit, paridade par e um *stop* bit.

O protocolo RS-232 tem uma taxa de transferência de dados ou *baudrate* configurável, isto é, é possível definir o número de bits por segundo passíveis de serem transmitidos numa dada ligação. As taxas mais comuns são as indicadas na tabela A.1. Na mesma tabela é mostrada a relação entre *baudrates* e o comprimento máximo do cabo de ligação, onde se evidencia que é possível um maior comprimento para baixos *baudrates*. A velocidade de transmissão depende da tensão gerada pelo emissor, pela capacidade do cabo e também um ruído ambiental [55].

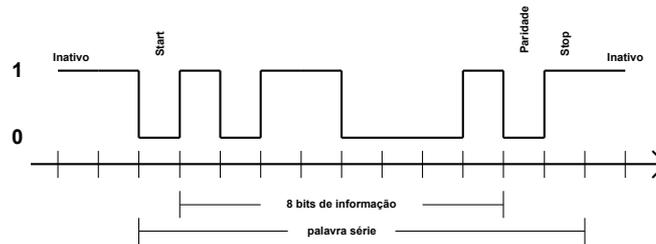


Figura A.1: Níveis lógicos na transmissão de uma palavra série por RS-232

Tabela A.1: Comprimento máximo do cabo conforme a taxa de transferência [55]

Taxa de transferência [bits/s]	Comprimento do Cabo [m]
110	850
300	800
600	700
1200	500
2400	200
4800	100
9600	70
19200	50
115000	20

### A.1.3 Opções de ligação

A ligação de equipamento que respeitem o protocolo RS-232 pode ser efetuada vulgarmente por cabos de 4, 9 ou 25 fios. O cabo de 25 pinos conecta com todos os pinos; os de 9 pinos não incluem as ligações que raramente são usadas; as de 4 pinos contêm o mínimo para se efetuar uma ligação. Os cabos têm conectores de dois tipos: macho e fêmea. O conector fêmea tem buracos que permitem os pinos do do conector macho serem inseridos. Os conectores mais usados são os DB-9, figura A.2. A tabela A.2 identifica e define a função de cada pino enumerado na figura A.2 [55].

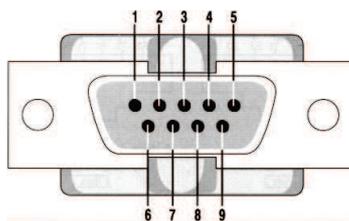


Figura A.2: Conector DB-9 [56]

## A.2 Mensagens entre mC e aplicação local

Como referido no capítulo 5 o mC comunica com a aplicação local ao abrigo do protocolo RS-232. Estabeleceu-se a ligação com uma ficha DB-9, mas usou-se apenas os pinos RXD, TXD e GND. Estes três pinos são os suficientes para ter uma comunicação *full-duplex*

Tabela A.2: Descrição dos pinos dum conector DB-9 [55]

Pino	Sigla	Descrição
1	CD	Deteção de dados a enviar
2	RXD	Recepção de dados
3	TXD	Transmissão de dados
4	DTR	Terminal de dados pronto
5	GND	Massa/Terra/Comum
6	DSR	Dados prontos a enviar
7	RTS	Pedido de transmissão
8	CTS	Resposta ao pedido de transmissão
9	RI	Indicador de telefone

entre os dois equipamentos. A informação é transmitida entre eles numa mensagem com 5 campos (mostrada na figura 5.6), de onde se pormenoriza o seguinte:

- Os endereços dos dispositivos (em hexadecimal):
  - **0x01** - aplicação local;
  - **0x02** - microcontrolador.
- Função da mensagem (em hexadecimal):
  - **0x10** - (R\_SIS\_VAL) Pedido de dados do sistema pela aplicação local;
  - **0x11** - (C\_SIS\_VAL) Envio de dados do sistema para a aplicação local.
- Tamanho do campo de dados (em hexadecimal);
- Dados úteis (em ASCII);
- Dois bytes do algoritmo de CRC16 (em hexadecimal).

De momento estas são as únicas especificações das mensagens trocadas entre os equipamentos. A figura A.3 exhibe o diagrama de sequência dum exemplo da comunicação entre os dois equipamentos, onde se contempla todos os campos da mensagem com as especificações anteriores.

A figura A.3 exemplifica o caso em que a aplicação local pede dados do sistema ao mC, e ao mesmo tempo impõe as referências: informa o mC que a tensão não pode ter superior a 24 V, a corrente a 3.4 A e a potência a 87 W. Por sua vez, o mC assim que recebe a mensagem executa a rotina de validação da mensagem (mensagem completa, verificação do endereço e verificação dos bytes de CRC16), assume as referências, e responde com as variáveis do sistema bem como as referências atuais que assumiu. A comunicação cessa após a recepção da mensagem por parte da aplicação local, e esta executa também uma rotina de validação nos mesmos critérios.

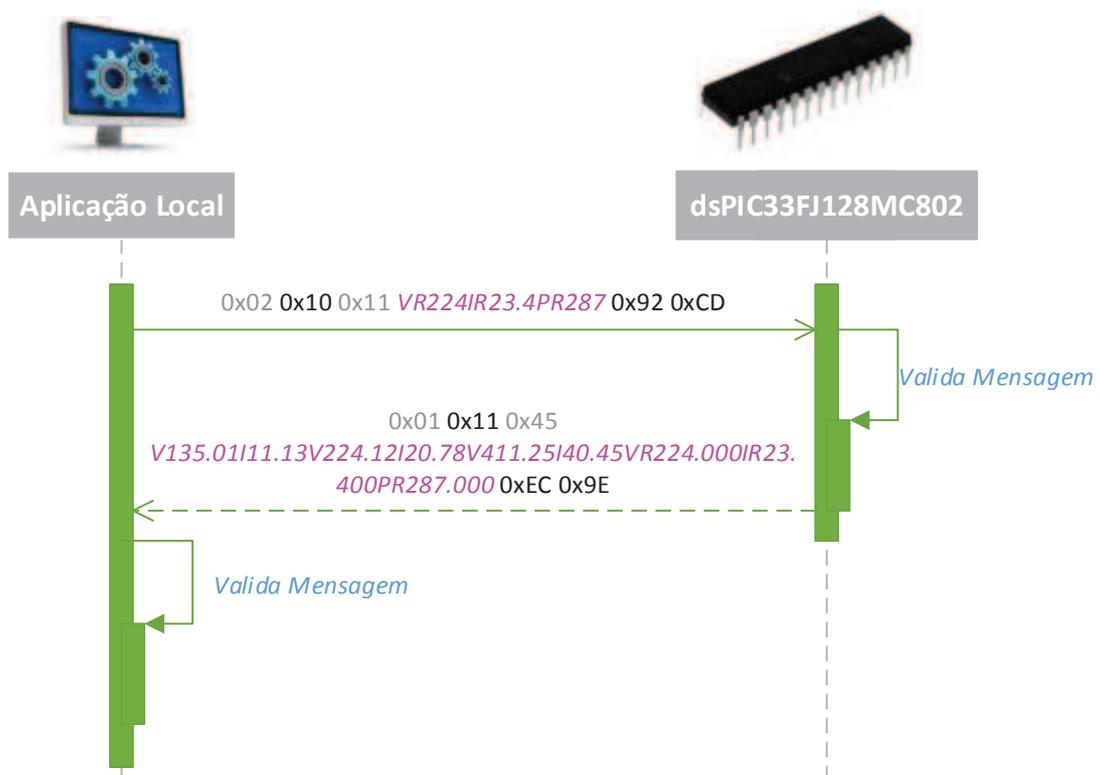


Figura A.3: Diagrama da sequência da comunicação por RS-232 entre mC e a aplicação local



