

Sónia Maria Vaz Semedo

GESTÃO DE ENERGIA EM REDES DE SENSORES SEM FIOS

Tese de Doutoramento em Engenharia Física, ramo de instrumentação, orientada pelo Doutor Francisco José de Almeida Cardoso e apresentada ao Departamento de Física da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Setembro de 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Sónia Maria Vaz Semedo

GESTÃO DE ENERGIA EM REDE DE SENSORES SEM FIOS

Tese de Doutoramento em Engenharia Física, ramo de instrumentação apresentada ao Departamento de Física da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra para obtenção do grau de Doutor
Orientador: Doutor Francisco José de Almeida Cardoso

Setembro de 2015

Este trabalho foi financiado pela Fundação da Ciência e Tecnologia e pela empresa ENEIDA Lda através de uma bolsa de doutoramento em empresas com referência SFRH/BDE/51607/2011.



Aos meus pais

Agradecimentos

Gostava de agradecer a todos aqueles que ao longo dos últimos anos tornaram este trabalho possível. Ao meu orientador, Doutor Francisco Cardoso, pela presença constante e disponibilidade que foram essenciais no decorrer deste trabalho. Ao Carlos Pina Teixeira por me ter aceitado para desenvolver a minha investigação na sua empresa, ENEIDA.

A nível institucional, gostaria de agradecer a Fundação para a Ciência e Tecnologia e a ENEIDA Lda pelo financiamento do doutoramento. Agradeço igualmente o apoio do Laboratório de Electrónica, do Laboratório de Informática e da Oficina Mecânica do Laboratório de Interação de Partículas, destacando o apoio prestado pelo Emanuel Rocha e pelo Nuno Lucas.

Agradeço aos colegas da empresa pelo companheirismo demonstrado ao longo dos últimos anos, em especial ao Luís Oliveira, ao Marcos Cordeiro, ao José Oliveira e ao Sérgio Faria. Ao João Antunes pela sua prontidão nas compras dos materiais necessários para os testes. Ao Carlos Azevedo e a Joana Faria devo um especial agradecimento pelas discussões sempre construtivas que tivemos durante os seus projectos de mestrado. Aos ex-colegas que passaram pela empresa e já voaram para novos rumos, mas que também me acompanharam nesta caminhada: o António Macedo e o Nuno Sousa; muito obrigada por tudo.

Por último mas não menos importante, agradeço a minha família, principalmente aos meus pais, ao meu filho e ao meu marido. A eles devo muito, pois proporcionaram-me as melhores condições que eu alguma vez poderia ter e sempre me apoiaram ao longo deste percurso.

Resumo

A energia é um recurso limitado em redes de sensores sem fios, pelo que uma gestão eficiente da energia disponível é crucial para aumentar o seu tempo de vida operacional. Assim, a gestão de energia em redes de sensores sem fios tem estado focada no desenvolvimento de mecanismos de activação sincronizada de nós “adormecidos” e de tecnologias de captação de energia do meio envolvente. O objectivo deste trabalho consistiu em explorar estas duas abordagens para criar condições de disponibilidade contínua de energia nos nós de redes sem fios: em primeiro lugar, explorando tecnologias de captação de energia de importantes fontes no meio envolvente: luz solar, diferenciais térmicos e campos electromagnéticos, e, também, cultivando métodos e tecnologias de despertar por radiofrequência (*wake-up radio*) como forma mais adequada de gerir as oportunidades de operação dos nós de uma rede, poupando energia no tempo restante.

São apresentados estudos e soluções realizadas no âmbito industrial, bem como os métodos e resultados da análise realizada para a sua validação. Assim, conseguiu-se:

- Uma solução baseada na captação de energia solar, com uma eficiência superior a 70% (desde a saída do painel fotovoltaico), capaz de suportar sensores e repetidores numa rede, acumulando energia correspondente a autonomias de 16 e 40 horas, respectivamente, numa aplicação de diagnóstico de seccionadores de alta-tensão em subestações de distribuição de electricidade;
- Uma solução de captação de energia de diferenciais térmicos, para suportar sensores de diagnóstico do estado de funcionamento de purgadores, em linhas industriais de distribuição de vapor, permitindo uma disponibilidade permanente de energia, mesmo para diferenças de temperatura de uns meros 20 °C;
- Uma solução de captação de energia de campos magnéticos gerados por correntes eléctricas intensas, para aplicação em sensores sem fios a utilizar em redes de distribuição de electricidade, que, nas circunstâncias dos trabalhos propostos, amplamente demonstrou a viabilidade do conceito e foi industrialmente incorporado numa unidade sem fios para a monitorização de correntes eléctricas e o diagnóstico do estado de fusíveis em postos de transformação;
- Duas soluções de despertar por radiofrequência, sem prejuízo da latência de comunicação: (i) despertar colectivo, sincronizado para todos os nós da rede no volume de alcance-rádio do emissor, que se revelou eficaz até aos 37 metros, no interior, consumindo 7 μA e (ii) despertar selectivo, individualizando o nó a activar, com um alcance de 33 metros, igualmente no interior, consumindo 5 μA — em campo aberto, o alcance foi de 10 metros.

Em suma: as soluções industriais realizadas no âmbito deste trabalho demonstram a viabilidade de suportar a alimentação em potência de nós de redes sem fios operando em diferentes regimes e dependendo de diversas fontes de energia, em natureza e potência disponível, que, no nosso entender constitui condição necessária ao sucesso industrial das redes de objectos sem fios.

Palavras-chaves: *redes de sensores sem fios, gestão de energia, captação de energia, despertar por radiofrequência.*

Abstract

Energy is a limited resource in wireless sensor networks, and so, efficient management of available energy is crucial to increase their operational lifetime. Thus, power management in wireless sensor networks has been focused on developing synchronized activation mechanisms of "asleep" nodes and on technologies for energy harvesting from the environment. The purpose of this study was to explore these two approaches to create conditions of continuous availability of energy in wireless nodes: first, by exploiting important energy sources in the environment: sunlight, thermal differences, and electromagnetic fields, as much as integrating methods and technologies addressing wake-up radio capabilities, as the most appropriate means to determine opportunities for nodes in a network to operate, thus saving energy in the remaining time.

Both studies and industry-led solutions are presented, as well as methods and results obtained for validation. Thus, the following results were achieved:

- A solution based on solar energy harvesting, with an efficiency over 70% (from the output of the photovoltaic panel) able to support sensors and repeaters in a network, by accumulating energy corresponding to an autonomy of 16 and 40 hours, respectively, which is used for the diagnosis of high-voltage circuit breakers, in electricity distribution substations;
- An energy harvesting solution from thermal difference, in order to support sensors for the condition monitoring and diagnosis of steam traps across large-scale plants of process industries, thus allowing continuous availability of energy, even for temperature differences of a mere 20 °C;
- An energy harvesting solution from magnetic fields generated by intense electrical currents, for use in wireless sensors in distribution electricity grids, which, in the circumstances of the proposed work, thoroughly demonstrated the concept's feasibility and, thereby, integrated a wireless sensor for the continuous monitoring of electric currents and the condition diagnosis of fuses in secondary distribution substations;
- Two wake-up radio solutions, with no effect on communication latency: (i) collective awakening synchronizing all nodes within range of the radio transmitter, which proved effective up to 37 meters' distance, in indoors condition, consuming 7 μA , and (ii) selective awakening, thus activating each individual node in a network, within a range of 33 meters, also indoors, consuming 5 μA — in open field, the range was reduced to 10 meters.

In short: industrial solutions carried out under this study have demonstrated the feasibility of fully supporting the power supply of nodes in wireless networks operating in different regimes and depending on various energy sources, in nature and available power, which, in our view, is mandatory for the industrial success of wireless object networks.

Keywords: *wireless sensor networks, power management, energy harvesting, wake-up radio*

Lista de Siglas e Acrónimos

<i>ACK</i>	<i>Acknowledgement</i>
<i>AT</i>	<i>Alta Tensão</i>
<i>AT/MT</i>	<i>Alta e Média Tensão</i>
<i>ATEX</i>	<i>ATmosphères EXplosives</i>
<i>BPSK</i>	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
<i>CSMA-CA</i>	<i>Carrier Sense Multiple Access, with Collision Avoidance</i>
<i>FOV</i>	<i>Fractional Open-Circuit Voltage</i>
<i>FSK</i>	<i>Frequency-Shift Keying</i>
<i>FSO</i>	<i>Free Space Optics</i>
<i>GFSK</i>	<i>Gaussian Frequency-Shift Keying</i>
<i>IoT</i>	<i>Internet of Things</i>
<i>ISM</i>	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
<i>LPM</i>	<i>Low Power Mode</i>
<i>MAC</i>	<i>Media Access Control</i>
<i>MEMS</i>	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>NFC</i>	<i>Near-Field Communication</i>
<i>OOK</i>	<i>On-Off Keying</i>
<i>O-QPSK</i>	<i>Offset Quadrature Phase-Shift Keying</i>
<i>PFM</i>	<i>Pulse Frequency Modulation</i>
<i>PHY</i>	<i>Camada física</i>
<i>PIE</i>	<i>Pulse Interval Encoding</i>
<i>PT</i>	<i>Posto de Transformação</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>RF</i>	<i>Radiofrequência</i>
<i>RFID</i>	<i>Radio-Frequency IDentification</i>
<i>RSSF</i>	<i>Rede de Sensores Sem Fios</i>
<i>SAR</i>	<i>Sucessive Approximation Register</i>
<i>SAW</i>	<i>Surface Acoustic Wave</i>
<i>SCADA</i>	<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>
<i>SPI</i>	<i>Serial Peripheral Interface</i>

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Siglas e Acrónimos	xi
Índice.....	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tabelas	xxi
1 Introdução	1
1.1. Enquadramento do trabalho.....	2
1.2. Motivação e objectivos	4
1.3. Enquadramento em ambiente empresarial.....	5
1.4. Estrutura do texto	6
2 Gestão de energia em redes de sensores sem fios	7
2.1. Factores determinantes	8
2.1.1. Sistemas de armazenamento de energia	10
2.1.2. Sistema de captação de energia	11
2.1.3. Tecnologia Electrónica	12
2.1.4. Protocolos de comunicação sem fios.....	16
2.1.5. Modos de funcionamento dos sensores sem fios.....	20
2.2. Captação de energia.....	22
2.2.1. Fontes luminosas.....	22
2.2.2. Diferenciais térmicos.....	28
2.2.3. Campos electromagnéticos.....	32
2.3. Tecnologia de despertar por radiofrequência	35

2.4.	Conclusão.....	41
3	Captação de energia de fonte luminosa.....	43
3.1.	Enquadramento.....	44
3.2.	Descrição do sistema.....	45
3.2.1.	Painel solar.....	45
3.2.2.	MPPT.....	47
3.2.3.	Sistema de armazenamento.....	48
3.2.4.	Controlador de carga.....	48
3.2.5.	Regulador.....	49
3.2.6.	Carga.....	49
3.2.7.	Electrónica de instrumentação do sistema.....	51
3.3.	Simulações.....	53
3.3.1.	Modo de funcionamento.....	54
3.3.2.	Carga dos supercondensadores.....	57
3.4.	Resultados experimentais.....	58
3.4.1.	Análise dos painéis solares.....	59
3.4.2.	Análise da carga dos supercondensadores.....	61
3.4.3.	Validação do sistema desenvolvido.....	62
3.5.	Exemplo de aplicação: EWSTA-reh.....	64
3.5.1.	Arquitectura do EWSTA-reh.....	65
3.5.2.	Modo de funcionamento do EWSTA-reh.....	67
3.5.3.	Resultados.....	69
3.6.	Adaptação do sistema para repetidores e gateway.....	70
3.7.	Discussão.....	73
4	Captação de energia de diferenciais térmicos.....	75
4.1.	Enquadramento.....	76

4.2.	Sistema de captação de energia	79
4.2.1.	Módulo termoeléctrico	80
4.2.2.	Controlador de carga.....	80
4.2.3.	Regulador	81
4.2.4.	Sistema de armazenamento	81
4.2.5.	Carga.....	82
4.3.	Simulações do sistema de captação de energia	82
4.4.	Resultados experimentais do sistema de captação de energia	85
4.4.1.	Avaliação dos módulos termoeléctricos	87
4.4.2.	Validação como fonte de alimentação.....	88
4.5.	Validação do sistema de captação em protótipo laboratorial.....	91
4.6.	Discussão	93
5	Captação de energia de campos electromagnéticos	97
5.1.	Enquadramento	98
5.2.	Prova-de-conceito da captação de energia de campos electromagnéticos.....	99
5.3.	Concepção do sistema captação de energia para o sensor de alinhamento	101
5.3.1.	Transformador de corrente.....	101
5.3.2.	Circuitos electrónicos	102
5.3.3.	Validação do sistema.....	104
5.4.	Sensor de monitorização de corrente - DTTI-reh.....	107
5.4.1.	Arquitectura do sistema.....	108
5.4.2.	Resultados experimentais	110
5.5.	Discussão	112
6	Mecanismos de despertar por radiofrequência.....	115

6.1.	Enquadramento	116
6.2.	Sistema de despertar colectivo	117
6.2.1.	Descrição do sistema	118
6.2.2.	Resultados experimentais	119
6.3.	Sistema de despertar selectivo.....	126
6.3.1.	Descrição do circuito electrónico	126
6.3.2.	Configuração do AS3933.....	127
6.3.3.	Construção da mensagem de despertar.....	129
6.3.4.	Resultados experimentais	131
6.4.	Discussão	135
7	Conclusão.....	137
7.1.	Conclusões gerais	138
	Referências.....	141
	Anexo Patente Nacional: Método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas e respectivo dispositivo.....	149

Índice de Figuras

Figura 2.1 – Composição típica de um dispositivo-sensor.	8
Figura 2.2 - Factores determinantes para o balanço energético em redes de sensores sem fios.....	9
Figura 2.3 – Diagrama de um sistema típico de captação de energia.....	11
Figura 2.4 - Especificação das camadas ISO/OSI do ZigBee, do WirelessHART e do ISA100.	18
Figura 2.5 – Ilustração das partes do módulo de despertar por radio frequência.	36
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema de captação de energia solar desenvolvido.	45
Figura 3.2 – Ilustração de uma curva característica I-V típica de um painel solar.	46
Figura 3.3 – Esquemático do circuito electrónico implementado.....	52
Figura 3.4 – Circuito utilizado para a simulação do sistema de captação de energia luminosa.....	53
Figura 3.5 – Modo de funcionamento do sistema de captação de energia.	54
Figura 3.6 – Comportamento da corrente perante ocorrência de flutuações no painel solar.....	56
Figura 3.7 – Ilustração da montagem experimental para a realização dos testes do sistema de captação de energia de fontes luminosas no laboratório.	59
Figura 3.8 – Curvas I-V para diferentes níveis de intensidade de luminosa. Em cima o painel solar KS-M8080 e em baixo o painel solar KS-Q100G.	60
Figura 3.9 – Curvas P-V para diferentes níveis de intensidade luminosa. Em cima o painel solar KS-M8080 e em baixo o painel solar KS-Q100G.	60
Figura 3.10 – Curvas de carga dos supercondensadores com e sem dispositivo-sensor ligado para o painel solar KS-M8080.	63
Figura 3.11 – Curvas de carga dos supercondensadores com e sem dispositivo-sensor ligado para o painel solar KS-Q100G.	64
Figura 3.12 – Apresentação do EWSTA-reh, à esquerda no laboratório e à direita instalado num seccionador da alta-tensão.....	65
Figura 3.13 – Ilustração dos principais blocos do EWSTA-reh.....	66

Figura 3.14 – Fotografia das placas eletrônicas do EWSTA-reh identificando alguns componentes: a) fototransístores; b) sensor temperatura; c) acelerómetro; d) led infravermelho; e) microcontrolador; e f) supercondensadores.	67
Figura 3.15 – Curvas de descarga dos supercondensadores do EWSTA-reh para diferentes períodos de comunicação.	70
Figura 3.16 – Fotografias do repetidor R433M-ehEX em teste laboratorial (lado esquerdo) e como produto final (lado direito).	72
Figura 3.17 – Curva da tensão aos terminais do supercondensador do router-eh durante um processo de carga seguido de descarga.	73
Figura 4.1 – Diagrama de blocos de um sensor inteligente para a monitorização dos purgadores.	78
Figura 4.2 – Diagrama do sistema de captação de energia de diferenciais térmicos desenvolvido.	79
Figura 4.3 – Representação esquemática de um módulo termoelétrico gerador de energia.	80
Figura 4.4 – Esquema do circuito simulado, com o controlador de carga LTC3108.	83
Figura 4.5 – Esquema do circuito simulado, com o controlador de carga LTC3109.	83
Figura 4.6 – Sequência de arranque da tensão de saída e da tensão no supercondensador.	84
Figura 4.7 – Ilustração da montagem experimental.	86
Figura 4.8 – Sistema em teste.	86
Figura 4.9 – Perfil de consumo da placa electrónica utilizada nos testes.	89
Figura 4.10 – Comportamento da tensão aos terminais do supercondensador quando ligado a uma carga com duty-cycle de 0,42% (linha azul) e de 2,5% (linha vermelha), com a fonte de energia térmica ligada.	90
Figura 4.11 – Descarga do supercondensador com a fonte de energia desligada para um período de acordar de 10s (linha vermelha) e 60s (linha azul).	91
Figura 4.12 – Módulos de teste da sensorização, comunicação, captação de energia e processamento para um sistema de monitorização de purgadores.	92
Figura 4.13 – Proposta de encapsulamento para o sensor de monitorização dos purgadores.	94

Figura 5.1 – Ilustração do sensor de alinhamento instalado numa das partes do seccionador.....	98
Figura 5.2 – Imagem do transformador de corrente TT 100-SD utilizado no teste de prova-de-conceito.....	100
Figura 5.3 – Circuito implementado para prova-de-conceito.	100
Figura 5.4 – Dimensões do transformador de corrente.	102
Figura 5.5 – Fotografia do núcleo e do encapsulamento do transformador de corrente.	102
Figura 5.6 – Fotografia do sistema com o transformador de corrente e a unidade electrónica.	103
Figura 5.7 – Esquemático do sistema de captação de energia de campos electromagnéticos.	104
Figura 5.8 – Variáveis monitorizadas nos ensaios realizados na EDP Labelec.	105
Figura 5.9 – Variação da corrente no secundário do transformador em função da corrente no primário.	106
Figura 5.10 – Curva de carga do condensador para diferentes intensidades de corrente no primário.	106
Figura 5.11 – Fotografia do sensor de monitorização de corrente DTTI-reh.	108
Figura 5.12 – Estrutura do sensor inteligente DTTI-reh.	109
Figura 5.13 – Esquema do circuito de captação de energia implementado no DTTI-reh.	109
Figura 5.14 – DTTI-reh instalados em ambiente real.	110
Figura 5.15 – Dados recolhidos por um DTTI-reh entre 15 e 20 de Dezembro de 2013.	111
Figura 5.16 – Histograma dos dados recolhidos por um sensor, durante Outubro de 2013.	112
Figura 6.1 – Ilustração do sistema de despertar colectivo.	118
Figura 6.2 – Esquemático electrónico do sistema de despertar colectivo.	121
Figura 6.3 – Comportamento típico do sinal a saída do multiplicador de tensão para 2 e 5 estágios.	122
Figura 6.4 – Comportamento da saída do amplificador com ganho 600 em função da distância do emissor.	125

Figura 6.5 – Ilustração dos blocos funcionais do sistema de despertar selectivo implementado.....127

Figura 6.6 – Diagrama esquemático do circuito de despertar selectivo.128

Figura 6.7 – Representação gráfica do protocolo de detecção de padrão (retirado da ficha técnica do AS3933).130

Figura 6.8 – Visualização do sinal de despertar recebido pelo receptor para uma mensagem enviada correspondendo a {0x07, 0xAA, 0x96, 0x69, 0x7F}.131

Figura 6.9 – Placa dos testes do sistema de despertar selectivo.....132

Figura 6.10 – Montagem experimental dos testes do sistema de despertar selectivo no exterior.....134

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparação de características de baterias Ni-Cd, Ni-MH, íões de lítio e supercondensador.	11
Tabela 2.2 – Quadro comparativo do consumo de alguns sensores utilizados na sensorização da temperatura, pressão ou acelerações em rede de sensores sem fios. 14	
Tabela 2.3 – Quadro comparativo do consumo de alguns transceptores radio utilizados em rede de sensores sem fios.	15
Tabela 2.4 – Quadro comparativo do consumo de alguns microcontroladores utilizados para o processamento e armazenamento de dados em rede de sensores sem fios.....	16
Tabela 2.5 – Módulos/circuitos integrados utilizados na implementação de protocolos de comunicação para rede sem fios.	20
Tabela 3.1 – Características dos painéis solares em estudo.....	47
Tabela 3.2 – Corrente consumida por componentes de um dispositivo-sensor alimentado a 3,3 V.	50
Tabela 3.3 – Valores de referência para o circuito MPPT e a corrente de carga em função do painel solar.....	56
Tabela 3.4 – Simulação do tempo de carga dos supercondensadores com e sem carga conectada nos terminais dos supercondensadores.	58
Tabela 3.5 – Resultados experimentais do tempo de carga dos supercondensadores para o painel solar KS-M8080.	62
Tabela 3.6 – Resultados experimentais do tempo de carga dos supercondensadores para o painel solar KS-Q100G.	62
Tabela 4.1 – Resultados da simulação do LTC3108 e do LTC3109, para uma tensão de 50mV.....	85
Tabela 4.2 - Resultados da simulação do LTC3108 e do LTC3109, para uma tensão de 100mV.....	85
Tabela 4.3 – Regime de carga com ambos os controladores alimentados pelo modulo termoeléctrico PT8 12 F2 4040TAW6.....	87
Tabela 4.4 – Regime de carga com ambos os controladores alimentados pelo módulo termoeléctrico HT3 9 F2 2525TAW6.	87

Tabela 5.1 – Dimensões dos seccionadores em estudo.	99
Tabela 5.2 – Dimensões do núcleo e do encapsulamento do transformador de corrente.	101
Tabela 5.3 – Valores de corrente no secundário, para diferentes correntes no primário, e tempos para atingir diferentes níveis de tensão.	107
Tabela 5.4 – Resumo das intensidades de corrente medidas de Outubro/2013 a Março/2014.....	111
Tabela 6.1 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 2 estágios e filtro SAW para as antenas em estudo.....	123
Tabela 6.2 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 5 estágios e filtro SAW para as antenas em estudo.....	123
Tabela 6.3 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 2 estágios e filtro balun para as antenas em estudo.	123
Tabela 6.4 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 5 estágios e filtro balun para as antenas em estudo.	123
Tabela 6.5 – Resultados do alcance máximo conseguido para as várias antenas em estudo com o sistema de despertar selectivo, realizados no exterior.	133

1

Introdução

1.1. Enquadramento do trabalho

Os avanços tecnológicos nos campos da electrónica de baixa potência e das telecomunicações - incluindo design de circuitos analógicos e digitais, comunicação sem fios, processamento de sinal, armazenamento de dados entre outros - têm permitido a evolução de sensores resultando na redução do tamanho, do consumo energético e do custo. Hoje em dia proliferam dispositivos com capacidades de sensorização, processamento de dados e comunicação sem fios. Estas inovações impulsionaram o desenvolvimento de redes de sensores sem fios (RSSF) [1][2].

Uma rede de sensores sem fios pode ser vista como um conjunto de nós-sensores auto-alimentados que são capazes de recolher informações e/ou detectar eventos de interesse do meio onde estão instalados e via canais rádio transmitir dados processados para uma estação-base. Uma das vantagens de uma RSSF é que esta pode ser utilizada para a monitorização de áreas onde não é prático ou é impossível manter uma infra-estrutura de rede com fios como por exemplos, zonas remotas, zonas de acesso restrito ou difícil e zonas potencialmente hostis para o Homem. Muitas das aplicações de uma RSSF consistem na monitorização de grandezas físicas tais como, temperatura, humidade, pressão ou acelerações em diversas áreas de aplicações incluindo ambientais, biomédicas e industriais [3]–[5].

Embora uma rede de sensores sem fios apresente muitos benefícios, o consumo energético continua a ser a sua maior limitação. Isso deve-se ao facto dos dispositivos sensores que formam uma rede de sensores sem fios serem normalmente alimentados por fontes de alimentação locais que, na maioria dos casos, são baterias primárias. Consequentemente, nestes casos, os dispositivos irão operar apenas enquanto existir energia disponível nas baterias limitando assim, o tempo de vida útil da rede e isto leva a que a conservação de energia seja um factor crítico a ser considerado no projecto desta rede. Um outro inconveniente da utilização de baterias reside na necessidade de executar acções de manutenção para a substituição ou recarga de baterias exaustas, as quais, na generalidade dos casos, é dispendiosa, morosa e por vezes impraticável. Uma estratégia para contornar este problema consiste na utilização de fontes de alimentação recarregáveis que, apoiados por sistemas de captação de energia do meio envolvente,

consigam gerar a energia necessária para o funcionamento do dispositivo-sensor evitando assim, a necessidade de manutenções periódicas das baterias [6].

Independentemente do tipo de fonte de alimentação do dispositivo-sensor (baseado em baterias primárias ou sistemas de captura e armazenamento de energia), um criterioso sistema de gestão de energia deve ser implementado tanto a nível de hardware como de software de modo a otimizar a eficiência energética do dispositivo-sensor. Num dispositivo alimentado por baterias, a gestão de energia foca-se na redução do consumo para aumentar o tempo de vida útil dos nós sem afectar o desempenho e a fiabilidade da rede. Por exemplo, desligando todos os módulos que no momento não são necessários e colocar todo o dispositivo em modo adormecido para consumir o mínimo possível. Por outro lado, num dispositivo alimentado por um sistema de captura de energia, para além da redução do consumo a gestão também foca-se na conversão, transferência e armazenamento eficiente da energia de modo a garantir o funcionamento do sistema [7]. Neste caso é preciso ter em consideração não só o perfil do funcionamento dos dispositivos, mas também o local onde será instalado de modo a projectar metodologias de gestão de energia em função da energia do meio envolvente. Por exemplo, numa aplicação em que o dispositivo será instalado no exterior é sábio considerar a utilização de um sistema de captação de energia da luz, enquanto em zonas com fortes vibrações a escolha deveria recair sobre sistemas de captação de energia mecânica.

Neste contexto em que a energia é um dos factores críticos de uma rede de sensores sem fios, vários trabalhos tem sido apresentados com possíveis soluções para a gestão de energia em RSSF [8][9]. Muitos destes trabalhos focam no desenvolvimento de protocolos de comunicação menos gastadores de energia, envolvendo soluções de arquitecturas de rede e técnicas de exploração de dispositivos, gerindo assim os tempos de operação e comunicação em ordem à eficiência energética [10]–[13]. No entanto, protocolos de comunicações eficientes ajudam a prolongar a vida útil da aplicação e/ou o intervalo de tempo entre as substituições da bateria, mas não impedem inibições relacionadas com a energia. Neste sentido, numa gestão eficiente da energia numa RSSF com uma judiciosa combinação entre eficientes protocolos de comunicação e tecnologias de captura e armazenamento de energia do meio envolvente, resulta no aumento do tempo de vida útil da rede e na disponibilidade contínua de energia.

1.2. Motivação e objectivos

A motivação principal que levou aos desenvolvimentos do trabalho apresentado nesta tese foi encontrar uma solução para otimizar uma rede de sensores sem fios para funcionar de forma auto-sustentável em termos energéticos.

Uma rede auto-sustentável em termos de energia significa uma rede em que existe uma disponibilidade contínua da energia mínima necessária para a execução das tarefas de sensorização, processamento e comunicação de dados. Normalmente essa energia é fornecida pelas baterias mas existem várias soluções que propõem a captação de energia do meio envolvente como alternativa. No entanto, existem vários factores como a intermitência das fontes de captura de energia, a capacidade dos sistemas de armazenamento e os requisitos energéticos da aplicação que torna necessário a inclusão de um eficiente sistema de gestão de energia para garantir uma disponibilidade contínua da energia mínima necessária para o funcionamento dos dispositivos.

Para alcançar o objectivo proposto foi explorado duas tecnologias chaves para uma rede de sensores sem fios sustentável. Primeiro, tecnologias de captação de energia para rede de sensores sem fios, baseados em fontes de luz, diferenciais térmicos e campos electromagnéticos. E segundo, tecnologias de despertar por radiofrequência com o intuito de activar os nós-sensores do modo adormecido. A escolha das tecnologias de captação de energia permite colmatar a necessidade de manutenções periódicas para substituição ou recarga das baterias. A escolha de tecnologias de despertar por radiofrequência permite manter o sensor adormecido e o rádio desligado aumentando assim, a poupança de energia sem prejuízo do aumento da latência de comunicação da rede e sem risco de perdas de eventos de interesse enquanto o dispositivo estiver no modo adormecido.

Os objectivos específicos deste trabalho foram:

- Estudar e desenvolver métodos de capturar a energia de fontes luminosas para alimentar dispositivos-sensores;
- Estudar e desenvolver métodos de capturar a energia de diferenciais térmicos para alimentar dispositivos-sensores;
- Estudar e desenvolver métodos e meios de capturar a energia de campos electromagnéticos para alimentar dispositivos-sensores;

- Implementar metodologias de gestão da energia gerada em função das aplicações dos dispositivos-sensores.
- Analisar e desenvolver técnicas de mecanismo funcional baseadas em tecnologias de despertar por radiofrequência;

1.3. Enquadramento em ambiente empresarial

O trabalho apresentado nesta tese foi desenvolvido no âmbito do programa de Bolsas de Doutoramento em Empresas. Este programa consiste no desenvolvimento de trabalho de investigação em ambiente empresarial, neste caso na empresa Eneida [14].

A Eneida é uma empresa que projecta, desenvolve e produz rede de sensores inteligentes para a monitorização de equipamentos e/ou pessoas em diversas áreas tais como redes eléctricas, minas e indústrias petroquímicas. Sendo uma empresa que trabalha directamente com rede de sensores sem fios tem experienciado em certos casos as limitações e estrangulamentos causados pela alimentação dos sensores através de baterias primárias e conhece as consequências de falhas na monitorização de equipamentos críticos nas áreas de aplicação que opera. No sentido de melhorar a autonomia energética dos sensores inteligentes a empresa decidiu investir em metodologias de gestão de energia e em sistemas de captação de energia do meio envolvente para alimentar os dispositivos, e foi neste contexto que surgiu a oportunidade de desenvolver um doutoramento em empresas com os objectivos específicos apresentados na secção anterior.

O principal objectivo desta investigação para a empresa foi o de substituir as baterias por sistema de captação de energia em primeiro estágio em produtos já existentes e posteriormente utilizar essa tecnologia em novos produtos. Assim sendo, após a análise das áreas de aplicação em que a empresa opera e as fontes de energia disponíveis nesses locais, decidiu-se pela investigação de sistemas de captação de energia luminosa, electromagnética e de diferenciais térmicos.

1.4. Estrutura do texto

Este documento está estruturado da seguinte forma: neste capítulo (1) faz-se o enquadramento do trabalho em termos de temática e de investigação em meio empresarial e apresenta-se os objectivos desta tese de doutoramento.