## Apêndice B

# Comunicação por I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup>

O protocolo I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> é uma comunicação Multi-Mestre num barramento série, isto é, mais do que um dispositivo pode ser conectado ao barramento e ser capaz de o controlar. Foi um protocolo desenvolvido pela *Philips Electronics*.

No protocolo I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> é somente necessário duas linhas bi-direccionais para efetuar a troca de informação entre dispositivos ligados ao barramento. Trata-se da linha de dados, *Serial Data* (SDA), e a linha de relógio, *Serial Clock* (SCL). Cada linha é ligada a V<sub>DD</sub> por uma resistência de *pull up*, de modo a ser possível a comutação de tensão para a informação ser transmitida. A figura B.1 ilustra uma ligação I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> típica entre dois equipamentos [57].

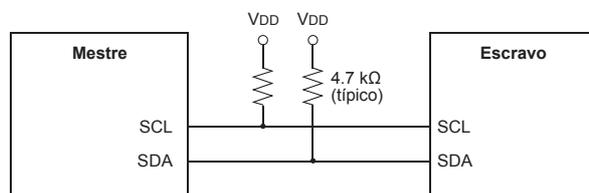


Figura B.1: Conexão típica em I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> [57]

Cada dispositivo que respeite o protocolo I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> é identificado com um endereço de 7 bits. O dispositivo que inicia a comunicação é denominado de Mestre. O Mestre controla o sinal de relógio. Cada dispositivo que o Mestre possa endereçar é denominado de Escravo. A geração do sinal de relógio no barramento I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> é sempre efetuada pelos dispositivos Mestre; cada Mestre gera o seu próprio sinal de relógio quando está a transmitir dados.

Os dados no barramento I<sup>2</sup>C<sup>TM</sup> podem ser transferidos em três modos:

1. Modo *Standard*: 100 kbps;
2. Modo rápido: 400 kbps;
3. Modo ultra-rápido: 3.4 Mbps;

O número máximo de nodos é obviamente limitado pelo número de endereços que se pode atribuir, e também pela capacidade do barramento de 400 pF [57].

## B.1 Comunicação

O Mestre inicia a comunicação ao emitir uma condição *Start* seguida dos 7 bits exclusivos de endereço (byte de controlo) do dispositivo que pretende aceder. O oitavo bit especifica se o Escravo vai receber (0) ou transmitir (1). Após a recepção dos endereços, todos os CIs no barramento I<sup>2</sup>C™ comparam com o seu próprio endereço. Se o endereço não corresponder, o dispositivo aguarda pela recepção de uma condição *Stop*. Se o endereço corresponder um sinal de *ACKNOWLEDGE* é gerado pelo Escravo [57; 58].

A seguir à confirmação do endereço, devido ao sinal de *ACKNOWLEDGE* originário do Escravo, o Mestre continua com a transmissão de informação. Se uma operação de escrita foi pedida, o Mestre transmite os dados, com o Escravo a gerar o sinal de *ACKNOWLEDGE* por cada byte de dados. Se o Mestre ordenou uma operação de leitura, ele liberta a linha de dados para receber os dados enviados pelo Escravo. Por cada byte recebido, o Mestre gera a condição de *ACKNOWLEDGE* no barramento. No último byte recebido a condição é omitida. O Mestre termina todas as operações ao gerar no barramento uma condição *Stop*. O Mestre também pode abortar a transferência de dados em qualquer momento ao gerar a mesma condição *Stop* [57; 58].

## B.2 Características do barramento I<sup>2</sup>C™

A figura B.2 mostra os diferentes estados do barramento no protocolo I<sup>2</sup>C™.

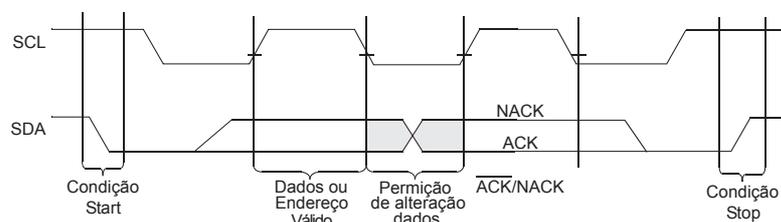


Figura B.2: Estados do barramento do protocolo I<sup>2</sup>C™ [57]

Os estados podem ser os seguintes [57]:

**B.2.0.0.1 Barramento inativo** Tanto a linha de dados como a de relógio mantêm-se a “1” após uma condição *Stop* e antes de uma condição *Start*.

**B.2.0.0.2 Condição *Start*** Após o barramento estar no estado inativo, uma transição de “1” para “0” na linha de dados enquanto a linha do sinal de relógio está a “1” determina uma condição *Start*.

**B.2.0.0.3 Condição *Stop*** Uma transição de “0” para “1” na linha de dados enquanto a linha do sinal de relógio está a “1” define uma condição *Stop*.

**B.2.0.0.4 Dados válidos** Durante a transferência de dados, os dados devem alterar-se durante o período a “0” do sinal de relógio, ou seja, a linha de dados tem que se manter inalterada sempre que a linha de relógio esteja “1”. Qualquer alteração na linha de dados enquanto o sinal de relógio está a “1” será interpretado como uma condição *Start* ou *Stop*.

**B.2.0.0.5 Condição *ACKNOWLEDGE*** Cada dispositivo quando endereçado tem que gerar um sinal de *ACKNOWLEDGE* por cada byte recebido. O Mestre gera um pulso de relógio extra associado ao bit de *ACKNOWLEDGE*. O dispositivo que gera o *ACKNOWLEDGE* força a linha de dados a “0” durante o pulso de relógio do mesmo.

### B.3 Mensagens entre mC e EEPROM

Como referido no capítulo 5 o mC comunica com a EEPROM para salvaguardar o valor das referências do sistema, caso este tenha um *Reset* forçado.

O mC recebe as referências do sistema quando a aplicação faz o pedido de dados do sistema por RS-232. Na recepção o mC verifica se as referências enviadas são diferentes das que ele tem assumidas no momento. Em caso positivo, ele guarda os valores na EEPROM ao fazer uma operação de escrita por I<sup>2</sup>C™ do conteúdo da seguinte forma: “VR2x.xxIR2x.xxPR2x.xx”.

A interpretação dos dados contidos na EEPROM pelo mC é feita por uma operação de leitura I<sup>2</sup>C™.

Nesta comunicação I<sup>2</sup>C™, o mC assume o papel de Mestre e a EEPROM o de Escravo. A figura B.3 ilustra a leitura de um byte da EEPROM através de uma mensagem I<sup>2</sup>C™.

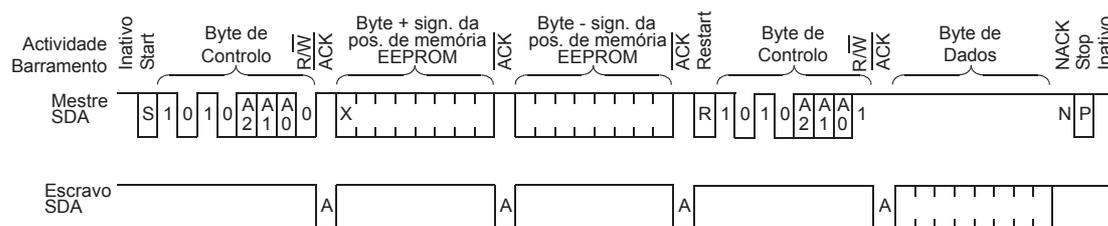


Figura B.3: Mensagem I<sup>2</sup>C™ de leitura de um byte a partir da EEPROM [57]

A comunicação com a EEPROM usada, *24FC1025*, tem as seguintes indicações:

- Os primeiros 7 bits do byte de controlo tem o formato “1010000”. Pela ficha de dados do fabricante, o 5<sup>o</sup> bit, A2, define o segmento de memória que se está a aceder da EEPROM, uma vez que esta tem dois segmentos de 64 kbytes. O 6<sup>o</sup> e o 7<sup>o</sup> bit, A1 e A0, definem o endereço da EEPROM, já que é possível aceder até 4 EEPROMs no mesmo barramento I<sup>2</sup>C™ [45]. Os bits descritos não tiveram grande importância na sua definição pois a quantidade de dados a manipular é baixa.
- Por se tratar duma EEPROM com segmentos de 65536 bytes, são necessários dois bytes para endereçar uma determinada posição de memória (gama 0x0000 a 0xFFFF) [45]. Logo após o envio do byte de controlo é enviado o byte mais significativo do endereço e de seguida o byte menos significativo. Neste caso a posição de memória inicial para leitura e escrita foi a 0x0000 por uma questão de simplicidade.



## Apêndice C

# Esquemas Elétricos

Neste apêndice apresenta-se os esquemas elétricos do equipamento utilizado na elaboração do protótipo.

Na figura C.1 visualiza-se o circuito de potência responsável pela regulação do sistema. Na figura C.2 expõe-se os componentes que permitem a ligação com a aplicação local. Na figura C.3 observa-se o circuito das *drives* de comutação dos semicondutores. Na figura C.4 ilustra o circuito que permite obter a fonte isolada necessária na *drive* de comutação. Na figura C.5 visualiza-se a alimentação do mC bem como os pinos de ligação envolventes no protótipo. A figura C.6 apresenta a montagem da EEPROM de auxílio do sistema. Por fim,, a figura C.7 expõe a montagem dos sensores usados na transdução de sinais com as respectivas ligações.