No capítulo 2 são apresentados os elementos essenciais do estado da técnica para a gestão de energia em redes de sensores sem fios, focando em factores determinantes na gestão de energia e na revisão do estado da técnica da captação de energia do meio envolvente para alimentar dispositivos, e metodologias de despertar por radiofrequência para activação de dispositivos adormecidos.

No capítulo 3 é descrito e analisado o sistema de captação de energia solar implementado. Também é apresentado um exemplo de aplicação em ambiente real com o sensor de monitorização de seccionadores EWSTA-reh.

No capítulo 4 é apresentado e validado um sistema de captação de energia de diferenciais térmicos.

No capítulo 5 apresenta-se sistemas de captação de energia electromagnética em torno de um condutor. É também apresentado um exemplo de aplicação em ambiente real com o sensor de corrente DTTI-reh.

No capítulo 6 é apresentado os sistemas de despertar por radiofrequência implementados e os resultados obtidos.

Por fim no capítulo 7 apresenta-se as conclusões gerais do trabalho desenvolvido.

2

Gestão de energia em redes de sensores sem fios

Os elementos essenciais do estado da técnica para a gestão de energia em redes de sensores sem fios são apresentados e discutidos neste capítulo. Assim, em primeiro lugar, são apresentados factores determinantes no balanço energético em redes de sensores sem fios e é discutida a influência de cada um deles em termos de eficiência energética. De seguida, faz-se um levantamento do estado da técnica para dois destes factores: a captação de energia e a tecnologia de despertar por radiofrequência. Por fim, apresenta-se a linha de investigação e as estratégias definidas para o trabalho apresentado nesta tese.

2.1. Factores determinantes

Uma rede de sensores sem fios é composta por vários dispositivos-sensores autónomos, que medem e avaliam variáveis nos locais onde estão instalados e, por radiofrequência, comunicam a respectiva informação a outras unidades. A Figura 2.1 ilustra um dispositivo-sensor genérico, onde se discriminam os blocos funcionais constituintes: (i) sensorização, para a aquisição de dados descritivos do ambiente físico — variáveis de processo (analógicas) e variáveis de estado (booleanas) —, (ii) processamento, para a análise de dados e armazenamento de informação, (iii) comunicação sem fios, para a transmissão da informação relevante para cada aplicação, e (iv) a fonte de alimentação dos componentes que realizam as tarefas atrás referidas.

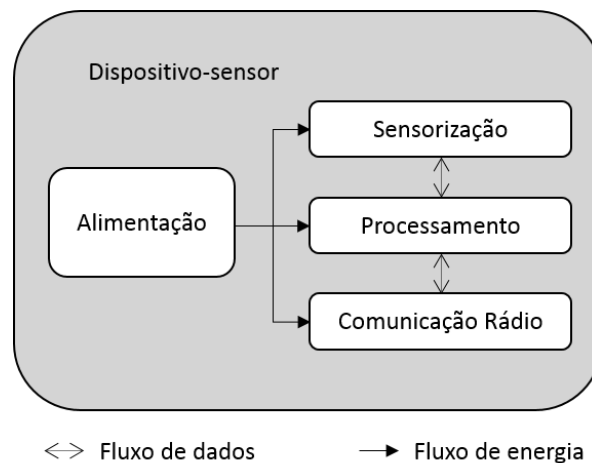


Figura 2.1 – Composição típica de um dispositivo-sensor.

Tal como ilustrado na Figura 2.1, a energia é um dos factores fundamentais a ter em conta no projecto e implementação de uma rede de sensores sem fios: dependendo da arquitectura de rede, falhas de alimentação podem afectar ou, mesmo, comprometer globalmente a rede. Assim, o bloco de alimentação é da máxima importância, mormente na forma como a energia disponível é utilizada.

Normalmente, a fonte de alimentação é baseada em baterias, as quais dispõem de uma quantidade finita de energia armazenada, exigindo, assim, um uso eficiente da energia disponível de modo a aumentar a longevidade do dispositivo-sensor sem comprometer a fiabilidade da rede. Ainda que o recurso à captação de energia do meio envolvente possa contribuir para recarregar as baterias, a energia disponível num dispositivo sem fios será sempre um recurso limitado, que deve ser utilizado

judiciosamente. Portanto, estratégias de gestão de energia devem ser implementadas, em primeiro lugar localmente — aumentando o tempo de vida de cada dispositivo-sensor — e, depois, gerindo a energia na rede como um todo, através de protocolos de comunicação e arquitecturas de rede energeticamente eficientes.

Para a implementação de um rigoroso sistema de gestão de energia num sensor, é necessário fazer um balanço energético entre a energia disponível e os consumos do dispositivo-sensor. A Figura 2.2 apresenta um diagrama de factores determinantes neste balanço energético, entre a(s) fonte(s) (entradas) e os consumos saídas de energia (saídas): (i) a energia fornecida ao sistema provém de sistemas de armazenamento de energia, de sistemas de captação de energia do meio envolvente ou, então, da combinação de ambos, e (ii) essa energia é utilizada pela electrónica, com as condicionantes dos protocolos de comunicação e modos de funcionamento do dispositivo.

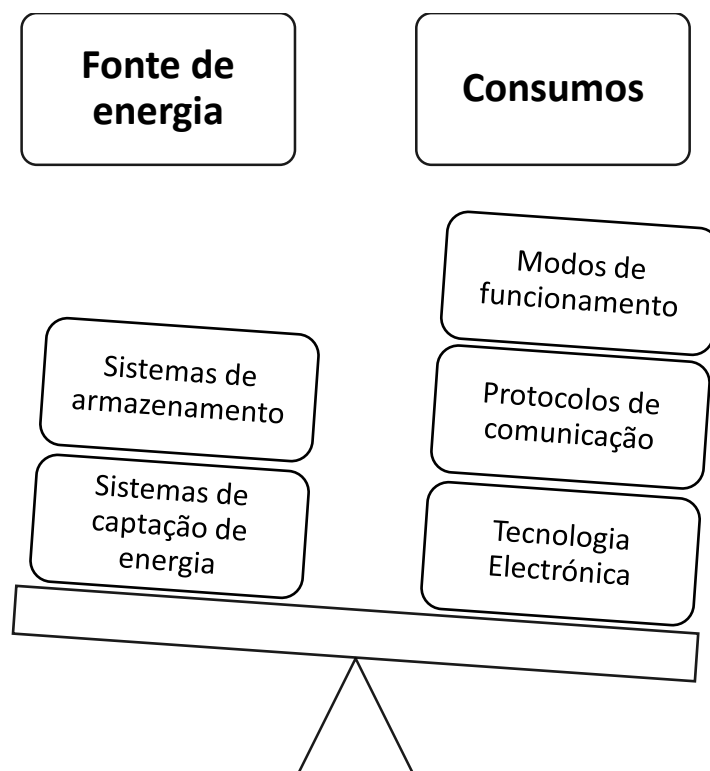


Figura 2.2 - Factores determinantes para o balanço energético em redes de sensores sem fios.

Num dispositivo sensor, o balanço entre as entradas e saídas de energia haverá de ser nulo ou positivo, de modo que exista uma disponibilidade contínua de energia para a execução das tarefas do dispositivo, para o que deverá haver um conhecimento da influência de cada um destes factores no balanço energético, particularmente no

respeitante às tecnologias a utilizar no desenvolvimento dos dispositivos de uma rede. As secções seguintes detalham estes factores e apresentam possíveis compromissos em termos da eficiência energética, em função das tecnologias disponíveis.

2.1.1. Sistemas de armazenamento de energia

Num dispositivo-sensor, os sistemas de armazenamento de energia mais utilizados são baterias primárias, baterias secundárias e supercondensadores, cuja selecção depende dos requisitos de consumo e longevidade da aplicação a ser desenvolvida. Assim, caso se pretenda desenvolver uma aplicação que tenha um consumo ultrabaixo, podemos recorrer a baterias primárias com capacidade suficiente para satisfazer os requisitos de longevidade da aplicação; mas, se a aplicação implicar consumos mais elevados, de modo que a energia armazenada apenas suporte um período do tempo inferior ao tempo de vida útil do dispositivo ao serviço da aplicação, é necessário optar por acumuladores recarregáveis, permitindo repor energia despendida.

Por outro lado, o peso e a dimensão física são também factores importantes na escolha do sistema de armazenamento: para prolongar o tempo de vida útil de um dispositivo-sensor, a opção óbvia consiste em aumentar a capacidade de armazenamento de energia, com o decorrente aumento de tamanho e peso que, muitas vezes, é incompatível com as restrições físicas do próprio dispositivo-sensor. Assim sendo, torna-se necessário um compromisso entre a energia armazenada, as dimensões físicas e os períodos de recarga.

Na Tabela 2.1 estão listados alguns exemplos típicos de acumuladores e as respectivas características principais, todos exibindo dimensões comparáveis. Pode-se constatar que, para volumes similares, a energia armazenada numa bateria de iões de lítio é superior à dos demais, enquanto o supercondensador apresenta o valor mais baixo. A bateria de lítio apresenta um valor de tensão nominal mais adequado à tensão de funcionamento de dispositivos-sensores, eliminando em certos casos a utilização de conversores dc/dc ou de arranjos para aumentar a tensão fornecida pela fonte. Com base nesta primeira abordagem superficial, poder-se-ia concluir que as baterias de lítio seriam ideais como acumuladores de energia neste domínio de aplicação; mas, em casos em que a recarga de energia é necessária, é sábio ponderar a utilização de

supercondensadores, pois, embora estes tenham menor densidade de energia, permitem picos de potência superiores, suportam mais ciclos de carga/descarga e apresentam um circuito de carga menos complexo que os das baterias.

Tabela 2.1 – Comparação de características de baterias Ni-Cd, Ni-MH, íões de lítio e supercondensador.

Descrição	Ni-Cd	NiMH	Li-ion	Supercondensador
Referência	KR-1600SCH	BK-370AH	UR-18650SA	BCAP0100P270T07
Fabricante	Panasonic	Panasonic	Panasonic	Maxwell Technologies
Tensão (V)	1,2	1,2	3,6	2,7
Capacidade (mAh)	1600	3700	1300	(100 F)
Energia (Wh)	1,9	4,4	4,7	0,1
# Ciclos de carga	2000	500	300 -500	500000
Temperatura (°C)	0 - 70	-10 - 45	0 - 45	-40 - 85
Peso (g)	49	60	45,2	22
Diâmetro (mm)	23	18,2	18,5	22
Altura (mm)	43	67,5	65,1	45
Volume (cm ³)	17,1	17,6	17,5	17,1

2.1.2. Sistema de captação de energia

Os sistemas de captação de energia surgem como alternativa às baterias primárias e são utilizados para capturar energia do meio envolvente e armazená-la em acumuladores recarregáveis e/ou então alimentar directamente o dispositivo-sensor.

A Figura 2.3 ilustra, em termos gerais, os vários módulos de um sistema de captação de energia: o módulo de conversão, o módulo de gestão de energia, e o módulo de armazenamento.

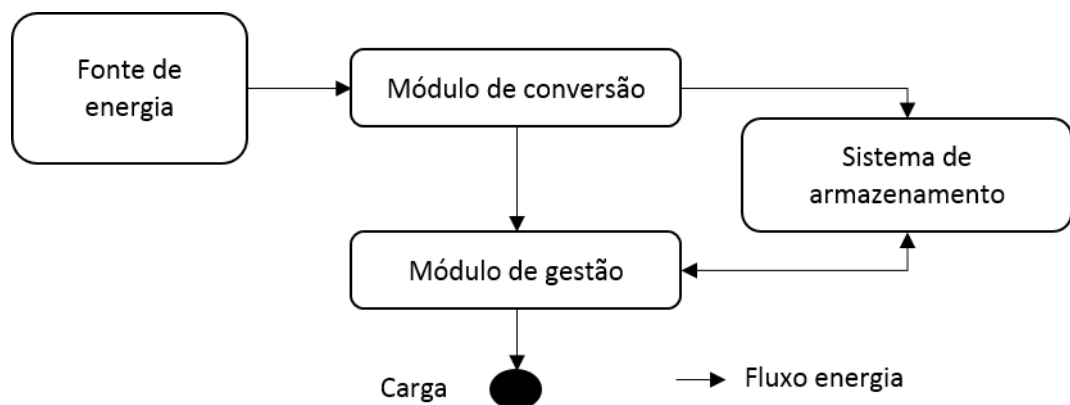


Figura 2.3 – Diagrama de um sistema típico de captação de energia.

As fontes de energia mais promissoras são: vibração mecânica, luz, diferenciais térmicos e campos electromagnéticos [15], [16]. O módulo de conversão de energia é definido em função da fonte de energia primária, podendo os diferentes princípios físicos de conversão ser piezoeléctrico, electrostático, electromagnético, fotovoltaico, piroeléctrico ou termoeléctrico, entre outros, e a energia eléctrica assim obtida pode ser armazenada em supercondensadores ou baterias recarregáveis. O módulo de gestão serve duas funções distintas: (i) a gestão eficiente da transferência de energia para os sistemas de armazenamento, e (ii) a gestão dos perfis de energia necessários para a adequada alimentação das cargas. No primeiro caso, o sistema de gestão de energia é responsável por carregar os módulos de armazenamento com o máximo de energia disponível, recorrendo à monitorização do ponto de máxima potência MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). No segundo caso, o sistema de gestão regula e gere a energia disponível, de modo a satisfazer os requisitos das cargas.

Em suma, a escolha do sistema de captação de energia é dependente do local da instalação do dispositivo-sensor, da energia disponível nessa localização e dos requisitos energéticos da aplicação. Adicionalmente, para a implementação de um rigoroso sistema de captação de energia, algumas opções devem ser efectuadas: (i) o mecanismo e o transdutor de conversão em energia eléctrica, (ii) o tipo de acumulador, e (iii) o sistema de gestão de energia adequado ao fluxo de energia captável do meio envolvente e ao diagrama de carga perspectivado. Na secção 2.2 faz-se um levantamento das técnicas e tecnologias mais salientes na literatura recente, demonstrando a viabilidade de sistemas de captação de energia como fonte de alimentação para redes de sensores sem fios.

2.1.3. Tecnologia Electrónica

Com os avanços tecnológicos nos campos da electrónica de baixa potência, da tecnologia MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) e das telecomunicações — incluindo circuitos analógicos e digitais, comunicação sem fios, processamento de sinal, e armazenamento de dados, entre outros —, os sensores inteligentes têm evoluído em termos de uma redução de tamanho, de consumo energético e de custo. Essa evolução oferece aos utilizadores um leque variado de soluções de baixa-potência para a implementação de redes de sensores sem fios: a almejada capacidade de gestão da

energia começa, pois, no cuidado recurso a componentes de tecnologia de muito baixo consumo e, particularmente, permitindo diversos níveis de funcionamento, entre a plenitude (o modo “activo”) e patamares parcelares (modos mais ou menos profundamente “adormecidos”) seleccionáveis no programa de aplicação respectivo.

Assim, na fase de selecção dos componentes, é importante atender aos consumos destes, tanto em modo adormecido como em modo activo, pois uma muito baixa potência continuamente dissipada no modo adormecido acarreta uma energia drenada do acumulador que, em geral, não é desprezável — as Tabela 2.2, Tabela 2.3 e Tabela 2.4 apresentam, respectivamente, alguns componentes electrónicos comumente utilizados em dispositivos em rede de sensores sem fios para a sensorização, a comunicação e o processamento, que apresentam baixo consumo e diferentes modos de funcionamento. De facto, o consumo é importante na escolha da tecnologia da electrónica, mas não constitui condição suficiente, pois, embora se encontrem componentes com baixo consumo, é preciso alcançar um compromisso com os requisitos de cada caso de aplicação e as decorrentes especificações de projecto, como sejam a banda de frequência de radiofrequência (RF) para a comunicação sem fios, o mecanismo de comunicação entre o microcontrolador “hospedeiro” e outros microcontroladores de aplicação específica servindo como periféricos em relação àquele, e a extensão e complexidade do firmware, que determinam capacidades de memória e frequência de clock. Tomando, como exemplo, os sensores de temperatura ADT7103 da Analog Devices e PTC2075 da NXP Semiconductors, ambos constantes da Tabela 2.2, e tomando a SPI (Serial Peripheral Interface) como mecanismo interno de comunicação num microsistema, embora o PTC2075 apresente um consumo inferior, a escolha recairia no ADT7103, que, dos dois, permite comunicação por SPI; também, a escolha do transceptor de RF (Tabela 2.3), em função da banda de frequência adequada à região do Mundo e às condições particulares de propagação de RF e, ainda, a selecção do microcontrolador (Tabela 2.4), em função da frequência do *clock*, que afecta a eficiência e o consumo.

Em suma, o critério primordial de selecção de tecnologia dos componentes a utilizar há-de residir na satisfação das especificações impostas por cada aplicação, e, só depois se haverá de condicionar as escolhas pelo critério de baixo consumo de energia,

que conjuga dois factores complementares: baixa potência dissipada e programação do modo de funcionamento adequada às tarefas activas em cada “momento”.

Tabela 2.2 – Quadro comparativo do consumo de alguns sensores utilizados na sensorização da temperatura, pressão ou acelerações em rede de sensores sem fios.

Fabricante/ Referência	Consumo activo (mA)	Consumo adormecido (μ A)	Características
ilicon Labs/ Si7050	0,09-3,5	0,06	Sensor de temperatura -40 a 125°C com ADC de 14bits de resolução, precisão de $\pm 1^\circ\text{C}$, comunicação I ² C, tensão de funcionamento entre 1,9 e 3,6V
Analog Devices/ ADT7103	0,19-1,6	0,2	Sensor de temperatura de -40 a 125°C com ADC de 13bits de resolução, precisão de $\pm 1^\circ\text{C}$, comunicação SPI, tensão de funcionamento entre 2,7 e 5,25V
NXP/ PTC2075	0,125-0,200	0,1	Sensor de temperatura de -55 a 125°C com ADC de 13bits de resolução, precisão de $\pm 2^\circ\text{C}$, comunicação I ² C, tensão de funcionamento entre 2,7 e 5,5V
STMicroelectronics /LIS3DH	0,006-0,011	0,5	Acelerómetro tri-axial $\pm 2/\pm 4/\pm 8/\pm 16\text{g}$ com 16bits de resolução, comunicação SPI e I ² C, tensão de funcionamento entre 1,75 e 3,6V, sensor de temperatura integrado
Kionix/ KXCNL-1010	0,035-0,150	0,2	Acelerómetro tri-axial $\pm 2/\pm 4/\pm 6/\pm 8\text{g}$ com 14bits de resolução, comunicação I ² C, tensão de funcionamento entre 1,8 e 3,6V
Freescle Semiconductor/ MMA8451Q	0,006-0,165	1,8	Acelerómetro tri-axial $\pm 2/\pm 4/\pm 8\text{g}$ com 14bits de resolução, comunicação I ² C, tensão de funcionamento entre 1,95 e 3,6V
STMicroelectronics /LPS25H	0,025	0,5	Sensor de pressão de 260 a 1260hPa com 24bits de resolução, comunicação SPI e I ² C, tensão de funcionamento entre 1,75 e 3,6V, sensor de temperatura integrado

Factores determinantes

Fabricante/ Referência	Consumo activo (mA)	Consumo adormecido (μ A)	Características
Amphenol Advanced Sensor/ NPA-201	0,035	0,02	Sensor de pressão de 260 a 1260hPa com 16bits de resolução, comunicação SPI e I ² C, tensão de funcionamento entre 1,7 e 3,6V, sensor de temperatura integrado

Tabela 2.3 – Quadro comparativo do consumo de alguns transceptores rádio utilizados em rede de sensores sem fios.

Fabricante/ Referência	Transmissão (mA)	Consumo		Características
		Recepção (mA)	Adormecido (μ A)	
TexasInstruments/ CC1000	5,3-26,7	7,4-9,6	1	Gama de frequência: 0,3 a 1GHz; potência de transmissão:-20 a +10 dBm; tensão:2,1 a 3,6V
TexasInstruments/ CC2500	11,1-21,5	13,3	0,4	Gama de frequência: 2400 a 2483,5MHz; potência de transmissão:-30 a +1dBm; tensão:1,8 a 3,6V
Linx Technologies/ HumRC series	22-27,5	25,5	0,5	Gama de frequência: 902 a 928MHz ou 2400 a 2483,5MHz; potência de transmissão:-10 a +10dBm; tensão:2 a 3,6V
Linx Technologies/ TRM-868-EUR	24-58	16-24	35	Gama de frequência: 868MHz; potência de transmissão: +13dBm; tensão:2,7 a 3,6V
Linx Technologies/ LT series	4-14	6,1	11,1	Gama de frequência: 260-470MHz; potência de transmissão: +10dBm; tensão:2,7 a 3,6V
Microchip/ MRF89XA	25	3	0,1	Gama de frequência: 863-870, 902-928 e 950-960 MHz; potência de transmissão: +12,5dBm; tensão:2,1 a 3,6V
ATMEL/ AT86RF230	16,5	15,5	0,02	Gama de frequência: 2,4GHz; potência de transmissão: -17 a +3dBm; tensão:1,8 a 3,6V

Tabela 2.4 – Quadro comparativo do consumo de alguns microcontroladores utilizados para o processamento e armazenamento de dados em rede de sensores sem fios

Fabricante/ Referência	Consumo energético		Características
	Activo ¹ (mA)	Adormecido ² (μ A)	
Atmel/ ATxmega128A1U	0,05-15	1,3	Frequência do relógio: 0-32MHz; modos de poupança de energia:5; tensão: 1,6-3,6V
Texas Instruments/ MSP430F2417	0,46-9	1,1	Frequência do relógio: 0-16MHz; modos de poupança de energia:4; tensão: 1,8-3,6V
Texas Instruments/ CC430F5137	0,22-3,6	1,3	Frequência do relógio: 0-20MHz; modos de poupança de energia: 4; tensão: 1,8-3,6V; combinação de MSP430 e CC1101
NPX/ LPC1769	7-67	0,6	32-bit ARM Cortex-M3; Frequência do relógio: 0-120MHz; modos de poupança de energia:4; tensão: 2,4-3,6V;

2.1.4. Protocolos de comunicação sem fios

Em redes de sensores sem fios, a tecnologia de RF suporta uma comunicação de baixo débito, baixo consumo, baixo custo e baixa complexidade. Nesse sentido tem surgido protocolos de comunicação que vão ao encontro dos requisitos das redes de sensores sem fios, sendo de salientar o IEEE 802.15.4, o ZigBee, o WirelessHART, o ISA100.11a e o Bluetooth Smart, cujas características fundamentais a seguir se enumeram:

- O IEEE 802.15.4 define as duas camadas inferiores do modelo ISO/OSI — a camada física (PHY) e a camada de gestão do acesso ao meio de comunicação (MAC — *Media Access Control*) — para comunicações sem fios de baixa potência e, por consequência, de baixo débito e curto alcance. A camada PHY foi definida para operar em três bandas de frequência isentas de licenciamento ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), conforme a região do mundo: (i) de 2,4 GHz, globalmente livre, comportando 16 canais e um débito de transmissão máximo de 250 kbps,

¹ A corrente do modo activo aumenta com a frequência do relógio.

² O consumo do modo adormecido apresentado na tabela corresponde ao modo que permite o funcionamento do relógio.

recorrendo a *dibits* por modulação de fase O-QPSK (*Offset Quadrature Phase-Shift Keying*), (ii) de 915 MHz (região 2: Américas e Pacífico para leste da linha internacional de mudança de data), comportando 10 canais, para um débito máximo de 40 kbps, através de modulação de fase BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*), e (iii) de 868 MHz (região 1: Europa, Médio-Oriente, África, incluindo o território da Federação Russa e a Mongólia), com um único canal e um débito de comunicação de 20 kbps, também utilizando a modulação de fase BPSK; a camada MAC controla o acesso ao canal de rádio com base no método CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Access, with Collision Avoidance*).

- Os protocolos de rede ZigBee, WirelessHART e ISA100.11a, sendo baseados em IEEE 802.15.4 para a definição das camadas inferiores do modelo de referência ISO/OSI, especificam camadas superiores deste modelo (Figura 2.4): o ZigBee utiliza as duas camadas definidas pela norma IEEE802.15.4, mas tanto o WirelessHART como o ISA100.11a utilizam apenas a camada PHY, definindo os seus próprios tempo de sincronização na camada MAC; os três protocolos operam na banda ISM dos 2,4 GHz, mas apenas o ZigBee está especificado para, também, operar nas bandas de 868 MHz e 915 MHz; o ZigBee suporta redes com topologias em estrela, em árvore e emalhadadas, sendo que ambos os protocolos WirelessHART e ISA100.11a suportam redes emalhadadas — actualmente, o protocolo ZigBee tem a Domótica como domínio de aplicação preferencial, ao passo que os WirelessHART e ISA100.11a visam aplicações de instrumentação industrial;
- Cultivando o baixo consumo, a tecnologia Bluetooth Low Energy foi apresentada pela Bluetooth SIG como complementar da tecnologia Bluetooth tradicional, para competir no mercado das soluções de redes sem fios para aplicações de instrumentação e, particularmente, ser aceite no domínio emergente da IoT (*Internet of Things*); neste sentido, a tecnologia Bluetooth Smart [17] constitui a proposta mais recente no âmbito das tecnologias Bluetooth, conjugando características de baixo consumo com o suporte de redes de topologia em malha, ainda sobre a mesma camada física especificada pela norma IEEE 802.15.1 (na banda de 2,4 GHz), para facilitar a interoperação com os dispositivos Bluetooth existentes — esta tecnologia foi concebida para ser muito eficiente na transmissão de pequenas quantidades de dados, com latências muito baixas, chegando a ser 15

vezes mais eficiente que a tecnologia Bluetooth clássica, em tudo adequada aos típicos requisitos de sistemas de instrumentação, e com débito de comunicação de 1 Mbps, bem superior aos das tecnologias acima apresentadas.

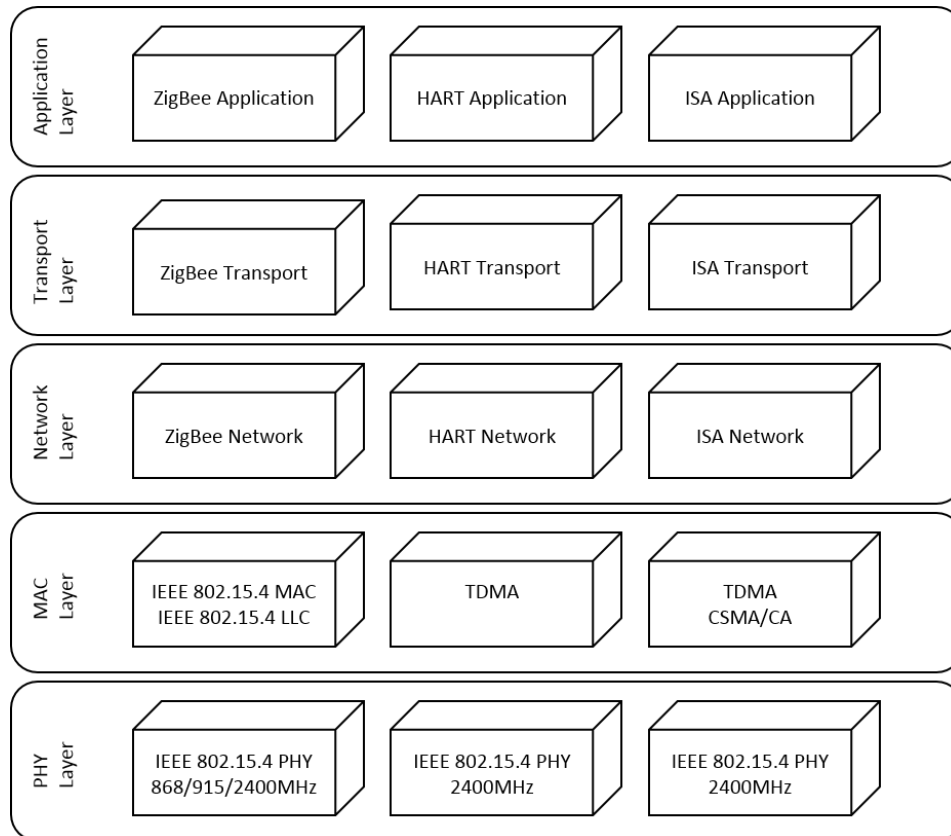


Figura 2.4 - Especificação das camadas ISO/OSI do ZigBee, do WirelessHART e do ISA100.

Para além das tecnologias atrás referidas, outras têm sido utilizadas na realização de redes de sensores sem fios, tais como o DASH7 e o SimpliciTI. O DASH7 é uma tecnologia de redes sem fios de baixo consumo que evoluiu a partir da norma ISO/IEC 18000-7 (originalmente vocacionada para a tecnologia RFID (*Radio-Frequency Identification*)) [18], [19], operando na banda de frequência ISM de 433 MHz. Tipicamente, o DASH7 pode proporcionar vidas úteis de vários anos para as baterias, alcance de até 2 km, baixa latência na comunicação com modulação FSK (*Frequency-Shift Keying*) ou (GFSK (*Gaussian Frequency-Shift Keying*), para melhor filtragem de canal), segurança, taxas de transferência de dados de até 28 kbps e, dada a sua relativamente baixa frequência de operação, um muito maior alcance-rádio, mesmo na presença de obstáculos. O SimpliciTI [172] é um protocolo de comunicação proposto pela Texas Instruments, que constitui uma ferramenta de carácter genérico para o

desenvolvimento de redes sem fios de baixo consumo. Este protocolo é aplicável para diversas bandas de frequência ISM — 433 MHz, 868 MHz, 915 MHz e 2,4 GHz —, fornecendo uma flexibilidade de desenvolvimento de protocolos *ad-hoc* de baixa complexidade, com pacotes de mensagens mais curtos do que os preconizados pela norma IEEE 802, o que reduz em muito a taxa de repetição de mensagens e, portanto, o consumo de energia.

No entanto, é importante sublinhar que a tecnologia de comunicação sem fios a ser utilizada depende fortemente da aplicação, naturalmente condicionada pelos requisitos específicos desta. A Tabela 2.5 apresenta alguns módulos/circuitos integrados utilizados na implementação da comunicação, evidenciando o consumo energético de cada um para os diferentes modos de comunicação (recepção e transmissão). Podemos constatar que o consumo energético para suportar a comunicação se situa na ordem de grandeza da dezena de miliamperes e é, geralmente, muito superior ao das restantes tarefas executadas por um dispositivo-sensor (Tabela 2.3 e Tabela 2.4). Assim, para aumentar a eficiência energética dos nós de uma rede sem fios, terá que existir uma adequada gestão das comunicações que, sem prejuízo das funções respectivas, permita reduzir o número de mensagens e a sua duração, e, conseqüentemente, o consumo de energia. Em seguida, são apresentadas algumas das estratégias mais relevantes para minimizar o consumo na comunicação.

Tabela 2.5 – Módulos/circuitos integrados utilizados na implementação de protocolos de comunicação para rede sem fios.