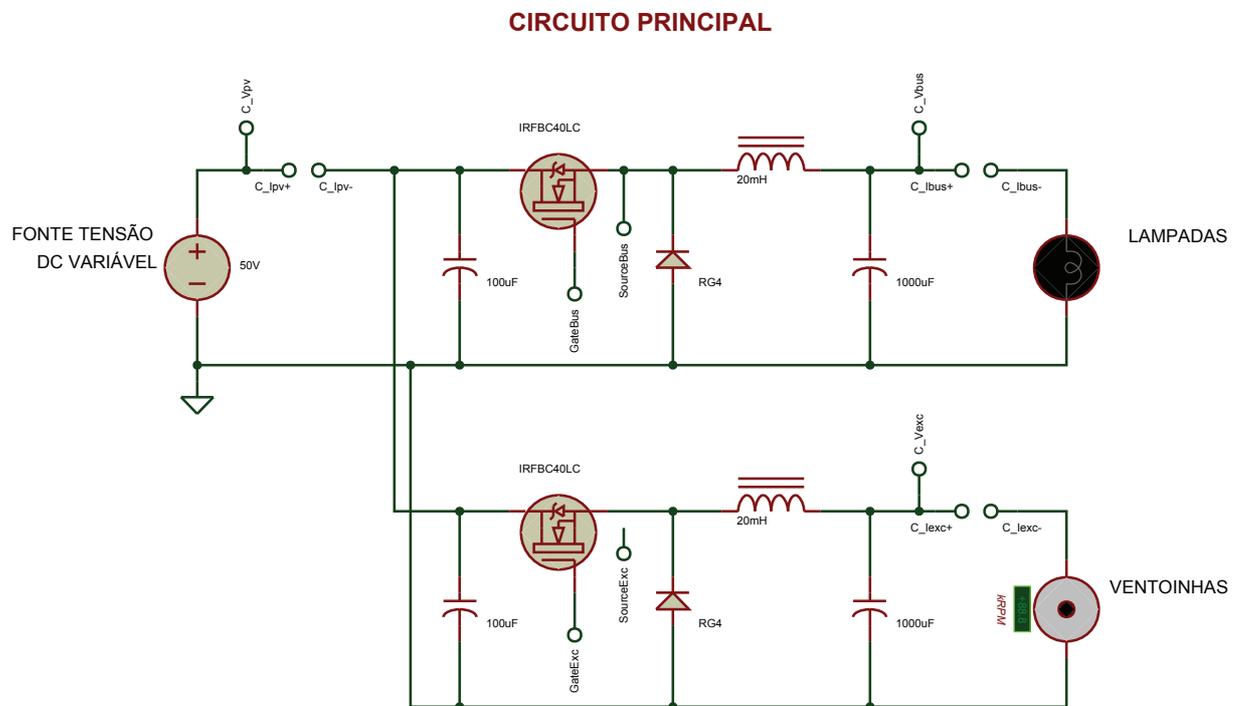


Figura C.1: Circuito de potência da implementação

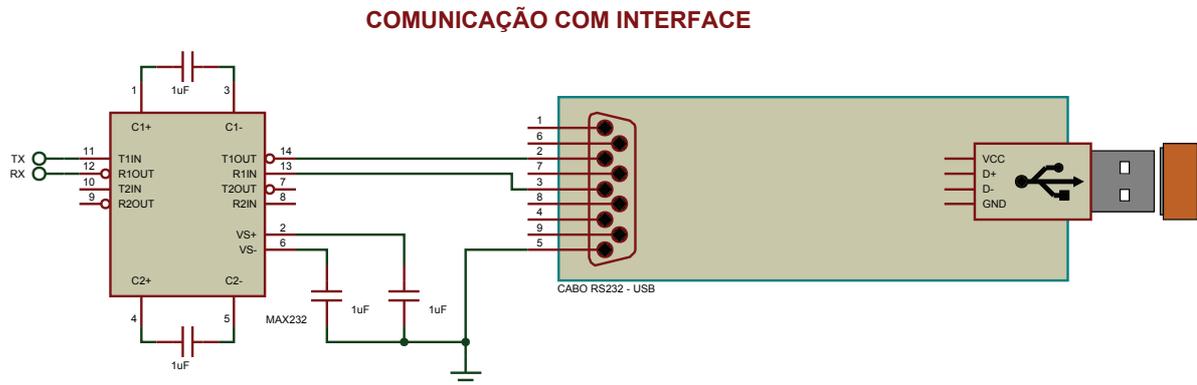


Figura C.2: Esquema de ligações com a aplicação local

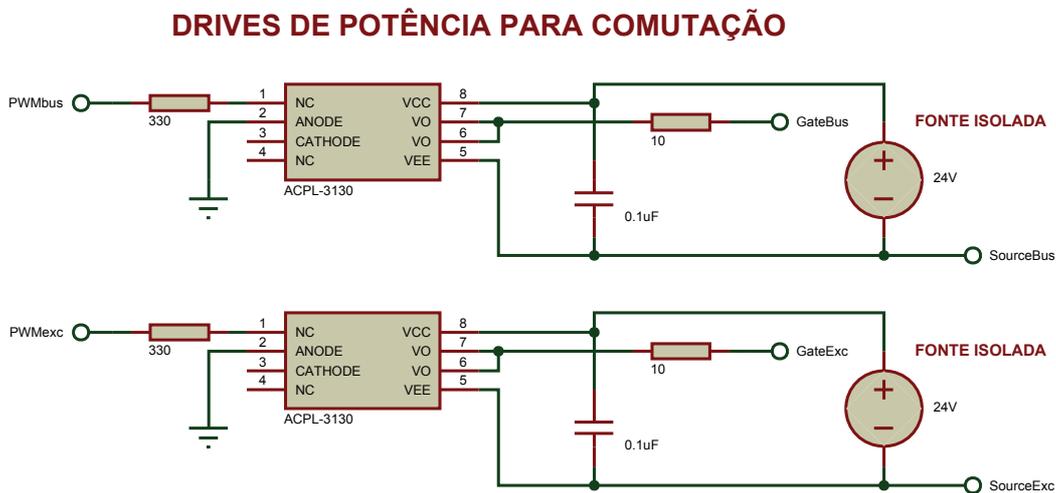


Figura C.3: Esquema elétrico da *drive* de potência dos comutadores

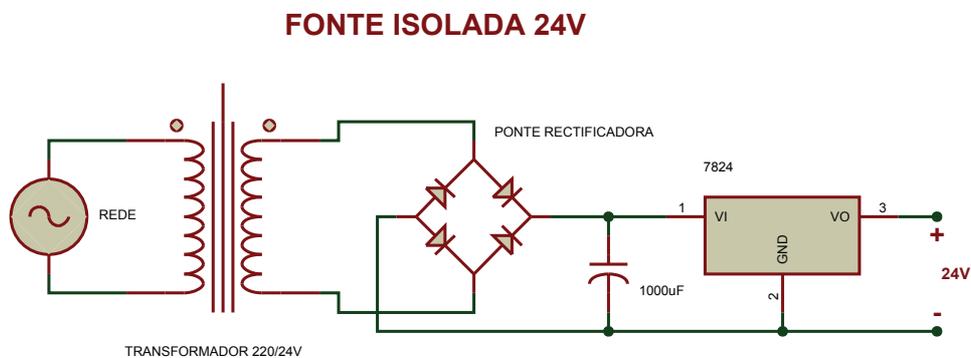


Figura C.4: Esquema elétrico de elaboração da fonte isolada

### MICROCONTROLADOR

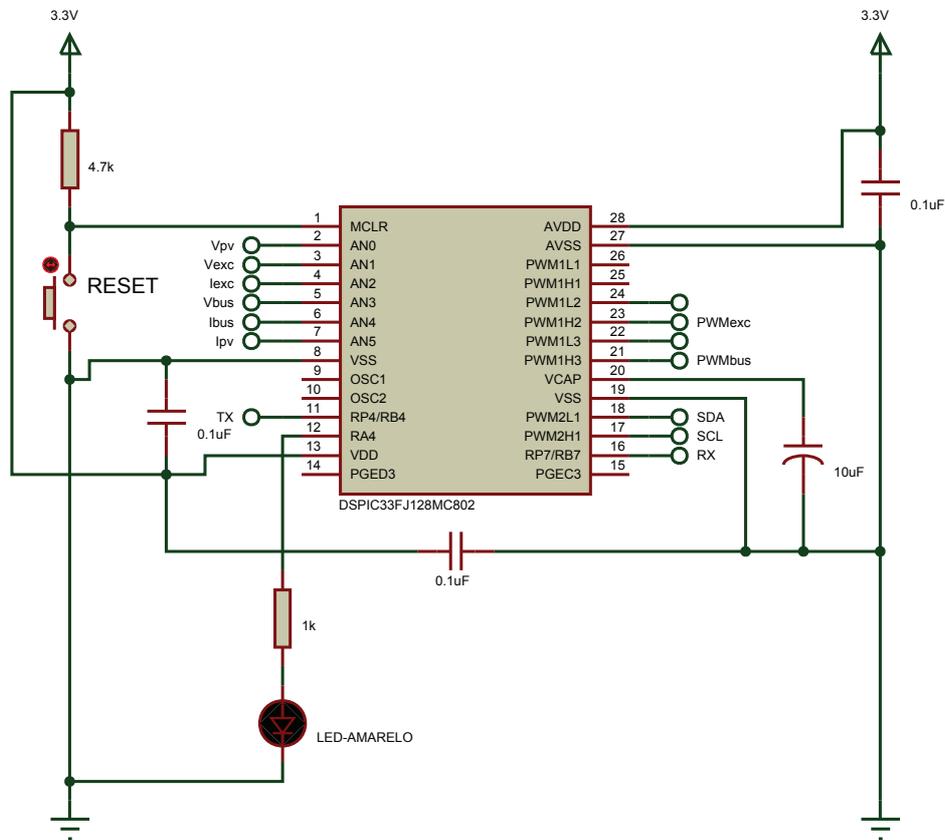


Figura C.5: Circuito de ligação do mC

### EEPROM

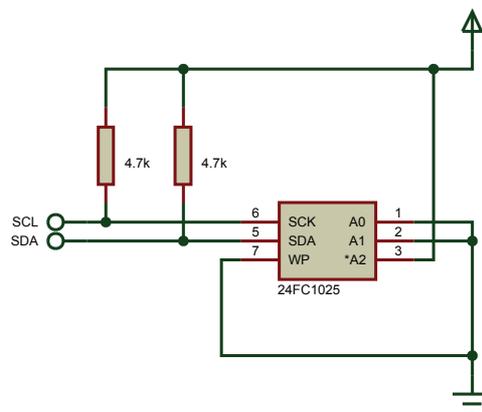


Figura C.6: Circuito da EEPROM de dados

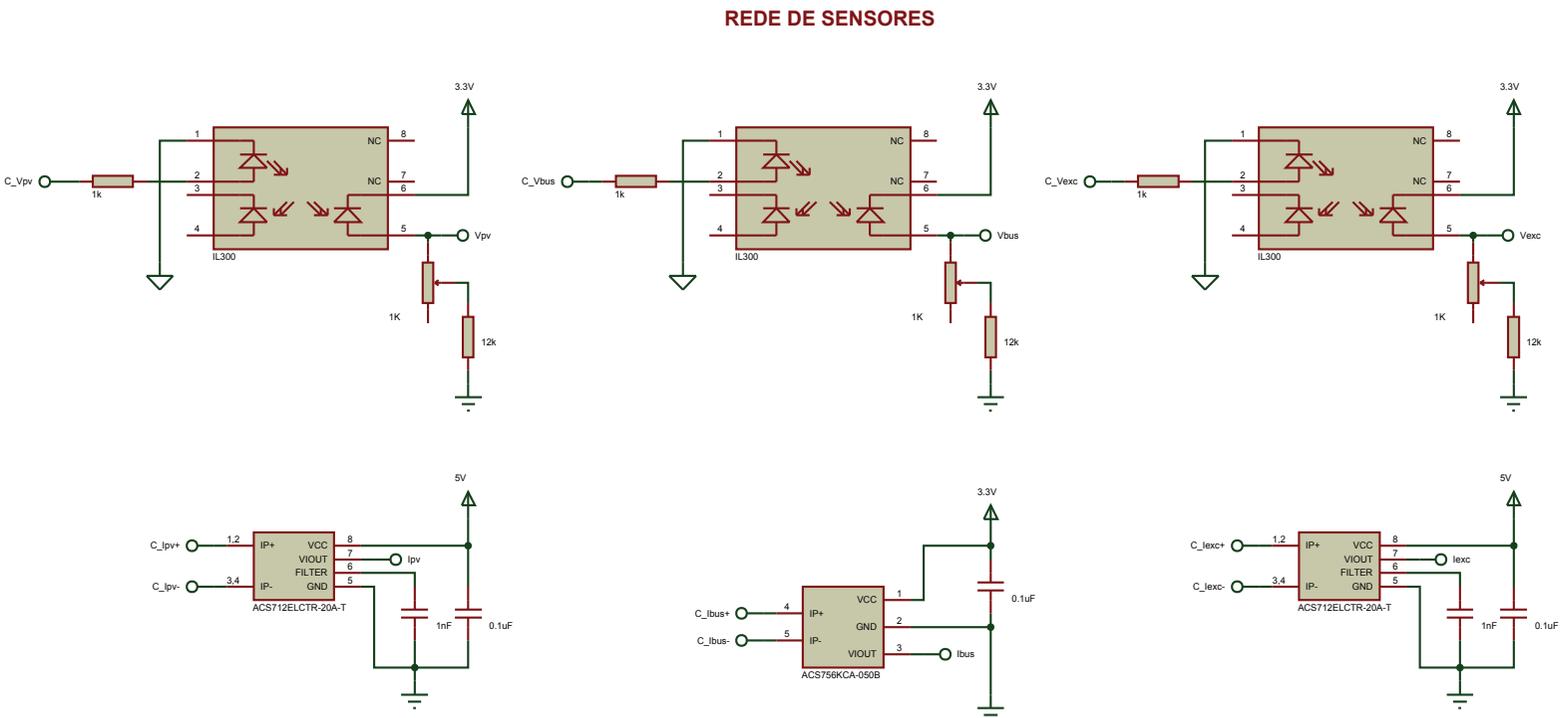


Figura C.7: Circuito de sensores

## Apêndice D

# Código C implementado no mC

Neste apêndice pretende-se exibir partes de código utilizado na configuração e realização de determinada tarefa do mC dsPIC33FJ128MC802. Como já mencionado, a linguagem C foi a utilizada para esse fim. O código apresentado nas secções deste apêndice prende-se com obtenção das A/Ds, módulo UART, comunicação I<sup>2</sup>C™ e gerador PWM no que diz respeito às definições do dsPIC33FJ128MC802 e porções de código usado nos algoritmos de controlo.

### D.1 Código de algoritmos de controlo

```
/**
 * @brief Implementação do algoritmo PID
 *
 * @param u – ponteiro que contém os valores de output
 * @param e – ponteiro que contém os valores erro
 * @param Kp – ganho proporcional
 * @param Ki – ganho integral
 * @param Kd – ganho derivativo
 */
void controloPID(float * u, float * e, float Kp, float Ki, float Kd)
{
    // PID:
    u[0]=u[1]+Kp*(e[0]-e[1])+Ki*e[0]+Kd*(e[0]-2*e[1]+e[2]);

    // Valores num intervalo razoável
    saturacao(u,0,100);

    // Propagação
    u[1]=u[0];
    e[1]=e[0];
    e[2]=e[1];
}

/**
 * @brief Função que limita o valor de uma constante dentro de um intervalo
 *
 * @param u – ponteiro que contém os valores de output
 * @param v_min – valor inferior do intervalo
 * @param v_max – valor superior do intervalo
 */
```

```

void saturacao(float * u, float v_min, float v_max)
{
    // Limites
    if(u[0]>v_max) u[0]=v_max;
    if(u[0]<v_min) u[0]=v_min;
}

/**
 * @brief Determina o grau de associação (veracidade) duma determinada
 * função de associação de um termo linguístico
 *
 * @param mf – ponteiro que contém os valores que definem a função de
 * associação trapezoidal e o próprio grau de veracidade inerente à
 * função
 * @param input_value – entrada nítida do sistema
 */
void compute_degree_of_membership(membfunc_type * mf, float input_value)
{
    float delta_1, delta_2;
    delta_1=input_value - mf->point1;
    delta_2=mf->point2 - input_value;

    if((delta_1<=0)|| (delta_2<=0))mf->value=0;
    else
    {
        mf->value=min((mf->slope1*delta_1),(mf->slope2*delta_2));
        mf->value=min(mf->value,UPPER_LIMIT);
    }
}

/**
 * @brief Calcula a área do trapézio abaixo do grau de veracidade duma
 * determinada função de associação trapezoidal
 *
 * @param mf – ponteiro que contém os valores que definem a função de
 * associação trapezoidal e o próprio grau de veracidade inerente à
 * função
 *
 * @return o valor da área do trapézio
 */
float compute_area_of_trapezoid(membfunc_type * mf)
{
    float run_1, run_2, area, top;
    float base;

    base=mf->point2 - mf->point1;
    run_1=mf->value / mf->slope1;
    run_2=mf->value / mf->slope2;
    top=base - run_1 - run_2;
    area=mf->value*(base+top)/2;

    return area;
}