Módulo/ circuito integrado	Protocolos suportados	Consumo Comunicação (mA)	
		Recepção	Transmissão
CC2533	IEEE802.15.4 2,4GHZ ZigBee	25,1	28,5@0dBm 32,3@4,5dBm
ETRX351	ZigBee	26,5	28,5@0dBm 31@3dBm
CC430	SimpliciTI DASH7	18,5	18@0dBm 33@10dBm
RL78/G1D	Bluetooth Smart	3,5	4,3
nRF51822	Bluetooth Smart	12,6	10,5@0dBm 16@4dBm
LTC5800-WHM	WirelessHART	4,5	5,4@0dBm 9,7@8dBm
VersaNode210	ISA100.11a WirelessHART	21	60@12dBm

2.1.5. Modos de funcionamento dos sensores sem fios

No universo das redes de sensores sem fios, constatou-se que, na maior parte do tempo, o módulo de comunicação rádio está em modo de espera/escuta, logo a consumir energia desnecessariamente. Regra geral, para poupar energia, sem perda de funcionalidades, os módulos que não estão a ser utilizados podem ser deligados; em particular, esta regra deve ser aplicada ao módulo da comunicação rádio, dado o respectivo custo energético, sobretudo em relação aos outros módulos funcionais num dispositivo-sensor [20], pois a transmissão, a recepção ou o simples escutar do canal consomem energia. Mesmo recorrendo a protocolos eficientes na conservação de energia, são indispensáveis mecanismos de gestão funcional de dispositivos para aumentar a eficiência energética dos nós e, globalmente, das redes.

Os métodos de gestão de energia nos nós determinam as oportunidades para que cada nó da rede deva ser ligado (acordado) ou quando possa ficar em modo de poupança de energia (adormecido): (i) a transição de acordado para adormecido pode ser feita com um conjunto de instruções para desligar módulos, tendo em conta condições pré-definidas, mas (ii) a transição do modo adormecido para acordado é mais

complexa, já que o microcontrolador parte da condição de desligado e, assim, “desconhece” eventos externos e, ademais, é frequentemente desejável que, aquando da ocorrência de eventos de interesse, o dispositivo-sensor já esteja acordado. Para responder a tais quadros de requisitos, algumas estratégias têm sido apresentadas para condicionar as mudanças de estado operacional de dispositivos, tais como o regime programado de *duty-cycle* e o estímulo externo de *wake-up radio*

O *duty-cycle* consiste num programa da responsabilidade do microcontrolador “hospedeiro” que, em cada nó, impõe um regime cíclico e periódico de acordar/adormecer circuitos integrados isolados ou módulos funcionais; também, em casos em que todo um nó possa estar desligado durante um período de tempo, esta realização envolve um circuito temporizador (*counter/timer*) autónomo, que acorda o referido microcontrolador através da geração de um evento de interrupção. Contudo, este processo possui algumas desvantagens: (i) estritamente dependente da aplicação, exige um bom planeamento dos ciclos de acordar/adormecer, com um serviço de sincronização rigoroso, cuja complexidade pode levar a algum desperdício de energia resultante de despertares desnecessários, e (ii) representa um compromisso entre a poupança de energia e a latência na geração e /ou comunicação de informação, com o risco de ignorar eventos de interesse ou perder a oportunidade certa de os sinalizar, por se encontrar em modo adormecido.

O *wake-up radio* é um mecanismo de despertar por radiofrequência que, sendo captada através de um circuito adicional em cada nó de uma rede, permite activar uma entrada de interrupção do respectivo microcontrolador hospedeiro e, a partir daí, executar o seu programa de aplicação. O circuito de *wake-up* pode ser passivo — de consumo particularmente baixo, mas apenas adequado a acções de despertar colectivo, i.e., simultâneo para todos os nós capazes de receber esse sinal de radiofrequência —, ou activo, portanto envolvendo circuitos de maior complexidade e maior consumo, mas que permite o despertar selectivo dos diferentes nós numa rede, através de desmodulação local.

A desvantagem do *wake-up radio* consiste na incorporação de um módulo rádio adicional; no entanto, comparando-o com o método de *duty cycling* funcional, tem a virtude de eliminar despertares desnecessários, assim aumentando a poupança de energia, sem incorrer em latências.

Neste trabalho, optou-se pela análise e implementação de sistemas de despertar por radiofrequência, dado apresentar vantagens de eficiência energética face ao despertar periódico programado. Neste sentido, e com o objectivo de uma melhor compreensão e enquadramento da tecnologia, na secção 2.3 é apresentado um levantamento das metodologias de despertar por radiofrequência, que tem sido publicadas na literatura para redes de sensores sem fios.

2.2. Captação de energia

A gestão de energia para um dispositivo alimentado através da captação de energia do meio envolvente compreende as funções de gestão do dispêndio da energia armazenada, para tal definindo perfis de funcionamento, mas também as funções relativas à obtenção dessa energia, envolvendo a conversão, a transferência e o armazenamento eficiente da energia captada. Esta área tem sido alvo de investigação nas últimas décadas e os resultados têm sido apresentados na literatura para variadas fontes primárias de energia e sistemas de armazenamento [6], [7], [9], [21]–[28].

Assim, vários trabalhos têm sido apresentados demonstrando a viabilidade dos sistemas de captação de energia em rede de sensores sem fios, englobando metodologias de gestão de energia com o objectivo de manter os nós permanentemente alimentados — produtos e *kits* de demonstração têm sido oferecidos por alguns fabricantes, tais como a Texas Instruments, a Linear Technology, a MicroPelt, a EnOcean, a Logimesh, a ABB, a Marlow Industries, e a Perpetua, revelando bem o interesse nesta área, académico e industrial. Em seguida, faz-se uma revisão do estado-da-técnica relativa aos sistemas de captação de energia de fontes luminosas, de diferenciais térmicos e de campos electromagnéticos na proximidade de condutores em carga.

2.2.1. Fontes luminosas

Fontes luminosas, como o sol ou a iluminação artificial, são amplamente utilizadas em sistemas de captação de energia em nós de redes de sensores sem fios. A escolha desta fonte de energia baseia-se na sua abundância relativa, bem como no conjunto de vantagens apresentadas por transdutores de captação: (i) facilidade de construção, de

que, imediatamente, decorrem vantagens em flexibilidade física (forma e dimensão) e em preço, e (ii) de potência fornecida, dados os valores frequentemente generosos de potência luminosa colectada, mesmo com baixos rendimentos de conversão (inferiores a 20%).

Contudo, embora as fontes luminosas — sobretudo o Sol — permitam transmitir aos seus transdutores potências muito superiores às oriundas de outras fontes, importantes flutuações existem, resultantes da localização, da hora do dia, das condições meteorológicas e da estação do ano. Assim, o projecto de um sistema de captação de energia luminosa é dependente da aplicação e do sítio de instalação, particularmente sendo necessário dimensionar o painel solar e o dispositivo de armazenamento de energia, de modo a satisfazer os requisitos de consumo, mesmo na ausência da fonte, como durante a noite. Além disso, a técnica de regulação MPPT deve ser incorporada, de modo a que a captação de energia seja sempre efectuada no ponto de máximo rendimento [29], [30].

Neste sentido, várias tecnologias de captação de energia solar têm sido propostos e apresentados na literatura, e, embora em alguns trabalhos utilizem nano-antenas ou fotodíodos como sistema de conversão [31]–[35], a maioria das soluções é baseada em painéis fotovoltaicos para converter luz incidente em energia eléctrica. As principais diferenças entre os sistemas de captação de energia por painéis solares encontram-se nos dispositivos de armazenamento utilizados e no recurso, ou não, de técnicas de MPPT, como as descritas em [50].

Raghunathan et al [36] enunciam algumas questões-chave e compromissos a realizar para a implementação de sistemas eficientes de captura de energia solar para aplicação no exterior, tais como as características do painel solar, as características dos acumuladores (baterias, supercondensadores ou uma combinação de ambos), os requisitos de alimentação, o sistema de gestão embebido e o perfil de funcionamento do dispositivo-sensor. Neste estudo, eles implementaram e analisaram o desempenho de um protótipo de módulo de captura de energia solar, cujo painel foi directamente ligado a duas baterias de NiMH, para alimentar dispositivos *Mica2 motes* da Crossbow, ao qual denominaram de *Heliomote*. Os resultados experimentais mostraram que o protótipo gere automaticamente a energia capturada e armazenada através de um “interruptor” responsável pela protecção contra sobre e subcargas da bateria, e de um

circuito integrado para a monitorização de energia disponível no dispositivo, permitindo um funcionamento quase-perpétuo do dispositivo sensor.

Jiang et al [37] desenvolveram um sistema com dois tipos de acumulador: dois supercondensadores de 22F@2,7V associados em série, como acumulador primário, e uma bateria de lítio recarregável como acumulador secundário. A fonte assim constituída foi utilizada para alimentar um *Telos-mote* da Crossbow, aproveitando o microcontrolador deste para gerir a transferência de energia dos supercondensadores para a bateria e, em função dos níveis de energia monitorizados, seleccionar o acumulador a utilizar como fonte e definir o perfil de funcionamento do dispositivo-sensor alimentado.

Minami et al [38] tinham como objectivo definir mecanismos de comunicação adequados a dispositivos-sensores sem baterias, havendo apresentado um sistema de captação constituído por apenas um painel solar ligado a um supercondensador de 1F@5V, para prova-de-conceito. O terminal do supercondensador foi ligado a uma entrada de conversão analógica-digital do microcontrolador para a monitorização do nível de energia e, em função disso, definiam as oportunidades adequadas para “adormecer” e para comunicar.

Hande et al [39] desenvolveram um sistema de captura de energia, com painéis solares monocristalinos, para alimentar dispositivos-sensores utilizados no interior de construções. O módulo de captura de energia consistia em: (i) oito células solares combinadas em série e em paralelo, para captar energia de lâmpadas fluorescente de 34 W, (ii) um conjunto de dois supercondensadores de 2F@5,5V em paralelo, para armazenamento de energia, (iii) uma bateria alcalina como fonte de *back-up*, e (iv) um circuito de gestão de energia, que foi projectado para fornecer uma tensão regulada ao *MICAz mote* e controlar o carregamento dos supercondensadores. Em função do nível de tensão nos supercondensadores, o programa permitia seleccionar a fonte de alimentação a pôr em carga, e, como apreciação final, os autores puderam comprovar que é possível manter dispositivos em funcionamento quase perpétuo, desde que realizando uma gestão eficiente da energia.

Bader e Oelmann [40] avaliaram a viabilidade de dois circuitos de controlo do carregamento de um supercondensador a partir de um painel fotovoltaico, em condições de baixo fluxo luminoso. No primeiro caso, um simples comparador foi

utilizado para avaliar a tensão do supercondensador — e, deste modo, o seu nível de carga —, permitindo desligar o painel solar, quando carregado, através de um MOSFET controlado pela saída do comparador. No segundo caso, optaram pela utilização de um regulador de tensão entre o painel solar e o supercondensador, tornando desnecessário proteger o supercondensador contra sobrecargas. Os resultados dos testes realizados permitiram comprovar que é possível ter sempre disponível a energia necessária para o dispositivo-sensor.

Contudo, nenhum destes trabalhos [36]–[40] utilizou qualquer técnica de MPPT, que tem sido considerada essencial para uma alta eficiência na captação de energia. Além disso, o painel solar é ligado directamente aos sistemas de armazenamento, apenas com um circuito apropriado para protecção contra correntes inversas, a fim de evitar que a energia armazenada flua para o painel solar. Por conseguinte, o ponto de funcionamento é fixado pela tensão do sistema de armazenamento e não pode ser ajustado para maximizar a transferência de energia, compensando as variações de iluminância, e, também, condiciona a selecção do painel solar para contemplar a tensão nominal do sistema de armazenamento — estas questões são solucionadas pela adopção de MPPT.

Em [41] é proposto um sistema de captação de energia solar, em que o supercondensador é carregado através de um conversor dc-dc controlado por PFM (*Pulse Frequency Modulation*), com realimentação. A energia armazenada foi utilizada para alimentar um microsistema constituído por um microcontrolador, um sensor de luz, um acelerómetro e um transceptor de radiofrequência para a banda de 2,4 GHz. Os autores afirmam que este método pode aumentar o tempo de vida do dispositivo-sensor para 20 anos, embora o sistema de captação de energia implemente uma técnica de MPPT (*FOV-Fractional Open-Circuit Voltage*), o que requer desligar momentaneamente o painel solar para medir a sua tensão em vazio, e um microcontrolador para correr o algoritmo.

Em [42] é apresentado um sistema de captação de energia solar, onde o circuito MPPT utiliza um sensor de corrente para determinar o ponto de máximo rendimento do painel solar, para carregar duas baterias de NiMH. Este sistema foi utilizado para alimentar um *Mica2* da Crossbow, controlando digitalmente o processo de carga das baterias. Embora o circuito MPPT não precisa de desconectar o painel solar para realizar

medições de tensão ou de corrente, continua a precisar de um microcontrolador para executar o algoritmo de controlo e converter os valores do sensor de corrente.

Em [43] foi apresentado um sistema com uma matriz de supercondensadores como acumulador, um circuito de MPPT e dois módulos de conversão de energia, um para energia solar e outro para a energia eólica. A utilização destes dois métodos de captação de energia serve para aumentar a quantidade de energia disponível, pois nenhuma das fontes de energia está permanentemente disponível e estável. Os autores implementaram um MPPT analógico consistindo num regulador PWM (*Pulse Width Modulation*) controlado por um comparador para carregar os supercondensadores. O comparador é utilizado para comparar o nível de tensão entre um sensor de intensidade de luz e a fonte ambiente, e, deste modo, o recurso a um sensor de luz permite que o circuito monitorize o ponto de máximo rendimento, sem perturbar o sistema desligando o painel solar. Além disso, o sistema foi concebido para também carregar uma bateria, caso essa seja ligada ao sistema, que foi utilizado para alimentar um dispositivo-sensor denominado *Eco* [44]. Contudo, o sistema MPPT não funciona quando os supercondensadores estão descarregados, exigindo um dispositivo de armazenamento secundário, e, para alcançar o nível de tensão da bateria, os supercondensadores são associados em série, embora sem referência a balanceamento activo, para evitar cargas e descargas assimétricas dos supercondensadores.

Um sistema foi apresentado em [45], [46], onde os autores adoptaram o circuito MPPT analógico similar ao do apresentado em [43], mas, em vez de um sensor de luz, foi utilizado um pequeno painel solar extra — painel solar piloto — dedicado exclusivamente para o FOV, enquanto o painel solar principal estava devotado exclusivamente ao carregamento do acumulador. Estes autores afirmam que o circuito MPPT não precisa de um sistema de armazenamento secundário para funcionar, e que, quando os supercondensadores estão descarregados, o sistema executa operações de recuperação antes de voltar a alimentar o dispositivo-sensor. No entanto, o painel solar piloto deve ser escolhido criteriosamente, de modo a possuir características eléctricas similares ao painel principal, e um espaço extra é necessário na aplicação para alojar o novo painel.

Em [47] foi avaliado um sistema de captação similar ao do [45], [46], mas, neste caso, o trabalho encontra-se focado no desempenho do circuito MPPT, havendo

analisado a influência do comparador, para diferentes níveis de intensidade de luz. Implementaram dois sistemas, um com um comparador de baixa-potência LTC1440 e outro com um comparador de alta-velocidade LTC1720, ambos da Linear Technology: analisaram a performance do circuito e concluíram que, para intensidades de luz superior a 520 W/m^2 , a utilização do LTC1720 apresenta melhores resultados e maior eficiência, enquanto o LTC1440 se comporta melhor para valores inferiores de intensidade da luz. E, tal como em [45], [46], esta solução recorre a um painel solar extra, embora dispense microcontrolador para executar algoritmos de MPPT, dada a sua realização puramente analógica.

Em [48] foi apresentado um sistema em que, para além da implementação de um MPPT analógico com um painel-piloto, os autores utilizam um comparador para avaliar a tensão aos terminais dos supercondensadores e, em função desta comparação com uma referência representativa da condição de carregados, é ligado/desligado o conversor dc-dc que fornece tensão regulada ao dispositivo-sensor, num exemplo de aplicação envolvendo a monitorização de humidade. Deste modo, esta solução possui duas funções de gestão da energia: uma relativa ao armazenamento de energia, e a outra para determinar condições e oportunidades de alimentar o dispositivo-sensor, em função da energia disponível.

Outros trabalhos têm sido apresentados, com novas abordagens para melhorar a eficiência da captação de energia, através de algoritmos mais complexos de previsão da disponibilidade da energia [49]–[54]. Por exemplo, em [49] foi proposto um circuito MPPT com registo de aproximação sucessiva SAR (*Successive approximation register*) e um contador para resolver o dilema entre a resposta em regime transitório e as pequenas flutuações verificadas em torno do ponto de máximo rendimento. E, em [53], foi implementada uma abordagem que para além de captar energia no ponto de rendimento máximo de cada painel, também reconfigura a matriz dos painéis solares em função das alterações do meio.

Concluindo: vários trabalhos têm sido apresentados na área da captação de energia luminosa, demonstrando a viabilidade do mesmo para aplicações em redes de sensores sem fios. Nesta tese, contribui-se com apresentação e avaliação de um sistema de captação solar com um MPPT analógico, que não carece da utilização de um painel

solar extra ou de um sensor de luz, podendo ser utilizado para alimentar diferentes perfis de dispositivos, como adiante demonstrado no capítulo 3.

2.2.2. Diferenciais térmicos

Ambientes onde existam diferenciais térmicos e fluxos de calor têm o potencial de gerar energia eléctrica através de conversão termoeléctrica. A captação de energia de diferenciais térmicos pode ser feita através de módulos termoeléctricos baseados no efeito de Seebeck: um módulo termoeléctrico consiste, essencialmente, num agregado de termopares, cada um compreendendo dois semicondutores simetricamente dopados — um do tipo-p e outro do tipo-n —, que são ligados electricamente em série e termicamente em paralelo. Tipicamente, a tensão gerada por um módulo termoeléctrico é muito baixa, na ordem de mV, portanto incapaz de alimentar um dispositivo-sensor, só por si. Assim, o desafio consiste em conseguir captar continuamente uma muito baixa potência e, progressivamente, ir reunindo a energia necessária ao funcionamento de um dispositivo-sensor. Com este objectivo, a investigação nesta área tem estado focada tanto no módulo transdutor, tentando aumentar a sua eficiência [55]–[57], como em diferentes abordagens para gerir eficientemente a energia gerada por módulos termoeléctricos [58]–[60].

Neste sentido, Kocoloski et al [61] sugeriram transdutores termoeléctricos e termiónicos como duas potenciais tecnologias para produzir electricidade a partir de calor, em ambientes industriais. Para testar o conceito, construíram um protótipo utilizando um dispositivo termiónico para extrair energia do calor produzido em fornos de vidro, tendo obtido resultados que mostraram que, aproximadamente, 1/3 da energia disponível nestes meios pode ser convertida em electricidade. Também, Park et al [62] implementaram um sistema de captação térmico, com um circuito de MPPT que não carece de desligar o sistema para monitorizar a tensão e/ou a corrente eléctrica; este circuito de MPPT utiliza dois sensores de temperatura MCP9700 da Microchip Technology, que medem a temperatura de ambos os lados do módulo termoeléctrico, sendo o respectivo diferencial térmico determinado através de um amplificador LM392N da Texas Instruments: o sinal de saída do amplificador diferencial é utilizado como referência para o comparador MCP6542 da Microchip Technology, com histerese, que controla o processo de carga dos supercondensadores 3F@2,5V.

A tensão tipicamente gerada por um conversor termoelétrico é de cerca de 300 mV, o que não é suficiente para alimentar dispositivos electrónicos ou carregar baterias. Possíveis soluções para elevar esta tensão a valores que permitam alimentar dispositivos — alimentados a baixa tensão mas exigindo arranque rápido — têm sido sugeridos. Becker et al [63] apresentaram um sistema baseado na utilização de um circuito de bomba de carga para elevar a tensão de saída dos módulos termoelétricos, para um rápido arranque, com uma tensão de entrada de cerca de 250 mV; após o arranque do sistema, o circuito de bomba de carga é desligado, e um conversor dc-dc é activado em função da energia armazenada nos supercondensadores.

Chen et al [64] apresentaram um circuito integrado de bomba de carga de baixa-potência, para conversores termoelétricos. Os resultados experimentais mostraram que este circuito integrado consegue converter uma tensão de entrada de 120 mV numa tensão de saída de 770 mV, com uma eficiência de 38,8%.

Radamass et al [65] apresentaram um sistema de captação termoelétrico com base em critérios de gestão de energia, apoiando-se num sistema mecânico para começar a funcionar a tensões tão baixas como 35 mV. O sistema desenvolvido monitoriza a tensão e só activa o conversor dc-dc quando a tensão no sistema de armazenamento for superior a 2,4 V; contudo, para que o sistema comece a funcionar, é necessário a presença de vibrações para activar o interruptor mecânico.

Carlson et al [66] apresentaram um conversor dc-dc com controlo digital, para sistemas de captura termoelétricos. O conversor funciona para uma tensão de entrada de 20 mV, mantendo a saída regulada a 1 V. A eficiência de conversão ronda os 46% para tensão de entrada de 20mV e é 75% para uma tensão de entrada de 100 mV, fornecendo potências de 25 μ W e 125 μ W para as respectivas tensões de entrada.

Outros trabalhos, para além de implementarem sistemas de captação de energia de diferenças térmicas, também demonstram a viabilidade em satisfazer os requisitos de alimentação de típicos dispositivos-sensores. Por exemplo, Ferrari et al [67] demonstraram que é viável a utilização de módulos comerciais de células de Peltier para, utilizadas no modo inverso, captar energia na presença de um diferencial térmico, a fim de alimentar dispositivos-sensores. Como prova-de-conceito, construíram um circuito constituído por um módulo termoelétrico (alternando três células de Peltier diferentes), um conversor dc-dc TPS60303 da Texas Instruments, um sensor de

temperatura passivo, um oscilador astável e um transmissor MAX1472 da Maxim Integrated, operando na banda ISM de 433 MHz, havendo os resultados assim obtidos demonstrado a viabilidade para alimentar um dispositivo-sensor de baixo consumo.

Carmo et al [68] fabricaram um micro-conversor termoeléctrico com capacidade para alimentar módulos de electroencefalografia, através da conversão de diferenças térmicas entre o ar ambiente e a testa de uma pessoa, sendo este módulo constituído por uma unidade de comunicação na banda ISM de 2,4 GHz, um processador e um eléctrodo de captação de sinal de electroencefalografia. O conversor era feito de estruturas termoeléctricas baseadas em filmes finos do Bi_2Te_3 tipo-n e Sb_2Te_3 tipo-p; os resultados mostraram que filmes finos com esta composição apresentam propriedades termoeléctricas comparáveis às dos macro-módulos Peltier e que, com um multiplicador de tensão de apenas um estágio, o micro-conversor termoeléctrico assim construído pode fornecer uma potência de cerca de $18 \mu\text{W}$.

Lu e Yang [69] propuseram um sistema de captura energética térmica, para alimentar dispositivos ZigBee para monitorização de válvulas. O protótipo era composto por três subsistemas, de: (i) armazenamento de energia, com dois supercondensadores de $10\text{F}@2,3\text{V}$ e duas baterias secundárias de Ni-Cd, (ii) conversão dc-dc, para manter estável a tensão fornecida ao dispositivo-sensor, e (iii) gestão de energia, que é responsável pela selecção do acumulador a ser utilizado e pelo controlo de carregamento das baterias. Resultados experimentais mostraram que uma potência de $150\text{mW}@34^\circ\text{C}$ podia ser captada pelo protótipo e, mesmo para valores de tensão inferiores a $0,45 \text{ V}$, o dispositivo ZigBee continua a funcionar correctamente. Cálculos teóricos sugerem que, substituindo as clássicas pilhas AA no dispositivo *ZigBee Wireless Radiator Valve* do protótipo por esta forma de alimentação, o tempo de vida útil do dispositivo passaria de um para oito anos.

Mateu et al [70] simularam e implementaram um sistema de captação de energia capaz de alimentar um dispositivo-sensor, com uma cadência de comunicação de segundo a segundo, apenas com o calor gerado na mão. O sistema era composto por um módulo termoeléctrico, um circuito de bomba de carga, um conversor dc-dc e uma bateria de lítio recarregável. Resultados experimentais mostraram que a diferença de temperatura entre a mão e o ar ambiente pode produzir uma potência máxima de 3

mW. Além disso, o sistema consegue funcionar para diferenças de temperatura tão baixas como 5 °C.

Consciente de que a gestão de energia é importante para dispositivos-sensores alimentados com base em captação de energia do meio envolvente, Salerno [71] apresentou dois circuitos integrados desenvolvido pela Linear Technology, especialmente dedicados à gestão de energia captada de diferenciais térmicos: LTC3108 e LTC3109. A principal diferença entre eles está no facto de que o LTC3109 funciona independentemente da polaridade do módulo termoeléctrico, mas ambos permitem captar energia para tensões de entrada tão baixas como 20 mV, e gerem as cargas reservando para o acumulador a energia excedente. Uma mais-valia, é que fornecem uma tensão de saída regulada, podendo assim alimentar directamente dispositivos-sensores, sem mais componentes para a regulação de tensão.

Reza Abbaspour [72] apresentou um dispositivo-sensor alimentado através da captação de energia de diferenciais térmicos entre o exterior e o interior, através da janela de um edifício. O dispositivo é composto por um módulo de captação de energia gerido pelo circuito integrado LTC3108 da Linear Technology, um microcontrolador MSP430 da Texas Instruments, um transceptor CC2520 ZigBee e um sensor de temperatura. Resultados experimentais mostraram que o supercondensador de 1F@5,5V é carregado com uma corrente contínua máxima de 7 mA, para um diferencial térmico de 38°C.

Em [73], o circuito integrado LTC3108 foi utilizado para testes de captação de energia de diferenciais térmicos e de campos electromagnéticos. A análise realizada pelos autores permitiu concluir que o LTC3108 é adequado a captação de energia, mesmo para valores de tensão de entrada de 20 mV. Resultados experimentais mostraram que é possível, em 4h33min, elevar a tensão do supercondensador de 1F@5,5V a 1,84 V apenas com o calor gerado por uma vela.

Wang et al [74] apresentaram um sistema de captação térmica para alimentar um dispositivo-sensor denominado *Tyndall*. O sistema de captação é composto por um módulo termoeléctrico, um conversor dc-dc S882Z-18 da Seiko Instruments, que suporta tensões de arranque entre 0,25 V e 0,3 V (para arranque rápido), um conversor dc-dc TPS61020 da Texas Instruments para elevar a tensão e carregar um conjunto de supercondensadores com uma capacidade total de 2,5F@5V, e um conversor dc-dc

TPS61220 da Texas Instruments para regular a tensão fornecida ao dispositivo-sensor. Como medida adicional, a tensão nos supercondensadores é monitorizada pelo microcontrolador, havendo-se obtido uma eficiência de funcionamento de cerca de 25% na alimentação de um dispositivo-sensor, em condições de temperatura mínima de 60°C na parte quente e uma normal temperatura ambiente na parte fria do módulo termoeléctrico, com medições periódicas realizadas à cadência de 5,8 s.

Em suma, esta tem sido uma área sob investigação com resultados comprovados para aplicações, sobretudo biomédicas e industriais, que vêm conduzindo ao surgimento de novos transdutores baseados noutros princípios e efeitos físicos, tais como piroeléctrico [75], [76], ferromagnético [77] e soluções híbridas [78]. Nesta tese, contribui-se com a análise do desempenho dos circuitos integrados LTC3108 e LTC3109 em várias configurações e apresenta-se um sistema de captação de energia baseado no LTC3109, que foi utilizado industrialmente para alimentar dispositivos-sensores de monitorização e diagnóstico de purgadores de vapor, para exploração em linhas de vapor industrial, como descrito no capítulo 4.

2.2.3. Campos electromagnéticos

Os campos electromagnéticos compreendem campos eléctricos e magnéticos, de altas-frequências e radiofrequências, que baseiam aplicações e sistemas tão diversos como os radares, os emissores de rádio e televisão, torres de comunicação em geral, e de baixas-frequências, como os gerados por linhas de transporte e distribuição de electricidade e por equipamentos eléctricos alimentados a partir da tensão do sector da rede eléctrica. A conversão de campos electromagnéticos de alta-frequência em electricidade é tipicamente efectuada através de antenas capazes de captar sinais eléctricos, enquanto a influência de campos de baixa-frequência se realiza através de indução.

Na literatura, têm sido apresentados vários trabalhos que, baseados em diferentes abordagens, mostram a viabilidade de captação de energia de campos electromagnéticos de alta-frequência [79]–[87]. Contudo, como este assunto está fora do âmbito deste trabalho, não serão abordados em detalhe nesta tese, que, assim se foca apenas nos campos magnéticos e electromagnéticos de baixa-frequência. Alguns autores têm utilizado o princípio da indução electromagnética para converter energia

mecânica em energia eléctrica, uma vez que, na presença de vibrações, é possível capturar a energia com transdutores constituídos por ímanes e enrolamento de espiras. Nestes casos, a variação da densidade do fluxo magnético pode ser feita de duas maneiras: mantendo o íman fixo e movendo o enrolamento, em função da vibração, ou movendo o íman e mantendo o enrolamento fixo. Por exemplo, Saha et al [88] descrevem um gerador electromagnético para capturar energia do movimento de uma pessoa, de modo a alimentar sensores de baixo consumo: um íman é colocado dentro de um tubo de *teflon*, com os terminais fechados com ímanes, colocados de tal modo que a face que fica para dentro tenha a mesma polarização do íman interno, e um enrolamento de 1000 espiras foi montado à volta do tubo. Quando o tubo se move, acompanhando a passada de uma pessoa, o íman interno desloca-se para cima e para baixo, induzindo uma tensão no enrolamento. A máxima potência assim gerada foi de 0,95 mW durante uma caminhada e de 2,46 mW durante uma corrida lenta, e, utilizando apenas um rectificador e um condensador, foi possível transferir 3,54 J para uma bateria recarregável de Li-MnO₂, num período de 1 hora — todavia, não apresentaram resultados experimentais demonstrativos de capacidade para alimentar um dispositivo-sensor.

Mas outros trabalhos conseguem demonstrar a viabilidade da captação de energia de campos electromagnéticos como possível fonte de alimentação para dispositivos-sensores. Por exemplo, Dallango et al [89] desenvolveram um conversor electromagnético alternativo ao apresentado por Saha et al [88], apresentando uma solução ainda baseado em vibrações, que pode ser utilizado em rede de sensores sem fios, em que toda uma unidade é alimentada apenas com a energia capturada pelo transdutor electromagnético. Para além do transdutor, o sistema incluía um circuito integrado para converter e elevar o sinal variável de entrada num sinal contínuo de saída, um regulador de tensão para 3,3 V e uma carga simulando um dispositivo-sensor constituído por um MSP430 da Texas Instruments, um transceptor ADF7242 da Analog Devices operando na banda ISM de 2,4 GHz e um sensor de temperatura AD7814 da Analog Devices. Os resultados experimentais demonstraram a capacidade deste sistema suportar comunicações sem fios apenas com a energia capturada de vibrações mecânicas a baixas frequências ou dos movimentos de uma pessoa durante a realização de exercícios.