```

## D.2 Módulo de conversões analógicas-digitais

```
/**
```

```

* @brief Inicializa o módulo de conversões analógicas-digitaís
*/
void initADC(void)
{
    // 1.
    _AD12B=0;    // 10-bit mode
    // 2.
    _VCFG2=0;    // ADREF+ is AVDD and ADREF- is AVSS
    _VCFG1=0;
    _VCFG0=0;
    // 3.
    _ADRC=0;    // Clock derived from system clock

    _ADCS7=0;    // TAD = 64.TCY
    _ADCS6=0;
    _ADCS5=1;
    _ADCS4=1;
    _ADCS3=1;
    _ADCS2=1;
    _ADCS1=1;
    _ADCS0=1;
    // 4.
    _PCFG5=0;    // AN0, AN1, AN2, AN3, AN4 and AN5 are analog inputs
    _PCFG4=0;
    _PCFG3=0;
    _PCFG2=0;
    _PCFG1=0;
    _PCFG0=0;
    // 5.
    _ALTS=1;    // Uses channel input selects for Sample A on first sample
                // and Sample B on next sample

    // Sample A
    _CH0NA=0;    // Channel 0 negative input is VREF-
    _CH0SA4=0;    // Channel 0 positive input is AN0
    _CH0SA3=0;
    _CH0SA2=0;
    _CH0SA1=0;
    _CH0SA0=0;

    _CH123NA1=0; // CH1, CH2, CH3 negative input is VREF-
    _CH123NA0=0;
    _CH123SA=1;  // CH1 positive input is AN3, CH2 positive input is AN4
                // , CH3 positive input is AN5

    // Sample B
    _CH0NB=0;    // Channel 0 negative input is VREF-
    _CH0SB4=0;    // Channel 0 positive input is AN0
    _CH0SB3=0;
    _CH0SB2=1;
    _CH0SB1=0;
    _CH0SB0=1;

    _CH123NB1=0; // CH1, CH2, CH3 negative input is VREF-
    _CH123NB0=0;
    _CH123SB=0;  // CH1 positive input is AN0, CH2 positive input is AN1
                // , CH3 positive input is AN2
    // 6.

```

```

    _CHPS1=1;    // Multi-Channel (CH0-CH3)
    _CHPS0=1;
    // 7.
    _SIMSAM=1;   // Simultaneous Sampling

    _CSS5=1;    // AN0, AN1, AN2, AN3, AN4 and AN5 for input scan
    _CSS4=1;
    _CSS3=1;
    _CSS2=1;
    _CSS1=1;
    _CSS0=1;
    // 8.
    _ASAM=1;    // Auto Sampling
    // 9.
    _SSRC2=1;   // Automatic Trigger
    _SSRC1=1;
    _SSRC0=1;

    _SAMC4=1;   // Sampling Time: 31 TAD
    _SAMC3=1;
    _SAMC2=1;
    _SAMC1=1;
    _SAMC0=1;
    // 10.
    _FORM1=0;   // Unsigned integer
    _FORM0=0;
    // 11.
    _SMPI3=0;   // Increments the DMA address after completion of every 2
    _SMPI2=0;   // sample/conversion operation
    _SMPI1=0;
    _SMPI0=1;
    // 12.
    _DMABL2=0;  // Allocates 1 word of buffer to each analog input
    _DMABL1=0;
    _DMABL0=0;
    // 13.
    // 14.
    // 15.

    _ADDMABM=1; // DMA buffer written in order of conversion
    _BUFM=0;    // Always starts filling buffer at address 0x0

    // 16.
    _ADON=1;   // Turn on ADC module
}

/**
 * @brief Configuração do Canal DMA0 da dsPIC33 para obter o resultados das
 *        ADC
 */
void configDMA0 (void)
{
    _AMODE1 = 0; // Register Indirect with Post-Increment mode
    _AMODE0 = 0;
    DMA0CONbits.MODE1 = 0; // Continuous, Ping-Pong modes disabled
    DMA0CONbits.MODE0 = 0;

    _DIR=0;      // Read from peripheral address, write to DMA RAM address

```

```

    _HALF=0;    // Initiate interrupt when all of the data has been moved
    _SIZE=0;    // Word

    DMA0PAD = (int)&ADC1BUF0;    // Point DMA 0 to ADC1BUF0
    DMA0CNT = (8-1);

//    unsigned int addr = (unsigned int) &_DMA_BASE;
    DMA0STA=0x0000;

    _IRQSEL6=0; //ADC1 ? ADC1 Convert Done
    _IRQSEL5=0;
    _IRQSEL4=0;
    _IRQSEL3=1;
    _IRQSEL2=1;
    _IRQSEL1=0;
    _IRQSEL0=1;

    _CHEN = 1;    // Channel 0 Enabled
}

/**
 * @brief Determina o valor da grandeza medida pelo módulo ADC
 *
 * @param ganho - ponteiro que contém os dados da recta de conversão
 * @param valor - número determinado após a ADC
 * @param Vreal - ponteiro que assumirá o valor da grandeza calculada
 */
void convADC(float * ganho, int valor, float * Vreal)
{
    Vreal[0]=(float) 3.270000/1023* valor*ganho[0]+ ganho [1];

    Vreal[0]=( Vreal[0]+ Vreal [1]*3) /4;

    Vreal[1]= Vreal [0];
}

```

### D.3 Módulo PWM

```

/**
 * @brief Inicializa o módulo PWM da dsPIC33
 */
void initPWM(void)
{
    P1TCONbits.PTEN=0;

    /* PWM time base operates in a Up/Down Count Mode */
    _PTMOD1=1;
    _PTMOD0=0;

    /* PWM time base input clock period is TCY (1:1 prescale) */
    /* PWM time base output post scale is 1:1 */
    _PTCKPS1 = 0;
    _PTCKPS0 = 0;
    _PTOPS3 = 0;
    _PTOPS2 = 0;
    _PTOPS1 = 0;
    _PTOPS0 = 0;
}