Torah et al [90] apresentaram um microsistema autónomo alimentado a partir da energia captada de vibrações. O dispositivo-sensor era constituído por um micro-gerador electromagnético com enrolamento fixo de 2300 espiras, um multiplicador de tensão Dickson de 5 estágios, um microcontrolador PIC16f676 da Microchip, um transmissor sem fios AM-RT4 da RF Solutions operando na banda ISM de 433 MHz e um acelerómetro ADXL330 da Analog Devices. O micro-gerador gerava uma tensão eficaz de 0,45 V sob uma vibração correspondente a uma aceleração de $0,6\text{m/s}^2$; aquela tensão foi elevada para 2,2 V pelo multiplicador de tensão, o que permitiu carregar um supercondensador de $0,22\text{F}@2,2\text{V}$ com uma energia utilizada para alimentar a parte activa do sistema enquanto este lê e transmite 5 valores do acelerómetro, de 50 em 50 s; o período de comunicação era definido em função do nível de tensão no supercondensador.

Shen et al [91] propuseram e validaram um sistema auto-sustentável, através da captura de energia proveniente de vibrações, para funções de monitorização e controlo. O sistema era composto por uma massa de amortecimento, como um pêndulo, um dispositivo electromagnético rotativo, um circuito de captura de energia e um dispositivo-sensor *Imote2*. Os resultados experimentais mostram que o sistema regenerativo electromagnético pode fornecer alimentação para o *Imote2*, com uma potência capturada de cerca de 312,4 mW sob movimentos correspondentes a uma aceleração de 0,05 g.

Seguindo uma diferente abordagem, alguns autores têm-se focado na captação de energia de campos electromagnéticos criados em torno de condutores de energia eléctrica, para alimentar dispositivos-sensores responsáveis pela monitorização de parâmetros como corrente, tensão e temperatura em instalações de transporte e distribuição de electricidade ou em equipamentos. Nestes casos, o conversor adoptado é tipicamente um transformador de corrente ou um concentrador de fluxo magnético. Exemplificando, Zangl et al [92] apresentaram um estudo que demonstra a viabilidade de um sistema de captação de energia de um campo eléctrico criado nas proximidades de uma linha área de alta-tensão para alimentar dispositivos de monitorização *online* das condições da linha, assim como o funcionamento de dispositivos electrónicos nas proximidades de linhas de alta-tensão.

Moghe et al [93] apresentaram uma solução para a monitorização de corrente e de temperatura, em que o dispositivo-sensor é constituído por um concentrador de fluxo para medição de corrente e captação de energia. A energia captada é armazenada num supercondensador de 1 F, e os dados monitorizados são transmitidos através de uma rede Zigbee. O sistema opera para correntes eléctricas com intensidade entre 60 e 1000 A e, por exemplo, para uma corrente de 100 A, o sistema funciona com um período de *duty cycle* de um minuto, e, como o concentrador de fluxo não precisa de envolver completamente o condutor, o sistema pode ser utilizado na monitorização de diversos equipamentos numa estação eléctrica. Uma abordagem similar foi apresentada em [94], demonstrando a viabilidade da utilização de conversores abertos para a captação de energia, quando conversores fechados do tipo transformadores de corrente não podem ser instalados.

Porcarelli et al [95] apresentaram um dispositivo para a medição de corrente eléctrica em equipamentos residenciais e industriais. O dispositivo compreende dois transformadores de corrente, um para medição e outro para captação de energia, e utiliza duas baterias AAA para um rápido arranque. O sistema consegue medir corrente desde os 50 mA até aos 50 A, embora possuindo o inconveniente de utilizar dois transformadores de corrente dedicados a funções específicas, que foi superado em [96], onde um só transformador de corrente serve ambas as funções de medição e captação de energia.

Em suma: a captação de energia de campos electromagnéticos tem sido utilizada em diversas áreas de aplicação, o transdutor utilizado dependendo da aplicação, da intensidade e da frequência dos campos electromagnéticos, variando desde antenas para altas frequências a transformadores de corrente, ou concentradores de fluxo magnéticos para baixas frequências. Nesta tese, contribui-se com a apresentação de dois dispositivos-sensores que captam energia de campos criados por condutores percorridos por correntes eléctricas elevadas, embora com diferentes requisitos funcionais, como se apresenta no capítulo 5.

2.3. Tecnologia de despertar por radiofrequência

Tipicamente, a capacidade de despertar por radiofrequência — *wake-up radio* — é conferida por um circuito adicional, de baixo consumo, que “escuta” um canal rádio

enquanto o dispositivo-sensor permanece em modo adormecido, e, havendo recebido sinal nesse canal, promove o despertar do microcontrolador “hospedeiro” do dispositivo-sensor. A Figura 2.5 ilustra a estrutura de um microsistema dotado de *wake-up radio*; assim, para que o sistema de despertar funcione, são necessários dois dispositivos, pelo menos: um emissor, que envia o sinal de despertar, e um receptor que, recebendo um sinal de radiofrequência, gera um sinal de interrupção para despertar o microcontrolador “hospedeiro” no nó adormecido — o qual, por sua vez, no cumprimento do programa de aplicação, ligará o rádio principal para possibilitar as comunicações com outros nós da rede.

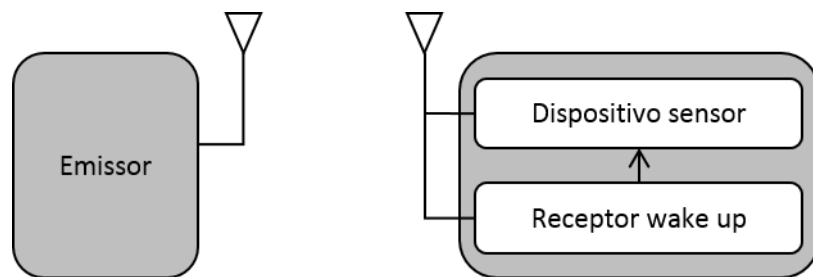


Figura 2.5 – Ilustração das partes do módulo de despertar por radiofrequência.

O mecanismo de despertar por radiofrequência deve satisfazer alguns requisitos básicos, tais como [97]–[99]:

- Rápido despertar – um nó da rede deve despertar quase instantaneamente quando recebe um comando de acordar;
- Baixo consumo – o nó deve gastar aproximadamente a mesma energia no modo adormecido, independentemente de ter ou não a função de despertar por radiofrequência;
- Ausência de interferências – o nó não deve acordar em resultado de sinais espúrios de radiofrequência no local;
- Alta sensibilidade – o nó não deve ignorar eventos de interesse, ou seja, deve estar em estado activo sempre que estes eventos ocorram;
- Baixa complexidade — o circuito electrónico deve ser simples, fiável e económico.

Neste sentido, na literatura têm surgido diferentes propostas de solução: (i) circuitos totalmente passivos, e circuitos activos com capacidade de endereçamento, e (ii) alcances-rádio muito variados, entre poucos metros e algumas dezenas de metros.

Os circuitos passivos — sem alimentação, logo sem consumo — operam utilizando apenas a energia captada do sinal de radiofrequência de despertar e,

consequentemente, têm uma sensibilidade reduzida e curto alcance. Por outro lado, os sistemas activos requerem uma fonte de alimentação externa para o seu funcionamento, mas oferecem alcances superiores e capacidade de endereçamento através do sinal de despertar, assim permitindo acções de despertar selectivo, portanto sem a activação de outros nós de uma rede.

Lin Gu e John Stankovic [98] simularam um módulo *wake up* passivo, que opera na banda de frequência ISM dos 433MHz, consistindo num circuito adicional, externo ao sensor, para vigiar o canal rádio. Este módulo utiliza apenas componentes passivos para receber energia de uma transmissão de radiofrequência, num processo similar ao de RFID passivo, para se alimentar e gerar eventos: quando a energia induzida na antena for suficientemente alta, esta causa uma interrupção no microcontrolador, que poderá acordar os módulos restantes no nó. No circuito por eles implementado, o sinal captado pela antena é rectificado e acumulado num condensador, até atingir a amplitude capaz de activar uma interrupção no microcontrolador; com este circuito básico, os autores relatam um alcance de 3 metros, e, para estender o alcance a 10 metros, sugerem a inclusão de componentes activos, como comparadores e amplificadores, implicando um consumo de 100 μ W.

He Ba et al [100] estudaram a possibilidade e os benefícios dum módulo *wake up radio* baseado em RFID passivo na banda de 915 MHz, havendo construído uma unidade pela integração de um WISP RFID passivo (desenvolvido pela Intel Research) com um Tmote Sky *mote*, que denominaram de *WISP-Mote*. Embora o WISP não esteja directamente relacionada com rede de sensores sem fios, o seu circuito e a sua filosofia estão próximas das redes de sensores com autonomia energética, uma vez que capta do ambiente envolvente toda a energia de que precisa. Neste trabalho, o WISP foi utilizado apenas para capturar energia e alimentar a unidade, com um alcance em relação a uma fonte emissora de radiofrequência de cerca de 4 metros.

Em [101] foi apresentado um dispositivo-sensor composto por um sistema de captação de energia, um circuito *wake-up* passivo e o Tmote Sky *mote*, o qual foi denominado de *REACH-mote*. Este, numa avaliação comparativa com o apresentado em [100], mostrou ter um consumo inferior, menor complexidade e um alcance de resposta de cerca de 11 metros, ao passo que o *WISP-mote* apresenta vantagens no endereçamento através do sinal de *wake-up*.

Van der Doorn et al [99] propuseram uma solução que, operando na banda de frequência dos 868 MHz, utiliza uma só antena para servir as funções de despertar e de comunicação. Com o objectivo declarado de demonstrar que seria possível construir um módulo *wake up radio* de baixo custo, usaram o CC1000 da Texas Instruments na plataforma T-node da SOWNet para transmitir sinais modulados OOK (*On-Off Keying*) para despertar — com um alcance de 2 metros, para uma potência transmitida de 3 mW — outros nós, sem selectividade.

Malinowski et al [102] desenvolveram um detector de radiofrequência, que opera nos 300 MHz, para detectar a interrogação de um leitor RFID como parte integrante da tag CargoNet. Esta é uma tecnologia de baixo custo e baixo consumo, que cria uma ponte entre as redes de sensores sem fios e os sistemas de identificação por radiofrequência. O sistema é constituído por um circuito ressonante LC e um autotransformador, que duplica a amplitude da tensão do sinal recebido pela antena, seguido de um detector da envolvente do sinal e um amplificador com um potenciómetro digital. O potenciómetro digital permite definir dinamicamente diferentes limiares de funcionamento, dependendo do meio envolvente, evitando assim falsos alarmes. A sensibilidade de recepção é de -65 dBm e o consumo é de 2,8 μ W, apresentando capacidade de detectar sinais de modulação OOK com impulsos quadrados de 25 Hz emitidos por um transmissor posicionado a 8 metros de distância.

Ansari et al [103] apresentaram um circuito constituído por uma malha de adaptação de impedância, um multiplicador de tensão com cinco estágios e um comparador digital. A energia induzida na antena é muito baixa e, por isso, a função da malha de adaptação de impedância é transferir o máximo de energia à saída da antena para o restante circuito, e o multiplicador de tensão eleva esta tensão para valores capazes de gerar uma interrupção no microcontrolador. O comparador digital é o único elemento activo do módulo, com um consumo de 350nA@3V. Estes autores utilizam sinais modulados PIE (*Pulse Interval Encoding*) para acordar os sensores, o que permite endereçar o sinal e enviar dados adicionais na mesma transmissão de sinal. Ao fazerem isso, conseguem eliminar acordares desnecessários do módulo rádio principal, que só é ligado se (e quando) a aplicação envolver comunicação. O dispositivo-sensor desenvolvido por eles consiste num sensor TelosB, ao qual acoplaram um módulo CC1000PPK-868 da Texas Instruments. O sistema *wake-up* opera na banda de frequência

ISM dos 868 MHz, apresentando para um limiar de comparação de 50 mV e uma potência de transmissão de 27 dBm um alcance de 10 metros no interior.

O circuito apresentado em [104] baseia-se no trabalho apresentado em [103]. Oller et al implementaram, não só um receptor *wake-up* semi-passivo similar, como também um transmissor associado, ambos operando na banda dos 868 MHz. Efectuaram uma avaliação do desempenho do sistema, analisando o alcance, o efeito do filtro SAW (*Surface Acoustic Wave*), o efeito do plano de terra, o efeito da antena escolhida e o efeito do número de estágios do multiplicador de tensão, havendo os resultados experimentais mostrado capacidade para alcançar até 13,5 metros no exterior, para uma potência de 27 dBm, com um consumo de cerca de 1 μ A.

Le-Huy e Roy [105] propuseram e simularam um sistema de *wake-up* que opera na banda de frequência ISM de 2,4 GHz, com capacidade de endereçamento de 8 bits. O circuito consiste numa antena, um módulo detector da envolvente do sinal e um módulo de descodificação. A antena pode ser partilhada com o módulo rádio principal, e o bloco do detector da envolvente do sinal contém um sistema de adaptação de impedância. O bloco da descodificação do endereço é constituído por um estágio de amplificação, um descodificador PWM e um comparador. A utilização de um descodificador entre o estágio de amplificação e o comparador permite acordar o microcontrolador apenas quando o endereço enviado for o mesmo do sensor. Le-Huy e Roy afirmam que o sistema consome apenas 20 μ W, para um alcance de 4 metros.

Gamm et al [106] apresentaram um receptor de *wake-up* que opera na banda de frequência ISM dos 868 MHz, consome 2,78 μ A e integra um código de 16 bits para endereçamento dos dispositivos-sensores. O sinal de despertar é modulado em amplitude OOK com uma frequência de 125 kHz sobre a portadora de 868 MHz. O sistema apresenta dois caminhos possíveis para o sinal recebido pela antena: um para o processamento do sinal de despertar e outro para a comunicação através do rádio principal, sendo o encaminhamento seleccionado num microcontrolador MSP430 da Texas Instruments, que controla um multiplexador analógico ADG918 da Analog Devices. O sinal de despertar, depois de passar pela adaptação de impedância, rectificação e filtragem, é analisado no receptor *wake-up* AS3932, da Austria Microsystems, o endereço obtido é comparado com o do nó e, em caso de concordância, é gerada uma interrupção para acordar o microcontrolador. O estudo realizado

permitiu-lhes concluir que, para uma potência de transmissão de +10 dBm, conseguiam acordar um nó a 40 m de distância, visto a sensibilidade do receptor ser de -52 dBm. Dando seguimento a esse trabalho propuseram melhorias no sistema, de modo aumentar o alcance e o desempenho nos trabalhos [107]–[109].

Seguindo o mesmo raciocínio, Umbdenstock et al [110] apresentaram um receptor de *wake-up radio* utilizando o receptor *wake-up* AS3932 operando na banda de frequência dos 868 MHz, que foi acoplado a uma placa de desenvolvimento MSP430-CCRF da Texas Instruments. Os resultados experimentais mostraram que o receptor tem uma sensibilidade de -15dBm e consegue gerar uma interrupção a uma distância de 8m da fonte emissora do sinal; contudo, o sistema não partilha a antena com o rádio principal.

Prabhakar et al [111] apresentaram um nó com um receptor de *wake-up*, um transmissor de *wake-up* e um módulo para o rádio principal: o receptor de *wake-up* consiste num circuito que engloba um receptor *wake-up* AS3933, o transmissor *wake-up* baseia-se num CC1150 da Texas Instruments operando na banda de frequência dos 868 MHz, e o módulo de rádio principal é um CC2530 da Texas Instruments, que opera na banda dos 2,4 GHz suportando o protocolo ZigBee. Os módulos partilham uma antena multibanda e, através dum multiplexador, é feita a escolha do módulo a utilizar; com uma potência radiada de +10 dBm, conseguiram despertar um nó a 4 metros de distância, num espaço interior. Os autores demonstraram a viabilidade do sistema alimentado através da captação de energia solar e salientaram que, num nó de uma rede sem fios, é vantajoso ter as três tecnologias de rádio.

Marinkovic e Popovici [112], [113] implementaram um receptor de *wake-up* operando na banda de frequência ISM dos 433 MHz, apresentando um consumo de 270 nW. O módulo de despertar, para além dos métodos e tecnologias tradicionais, incorpora um decodificador PWM e um adaptador SPI para estabelecer a comunicação com o microcontrolador, apresentando um alcance não superior aos 2 metros.

Magno et al [114] apresentam um artigo de revisão sobre gestão de energia em redes de sensores sem fios, com foco nos receptores de despertar por radiofrequência, com consumos na ordem dos nW [112], [113], [115], e sua combinação com outras técnicas de gestão para alcançar um melhor desempenho, tais como técnicas de

comutação de carga (*power gating*) e redução da frequência do clock (*dynamic voltage frequency scaling*).

Outros trabalhos têm sido apresentados com novas abordagens, utilizando, por exemplo ultra-sons [116], espaço óptico livre FSO (*Free Space Optics*) [117], ou bandas de frequências mais elevadas [118], [119]. Contudo, independentemente de métodos e tecnologias, o objectivo principal dos sistemas de despertar por radiofrequência continua a ser a redução do consumo de energia dos nós em redes sem fios.

Em suma: vários trabalhos têm sido apresentados demonstrando a viabilidade do despertar por radiofrequência e o seu impacto na gestão de energia disponível em nós de redes sem fios. Nesta tese contribui-se com a apresentação e a avaliação de dois circuitos de despertar por radiofrequência de baixo consumo, operando na banda de frequência dos 433 MHz: (i) um baseado no receptor *wake-up* AS3933, possibilitando o endereçamento para despertar selectivo de nós, e (ii) outro semi-passivo baseado no trabalho de Ansari et al [103], sem capacidade de endereçamento — tal como desenvolvido no capítulo 6.

2.4. Conclusão

A compreensão dos factores fundamentais e da sua influência em termos energéticos — envolvendo a produção, o armazenamento e a gestão parcimoniosa do consumo — numa rede de sensores sem fios, juntamente com uma recensão do estado da técnica, permitiu-nos balizar e precisar um rumo coerente para a investigação levada a cabo, para servir os propósitos académicos e, também, os objectivos empresariais de curto e longo prazo.

Assim, para esta tese, decidiu-se que o estudo se iria focar em dois dos factores determinantes anteriormente discutidos: a captação de energia e os modos de funcionamento dos nós no âmbito de redes sem fios. Embora o trabalho tenha incidido particularmente sobre estes dois factores, os demais factores não foram negligenciados e as decisões de projecto tomadas sempre tiveram em conta a eficiência energética. Enquadrada, como estava, nos interesses empresariais, a abordagem seguida teve como objectivos o projecto, a realização e a validação de sistemas de captação e armazenamento de energia de fontes várias: da luz, sobretudo de luz solar, para

utilização externa, diferenciais térmicos, e campos electromagnéticos. Também, como forma de controlar os consumos de energia — habitualmente escassa — em nós de redes sem fios, foram aplicados métodos e tecnologias de despertar por radiofrequência, e avaliada a exequibilidade da sua inclusão em sensores inteligentes comerciais, novos e pré-existentes no catálogo.

Os capítulos seguintes descrevem os métodos e as tecnologias utilizadas, e apresentam os resultados da investigação desenvolvida durante a realização dos trabalhos aqui apresentados.

3

Captação de energia de fonte luminosa

Este capítulo descreve o sistema de captação de energia luminosa implementado. É apresentado o circuito desenvolvido e são mostrados e discutidos os resultados dos testes realizados. O sistema foi validado em produtos da Eneida, que aqui são apresentados como exemplos de aplicação, com especial foco no sensor de alinhamento em seccionadores de subestações (EWSTA-reh).

3.1. Enquadramento

Este projecto específico resultou da necessidade de alterar as formas de alimentação em potência em produtos previamente existentes na empresa, maioritariamente alimentados com pequenas baterias primárias. Particularmente em equipamentos de instalação externa, as limitações de autonomia decorrentes da utilização de fontes de energia finitas poderão ser contornadas com recurso à captação de energia solar disponível no meio envolvente.

No entanto, embora no exterior abunde energia solar, esta sofre flutuações em razão da localização geográfica, das condições meteorológicas, das estações do ano e das horas do dia (sobretudo da noite). Consequentemente, a realização de um sistema de captação de energia de fontes luminosas dependerá sempre da aplicação (produto) e do local de instalação. Deste modo, antes de implementar um sistema de captação de energia luminosa, algumas especificações da aplicação devem ser tidas em consideração, tais como:

- As necessidades energéticas – ou seja, saber qual é consumo de energia da aplicação para diferentes perfis de funcionamento, tais como o modo adormecido, o modo de sensorização e o modo de comunicação, de modo que o sistema de captação sempre satisfaça esses requisitos de energia disponível;
- As limitações físicas – muitas vezes os dispositivos têm limitações em termos de tamanho e a adição de um sistema de captação de energia deve respeitar essas limitações;
- A localização da instalação – em função do local onde será instalado uma peça de equipamento, define-se a melhor abordagem para a captação de energia e o respectivo encapsulamento: pode ser embebido no dispositivo-sensor ou constituir um módulo fisicamente autónomo, que se liga ao dispositivo-sensor através de um pequeno cabo, dando assim liberdade de escolha para se encontrar a melhor posição do sistema de captação.

Após a análise destas características, pode-se definir e projectar as várias partes integrantes de um sistema de captação de energia, tais como:

- O transdutor de energia do meio envolvente para energia eléctrica;

- A tecnologia do acumulador de energia e a sua capacidade;
- O circuito electrónico de regulação de armazenamento;
- O mecanismo de gestão de energia adequado ao possível regime de captação de energia do meio envolvente e ao perfil do funcionamento da carga.

Este trabalho focou-se na implementação de um sistema de captação de energia para dispositivos-sensores já existentes na empresa. Assim, as especificações dos dispositivos-sensores já estavam definidos e a implementação de um sistema de captação de fontes luminosa deveria satisfazer essas necessidades. A secção seguinte descreve o sistema implementado e apresenta justificações para as decisões tomadas.

3.2. Descrição do sistema

Na Figura 3.1, é representado um diagrama de blocos do sistema de captação solar desenvolvido, no qual se mostram os principais módulos constituintes do sistema. Um painel fotovoltaico é utilizado para converter a energia luminosa em energia eléctrica e um circuito MPPT analógico monitoriza a tensão nos terminais do painel, condicionando a intensidade da corrente para carregar o sistema de armazenamento, cuja tensão de saída é regulada, de modo a fornecer uma tensão estável à carga alimentada.

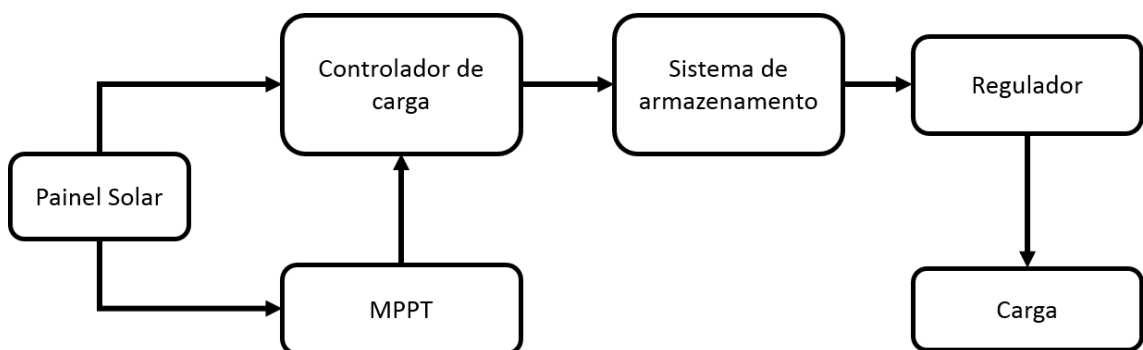


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema de captação de energia solar desenvolvido.

3.2.1. Painel solar

Um painel solar pode ser descrito como uma fonte de corrente ideal com tensão limitada, onde a corrente gerada é proporcional à radiação incidente. Os painéis solares podem ser caracterizados pelos seguintes parâmetros:

- Tensão em circuito aberto, V_{oc} – é a tensão máxima medida nos terminais do painel solar em vazio, ou seja com corrente de saída nula;

- Corrente em curto-circuito, I_{sc} – corresponde à corrente máxima que o painel solar consegue gerar na situação de curto-circuito, ou seja com tensão de saída nula;
- Potência máxima, P_{max} – corresponde à potência máxima gerada por um painel solar;
- Tensão no ponto de potência máxima, V_{max} – é o valor de tensão de saída em regime de pico de potência.
- Corrente no ponto de potência máxima, I_{max} – é o valor de corrente associado ao ponto de potência máxima.

Estes parâmetros estão representados na Figura 3.2, que ilustra uma curva característica I-V de um painel solar genérico, para uma determinada temperatura e um nível de radiação incidente, juntamente com a respectiva curva P-V. Normalmente, os valores destes parâmetros são fornecidos pelos fabricantes, para permitir uma escolha de painel em função dos requisitos de alimentação da aplicação em causa.

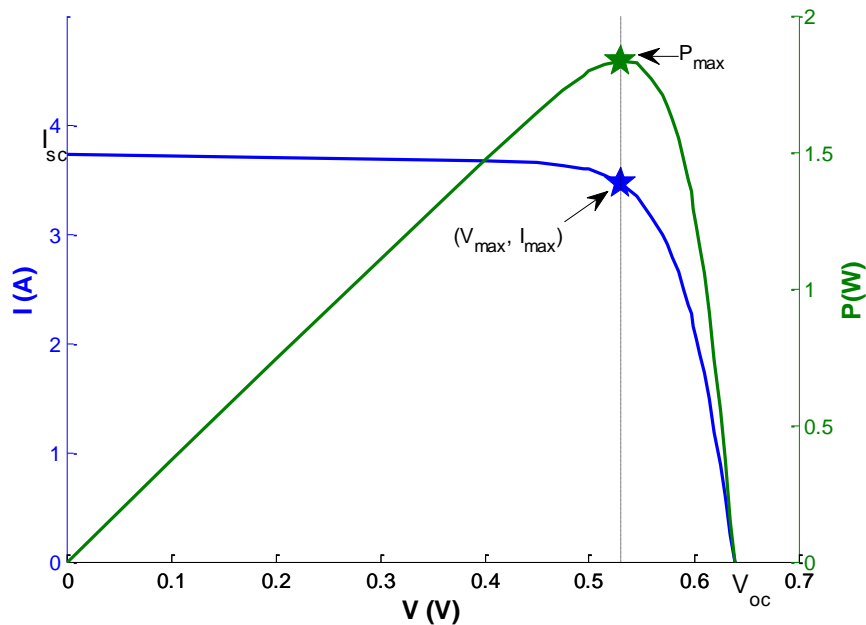


Figura 3.2 – Ilustração de uma curva característica I-V típica de um painel solar.

Neste trabalho, optou-se pela escolha de painéis solares com tensões de funcionamento superiores aos 3,3 V necessários para alimentar os dispositivos-sensores, e debitando correntes de algumas dezenas de miliamperes, com o intuito de poder satisfazer instantaneamente as necessidades energéticas do dispositivo, ao mesmo tempo que se armazena o excedente para ser utilizado quando as fontes

luminosas deixem de estar disponíveis. Também por razões económicas, a escolha recaiu sobre 4 painéis solares da China-Solar: KS-M165165G, KS-Q100G, KS-M8080 e KS-M10080 — a Tabela 3.1 apresenta as principais características destes painéis.

Tabela 3.1 – Características dos painéis solares em estudo.

Característica	KS-M165165G	KS-Q100G	KS-M8080	KS-M10080
Tensão em circuito aberto (V)	7.2	6	6	-
Corrente em curto-circuito (mA)	654	234	176	-
Tensão de funcionamento (V)	6	4	5	6
Corrente de funcionamento (mA)	600	215	160	133
Potência (W)	3.6	0.86	0.8	0.8
Dimensão (mm x mm)	165x165	Ø100	80x80	100x80
Encapsulamento	Vidro	Vidro	Epoxy	PET

3.2.2. MPPT

O objectivo de um circuito MPPT é de rastrear as condições da fonte de alimentação — aqui, um painel solar — e determinar a carga correspondente que maximiza a transferência de potência. Frequentemente, muitos circuitos MPPT utilizam indicações auxiliares relativas às condições de exposição à energia solar incidente (ensolação): um sensor de corrente eléctrica ou um painel solar piloto, de características em tudo similares ao principal; nos equipamentos servidos por este estudo e projecto, optou-se por monitorizar directamente o painel solar principal, com exclusão de dispositivos auxiliares.

O circuito implementado consiste num comparador, com histerese, que compara o valor da tensão instantânea do painel solar com um valor de referência, gerando um sinal de saída, Ref_charge/Vamp (Figura 3.3), que é utilizado na modelação do valor de corrente de carregamento do acumulador. Conhecendo o valor da tensão de funcionamento do painel solar, V_{max} , dimensiona-se as resistências do comparador, de modo que o sistema comece a armazenar energia apenas a partir do momento em que o valor da tensão instantânea do painel seja igual ou superior à tensão do MPPT.

3.2.3. Sistema de armazenamento

Normalmente, a escolha do sistema de armazenamento recai sobre baterias secundárias (recarregáveis) e supercondensadores. Embora as baterias disponíveis correspondam a tecnologias maduras e amplamente utilizada em dispositivos-sensores, possuam maiores capacidades de armazenamento e tenham correntes de fuga inferiores às dos supercondensadores, estes apresentam resistências internas muito menores e, por isso, permitem uma regulação superior em condições de rápida variação de carga, são menos susceptíveis a variações de temperatura e oferecem maior tempo de vida, em número de ciclos de carga/descarga.

Dadas as especificidades de um sistema de captação de energia solar — requerendo que, durante o dia, seja armazenada energia para ser utilizada durante a noite ou durante períodos de baixa luminosidade, e, conseqüentemente, ser necessário recarregar diariamente o acumulador —, neste projecto decidiu-se pela utilização de supercondensadores, beneficiando assim dos seus milhares ciclos de carga e descarga.

A capacidade dos supercondensadores foi definida em função das necessidades energéticas dos dispositivos-sensores que o sistema de captação deve alimentar: foram seleccionados condensadores de 10F@2,7V (BCAP0010P270T01, da Maxwell, pela relação custo/capacidade), e, tendo em conta que a tensão de funcionamento dos painéis solares é superior à tensão dos supercondensadores, optou-se por um arranjo em série de pares destes, assim elevando a tensão disponível no acumulador para 5,4V.

3.2.4. Controlador de carga

Havendo associado supercondensadores em série, tornou necessário realizar um balanceamento activo do carregamento de cada um deles, garantido o equilíbrio das respectivas cargas armazenadas. A escolha do dispositivo de balanceamento activo recaiu sobre um controlador de carga LTC3225 da Linear Technology, que foi concebido precisamente para controlar a carga dos supercondensadores em série, implementando automaticamente o balanceamento dos supercondensadores. Este circuito integrado apresenta algumas vantagens adicionais, tais como permitir definir o valor de corrente com que se pretende carregar os supercondensadores, através de uma resistência externa.

3.2.5. Regulador

Dado o facto de a tensão aos terminais dos supercondensadores apresentar uma variação linear durante o processo de carga ou de descarga, torna-se necessário recorrer a um regulador para garantir uma tensão estável para alimentar um equipamento. Uma vez que os painéis escolhidos têm uma tensão de funcionamento superior aos 3,3 V utilizados para alimentar os dispositivos-sensores, optou-se apenas por um regulador de tensão (*step-down*), em vez de um conversor *dc-dc buck-boost*. Foi escolhido o regulador TPS78233 da *Texas Instruments*, de baixa queda de tensão (cerca de 150 mV), com uma corrente em vazio típica de 500 nA, e que pode ser ligado/desligado, permitindo assim definir na aplicação as oportunidades de alimentar a unidade e, assim, melhor gerir a energia disponível nos supercondensadores.