```

```

/* Choose PWM time period based on input clock selected */
P1TPER=PWMper;

/* PWM I/O pin controlled by PWM Generator */
P1OVDCONbits.POVD1H=1;
P1OVDCONbits.POVD1L=1;
_POVD2H=1;
_POVD2L=1;
_POVD3H=1;
_POVD3L=1;

/* PWM I/O pairs 1 to 3 are in complementary mode */
/* PWM pins are enabled for PWM output */
_PMOD1 = 0;
_PMOD2 = 0;
_PMOD3 = 0;
_PEN1H = 1;
_PEN1L = 1;
_PEN2H = 1;
_PEN2L = 1;
_PEN3H = 1;
_PEN3L = 1;

/* Define Duty Cycle */
P1DC1 = 0;
P1DC2 = 0;
P1DC3 = 0;

/* Immediate update of PWM enabled */
_IUE = 0;

_UDIS=0;
/* PWM Time Base Timer Enable */
P1TCONbits.PTEN=1;
}

/**
 * @brief Define o duty cycle dos diferentes canais PWM
 *
 * @param percent1 - duty cycle do canal 1
 * @param percent2 - duty cycle do canal 2
 * @param percent3 - duty cycle do canal 3
 */
void changeDC(float percent1, float percent2, float percent3)
{
    int dc1, dc2, dc3;

    if(percent1 >=100.000000)
    {
        dc1=PWMper*2+10;
    }
    else
    {
        dc1=(percent1*PWMper*2)/100;
    }

    if(percent1 >=100.000000)

```

```

    {
        dc2=PWMper*2+10;
    }
    else
    {
        dc2=(percent2*PWMper*2)/100;
    }

    if(percent1 >=100.000000)
    {
        dc3=PWMper*2+10;
    }
    else
    {
        dc3=(percent3*PWMper*2)/100;
    }

    P1DC1 = dc1;
    P1DC2 = dc2;
    P1DC3 = dc3;
}

```

## D.4 Módulo UART

```

/**
 * @brief Inicializa o módulo UART da dsPIC33
 */
void initUART(void)
{
    /* CONFIGURAÇÕES DE TRANSMISSÃO USART*/
    /* 1. Initialize the UxBRG register for the appropriate Baud rate */
    _BRGH=0;
    _UIBRG=125;//11; // For Fcy=7.7175MHz/2 and 19200 bits/s

    /* 2. Set the number of data bits, number of Stop bits, and parity
       selection
       * by writing to the PDSEL<1:0> (UxMODE<2:1>) and STSEL (UxMODE<0>)
       bits */
    _PDSEL1=0;
    _PDSEL0=0; // For 8-bit data, no parity
    _STSEL=0; // 1 Stop bit

    /* CONFIGURAÇÕES DE RECEPÇÃO USART*/
    /* 1. Ponto comum ao ponto 1 das configurações da transmissão */

    /* 2. Ponto comum ao ponto 2 das configurações da transmissão */

    /* 3. If interrupts are desired, set the UxRXIE bit in the
       corresponding
       * Interrupt Enable Control register (IEC) */
    _URXISEL1=0; // Interrupt flag bit is set when a character is
    received
    _URXISEL0=0;

    /* 4. Ponto comum ao ponto 4 das configurações da transmissão */

    /* 5. */
}

```

```

    /* 4. Enable the UART module by setting the UARTEEN bit (UxMODE<15>) */
    _UARTEEN=1; // UART1 is enabled;

    /* 5. Enable the transmission by setting the UTXEN bit (UxSTA<10>),
       which
       * will also set the UxTXIF bit */
    _UTXEN=1; // UARTx transmitter enabled; UxTX pin is controlled by
    UARTx (if UARTEEN = 1)
}

/**
 * @brief Envia uma mensagem pelo módulo UART da dsPIC33
 *
 * @param tamanho - número de bytes da mensagem
 * @param buf - buffer de dados a enviar
 * @param function - função da mensagem
 */
void SendFeedback(int tamanho, char * buf, char function)
{
    int i;
    char buffer [200];

    // endereço do master MODBUS
    buffer [0]=END_PC;

    // função
    buffer [1]=function;

    // tamanho dos dados
    buffer [2]=tamanho;

    // dados
    for (i=0;i<tamanho;i++)
    {
        buffer [3+i]=buf [ i ];
    }

    // CRC16
    CalcCRC16 (buffer ,3+tamanho);

    // Envia os elementos da mensagem,
    // incluindo os dois últimos relativos ao CRC
    for (i=0;i<3+tamanho+2;i++)
    {
        while(!_UTXBF); /* wait if the buffer is full */
        UTXREG = buffer [i]; /* transfer data word to TX reg */
    }

    for (i=0;i<3+tamanho+2;i++)
    {
        buffer [i]='\0';
    }
}

/**
 * @brief Função de validação da mensagem recebida pelo módulo UART da
 * dsPIC33

```

```

*
* @param msg - buffer que contém os bytes da mensagem
* @param tam - tamanho da mensagem recebida
*
* @return 1 se é válida, 0 caso contrário
*/
int validMsg(char * msg, int tam)
{
    char bf[30];

    int n, valido;

    for(n=0;n<tam;n++)
    {
        bf[n]=msg[n];
    }

    // Cálculo do CRC16 da mensagem recebida
    CalcCRC16(bf, tam);

    if(bf[tam]==msg[tam]&&bf[tam+1]==msg[tam+1]){valido=1;}
    else{valido=0;}

    return valido;
}

/**
* @brief Função do algoritmo de CRC16
*
* @param buffer - buffer que contém os bytes para o cálculo
* @param len - número de bytes do buffer a serem incorporados no algoritmo
*
* @return 1 se é válida, 0 caso contrário
*/
void CalcCRC16(char * buffer, int len)
{
    // variáveis locais
    unsigned int Crc;
    unsigned char n, m, x;

    // inicialização valor CRC
    Crc=0xFFFF;
    m=len;
    x=0;

    // loop de todos os bytes
    while(m>0)
    {
        Crc^=buffer[x]; // operação "Xor", só é 1 quando sao
                        diferentes

        // loop de todos os bits de cada byte
        for(n=0;n<8;n++)
        {
            if(Crc&1)
            {
                Crc>>=1;
                Crc^=0xA001;
            }
        }
    }
}

```

```

        }
        else
        {
            Crc>>=1;
        }
    }
    m--;
    x++;
}

// resultado
buffer [ len +1]=(Crc>>8)&0xFF;
buffer [ len]=Crc&0xFF;
}