3.2.6. Carga

Como cargas, foram utilizados pequenos dispositivos-sensores já existentes na empresa, bem como outras unidades desenvolvidas para os testes. Nos testes, a carga foi tipicamente constituída por um microcontrolador, um módulo de comunicação, um sensor de temperatura, e um acelerómetro.

De modo a satisfazer os requisitos energéticos das cargas, foi efectuado um estudo prévio sobre os consumos típicos de um dispositivo-sensor nos vários modos de funcionamento, para uma tensão nominal de 3,3 V. O dispositivo-sensor escolhido para a análise é composto por um sensor de temperatura ADT7301 da Analog Devices, um acelerómetro LIS3DH da STMicroelectronics e um microcontrolador CC430 da Texas Instruments, que já incorpora um sistema de comunicação sem fios CC1101. A Tabela 3.2 apresenta os valores típicos do consumo energético dos diferentes módulos do dispositivo-sensor, que retirados das fichas técnicas dos diferentes componentes.

Tabela 3.2 – Corrente consumida por componentes de um dispositivo-sensor alimentado a 3,3 V.

Módulo	Modo de funcionamento	Corrente (mA)
Microcontrolador CC430 Comunicação RF	Activo	5
	Adormecido	0,002
	Recepção	18,5
	Transmissão	33
Sensor Temperatura ADT7301	Activo	2,2
	Desligado	0,001
Acelerómetro LIS3DH	Activo	0,011
	Adormecido	0,006

Analisando esses valores, percebe-se que o sistema de captação de energia deve ter capacidade, não só para fornecer os poucos microamperes em modo adormecido, mas também as dezenas de miliamperes em modo activo, em qualquer momento e independentemente da disponibilidade da fonte luminosa. Neste sentido considerou-se, por exemplo, um perfil de consumo de um dispositivo-sensor, em que de hora a hora (t) teria que acordar durante um segundo (t_{activo}) para monitorizar e transmitir dados.

Neste caso o consumo médio numa hora, I_m , seria:

$$I_m = I_{\text{adormecido}} \times \frac{t - t_{\text{activo}}}{t} + I_{\text{activo}} \times \frac{t_{\text{activo}}}{t} \quad (3.1)$$

$$I_m = 10\mu A \times \frac{3599s}{3600s} + 33mA \times \frac{1s}{3600s} = 19,16\mu A.$$

No período de 24 horas, o consumo total, I_{24h} , seria de:

$$I_{24h} = I_m \times \frac{24h}{1h} \quad (3.2)$$

$$I_{24h} = 0,460mA$$

Assumindo que o sistema é alimentado a uma tensão de 3,3 V, a energia consumida num dia seria:

$$E = V \times I_{24h} \times t \quad (3.3)$$

$$E = 3.3V \times 0.460mA \times 3600s = 5,46J.$$

Conhecido o valor da energia, pode-se determinar a capacidade mínima do supercondensador, C:

$$E = \frac{1}{2} \times C \times (V_{inicial}^2 - V_{final}^2) \quad (3.4)$$

$$C = \frac{2 \times 5,46}{(5,2^2 - 3,3^2)} = 0,676F .$$

Uma vez que o acumulador compreende dois supercondensadores de 10F@2,7V agrupados em série, perfazendo um total de 5F@5,4V, pode-se concluir que o sistema de armazenamento tem capacidade para satisfazer as necessidades energéticas do dispositivo-sensor por, pelo menos, sete dias, antes que a tensão dos supercondensadores baixe para valores inferiores a 3,3V.

3.2.7. Electrónica de instrumentação do sistema

A Figura 3.3 apresenta o esquema do circuito electrónico desenvolvido, levando em conta os compromissos realizados para os diferentes blocos do sistema de captação de energia luminosa: neste circuito, pode-se identificar o bloco do MPPT, o controlador de carga LTC3225, os supercondensadores e o regulador de tensão. Pode-se observar que a energia necessária para alimentar o sistema é exclusivamente extraída do painel solar, eliminando assim a necessidade de um fonte de alimentação secundária para o arranque do sistema. O circuito implementado permite carregar os supercondensadores até uma tensão de saída, V_{cap} , de 5,2 V.

Neste circuito electrónico, é utilizado um diodo Schottky para evitar o fluxo inverso da corrente, bem como diodos *zener* de 5,1 V para proteger o restante circuito em situações de sobretensão. A utilização desta protecção contra tensões elevadas deve-se ao facto da tensão de entrada do LTC3225 estar limitada ao máximo de 5,5 V.

No circuito electrónico do MPPT, as resistências R2, R3 e R4 foram dimensionadas em função da tensão de funcionamento do painel solar fornecida pelo fabricante, definindo, assim, a partir de que valor de tensão o sistema começa a carregar e para que valor de tensão o sistema tenta carregar os supercondensadores com a corrente máxima definida.

A resistência R1 é dimensionada em função do valor da corrente com que se pretende carregar os supercondensadores, e da corrente máxima fornecida pelo painel solar, sendo que a corrente de carga deve ser de metade da corrente máxima fornecida pelo painel solar.

O circuito integrado LTC3225 impõe uma limitação na corrente máxima na sua entrada de 350 mA, o que implica que painéis solares com I_{max} superiores não devem ser associados a este circuito integrado; de facto, para correntes superiores, o fabricante recomenda a utilização do LTC3625, que suporta uma corrente máxima de entrada de 3 A.

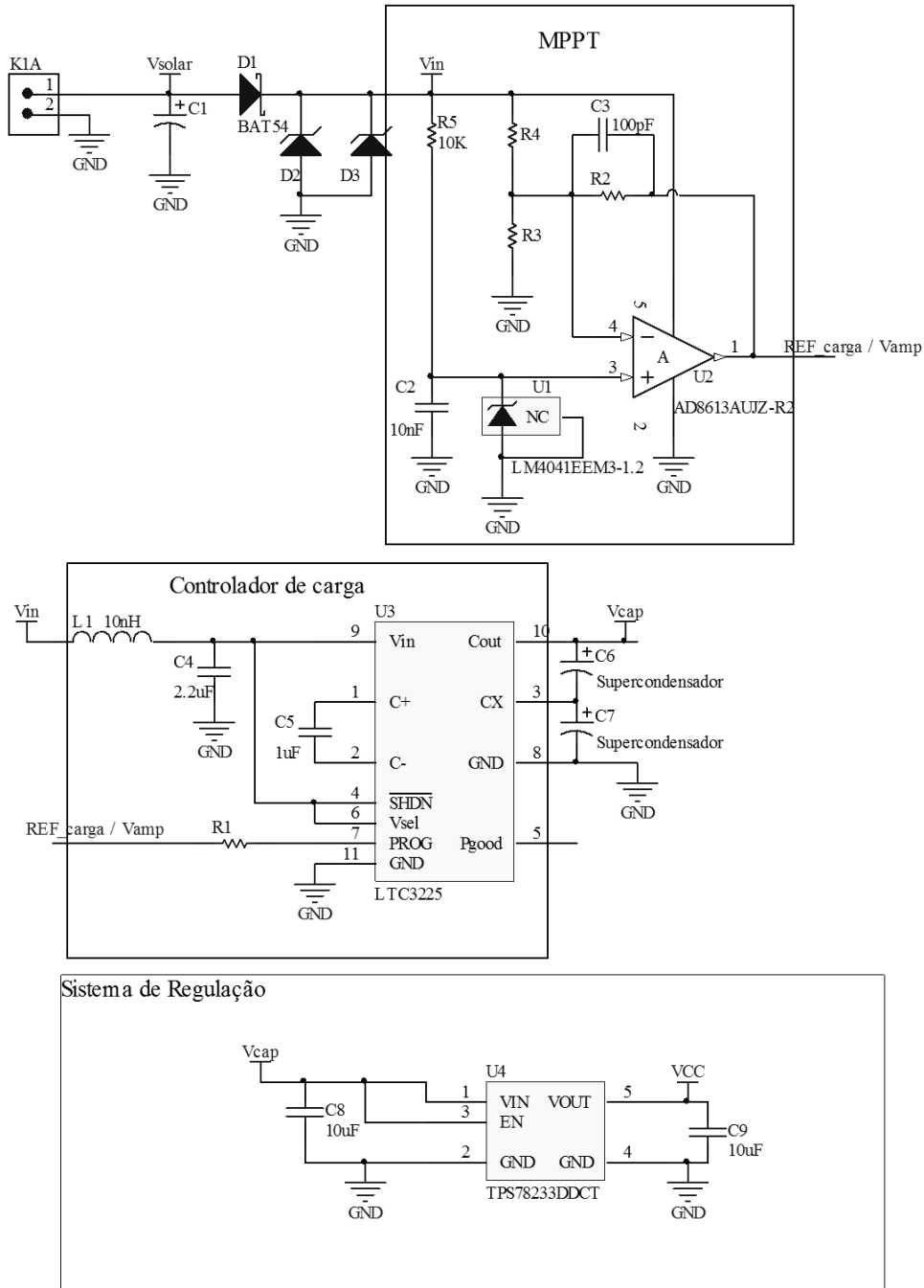


Figura 3.3 – Esquemático do circuito electrónico implementado.

3.3. Simulações

Para uma melhor compreensão do modo de funcionamento do sistema de captação de energia luminosa, simulou-se o circuito descrito na Figura 3.3, com recurso ao simulador LTspice da *Linear Technology*.

A Figura 3.4 apresenta o circuito simulado, sendo de notar que os circuitos-integrados considerados na simulação não são, em rigor, os utilizados no sistema desenvolvido e implementado — no entanto, os circuitos integrados considerados em ambos os casos apresentam características muito similares.

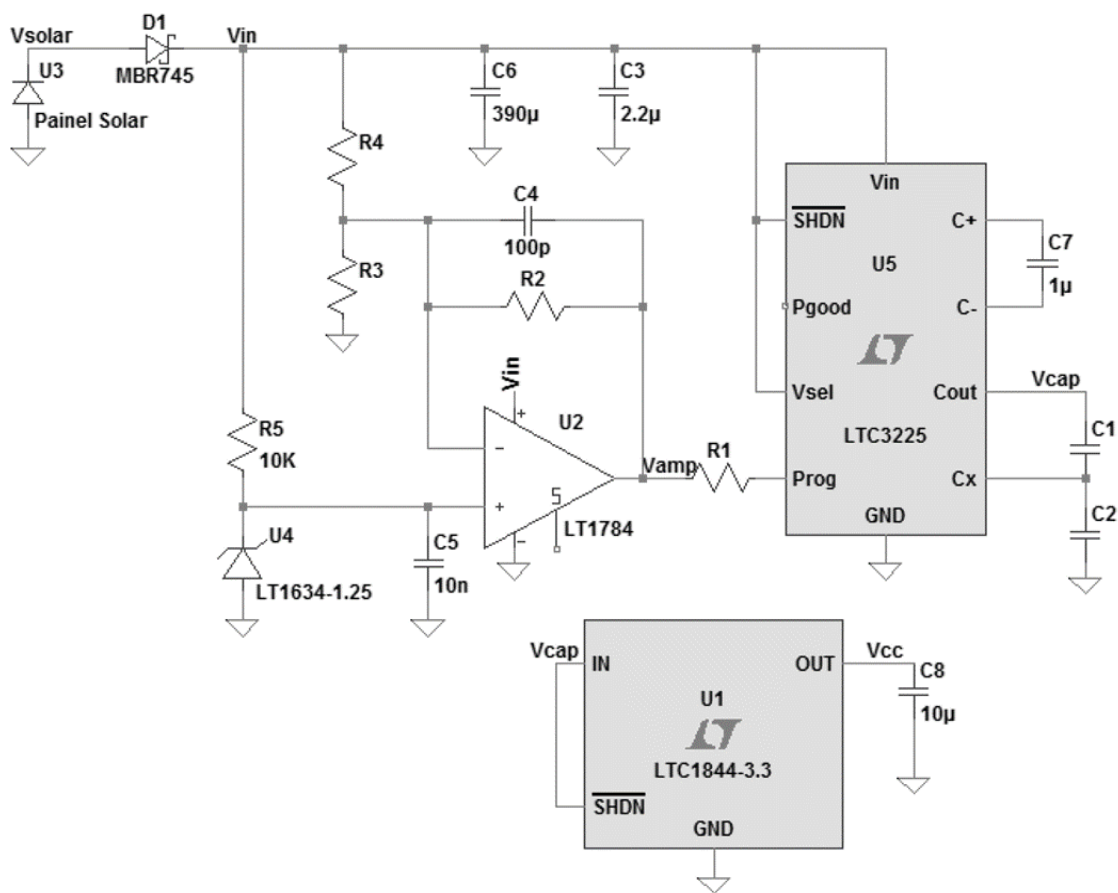


Figura 3.4 – Circuito utilizado para a simulação do sistema de captação de energia luminosa.

A mais-valia da utilização de um simulador é que permite testar várias condições ou perfis de funcionamento, sem ter que realmente desenvolver uma placa electrónica para cada teste e, além do mais, a simulação auxilia na decisão do circuito electrónico a implementar. Neste projecto, utilizou-se a simulação para testar e analisar o comportamento do sistema sob diferentes condições iniciais, em função das características dos painéis solares, e estudar o seu efeito sobre a carga.

3.3.1. Modo de funcionamento

Normalmente, o controlador LTC3225 começa a carregar os supercondensadores a partir do momento em que uma tensão igual ou superior a 2,8 V é fornecida ao sistema. No entanto, com a implementação do circuito MPPT, o valor da tensão a partir do qual o sistema começa a carregar os supercondensadores é definido pelo valor das resistências R2, R3 e R4, em função da tensão de funcionamento do painel solar.

A Figura 3.5 apresenta o comportamento da tensão do painel solar, V_{solar} , da tensão de entrada, V_{in} , da tensão nos supercondensadores, V_{cap} , da tensão da saída do comparador, V_{amp} , e da tensão a saída do regulador, V_{cc} . Neste caso, foi considerado um painel solar com $V_{max}=6$ V e $V_{mppt}=4,4$ V, $R2=174$ k Ω , $R3=10$ k Ω , $R4=26,7$ k Ω e $C1=C2=0,1$ mF. Pode-se observar que, à medida que a tensão do painel solar (V_{solar}) vai aumentando, a tensão de entrada (V_{in}) também vai aumentando; no ponto em que o valor da tensão de entrada atingir o valor do V_{mppt} , o sistema começa a carregar os supercondensadores, e, durante o processo de carga, a tensão de saída (V_{cc}) vai acompanhando a tensão dos supercondensadores (V_{cap}) até este atingir 3,3 V e, a partir deste ponto, a tensão dos supercondensadores continua a subir e a saída do regulador estabiliza nos 3,3 V.

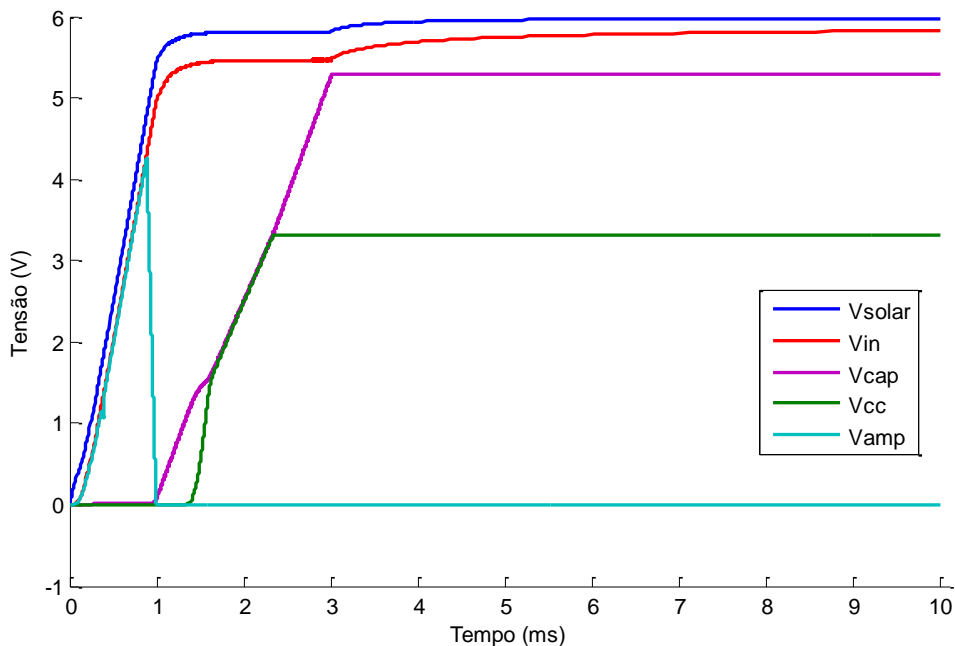


Figura 3.5 – Modo de funcionamento do sistema de captação de energia.

Um outro factor importante neste sistema é o valor da corrente de carga, que deve ser definido com base na corrente de funcionamento do painel solar, sendo que o controlador LTC3225 carrega os supercondensadores, no regime máximo, com metade da corrente da entrada, I_{vin} . Para definir o valor da corrente de carga, utilizam-se as equações (3.5) e (3.6):

$$I_{carga} = \frac{I_{vin}}{2} \quad (3.5)$$

$$I_{vin} = \frac{3600V}{R_{prog}}, \quad (3.6)$$

em que R_{prog} é a resistência externa ligada ao pino PROG do controlador LTC3225, no esquema representada como R1.

Tomando como exemplo o painel solar KS-M8080 em que a corrente de funcionamento é de 160 mA, o valor mínimo da resistência R_{prog} deve ser de 22,5 kΩ. Caso o valor da resistência exija mais corrente do que o sistema tem disponível, o próprio controlador reduz a corrente de carga.

A Figura 3.6 ilustra o comportamento da corrente caso ocorram flutuações no painel solar. Nesta simulação, manteve-se os valores de $V_{mppt}=4,4$ V, $R_2=174$ kΩ, $R_3=10$ kΩ, $R_4=26,7$ kΩ e $C_1=C_2=0,1$ mF e considerou-se $R_{prog}=12$ kΩ, para cujo valor a corrente de carga é de, aproximadamente, 150 mA. Como se pode observar na Figura 3.6, quando ocorre uma flutuação no painel solar, essa flutuação é reflectida na carga dos supercondensadores através da modulação da saída do comparador, V_{amp} . Pode-se constatar que a corrente varia, afectando o declive da curva de carga dos supercondensadores.

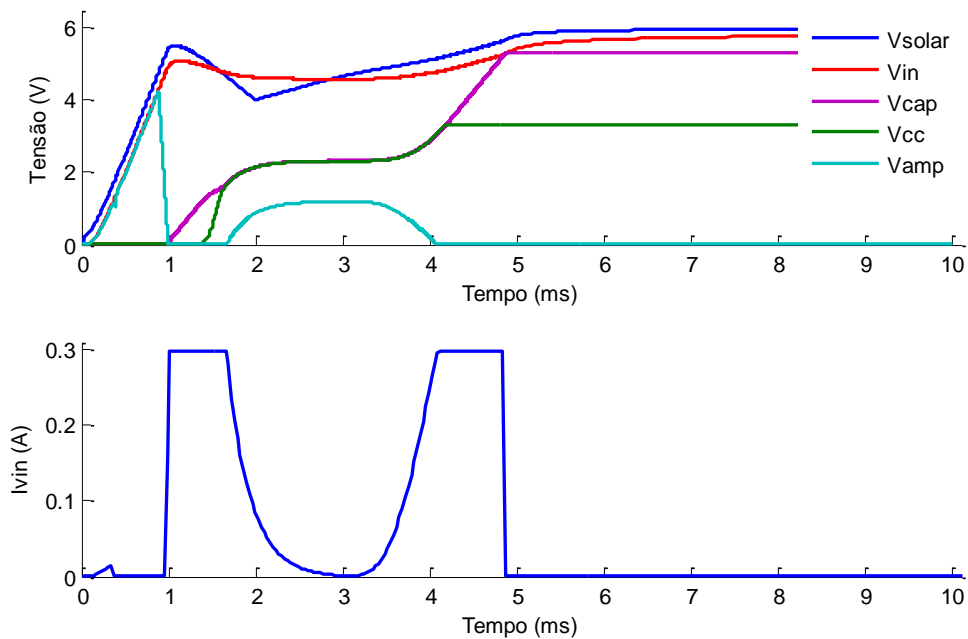


Figura 3.6 – Comportamento da corrente perante ocorrência de flutuações no painel solar.

Após várias simulações, chegou-se aos valores das resistências adequadas ao funcionamento do sistema para os diferentes painéis em estudo, tal como apresentado na Tabela 3.3. Os valores das resistências R2, R3 e R4 foram definidos com base na tensão de funcionamento fornecida na ficha técnica de cada painel, como constantes na Tabela 3.1. O valor da resistência R1 foi definido em função da corrente de funcionamento do painel, maximizando a corrente de carga. Com esse jogo de resistências pretende-se que o sistema comece a carregar os supercondensadores a partir do ponto em que V_{in} alcance os 3 V e que, para valores iguais à tensão de funcionamento do painel, carregue os supercondensadores com o valor máximo de corrente programada.

Tabela 3.3 – Valores de referência para o circuito MPPT e a corrente de carga em função do painel solar.

Referência	R1 ³ (Ω)	R2 (Ω)	R3 (Ω)	R4 (Ω)
KS-M165165G ⁴	12k	7k	10k	14k
KS-Q100G	16,7k	35k	10k	14k
KS-M8080	22,5k	11,6k	10k	14k
KS-M10080	27k	7k	10k	14k

³ O valor da resistência é o mínimo aconselhado para estes painéis solares quando utilizando o LTC3225.

⁴ O KS-M165165 tem uma corrente de funcionamento superior ao limite do LTC3225, pelo qual o valor da resistência R1 apresentado aqui corresponde à corrente máxima de carga do LTC3225.

Matematicamente, os valores das resistências podem ser calculadas através das expressões (3.7) e (3.8):

$$R_4 = \frac{V_{mppt} - V_{ref}}{V_{ref}} \times R_3 \quad (3.7)$$

$$R_2 = \frac{V_{mppt} - V_{ref}}{V_s - V_d - V_{mppt}} \times R_3 \quad (3.8)$$

onde V_{mppt} é a tensão a partir da qual se pretende que o sistema comece a carregar os supercondensadores, V_{ref} é o valor da tensão de referência do comparador, V_s é o valor da tensão de funcionamento do painel solar e V_d é o valor da queda de tensão no diodo Schottky.

3.3.2. Carga dos supercondensadores

Após a definição dos valores das resistências, o trabalho focou-se nos regimes de carga e descarga dos supercondensadores. Sendo o tempo de carga um parâmetro importante num sistema de captação de energia, simulou-se o tempo de carga em função das características dos painéis solares, em dois casos distintos: no primeiro caso foi considerado apenas o sistema de captação de energia, e, no segundo caso, uma carga com um consumo de 20 μ A foi considerada à saída do regulador. A escolha desta carga baseou-se nos cálculos apresentados na 3.2.6, que assumem este valor como o consumo contínuo da carga, definindo assim uma resistência de carga, R_L , de 165 k Ω .

Para a simulação, dimensionou-se as resistências com os valores apresentados na Tabela 3.3 e a capacidade dos supercondensadores reduzida para mF em vez dos Farads que são utilizados no circuito real, de modo a simular o processo de carga num intervalo de tempo aceitável. Assumindo que os supercondensadores são carregados com a corrente máxima fornecida pelo painel solar, obteve-se os seguintes tempos de carga, apresentados na Tabela 3.4, para o carregamento de supercondensadores. Pode-se constatar que, para um consumo de 20 μ A, o tempo de carga é praticamente o mesmo que em vazio (sem carga), uma vez que a corrente gerada pelo painel é superior à corrente consumida pela carga. Isto permite concluir que, em sistemas em que a potência da carga é muito inferior à potência gerada na fonte, o consumo da carga não

tem efeito relevante no regime de carregamento dos supercondensadores. E, como seria de esperar, quanto maior a corrente, menor o tempo de carga.

Tabela 3.4 – Simulação do tempo de carga dos supercondensadores com e sem carga conectada nos terminais dos supercondensadores.

Painel Solar	Capacidade (mF)	Corrente (mA)	Tempo de carga (ms)	
			Sem carga	Com carga
KS-M165165G	1	300	2,3190	2,3200
KS-Q100G		215	3,0097	3,0099
KS-M8080		160	4,0121	4,0130
KS-M10080		133	4,8168	4,8177

3.4. Resultados experimentais

Após o projecto e implementação do circuito electrónico, realizou-se alguns testes para a validação do circuito, que foram focados no funcionamento do circuito e na carga dos supercondensadores para diferentes intensidades de radiação solar.

A Figura 3.7 ilustra a montagem experimental para os testes realizados no laboratório. Aqui, para a modulação da intensidade da radiação incidente, recorreu-se a uma lâmpada de halogénio de 100 W como fonte de energia luminosa, e foi-se variando a distância, d , entre esta e o painel solar. Foram registados os valores da iluminância para várias distâncias d (20cm, 30cm e 40cm), havendo-se determinado valores médios, para cada distância, respectivamente de 1940 kLx, 1015 KLx e 614 kLx. Através de um sistema de aquisição de dados NI-USB 6210 da National Instruments, foi monitorizada a tensão do painel solar, V_{solar} , a tensão a entrada do controlador de carga, V_{in} , e a tensão nos supercondensadores, V_{cap} . Nas subsecções seguintes são apresentados os resultados da caracterização dos painéis solares, da análise da carga dos supercondensadores e da validação do sistema como fonte de alimentação viável para alimentar dispositivos em redes de sensores sem fios.

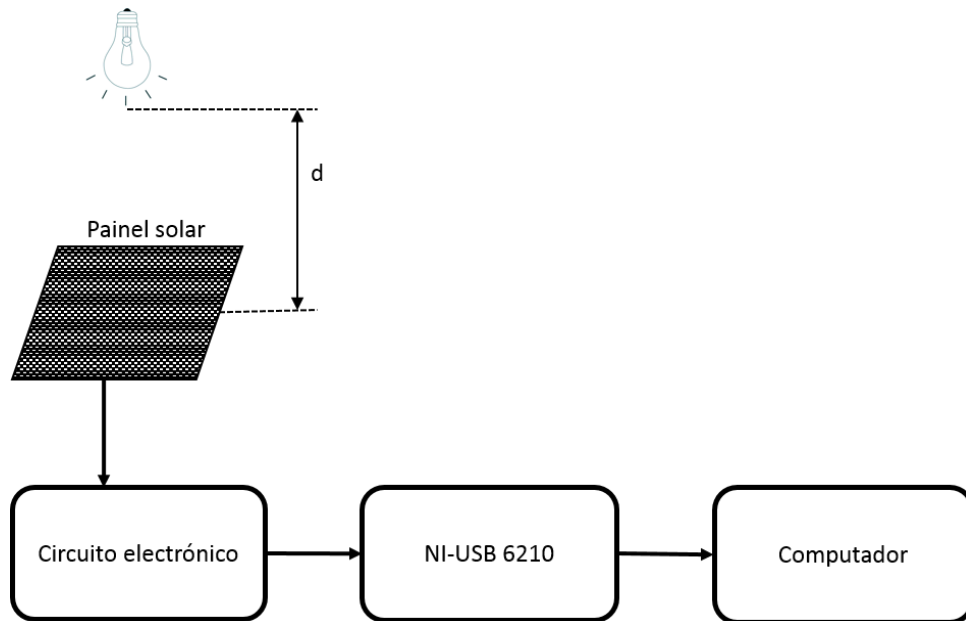


Figura 3.7 – Ilustração da montagem experimental para a realização dos testes do sistema de captação de energia de fontes luminosas no laboratório.

3.4.1. Análise dos painéis solares

Neste projecto, estiveram em estudo quatro painéis distintos, mas apenas o KS-M8080 e o KS-Q100G foram utilizados nos testes experimentais, por satisfazerem os requisitos e limitações impostas pelo controlador de carga.

Para uma melhor compreensão da gama de tensão em que a potência é máxima e uma melhor noção do valor real da corrente, fez-se a caracterização dos painéis para os três valores de iluminância atrás referidos e ainda para a exposição ao Sol — a Figura 3.8 apresenta as curvas características I-V dos painéis solares utilizados nos testes experimentais. Pode-se comprovar que, quanto maior é a intensidade luminosa, maior é a corrente gerada pelo painel. A Figura 3.9 apresenta as curvas P-V para os painéis solares utilizados nos testes experimentais. Pode-se verificar que, para o painel com a referência KS-100G, a tensão com potência máxima mais elevadas está situada entre 3 V e 4 V, e que, para o KS-M8080, esta gama varia entre 4 V e 5 V. Estes intervalos permitem confirmar que a escolha das resistências do circuito MPPT é adequada para ambos os painéis solares, pois os valores escolhidos permitem que o sistema comece a modular a corrente de carga para valores de tensão superiores a 2,5 V.

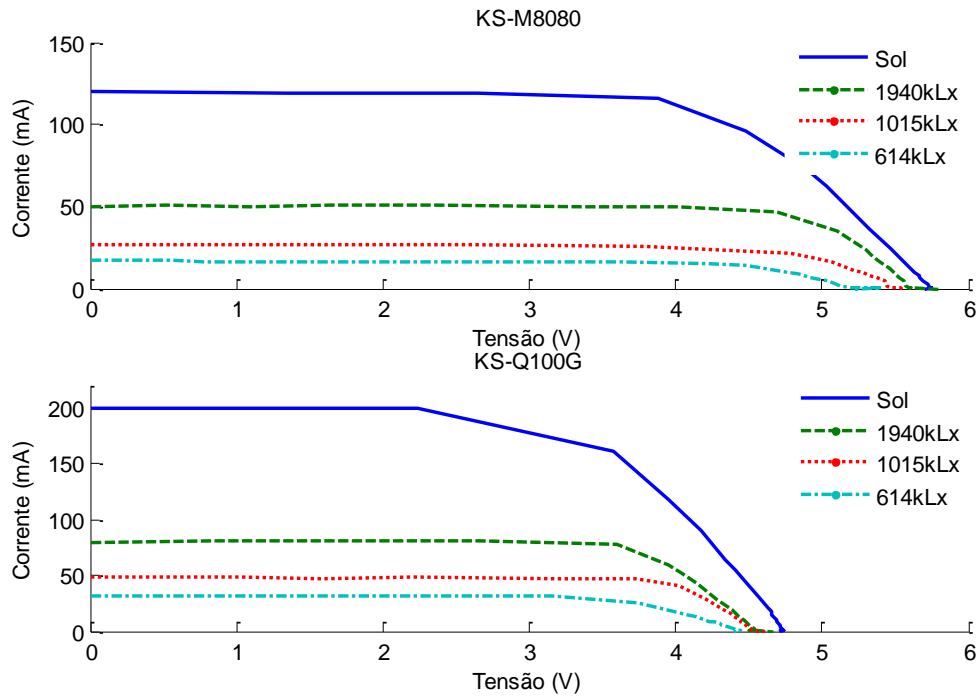


Figura 3.8 – Curvas I-V para diferentes níveis de intensidade de luminosa. Em cima o painel solar KS-M8080 e em baixo o painel solar KS-Q100G.