```

## D.5 Módulo I<sup>2</sup>C™

```

/**
 * @brief Inicializa o modulo de comunicação I2C
 */
void initI2C(void)
{
    /* Set baudrate*/
    I2C1BRG=93;//33
    /* Enables the I2Cx module and configures the SDAx and SCLx pins as
       serial port pins */
    _I2CEN=1;
    _I2CSIDL=0; // Continue module operation in Idle mode
    _SCLREL=0; // Hold SCLx clock low (clock stretch)
    _IPMIEN=0; // IPMI Support mode disabled
    /* I2CxADD register is a 7-bit slave address */
    _A10M=0;
    _DISSLW=1; // Slew rate control disabled
    _SMEN=1; // Enable I/O pin thresholds compliant with SMBus
              specification
    _GCEN=0; // General call address disabled
    _STREN=0; // Disable user software or receive clock stretching
    _ACKDT=1; // Send NACK during Acknowledge
    _ACKEN=0; // Acknowledge sequence not in progress
    _RCEN=0; // Receive sequence not in progress
    _PEN=0; // Stop condition not in progress
    _RSEN=0; // Repeated Start condition not in progress
    _SEN=0; // Start condition not in progress
}

/**
 * @brief Rotina de espera enquanto o barramento I2C está activo
 */
void IdleI2C(void)
{
    /* Wait until I2C Bus is Inactive */
    while(_SEN || _RSEN || _PEN || _RCEN || _ACKEN || _TRSTAT);
}

/**
 * @brief O Master envia um byte por I2C
 */

```

```

* @param data_out - byte a enviar
*
* @return -1 se houve colisão; -2 se não se recebe o ACK e 0 em caso de
* sucesso
*/
char MasterWriteI2C(char data_out)
{
    I2C1TRN = data_out;

    if(!_IWCOL) /* If write collision occurs,return -1 */
        return -1;
    else
    {
        while(!_TRSTAT); // wait until write cycle is complete
        IdleI2C(); // ensure module is idle
        if (_ACKSTAT) // test for ACK condition received
            return (-2);
        else return (0); // if WCOL bit is not set
        return non-negative #
    }
}

/**
* @brief O Master envia um buffer de dados por I2C
*
* @param wrptr - ponteiro que aponta para o buffer de dados
*
* @return -3 se houve colisão e 0 em caso de sucesso
*/
unsigned int MasterputsI2C(char * wrptr)
{
    while(*wrptr) //transmit data until null char
    {
        if(MasterWriteI2C(*wrptr) == -1) // write a byte
            return -3; //return with write collision
            error

        while(!_TBF); //Wait till data is transmitted.

        while (!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
        _MI2C1IF = 0; // Clear interrupt flag
        while (_ACKSTAT);

// IdleI2C();
        wrptr++;
    }
    return 0;
}

/**
* @brief Escrever dados na EEPROM
*
* @param buffer - ponteiro que aponta para o buffer de dados
* @param add_byte - endereço inicial de escrita na EEPROM
* @param size_buffer - número de bytes do buffer a escrever
*
*/
void WriteEEPROM(char * buffer, int add_byte, int size_buffer)

```

```

{
    // Enviar um sinal de "Start"
    while(1)
    {
        _SEN=1;
        while(_SEN);    // Confirmação local

        _MI2C1IF=0;

        // Envio do endereço e do bit de write
        MasterWriteI2C(0 b10100000);

        while(_TBF);

        while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
        _MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
        if(!_ACKSTAT) break;
    }

    // Envio do endereço e do bit de write
    MasterWriteI2C(add_byte>>8);

    while(_TBF);

    while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
    _MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
    while(_ACKSTAT);

    // Envio do endereço e do bit de write
    MasterWriteI2C(add_byte&0xFF);

    while(_TBF);

    while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
    _MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
    while(_ACKSTAT);

    MasterputsI2C(buffer);

    // Transição de fim de mensagem "Stop"
    _PEN=1;
    while(_PEN);    // Confirmação local
}

/**
 * @brief Ler dados da EEPROM
 *
 * @param buffer - ponteiro que aponta para o buffer de recepção de dados
 * @param add_byte - endereço inicial de leitura na EEPROM
 * @param size_buffer - número de bytes do buffer a ler
 */
void ReadEEPROM(char * buffer, int add_byte, int size_buffer)
{
    char n_res;
    // Enviar um sinal de "Start"
    while(1)
    {

```

```

    _SEN=1;
    while(_SEN);    // Confirmação local

    _MI2C1IF=0;

    // Envio do endereço e do bit de write
    n_res=MasterWriteI2C(0b10100000);

    while(_TBF);

    while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
    _MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
    if(!_ACKSTAT) break;
}
// Envio do endereço e do bit de write
MasterWriteI2C(add_byte>>8);

while(_TBF);

while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
_MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
while(_ACKSTAT);

// Envio do endereço e do bit de write
MasterWriteI2C(add_byte&0xFF);

while(_TBF);

while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
_MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
while(_ACKSTAT);

// Enviar o "Restart"
_RSEN=1;
while(_RSEN);    // Confirmação local

// Envio do endereço e do bit de write
MasterWriteI2C(0b10100001);

while(_TBF);

while(!_MI2C1IF); // Wait for 9th clock cycle
_MI2C1IF = 0;    // Clear interrupt flag
while(_ACKSTAT);

MastergetsI2C(size_buffer, buffer, 152);

// Transição de fim de mensagem "Stop"
_PEN=1;
while(_PEN);    // Confirmação local
}

/**
 * @brief O Master guarda os dados recebidos por I2C
 *
 * @param length – número de dados que se quer guardar
 * @param rdptr – ponteiro que aponta para o buffer de recepção de dados
 * @param i2c_data_wait – tempo de espera

```

```

*
* @return número de dados por receber
*/
unsigned int MastergetsI2C(unsigned int length, char * rdptr, unsigned int
    i2c_data_wait)
{
    int wait = 0;
    while(length) /* Receive length bytes */
    {
        _RCEN = 1;
        while(!DataRdyI2C())
        {
            if(wait < i2c_data_wait)
                wait++;
            else
                return(length); /* Time out,
                return number of byte/word to be
                read */
        }
        wait = 0;
        *rdptr = I2CRCV; /* save byte received */
        rdptr++;
        length--;
        if(length == 0) /* If last char, generate NACK
            sequence */
        {
            _ACKDT = 1;
            _ACKEN = 1;
        }
        else /* For other chars, generate ACK
            sequence */
        {
            _ACKDT = 0;
            _ACKEN = 1;
        }
        while(_ACKEN == 1); /* Wait till ACK/NACK sequence
            is over */
    }
    /* return status that number of bytes specified by length was received
    */
    return 0;
}

/**
* @brief Função que indica se existe dados I2C para ler
*
* @return estado de recepção de byte de dados
*/
char DataRdyI2C(void)
{
    return I2CSTATbits.RBF;
}

```