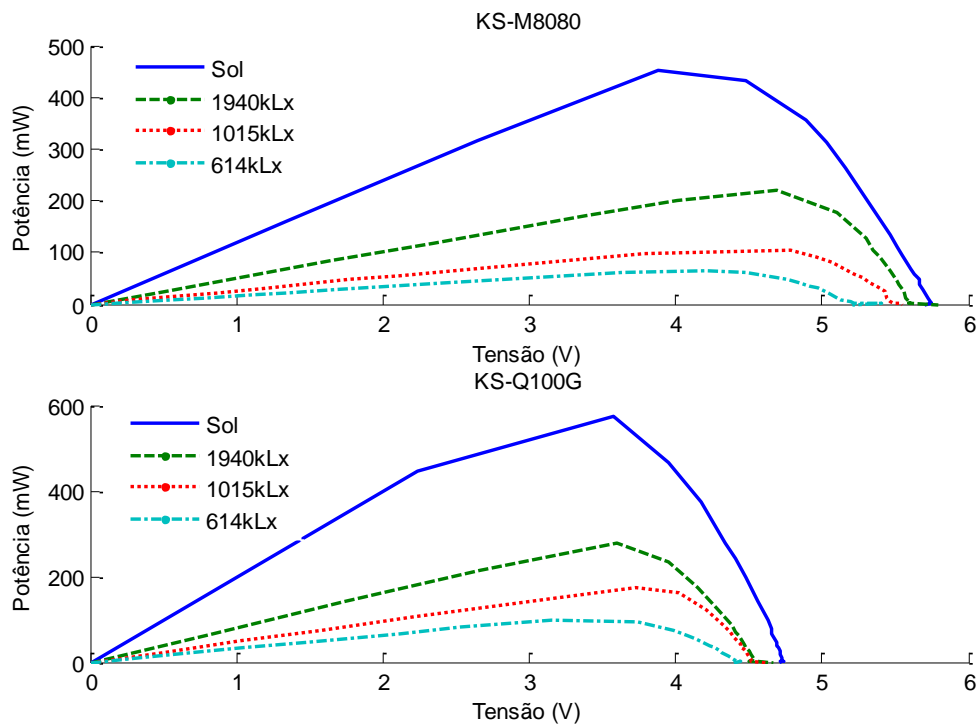


Figura 3.9 – Curvas P-V para diferentes níveis de intensidade luminosa. Em cima o painel solar KS-M8080 e em baixo o painel solar KS-Q100G.

3.4.2. Análise da carga dos supercondensadores

Após a avaliação preliminar do funcionamento do sistema implementado, a abordagem focou-se na análise do tempo de carga dos supercondensadores de 10 F@2,7 V para os diferentes níveis de iluminância, com o objectivo de quantificar o tempo de carga, t_c . A Tabela 3.5 e a Tabela 3.6 apresentam os valores do tempo de carga dos supercondensadores relativos à variação da tensão entre 0,7 V e 5,3 V, para ambos os painéis KS-M8080 e KS-Q100G. Estes valores de tempo de carga são aceitáveis para os requisitos definidos, tendo para uma exposição directa ao sol um tempo médio de carga de 20 minutos e para uma intensidade luminosa de 614 kLx um tempo médio de 52 minutos.

Através dos valores do tempo de carga, foi possível quantificar a corrente de carga, I_c , dos supercondensadores. Assumindo que os supercondensadores são carregados com uma corrente constante, pode-se utilizar a expressão (3.9) para calcular a corrente.

$$I_c = \frac{C \times (V_f - V_i)}{t_c} \quad (3.9)$$

$$\eta = \frac{I_c}{I_s} \times 2 \quad (3.10)$$

Sabendo que o controlador de carga carrega os supercondensadores no máximo com metade da corrente fornecida pelo painel solar, I_s , foi então possível quantificar o rendimento relativo da corrente através da expressão (3.10), que, em última instância, pode ser considerada como a eficiência do sistema, apresentando um valor mínimo de 70%, como ilustrado nas Tabela 3.5 e Tabela 3.6. Também aqui se pode verificar que, para a exposição directa ao Sol, se obtêm os valores de rendimento mais baixos, em resultado do aquecimento que tal exposição implica; de resto, o mesmo fenómeno também se verifica na transição de distância de iluminação dos 40 cm para os 20 cm, em que o calor radiado pela lâmpada é determinante no abaixamento de rendimento.

Tabela 3.5 – Resultados experimentais do tempo de carga dos supercondensadores para o painel solar KS-M8080.

Fonte Luminosa	Corrente Painel (mA)	Tempo de carga (min)	Corrente carga (mA)	Rendimento (%)
Sol	59,5	17,71	21,31	71,65
1940kLx	39,4	24,97	15,11	76,72
1015kLx	25,0	36,02	10,48	83,83
614kLx	18,0	54,19	6,96	77,39

Tabela 3.6 – Resultados experimentais do tempo de carga dos supercondensadores para o painel solar KS-Q100G.

Fonte Luminosa	Corrente Painel (mA)	Tempo de carga (min)	Corrente carga (mA)	Rendimento (%)
Sol	44,3	23,63	15,97	72,11
1940kLx	30,3	32,70	11,54	76,18
1015kLx	22,8	42,73	8,83	77,49
614kLx	21,2	48,20	7,83	73,87

3.4.3. Validação do sistema desenvolvido

Para avaliar a viabilidade do sistema implementado como fonte de alimentação para dispositivos-sensores, ligou-se aos terminais do sistema de regulação um microsistema constituído por um acelerómetro tri-axial e um microcontrolador CC430, e analisou-se o desempenho do sistema: programou-se o microcontrolador para entrar em modo activo de 5 em 5 minutos, ler os valores das acelerações e transmiti-los, após o que volta ao modo adormecido. Os testes foram realizados iluminando o painel solar com uma iluminância de 614 kLx, visto ser a luminosidade mais baixa em estudo — se o sistema conseguir suportar o consumo energético nestas condições, de certeza o fará para valores de luminosidade superior.

O valor da corrente em modo adormecido foi de 270 μ A e em modo activo de 25 mA. A Figura 3.10 apresenta a curva de carga dos supercondensadores nesta configuração, usando o painel solar KS-M8080. Pode-se observar que o sistema consegue suportar as necessidades de consumo de energia deste dispositivo-sensor e carregar os supercondensadores. Comparando o tempo de carga com e sem o dispositivo-sensor ligado, para o painel solar KS-M8080, verifica-se um ligeiro desvio no declive da curva a partir dos 2,2V. No entanto, com o painel solar KS-Q100G o desvio

chega a 9%, como pode ser observado na Figura 3.11, com o afastamento entre as curvas de carga dos supercondensadores. Ainda assim, ambos os valores de tempo de carga continuam dentro do aceitável, pois o dispositivo-sensor começa a funcionar a partir do momento em que a tensão dos supercondensadores atinge os 2,7 V, correspondendo a um tempo de 29,28 minutos para o KS-Q100G e de 27,11 minutos para o KS-M8080, sempre nas condições de teste acima referidas.

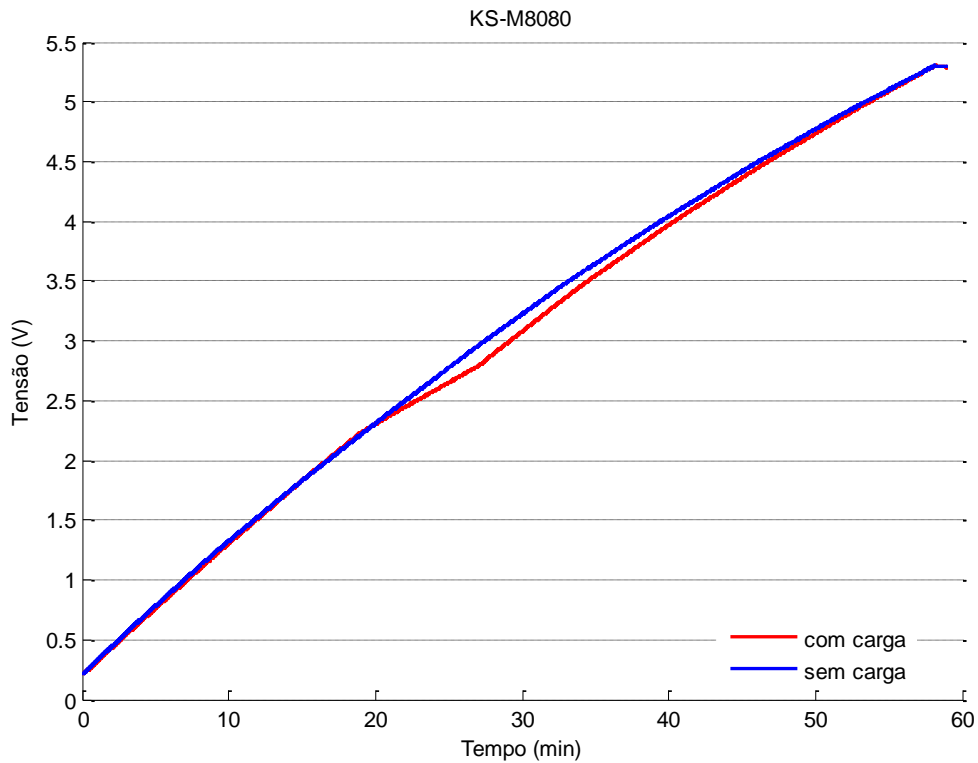


Figura 3.10 – Curvas de carga dos supercondensadores com e sem dispositivo-sensor ligado para o painel solar KS-M8080.

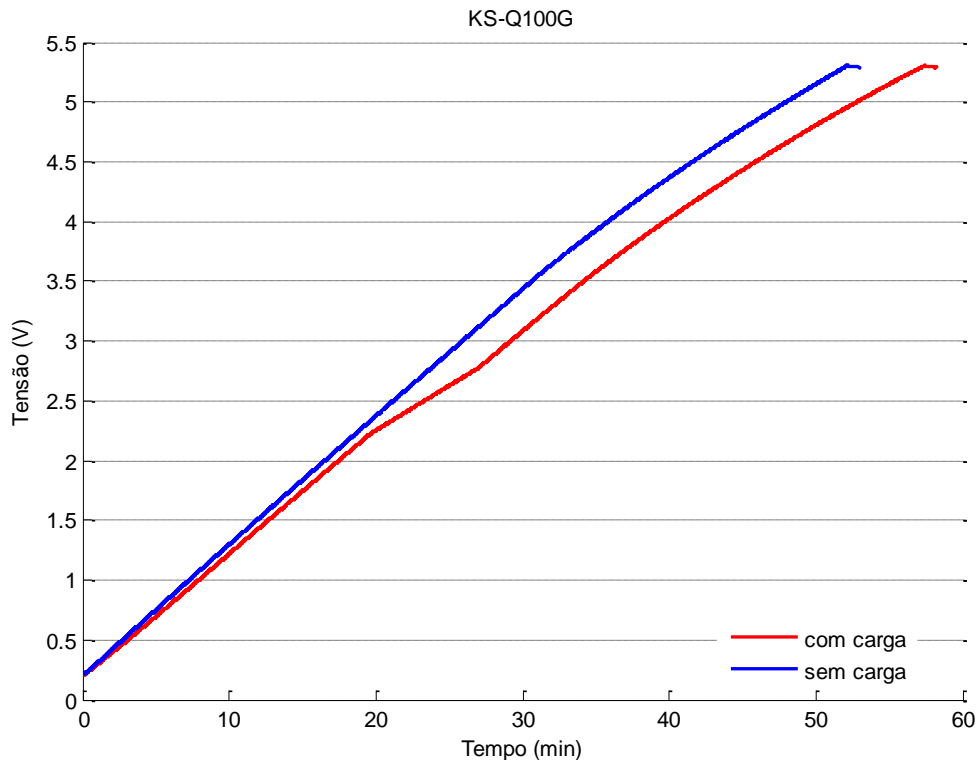


Figura 3.11 – Curvas de carga dos supercondensadores com e sem dispositivo-sensor ligado para o painel solar KS-Q100G.

Após a realização dos testes de carga, desligou-se a lâmpada e registou-se o tempo de descarga dos supercondensadores, de 5,2 V para 2 V, bem como a operação continuada, que era observável através dos eventos de transmissão durante esse período. Assim, foi possível efectuar 384 transmissões de 5 em 5 minutos, perfazendo um tempo de funcionamento de 32 horas, valor esse muito superior ao correspondente a um período nocturno acompanhado de várias horas de luz de baixa intensidade, como amiúde se verifica no Inverno. Assim, conclui-se que a tecnologia utilizada e o método de projecto que foi seguido constituem uma solução para alimentar este caso particular, que sendo típico no seu regime de consumo, permite alargar a sua validação ao caso geral de nós em redes de sensores sem fios, em conformidade com os requisitos predefinidos.

3.5.Exemplo de aplicação: EWSTA-reh

A abordagem deste sistema de captação de energia solar tem sido implementado em vários produtos da empresa, tais como: o EWSTA-reh [120], o EWSTA3T [121] e o R433M_ehEx [122].

Aqui é apresentado o EWSTA-reh — produto patenteado [123], (Apêndice A1), de que a autora é um dos inventores —, apenas para se demonstrar a viabilidade da fonte de alimentação realizada para suportar o funcionamento permanente do sensor inteligente. Assim, o EWSTA-reh é um sensor óptico, concebido para monitorizar a operação de seccionadores de Alta Tensão (AT), em subestações da rede eléctrica de distribuição. A Figura 3.12 apresenta o dispositivo-sensor, no laboratório e já instalado num seccionador de AT, para avaliar o alinhamento das duas partes do seccionador (S1 e S2) e monitorizar a temperatura de contacto, sinalizando precocemente o surgimento de “pontos quentes”. Esta informação é enviada ao sistema SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) da central de despacho em caso de anomalia detectada e diagnostica localmente, conforme adiante se detalha.

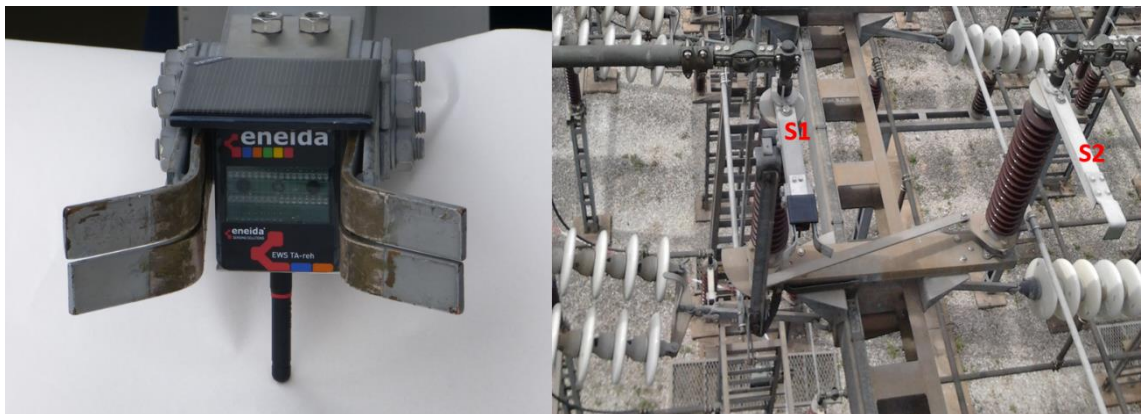


Figura 3.12 – Apresentação do EWSTA-reh, à esquerda no laboratório e à direita instalado num seccionador da alta-tensão.

3.5.1. Arquitectura do EWSTA-reh

A Figura 3.13 ilustra os principais módulos do EWSTA-reh: o sistema de captação e armazenamento de energia, o regulador de tensão, o microcontrolador, o acelerómetro e o sensor de temperatura são os descritos na secção 3.2, sendo o consumo teórico deles de 20 μ A em modo adormecido e de 33 mA em modo activo; o sensor óptico é composto por um LED infravermelho e 32 fototransístores distribuídos em duas linhas de 16 fototransístores cada, que, quando activo, tem um consumo de cerca de 100 mA.

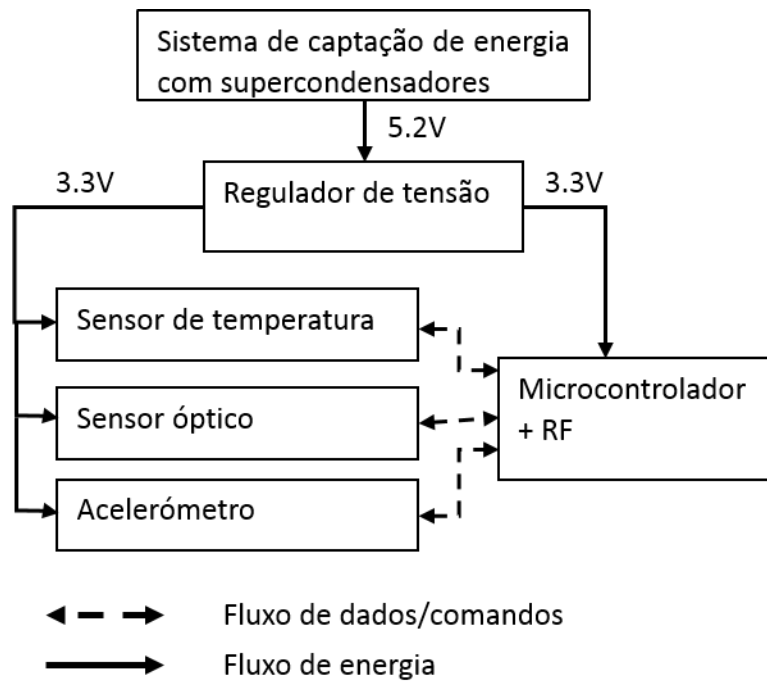


Figura 3.13 – Ilustração dos principais blocos do EWSTA-reh.

A eletrónica do EWSTA-reh foi implementada em duas placas eletrónicas, sendo a parte superior constituída pelos fototransístores e o sensor de temperatura, e a parte inferior constituída com os restantes blocos apresentado na figura acima. A Figura 3.14 apresenta fotografias da eletrónica.

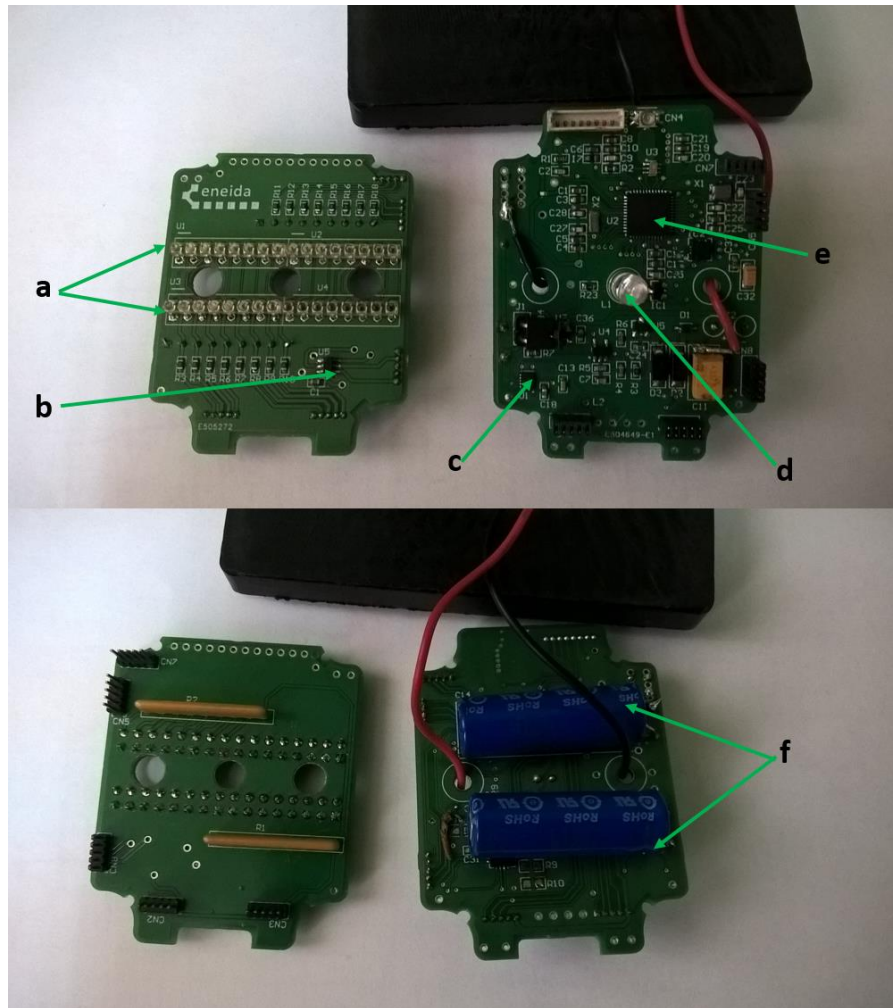


Figura 3.14 – Fotografia das placas eletrônicas do EWSTA-reh identificando alguns componentes: a) fototransistores; b) sensor temperatura; c) acelerômetro; d) led infravermelho; e) microcontrolador; e f) supercondensadores.

3.5.2. Modo de funcionamento do EWSTA-reh

A descrição do modo de funcionamento do dispositivo-sensor é feita para que se possa ter uma noção dos vários perfis de consumos que o sistema de captação de fonte luminosa deve satisfazer. Assim, o EWSTA-reh está configurado para que, a partir do momento que tenha potência que permita o seu funcionamento, ocorra a sua inicialização, se ligue a uma rede de sensores sem fios e entre em modo adormecido, do qual sai apenas para executar as seguintes tarefas:

- Monitorizar a temperatura de hora-a-hora;
- Determinar o alinhamento entre as partes do seccionador após detecção de vibrações fortes, com limiar de intensidade programável;

- Enviar uma mensagem de ‘prova de vida’ duas vezes por dia, em horário pré-definido, com dados actualizados;
- Enviar mensagens com informação do alinhamento e temperatura sempre que se justifique, como alerta ou alarme.

Sendo um sensor inteligente, o EWSTA-reh processa os dados localmente e decide quando é oportuno transmitir mensagens sobre a rede sem fios: sempre que são obtidos valores anómalos de temperatura ou de taxas de variação desta e/ou de amplitudes de vibração representando “choque” entre os dois braços do seccionador, ou, ainda, quando é necessário enviar “prova-de-vida” periódica, sinalizando que “tudo” (o seccionador e o sensor inteligente) está em boas condições técnicas de funcionamento. Assim, o dispositivo pode ser acordado por interrupções correspondentes a eventos temporizados, com base em *counter-timer*, ou por um sinal oriundo do acelerómetro de tecnologia MEMS, sinalizando a operação do seccionador. Caso o microcontrolador hospedeiro seja acordado por eventos de vibração, a unidade transmite a informação do alinhamento e da temperatura imediatamente, e posteriormente, a cada minuto, durante cinco minutos, após o que retoma o modo normal de funcionamento, acima descrito. Caso seja acordado por eventos temporizados, o sensor actualiza o contador do tempo, e, em função do valor, executa uma das seguintes tarefas:

- Se o valor contador do tempo for igual ao tempo de “prova-de-vida”, envia uma mensagem comunicando que está operacional e inicia uma nova contagem, permanecendo no modo de funcionamento normal;
- Se o valor do contador for inferior ao tempo de prova-de-vida, mede a temperatura e realiza uma das seguintes operações:
 - Se o valor da temperatura demonstrar uma variação igual ou superior a um ΔT pré-definido, envia uma mensagem com a informação do alinhamento e da temperatura;
 - Se o valor de temperatura for superior a um patamar P1, envia um alarme com a informação do alinhamento e da temperatura imediatamente e altera o período de monitorização para 30 minutos, permanecendo neste modo de funcionamento até que o valor da temperatura seja inferior a P1;

- Se o valor de temperatura for superior a um patamar P2, em que $P2 > P1$, envia um alarme com a informação do alinhamento e da temperatura imediatamente e altera o período de monitorização para 15 minutos, permanecendo neste modo até que o valor da temperatura seja inferior a P2;
- Caso nenhuma dessas situações ocorrer, actualiza o registo do valor temperatura e permanece no modo de funcionamento normal.

3.5.3. Resultados

Foram programadas três unidades de tipo EWSTA-reh e colocadas no exterior durante uma semana. Foi uma semana chuvosa, com pouca luminosidade, o que permitiu testar o sistema em condições adversas. Dado que os dispositivos estavam selados, impossibilitando a monitorização das tensões em pontos estratégicos, decidiu-se que a validação seria feita através da análise das mensagens enviadas pelos sensores inteligentes. Foram analisadas as mensagens recebidas durante este período e verificou-se que a energia armazenada durante o dia foi suficiente para manter o dispositivo em funcionamento contínuo, uma vez que não foram registadas novas mensagens de inicialização de nenhum deles. Além disso, foi verificado que todos eles enviaram a mensagem de “prova-de-vida” duas vezes por dia (período de 12 horas), como era suposto. Os dispositivos foram sujeitos a vibrações anormais durante esse período, para testar o acelerómetro e verificar as saídas do modo adormecido e o envio de mensagens sinalizando eventos deste tipo.

Na análise mais pormenorizada da carga dos supercondensadores, no laboratório foi monitorizada a tensão nos terminais dos supercondensadores para três perfis de funcionamento. No perfil 1, o período de comunicação era de 10 s, no perfil 2 o período de comunicação era de 1 hora, e no perfil 3 o dispositivo estava com a programação de produto comercial. A Figura 3.15 apresenta os resultados para estes perfis, podendo-se constatar que, operando no perfil 3, o sistema é capaz de oferecer a energia necessária para o período nocturno.

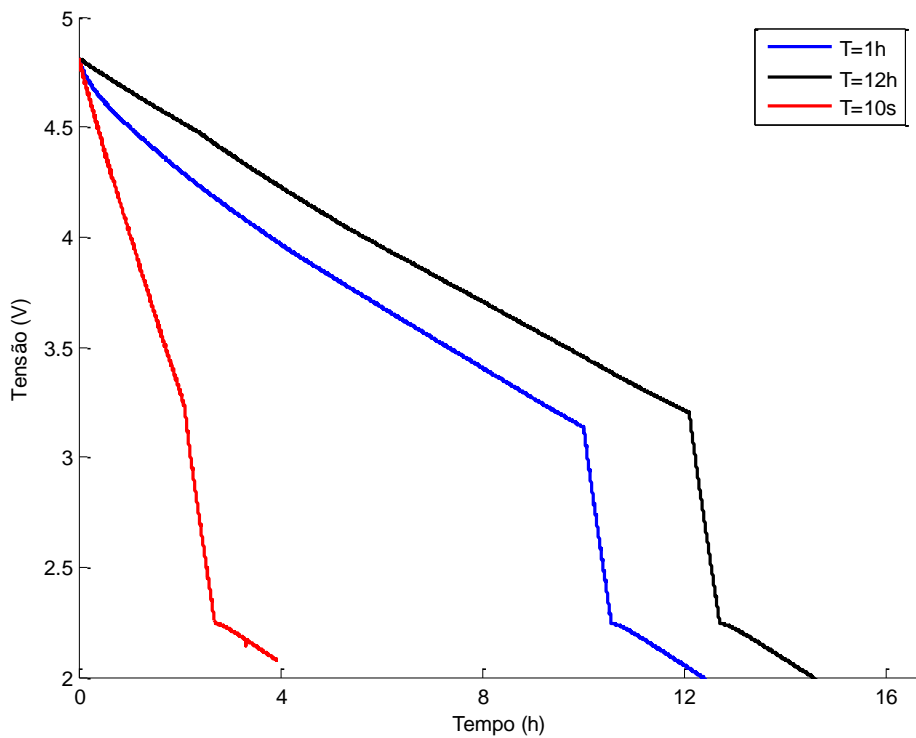


Figura 3.15 – Curvas de descarga dos supercondensadores do EWSTA-reh para diferentes períodos de comunicação.

A análise da carga dos supercondensadores permitiu, também, quantificar a autonomia do EWSTA-reh em 15 horas: assumindo que o período noturno dura 12h e sabendo que tempo de carga dos supercondensadores no exterior é inferior a 30 minutos, pode-se concluir que, durante as três horas de margem (diferença entre tempo de autonomia e período noturno), o sistema consegue recuperar o consumo noturno de energia, permitindo assim um funcionamento contínuo do EWSTA-reh.

3.6. Adaptação do sistema para repetidores e gateway

Fontes luminosas, como o Sol, têm uma densidade de potência superior comparando com outras fontes de energia tipicamente disponíveis no meio envolvente, o que as torna apropriadas para a captação de energia necessária para alimentar repetidores e *gateways* numa rede de sensores sem fios, para além de nós de sensorização. De facto, *gateways* e repetidores são unidades que devem estar sempre operacionalmente activos e, como tal, têm consumos de energia muito mais elevados do que os típicos nós-sensores: desde logo, pode-se tomar uma potência média de cerca de 30 mA @ 3,3 V, uma vez que o rádio está sempre ligado, à escuta. Para satisfazer este

requisito energético, algumas alterações devem ser introduzidas no sistema de captação de energia solar anteriormente descrito: no painel solar, no controlador de carga e no sistema de armazenamento:

- O painel solar escolhido para estes tipos de dispositivo foi o KS-M165165G (ver Tabela 3.1 – Características dos painéis solares em estudo.), cuja potência é de 3,6 W valor bem superior aos 0,8 W dos painéis escolhidos para os dispositivos-sensores; em consequência, a corrente de funcionamento é de 600 mA, o que permite alimentar o dispositivo e carregar o sistema de armazenamento, em simultâneo;
- O controlador de carga foi substituído pelo LTC3625, pois este permite correntes à entrada superiores aos 350 mA permitidos pelo LTC3225 e correntes de carga de até 1 A, reduzindo, assim, o tempo de carga do sistema de armazenamento;
- O sistema de armazenamento passou a ter supercondensadores com capacidade francamente superior aos 10 F utilizados anteriormente, a fim de satisfazer a necessidade de armazenar energia suficiente para alimentar repetidores durante os períodos de baixa luminosidade; assumindo um consumo de 30 mA, a energia mínima armazenada em supercondensadores para alimentar o dispositivo por um período nocturno de 12 h é de 4,27 kJ e, conseqüentemente, a capacidade mínima dos supercondensadores será de 950 F — foram escolhidos supercondensadores de 3000F@2,7V.

A Figura 3.16 apresenta fotografias do R433M-ehEX. No lado esquerdo o sistema está em testes laboratoriais, podendo identificar os supercondensadores e as placas electrónicas. No lado direito apresenta-se a versão produto do repetidor, evidenciando o painel e a caixa electrónica.



Figura 3.16 – Fotografias do repetidor R433M-ehEX em teste laboratorial (lado esquerdo) e como produto final (lado direito).

A Figura 3.17 apresenta uma curva de carga seguida de descarga dos supercondensadores do EWSrouter-eh: o tempo de carga foi avaliado em 4 horas para elevar a tensão dos supercondensadores de 2,67 V a 5,2 V, com uma corrente de carga média de 250 mA. A autonomia do repetidor foi quantificada em 40 horas, num regime de exploração implicando uma comunicação por segundo.

Os resultados dos testes permitem afirmar que o sistema de captação de energia pode ser utilizado como fonte de alimentação para repetidores em rede de sensores fios, por tempo indeterminado, desde que tenha acesso a radiação luminosa durante o dia, de modo a repor a energia despendida durante o período nocturno.

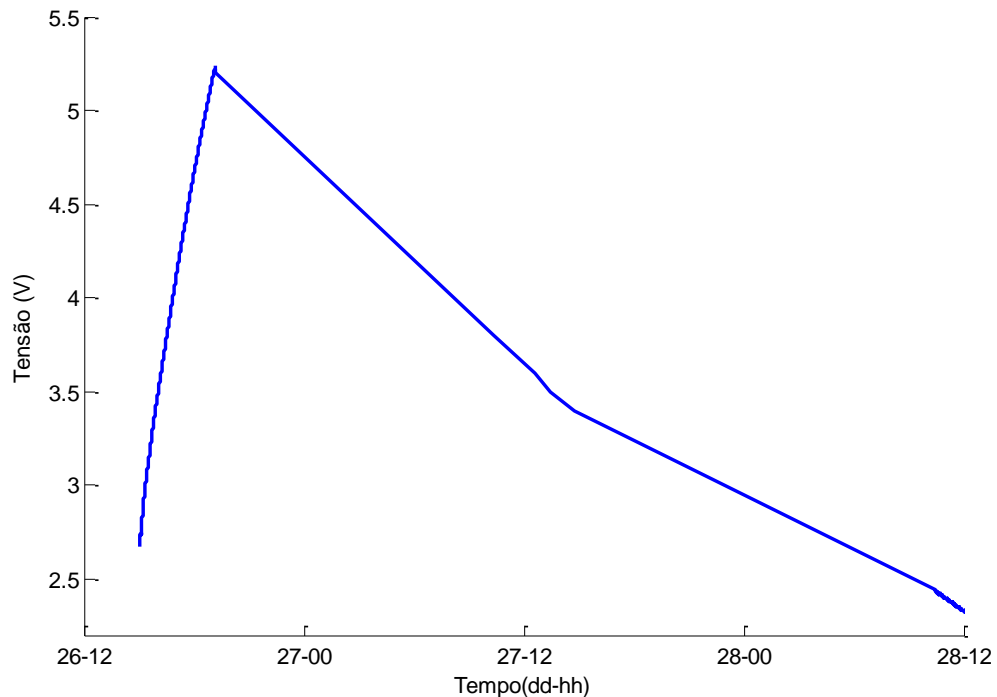


Figura 3.17 – Curva da tensão aos terminais do supercondensador do router-eh durante um processo de carga seguido de descarga.

3.7. Discussão

O sistema aqui apresentado possui uma eficiência relativa da corrente de carga superior aos 70%. No entanto, pensa-se que este valor pode ser ainda melhorando jogando com os valores das resistências R1, R2, R3 e R4, de modo dedicado a cada painel solar específico.

O tempo de carga dos supercondensadores varia com a intensidade luminosa, chegando, no pior caso estudado, a ser de aproximadamente uma hora. No entanto, como o sistema fica totalmente operacional para 60% da carga dos supercondensadores, o tempo necessário para que um dispositivo-sensor alimentado a 3,3 V fique operacional será, no máximo, de 36 minutos. Este é o tempo de carga para supercondensadores totalmente descarregados, que vem bastante reduzido quando exista ainda alguma carga remanescente, como depois de um período noturno. Também, o tempo de carga pode resultar obviamente reduzido com o abaixamento da capacidade do bloco acumulador, mas tal redimensionamento do sistema terá que ter em conta os consumos no dispositivo-sensor a alimentar, assim como os períodos de disponibilidade da fonte luminosa.

Concluindo: o sistema concebido e implementado revelou ser capaz de substituir as baterias, em condições de poder assegurar autonomias de alimentação em potência superiores a estas, em nós diversos de redes de sensores sem fios. A sua adopção em diferentes produtos da Eneida, sobretudo nas linhas de produtos pré-existentes à data deste projecto, constitui disso prova cabal.

4

Captação de energia de diferenciais térmicos

Neste capítulo descreve-se um sistema de monitorização e diagnóstico automático de purgadores de vapor, para aplicação em linhas industriais de distribuição de vapor, onde a energia necessária ao funcionamento de cada unidade é captada do meio envolvente, tirando partido das diferenças de temperatura inerentes ao processo. É feito um enquadramento inicial do problema, estabelecendo o quadro de inovação pretendido e definindo o projecto e, de seguida, descreve-se a solução de alimentação em potência, compreendendo a captação de energia de diferencial térmico e o seu armazenamento, bem como a programação adequada à exploração da parca energia acumulada capaz de garantir a autonomia energética dos sensores inteligentes, em condições de funcionamento permanente.

4.1. Enquadramento

Purgadores são dispositivos instalados em condutas de fluidos, particularmente de distribuição de vapor de água sob pressão, para retirar condensados e gases não-condensáveis, mas sem permitir fugas do vapor. Anomalias no seu funcionamento representam perdas energéticas consideráveis, pelo que uma monitorização contínua para determinar a sua condição técnica de funcionamento será altamente vantajosa.

Em geral, muitos purgadores estão presentes em indústrias de processo, tais como a indústria química, a indústria têxtil, a indústria alimentar, e em centrais de produção de energia, entre outras, logo representando um mercado potencial de apreciável dimensão para soluções de diagnóstico automático de purgadores e sinalização remota de alarmes. Em consequência, com a Universidade de Coimbra, a Eneida empreendeu um projecto de um sensor inteligente para servir aqueles objectivos, funcionando com total autonomia, mas podendo ser integrado numa rede de comunicação para interacção centralizada e remota.

Em particular, um dos aspectos mais críticos na concepção desta solução consistiu na fonte de alimentação em potência, já que: (i) o recurso a baterias primárias não era bem aceite pelo mercado, pois envolveria extensivas campanhas periódicas de substituição destas, e (ii) a alimentação cablada iria, só por si, encarecer significativamente os sensores e a sua instalação, sobretudo devido à classificação ATEX generalizada dos locais de aplicação. Assim, a existência inerente de condutas de vapor nos locais de aplicação dos purgadores, implicando importantes diferenças de temperatura entre estas e o ar envolvente, conduziu à opção por uma fonte de alimentação baseada na captação de energia de diferenças térmicas.

Com a finalidade de desenvolver um sensor inteligente que possa monitorizar purgadores de vapor, em contínuo, foi preciso fazer um estudo do mercado e das soluções passadas e presentes à altura do início do projecto, para se determinar, em funcionalidades e tecnologias, os possíveis contributos inovadores da Eneida. De facto, o mercado dispunha de vários produtos para a monitorização de purgadores [124]–[127], com critérios de diagnóstico baseados em informação de sensores de dois tipos: acústicos e de temperatura. Também, o seu modo de exploração é diferente, na medida

em que alguns deles conservam a informação em memória, para consulta local, e outros transmitem-na para um concentrador de dados, frequentemente sobre uma rede de comunicação sem fios. Tendo cada um as suas vantagens e inconvenientes, todos eles são alimentados de baterias, o que lhes acarreta tempos de vida limitados, frequentemente não superiores a 5 anos.

Assim, após um estudo prévio, definiu-se que o produto a ser concebido e desenvolvido teria os factores diferenciadores seguintes: (i) o carácter de sensor inteligente, inteiramente autónomo no seu funcionamento, (ii) total ausência de ligações físicas cabladas, (iii) uma capacidade de diagnóstico baseado na comparação das temperaturas medidas nas paredes externas das condutas, a montante e a jusante do purgador, permitindo discriminar o estado e o modo de falha, e (iv) uma alimentação em potência realizada a partir da captação de energia de diferenciais térmicos [128].

Uma vez que estes sensores se destinam, em geral, a unidades fabris de grande dimensão — com milhares de purgadores dispersos em áreas de alguns hectares —, a tradicional ronda periódica de inspecção dos purgadores é eliminada através de comunicação remota, sem fios, por razões de ordem prática, de economia e de segurança ATEX — mesmo as partes de um mesmo sensor inteligente envolvendo um purgador, a fim de monitorizar as temperaturas a montante e a jusante deste, não são interligadas por cabo, para segurança acrescida. A Figura 4.1 ilustra um diagrama de blocos de uma das partes do sensor inteligente, no qual se destacam os principais blocos construtivos do sistema, descritos em seguida:

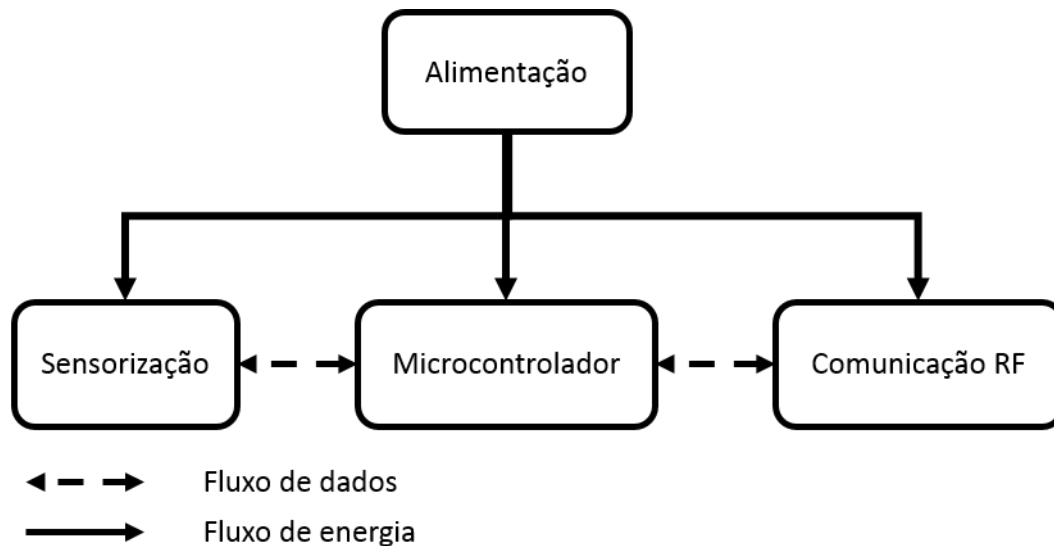


Figura 4.1 – Diagrama de blocos de um sensor inteligente para a monitorização dos purgadores.

- **Alimentação** – é o bloco responsável pelo fornecimento de energia aos demais blocos, em cada peça de equipamento, para o que capta energia do diferencial térmico existente entre a conduta de vapor em que está aplicada e o ar circundante, reiterando que cada parte de um sensor possui o seu próprio bloco da alimentação;
- **Sensorização** – é o bloco responsável pela monitorização da temperatura do segmento de conduta onde se encontra instalado, para o que tem três circuitos integrados de medida de temperatura ADT7105 da Analog Devices constituindo uma solução de redundância modular tripla, para maior fiabilidade do equipamento e confiança no diagnóstico;
- **Microcontrolador** – é o bloco que confere inteligência ao sensor, executando as funções de: (i) aquisição e de validação, por votação, de dados de temperatura, (ii) de gestão da comunicação local entre as peças que constituem o sensor inteligente, (iii) de diagnóstico de estado de funcionamento do purgador, e (iv) de gestão da comunicação com a respectiva unidade concentradora de informação — onde as funções (i) e (ii) têm lugar em ambos os lados de cada purgador, e as funções (iii) e (iv) apenas são desempenhadas na peça de equipamento a montante do purgador, a temperatura superior; de resto, cada peça de equipamento, integrando um sensor inteligente, tem o seu próprio microcontrolador da série MSP430 da Texas Instruments, pela sua capacidade de processamento e, sobretudo, pelo seu baixo consumo energético;

- **Comunicação** – é o bloco que estabelece a comunicação sem fios: (i) entre cada sensor inteligente e um concentrador de informação, sobre uma rede de baixa potência e curto alcance de tecnologia *WirelessHART*, dada sua aceitação e disseminação nos sectores industriais alvo desta solução, e (ii) localmente, usando tecnologia NFC (*Near-Field Communication*), em distâncias de até 15 cm, para a troca de mensagens entre as duas peças de equipamento que compõem um sensor inteligente aplicado a um purgador, assim evitando latências ou, mesmo, a congestão no tráfego de mensagens sobre a rede *WirelessHART*.

Destes quatro blocos, o mais crítico é o bloco de alimentação, dada a disponibilidade permanente requerida para o desempenho das funções atrás referidas. Por isso, este capítulo está focado no estudo, projecto e validação de viabilidade da solução preconizada de captação de energia, e na gestão da energia armazenada para definir perfis de funcionamento viáveis para este sensor inteligente.

4.2. Sistema de captação de energia

Tipicamente, um sistema de captação de energia de diferenciais térmicos é constituído por: (i) módulo(s) termoeléctrico(s) de conversão de diferenciais térmicos em energia eléctrica, (ii) um acumulador de energia, que pode ser realizado com baterias recarregáveis ou supercondensadores, e (iii) um circuito ou dispositivo electrónico, para elevar a baixa tensão fornecida pelos módulos termoeléctricos a valores capazes de alimentar um sensor, ou para carregar eficientemente acumuladores de energia — um diagrama de blocos encontra-se representado na Figura 4.2.

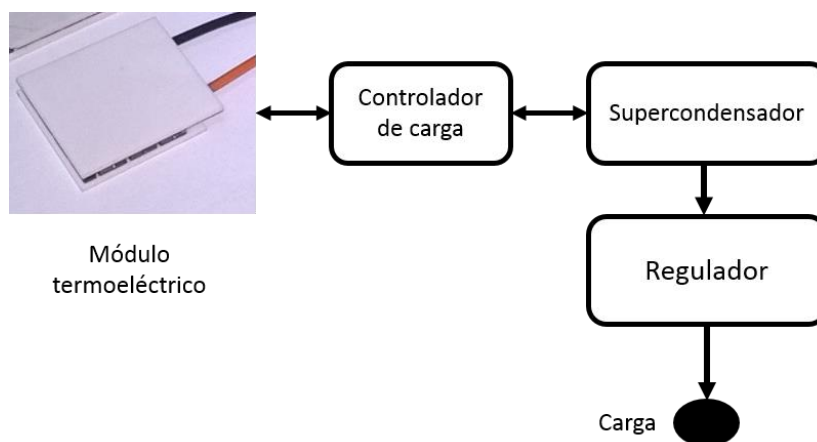


Figura 4.2 – Diagrama do sistema de captação de energia de diferenciais térmicos desenvolvido.

4.2.1. Módulo termoelétrico

Um módulo termoelétrico consiste em vários termopares, compreendendo dois semicondutores um tipo p e outro tipo n ligados electricamente em serie e termicamente em paralelo. O princípio de conversão baseia-se no efeito Seebeck, produzindo uma corrente eléctrica proporcional à diferença de temperatura entre as junções, como ilustrado na Figura 4.3.

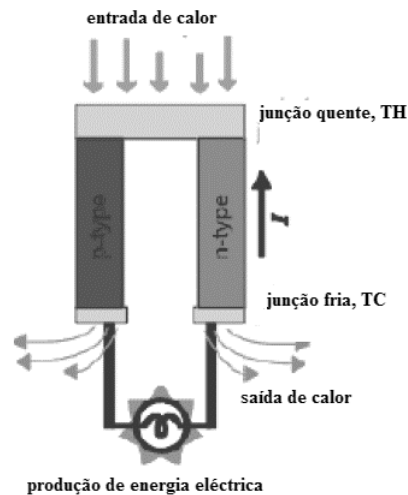


Figura 4.3 – Representação esquemática de um módulo termoelétrico gerador de energia.

Neste projecto, esteve em análise o desempenho de 2 módulos termoelétricos da Laird Technologies: PT8 12 F2 4040TAW6, com uma área útil de 16 cm², e HT9 3 F2 2525TAW6, com 6,25 cm² — sendo que estes módulos termoelétricos são designados pelos fabricantes como células de Peltier, para a aplicação mais frequente como bombas de calor e não, reciprocamente, como geradores de energia.

4.2.2. Controlador de carga

O controlador de carga é necessário para que, de forma eficiente, se possa gerir a energia capturada por forma a alimentar a carga e armazenar o excedente, para uso futuro.

Neste trabalho, foram avaliados comparativamente dois controladores de carga da Linear Technologies, o LTC3108 e o LTC3109, que foram seleccionados em razão da latitude dos pontos de funcionamento e dos papéis que podem desempenhar: (i) ainda funcionam para valores tão baixos como 30 mV à saída do módulo termoelétrico, (ii) disponibilizam uma tensão de saída configurável, V_{out} , já regulada, dispensando

regulador externo, (iii) oferecem adicionalmente uma saída fixa de 2,2 V, e outra saída de tensão igual a V_{out} controlada externamente por um microcontrolador, e (iv) gerem a energia capturada em função da carga, armazenando o excedente num condensador ou bateria.

Ambos os controladores de carga têm um funcionamento similar, as diferenças residindo na polaridade da tensão gerada pelo módulo termoeléctrico e no número de módulos termoeléctricos que cada um pode suportar: o LTC3108 suporta apenas um módulo termoeléctrico e deve-se ter atenção à polaridade do sinal, enquanto que, com o LTC3109 pode ser implementada uma configuração independente da polaridade da saída do transdutor termoeléctrico, e suporta até dois módulos termoeléctricos independentes.

4.2.3. Regulador

O regulador é mesmo que foi anteriormente descrito, na secção 3.2.5, e é utilizado para regular a tensão aos terminais do supercondensador, permitindo estabilidade nos 3,3 V. Como já referido na subsecção anterior, a implementação de um regulador pode ser dispensada utilizando a tensão de saída configurável do controlador de carga, tendo à disposição tensões de 2,35 V, 3,3 V, 4,1 V ou 5 V. No entanto, a saída do controlador de carga está limitada ao fornecimento de uma corrente máxima de 15 mA, o que torna necessário a utilização de um regulador para casos em que seja necessária corrente superior, como, por exemplo, durante as comunicações de rádio.

4.2.4. Sistema de armazenamento

Dado que o objectivo específico do sistema de captação de energia aqui desenvolvido é de alimentar um sensor inteligente para a monitorização e o diagnóstico de estado de purgadores de vapor e, estando a fonte primária de energia sempre disponível, verificou-se que não seria necessária uma grande capacidade de armazenamento, como acontece em casos de fontes intermitentes, como os de captação de energia solar anteriormente tratados.

Assim, para este caso seleccionou-se um supercondensador de 0,22F@5,5V da NEC/TOKIN, com capacidade para sustentar cada peça de equipamento de um sensor

inteligente, para o desempenho do conjunto de funções acima perspectivado. Para mais, um supercondensador de baixa capacidade irá ter um menor tempo de carga, factor particularmente importante nesta aplicação, dada a muito baixa intensidade de corrente gerada no transdutor termoeléctrico.

4.2.5. Carga

No início dos trabalhos, este módulo de alimentação era uma das partes críticas deste projecto, porque inicialmente desconhecido — em relação ao qual não havia experiência da autora e da restante equipa de trabalho, na Eneida —, e, ainda, porque dele iria depender o carácter de “sem fios” como um dos factores de inovação essenciais e, também, para melhor responder aos requisitos de certificação ATEX. Assim, em testes “precoces” para o módulo de alimentação, isto é, anteriores à concepção e desenvolvimento dos módulos restantes, para representar a carga foram utilizadas placas de microistemas à data existentes na Eneida, realizando funções análogas de aquisição e processamento de dados e comunicação sem fios. Já em fase mais avançada do projecto foi possível validar os consumos máximos apresentados por cada peça de equipamento deste sensor inteligente: de 50 μ A no modo adormecido, e de 23 mA no modo activo.

4.3. Simulações do sistema de captação de energia

Com o intuito de melhor compreender o funcionamento dos controladores de carga, foi utilizado o *software* LTCspice para simular o seu comportamento em variados circuitos e configurações de electrónica, e para analisar o seu impacto no regime de armazenamento de energia. As configurações finais simuladas foram as seguintes:

1. Um módulo termoeléctrico controlado pelo dispositivo LTC3108, que foi configurado para fornecer uma tensão de saída, V_{out} , de 3,3 V e armazenar o excedente num supercondensador (Figura 4.4).
2. Um módulo termoeléctrico controlado pelo dispositivo LTC3109, com auto-polaridade e configurado para fornecer uma tensão de saída de 3,3 V e armazenar o excedente num supercondensador (Figura 4.5).

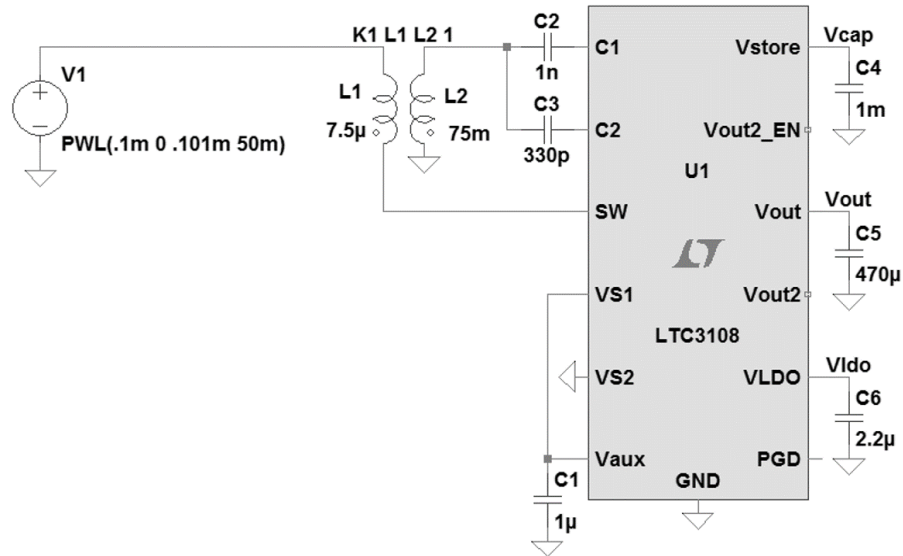


Figura 4.4 – Esquema do circuito simulado, com o controlador de carga LTC3108.

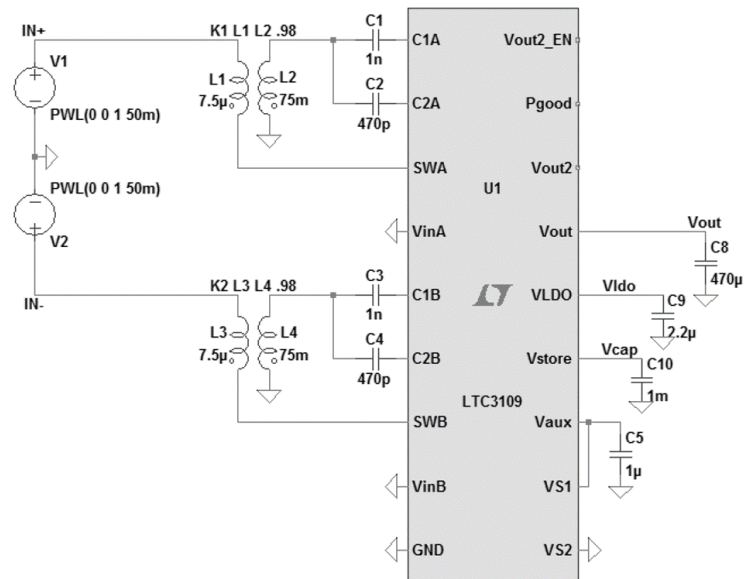


Figura 4.5 – Esquema do circuito simulado, com o controlador de carga LTC3109.

A Figura 4.6 apresenta as tensões V_{cap} e V_{out} numa sequência de arranque: observa-se que a tensão de saída V_{out} só começa a subir a partir do momento em que a tensão do regulador interno, V_{ldo} , atinge 2,2 V, e a tensão aos terminais do supercondensador, por sua vez, só começa a subir depois da tensão de saída atingir o valor pré-definido de 3,3 V — o tempo de espera para o arranque pleno de um sensor é, assim, apenas o tempo necessário para atingir a sua tensão de alimentação pré-definida.

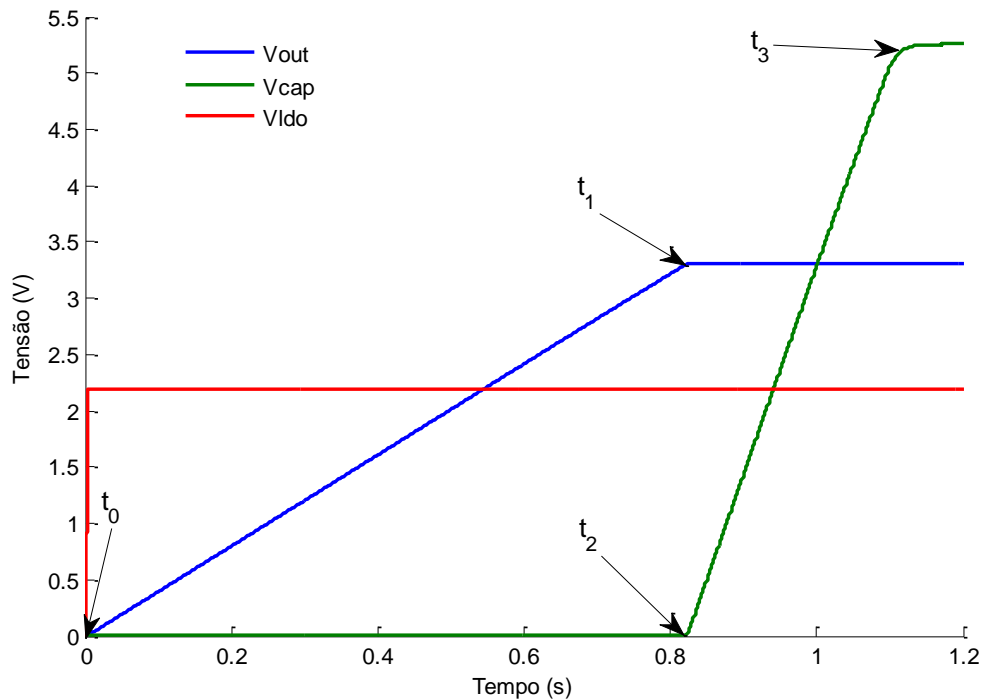


Figura 4.6 – Sequência de arranque da tensão de saída e da tensão no supercondensador.

Baseando nas curvas apresentadas na Figura 4.6 pode-se quantificar a corrente de carga dos condensadores através das expressões (4.1) e (4.2), sendo que I_{Vout} é a corrente de carga do condensador ligado ao pino Vout, I_{Vcap} a corrente de carga do supercondensador ligado ao pino Vstore.

$$I_{Vout} = C_{out} \times \frac{V_{out}(t_1) - V_{out}(t_0)}{t_1 - t_0} \quad (4.1)$$

$$I_{Vcap} = C_{cap} \times \frac{V_{cap}(t_2) - V_{cap}(t_3)}{t_3 - t_2} \quad (4.2)$$

Na Tabela 4.1 e na Tabela 4.2 encontram-se registados os tempos de carga do supercondensador, os tempos que o sistema demora a atingir a tensão de saída de 3,3V e as correntes estimadas durante o processo de carga de cada condensador, para ambos os controladores e para tensões aos terminais do módulo termoelectrico de 50 mV e de 100 mV, respectivamente. A quantificação do tempo de carga do supercondensador teve em consideração o tempo de espera para se iniciar o carregamento, e não só a duração deste. Na simulação, o valor do supercondensador e do condensador de saída foram ambos de 470 μ F.

Resultados experimentais do sistema de captação de energia

Tabela 4.1 – Resultados da simulação do LTC3108 e do LTC3109, para uma tensão de 50mV.

Descrição	LTC3108	LTC3109
t_{Vout} (s)	27	7
t_{Vcap} (s)	100	24
I_{Vout} (μA)	56	243
I_{Vcap} (μA)	33	145

Tabela 4.2 - Resultados da simulação do LTC3108 e do LTC3109, para uma tensão de 100mV.

Descrição	LTC3108	LTC3109
t_{Vout} (s)	6,5	3
t_{Vcap} (s)	18	7
I_{Vout} (μA)	379	603
I_{Vcap} (μA)	214	556

As simulações demonstraram que o controlador LTC3109 apresenta melhor desempenho do que o LTC3108, já que carrega o supercondensador mais rapidamente. Além do mais, aumentando a tensão aos terminais do módulo termoelétrico, o que corresponde a uma maior diferença de temperatura entre as faces, reduz-se ainda mais o tempo de carga.

4.4. Resultados experimentais do sistema de captação de energia

Com o objectivo de analisar o desempenho de ambos os controladores, foi desenvolvido um protótipo de teste, onde se pôde avaliar o funcionamento dos controladores de carga e o processo de carga de um supercondensador: os circuitos realizados foram similares aos apresentados na Figura 4.4 e na Figura 4.5, havendo-se utilizado um supercondensador de 220mF@5,2V.

Os ensaios foram conduzidos numa bancada de teste construída como se ilustra na Figura 4.7, compreendendo uma fonte de calor (aquecedor), o protótipo em avaliação, um sistema de aquisição de dados National Instruments, uma placa com capacidade de comunicação RF e um *kit* de comunicação sem fios na banda de 433 MHz, da Eneida.

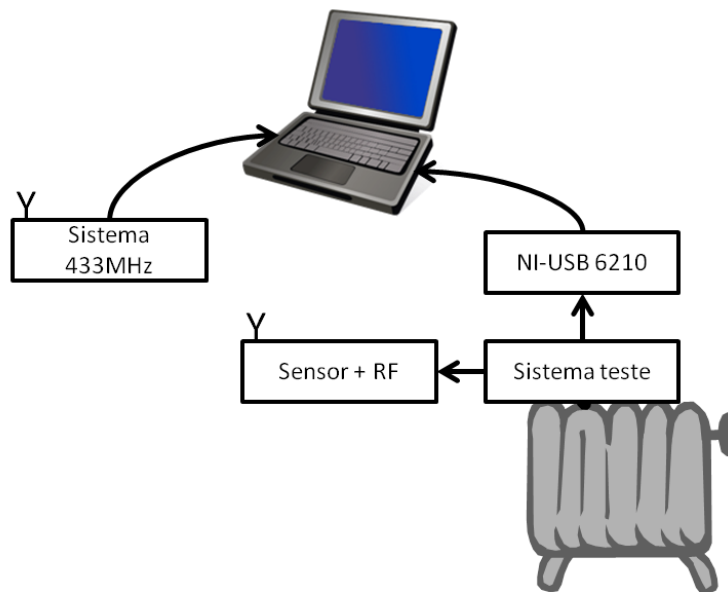


Figura 4.7 – Ilustração da montagem experimental.

O sistema de teste foi composto por uma placa electrónica de teste e por um módulo termoelétrico — onde, para aumentar a diferença de temperatura entre as suas faces, foi aplicado um dissipador de calor na face superior —, e a diferença de temperatura foi monitorizada através de dois sensores de temperatura LM335 da Texas Instruments colocados um no topo do dissipador e o outro na parte inferior do módulo termoelétrico. A Figura 4.8 apresenta o sistema de captura.

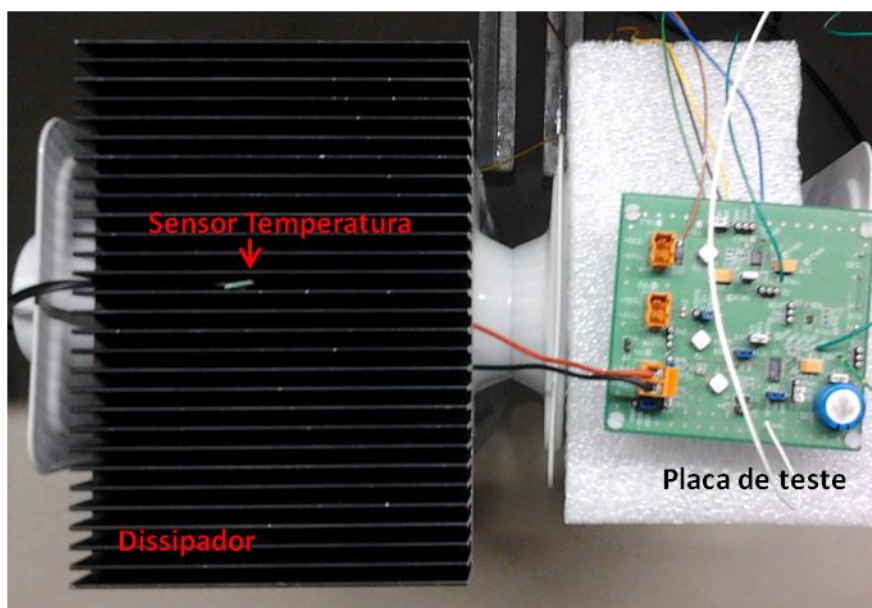


Figura 4.8 – Sistema em teste.

Esta montagem experimental permitiu a realização de vários ensaios, de modo avaliar a resposta do sistema em função dos módulos termoelétricos e do diferencial térmico existente, e validar o sistema como fonte de alimentação viável.

4.4.1. Avaliação dos módulos termoelétricos

A avaliação dos módulos termoelétricos baseou-se na análise da resposta de ambos os controladores de carga LTC3108-1 e LTC3109 à potência gerada pelos módulos termoelétricos, e o seu efeito no processo de armazenamento de carga. Nestes testes, dois módulos termoelétricos foram sujeitos à mesma diferença de temperatura, sendo que um deles foi ligado ao circuito com um controlador LTC3108-1 e o outro módulo termoelétrico ao circuito com um LTC3109, e vários pontos foram monitorizados enquanto a energia excedente era armazenada: a Tabela 4.3 e a Tabela 4.4 apresentam os resultados do tempo que o sistema levou a atingir o valor de V_{out} definido, o tempo de carga do supercondensador, e as correntes estimadas para o processo de carga, I_{Vout} e I_{Vcap} .

Tabela 4.3 – Regime de carga com ambos os controladores alimentados pelo módulo termoelétrico PT8 12 F2 4040TAW6.

Descrição	LTC3108-1	LTC3109
t_{Vout} (s)	12	5
t_{Vcap} (h)	3,45	1,04
I_{Vout} (μ A)	93	285
I_{Vcap} (μ A)	88	303

Tabela 4.4 – Regime de carga com ambos os controladores alimentados pelo módulo termoelétrico HT3 9 F2 2525TAW6.

Descrição	LTC3108-1	LTC3109
t_{Vout} (s)	14	6
t_{Vcap} (h)	3,77	1,95
I_{Vout} (μ A)	88	221
I_{Vcap} (μ A)	82	161

Os resultados experimentais mostraram que ambos os circuitos integrados conseguem fornecer uma tensão de saída em poucos segundos após a ligação do módulo termoelétrico, e carregar um condensador de armazenamento. No entanto, o

controlador LTC3109 apresentou menores tempos de carga, para ambos os módulos termoeléctricos, quando comparado com o LTC3108-1, visto que, para as mesmas condições térmicas, a corrente de carga do LTC3109 é superior à do LTC3108, como fora verificada nas anteriores simulações. Uma outra constatação dos resultados experimentais é que o módulo termoeléctrico PT8 12 F2 4040TAW6 apresenta melhor desempenho do que o módulo termoeléctrico HT9 3 F2 2525TAW6.

Deste modo, decidiu-se que o sistema de captação a implementar deveria ser baseado no controlador de carga LTC3109, pois, para os mesmos diferenciais térmicos, oferece melhor resposta do que o LTC3108-1. Do mesmo modo, o módulo termoeléctrico PT8 12 F2 4040TAW6 foi escolhido, em vez do módulo HT9 3 F2 2525TAW6.

4.4.2. Validação como fonte de alimentação

Sendo o objectivo do sistema de captação de energia alimentar um sensor autónomo, ou seja, fornecer a energia necessária para a realização das funções de sensorização, processamento de informação e comunicação via rádio, testou-se a viabilidade do sistema como fonte de alimentação antes de definir as especificações finais do sistema. Para esse efeito, ligou-se uma placa electrónica com capacidade de comunicação por radiofrequência, e analisou-se a evolução temporal da tensão de saída dos controladores e da tensão aos terminais dos supercondensadores. Empiricamente, foi estimado em 250 ms o tempo que o sistema permanece no modo activo, com um consumo de 19,5 mA, e o consumo no modo adormecido como sendo de 0,144 mA. A Figura 4.9 ilustra o perfil de consumo da placa electrónica.

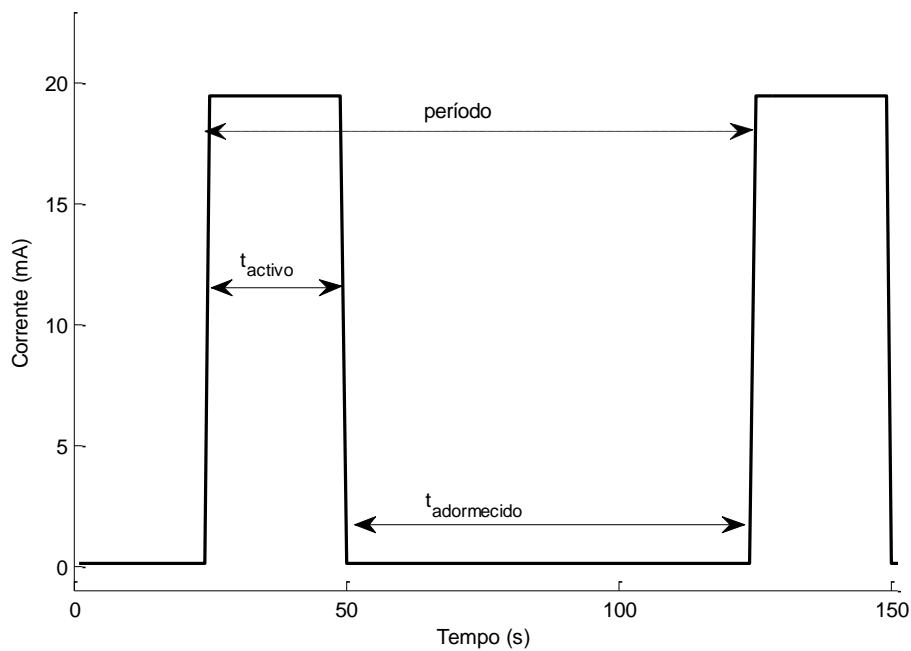


Figura 4.9 – Perfil de consumo da placa electrónica utilizada nos testes.

Esta placa electrónica foi programada para, de minuto a minuto, medir valores das acelerações segundo três eixos e enviar essa informação via rádio, havendo-se verificado o seguinte: (i) a placa electrónica não conseguiu estabelecer comunicação rádio quando alimentada pela tensão regulada fornecida pelo controlador de carga, e (ii) enquanto alimentada pelos supercondensadores, foi possível estabelecer todas as suas funcionalidades.

Assim sendo, pode-se concluir que: (i) módulos com consumos elevados, como os de comunicação rádio, devam ser alimentados por um acumulador (supercondensador), enquanto (ii) módulos com consumos baixos, como sensores de tecnologia MEMS, podem ser alimentados através da tensão regulada fornecida pelos controladores de carga LTC3108 ou LTC3109, desde que não excedam 7 mA ou 15 mA, respectivamente — caso em que um dispositivo adicional de regulação é necessário para a tensão de saída do supercondensador, tal como esquematizado na Figura 4.2.

No entanto, sempre que o microcontrolador acorda para a execução das tarefas, ocorre uma queda na tensão do supercondensador, pelo que, de modo a definir um possível perfil de funcionamento que permita recuperar dessa queda, o período de acordar para a execução das tarefas foi reconfigurado e a tensão aos terminais do supercondensador analisada. A Figura 4.10 apresenta o comportamento da tensão do

supercondensador para períodos de acordar de 10 s e 60 s, correspondendo a um *duty-cycle* de 2,5% e 0,42%, respectivamente. Embora a fonte de energia térmica esteja disponível para uma diferença de temperatura de 20 °C, pode-se observar que, para um *duty-cycle* de 2,5%, o sistema não consegue recuperar da queda de tensão, ao contrário do que sucede para um *duty-cycle* de 0,42%. Consequentemente, assumiu-se um período de acordar de 60 s como um possível perfil sustentável de funcionamento de um dispositivo-sensor.

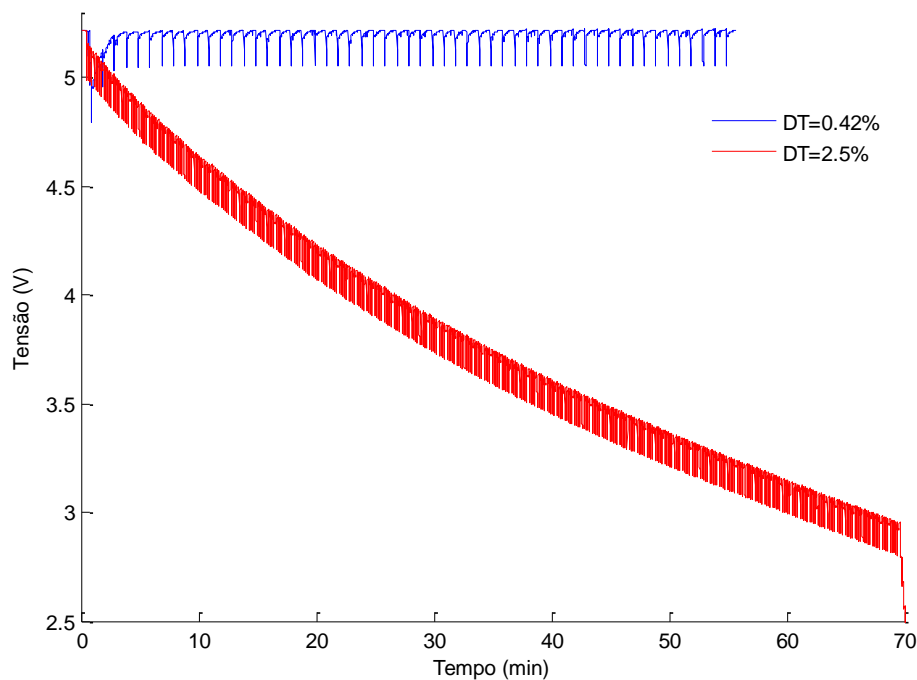


Figura 4.10 – Comportamento da tensão aos terminais do supercondensador quando ligado a uma carga com *duty-cycle* de 0,42% (linha azul) e de 2,5% (linha vermelha), com a fonte de energia térmica ligada.

Por outro lado, embora o sistema seja sustentável para um período de acordar de minuto a minuto, na presença de uma diferença térmica de 20°C, foi analisado o processo de descarga dos supercondensadores para quantificar a autonomia do sistema na ausência de fonte térmica. Para esse fim, foi seguido o processo de descarga, para um período de acordar de 10 s e de 60 s, e quantificado o número de comunicações executadas: para um período de despertar de 10 s, foi possível efectuar 73 comunicações, totalizando um tempo de autonomia de 12 minutos, enquanto para um período de despertar de 60 s, foram efectuadas 77 comunicações num tempo de 77 minutos. A Figura 4.11 apresenta as curvas de descarga em ambos os casos, onde se

pode observar que a curva de descarga relativa a 10 s tem um declive mais acentuado, o que significa que o consumo médio é superior.

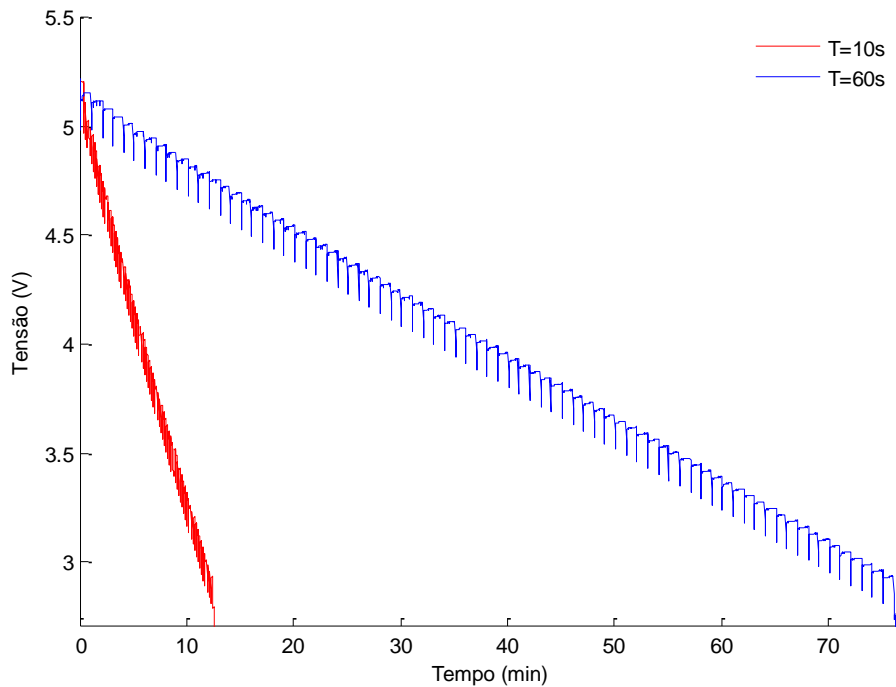


Figura 4.11 – Descarga do supercondensador com a fonte de energia desligada para um período de acordar de 10s (linha vermelha) e 60s (linha azul).

4.5. Validação do sistema de captação em protótipo laboratorial

A validação do sistema de captação de energia consiste em validar o sistema como fonte de alimentação viável para o sensor inteligente de diagnóstico de purgadores de vapor. A estratégia seguida para validar o sistema consistiu em projectar um novo circuito electrónico, juntamente com os vários módulos do sistema de diagnóstico de purgadores.

A Figura 4.12 apresenta os módulos desenvolvidos, onde a placa A contém o microcontrolador e o sistema de captação de energia, a placa B realiza a sensorização e a placa C é o módulo de comunicação.

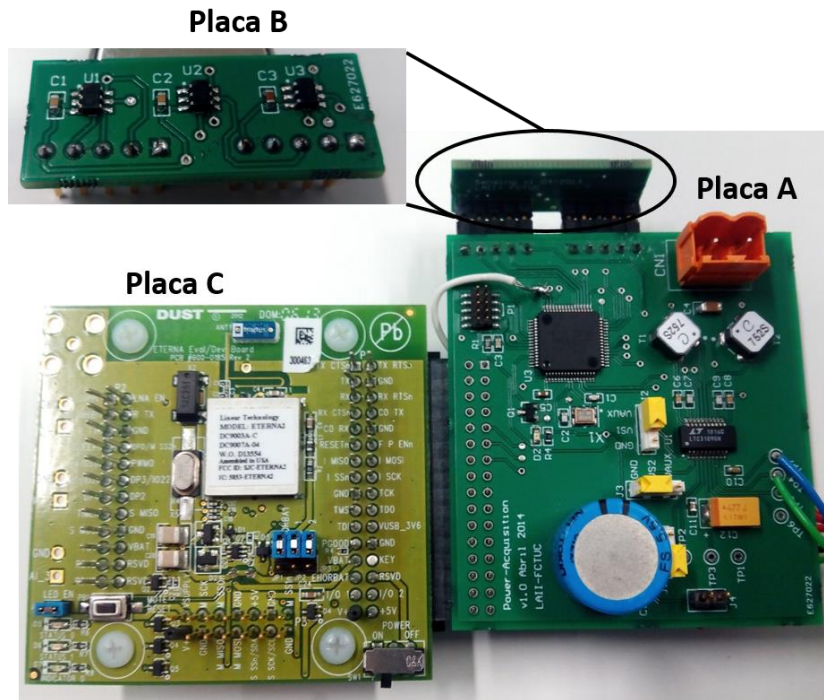


Figura 4.12 – Módulos de teste da sensorização, comunicação, captação de energia e processamento para um sistema de monitorização de purgadores.

Uma vez que as tecnologias de comunicação sem fios NFC e WirelessHART têm consumos inferiores ao da unidade de comunicação na banda de 433MHz da placa electrónica utilizada para analisar o supercondensador, assumiu-se que estes testes servem como prova-de-conceito para a viabilidade da comunicação do sensor. Assim sendo, nesta secção mostra-se que o controlador de carga é capaz de alimentar o módulo de processamento e de sensorização, através da tensão de saída do controlador de carga, sem recorrer à energia acumulada nos supercondensadores.

Para alcançar este objectivo, o microcontrolador da placa A foi programado para sair do modo adormecido e ler periodicamente os valores de temperatura dos três sensores da placa B a cada 60 s. Uma vez que a placa A não tem capacidade de comunicação rádio, optou-se por monitorizar um dos pinos do microcontrolador, que vai alternando o seu estado sempre que o microcontrolador sai do modo de poupança de energia.

Assim, o primeiro ensaio efectuado consistiu em utilizar uma fonte de alimentação e registar o comportamento do sistema, com o intuito de encontrar uma referência para comparação com os resultados dos testes efectuados com o sistema de captação de energia. Com este teste, obteve-se um tempo de processamento dos dados de

temperatura de 333 ms e, foi, ainda possível medir os consumos relativos aos modos adormecido e activo (na ausência de comunicação) de 57 μA e 300 μA , respectivamente.

Com base nestes valores, foi possível determinar a capacidade do condensador utilizado na placa para suportar os picos do consumo durante o modo activo do microcontrolador. Assim, com base na equação (4.3), é possível calcular a capacidade necessária para satisfazer as necessidades energéticas no modo activo: num caso prático, em estudo, assumindo que uma queda de tensão de 0,3 V é aceitável, o valor mínimo da capacidade do condensador deveria ser de 333 μF , assim validando a capacidade de 470 μF do condensador utilizado.

$$C_{out} (\mu) \geq \frac{I_{activo} (mA) \times t_{activo} (ms)}{\Delta V (V)} \quad (4.3)$$

Nos ensaios realizados com o sistema de captação de energia de diferenciais térmicos, foi possível confirmar a sua capacidade para suprir as necessidades energéticas da sensorização e do processamento de dados, num regime de exploração em que, enquanto o sistema fornece energia através da saída, V_{out} , do controlador de carga, o excedente é armazenado num supercondensador. Neste perfil de funcionamento em que, a cada minuto, os três sensores de temperatura são interrogados, o tempo de carregamento de um supercondensador de 220mF@5,5V foi de 87 minutos, para um diferencial térmico médio de 20 °C. Comparando este tempo de carregamento com o obtido em vazio, i.e., na ausência de carga à saída, nota-se um aumento de 38%, algo que seria expectável na presença de carga; naturalmente, espaçando as operações de aquisição e processamento de dados, o tempo de carregamento viria diminuído.

4.6. Discussão

Os ensaios realizados para avaliação do sistema de captação de energia de diferenciais térmicos permitiram demonstrar a sua viabilidade como fonte de alimentação de sensores com baixos valores de *duty-cycle* na comunicação. Neste projecto, foi analisado o seu comportamento em dois regimes de *duty-cycle*, de 2,5% e 0,42%, podendo-se concluir que, para 0,42%, o sistema comporta os picos de consumo

de energia em comunicação e recupera a energia despendida durante funcionamento em modo adormecido, algo que não acontece para *duty-cycle* da ordem de 2,5%.

Conduzindo a análise do sistema de captação de energia de modo a satisfazer os requisitos dos sensores inteligentes de diagnóstico de purgadores de vapor, foi possível determinar critérios de gestão de energia para os sensores: (i) os módulos de sensorização e de processamento de dados devem ser alimentados através da tensão de saída do controlador de carga LTC3109, e o módulo de comunicações rádio deverá ser alimentado a partir da energia armazenada no supercondensador, (ii) a tensão aos terminais do supercondensador deve ser monitorizada pelo microcontrolador, a fim de evitar que um sensor inteligente fique preso num ciclo infinito de tentativas de comunicação, e que a comunicação só seja estabelecida quando a tensão no supercondensador for superior a 3 V, e (iii) todos os módulos deverão estar desligados quando não estão em operação, e o microcontrolador hospedeiro deverá ser colocado no modo de poupança LPM3.

De momento, o sistema para esta aplicação encontra-se na forma de protótipo industrial, para validação em ambiente real, em refinaria petroquímica. A Figura 4.13 apresenta o encapsulamento das unidades, sendo utilizada uma base metálica para transferência de calor da conduta de instalação para o módulo termoeléctrico, e uma caixa de plástico para reduzir o impacto da temperatura na electrónica.

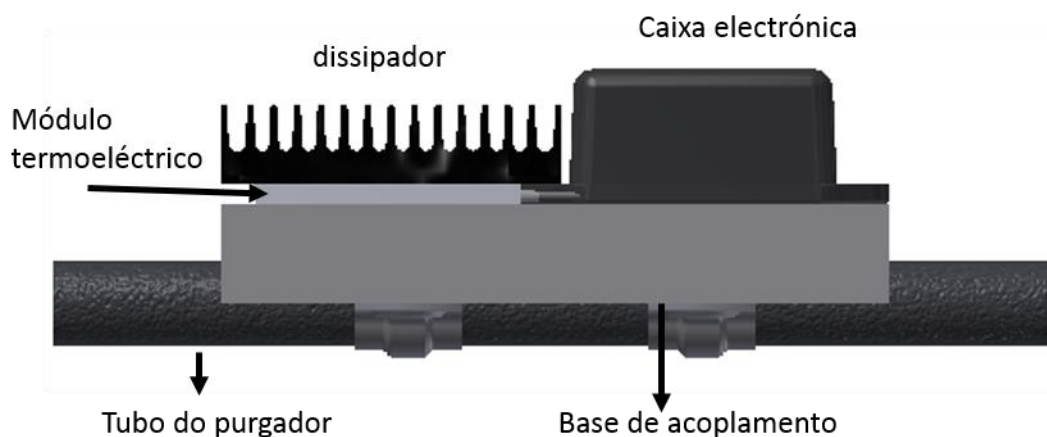


Figura 4.13 – Proposta de encapsulamento para o sensor de monitorização dos purgadores.

Em suma, o estudo aqui apresentado permite concluir que é viável a implementação de um sistema inovador de monitorização de purgadores, desde que servido por um rigoroso sistema de gestão de energia, especialmente no respeitante ao

seu perfil de funcionamento. Os resultados permitem afirmar que para um diferencial térmico de 20°C, é viável um perfil de funcionamento com monitorização, diagnóstico e comunicação realizados a cada minuto.

5

Captação de energia de campos electromagnéticos

Neste capítulo descreve-se um sistema de captação de energia de campos electromagnéticos: faz-se um enquadramento dos projectos que estiveram na origem deste estudo e das realizações respectivas, cuja evolução é apresentada, e, finalmente, desenvolve-se um caso industrial de estudo aplicado a sensores sem fios para a monitorização de corrente eléctrica em postos de transformação de redes de distribuição de electricidade.

5.1. Enquadramento

Também este projecto decorreu da necessidade de evitar as baterias como fontes de energia em produtos existentes na Eneida, para potenciar a sua aceitação nos respectivos mercados-alvo. No caso desta tecnologia, o primeiro objectivo consistiu em substituir a bateria primária de alimentação do sensor de alinhamento de seccionadores de alta-tensão (AT), EWSTAreh (já descrito em 3.5), em subestações de transformação de alta em média tensão (AT/MT) das redes de distribuição de energia eléctrica.

Um seccionador é composto por dois braços que, rodando sob a acção de motores eléctricos, permitem estabelecer e romper circuitos eléctricos que, tipicamente percorridos por correntes de elevada intensidade (centenas de Ampère) quando fechados, geram campos magnéticos intensos. O sensor de alinhamento foi concebido para ser instalado em apenas um dos dois braços do seccionador, como ilustrado na Figura 5.1.

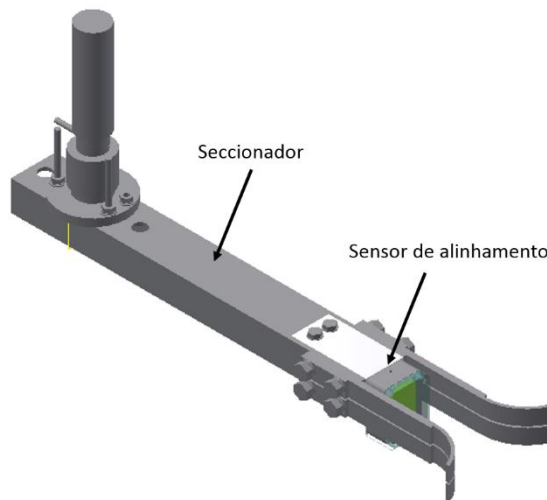


Figura 5.1 – Ilustração do sensor de alinhamento instalado numa das partes do seccionador.

Como anteriormente referido, no Capítulo 3, o desenvolvimento de um qualquer sistema de captação de energia depende dos requisitos de energia disponível, das limitações físicas e da localização de instalação, que, desde logo, permite identificar a forma e a fonte de energia no meio envolvente a partir da qual se pode alimentar a aplicação. Neste caso, em que o sensor é instalado na presença de fortes campos electromagnéticos, captou-se energia do campo magnético, por indução, com recurso a um transformador de corrente.

Uma vez que era objectivo da empresa poder utilizar o mesmo sensor para monitorizar dois seccionadores de diferentes dimensões, como apresentado na Tabela 5.1, foi preciso dimensionar o transformador de corrente para envolver qualquer destes seccionadores: construído com núcleo aberto, para fácil instalação, e com a janela interior de dimensão igual ou superior a 100mmx43mm. Uma vez que os transformadores comerciais encontrados no mercado, para estas dimensões, pesam entre 900 g e 4,5 kg — claramente excessivo para acoplar numa barra sustentada em consola —, o transformador de corrente foi produzido na empresa.

Tabela 5.1 – Dimensões dos seccionadores em estudo.

Descrição	Seccionador Tipo 1	Seccionador Tipo 2
Largura (mm)	80	100
Altura (mm)	42	43
Abertura interna (mm)	60	80

Nesse contexto, foi seguida uma via de desenvolvimento detalhadas com as acções seguintes:

1. Validar o conceito da captação de energia de campos electromagnéticos, com base num transformador de corrente comercial;
2. Desenvolver o transformador de corrente que, satisfazendo os requisitos dimensionais da aplicação, seja capaz de alimentar o sensor de alinhamento.

5.2. Prova-de-conceito da captação de energia de campos electromagnéticos

Para a validação da prova-de-conceito relativa à viabilidade de alimentar os sensores através da captação de energia de campos electromagnéticos, recorreu-se a um transformador de corrente de núcleo aberto TT 100-SD da LEM (Figura 5.2) e a componentes electrónicos discretos para montar uma placa e testar o sistema.



Figura 5.2 – Imagem do transformador de corrente TT 100-SD utilizado no teste de prova-de-conceito.

O circuito electrónico consiste numa ponte de rectificação de onda completa, um supercondensador de 330mF@5,5V, um regulador de tensão e um LED, cujo esquema eléctrico se representa na Figura 5.3. O transformador de corrente utilizado é especificado para correntes no condutor primário na gama de 0—100 A, fornecendo correntes no enrolamento secundário de 0—33 mA, para uma tensão de 7,5 V aos terminais, pelo que o supercondensador teve que ser protegido com díodo de Zener de 5,1 V.

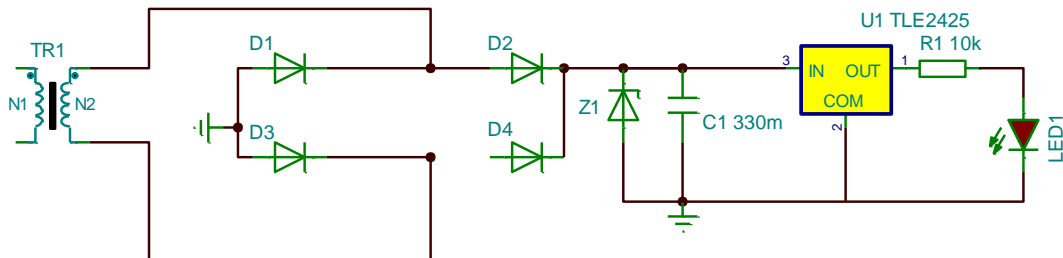


Figura 5.3 – Circuito implementado para prova-de-conceito.

Assim, constituindo uma montagem elementar inicial, com o transformador de corrente envolvendo um dos condutores do cabo de alimentação de um aquecedor de 1500 W, que, aqui, fazia o papel de condutor primário — dando várias voltas em torno do núcleo do transformador, a fim de reduzir a relação de transformação, assim aumentando a corrente obtida do transformador —, realizou-se um ensaio de carregamento do supercondensador, com uma carga em paralelo representando um consumo de 30 mA.

Os resultados preliminares foram satisfatórios no que respeita à potência captada e à viabilidade de acumulação de energia para alimentar o sensor; ainda assim, este

circuito foi prontamente melhorado com recurso a díodos Schottky constituindo a ponte rectificadora001, reduzindo a queda de tensão nesta.

5.3. Concepção do sistema captação de energia para o sensor de alinhamento

Para dotar este sensor de alinhamento de capacidade de auto-alimentação, captando e armazenando energia do campo magnético criado pela corrente fluindo pelas barras do seccionador onde se instala, foi necessário projectar as partes constituintes do sistema de captação e armazenamento de energia, com as restrições de constituição física (massa e volume) impostas pela aplicação. Assim:

- No transformador de corrente, houve que atender aos detalhes dimensionais, como acima descrito, e, sobretudo, fazê-lo com um peso significativamente inferior às ofertas do mercado, para o que se usou um núcleo altamente ferromagnético envolvido por um enrolamento de pequena dimensão;
- As placas dos circuitos impressos contendo os circuitos relativos aos diferentes módulos funcionais do sensor tiveram que ser desenhadas para caberem numa caixa com as dimensões de 60mmx43mmx40mm, estanque e com protecção térmica, dada a exposição solar.

5.3.1. Transformador de corrente

Para os seccionadores alvo deste projecto, as dimensões do núcleo e do encapsulamento plástico do transformador são as constantes na Tabela 5.2, como ilustrado na Figura 5.4.

Tabela 5.2 – Dimensões do núcleo e do encapsulamento do transformador de corrente.

Descrição	Núcleo	Encapsulamento
Comprimento (mm)	120	140
Altura (mm)	65	86
Largura (mm)	7	27
Espessura (mm)	5	---
Abertura interna (mmxmm)	---	120x45

O núcleo de ferro, com as dimensões apresentadas, tem o peso de 95 g. A Figura 5.5 mostra o núcleo e o encapsulamento que foram utilizados em ambos os casos de aplicação, onde, por razões de modularidade industrial, dimensões do núcleo e da abertura interna do encapsulamento são fixas, variando apenas as dimensões externas do encapsulamento.

Satisfazendo estes requisitos da geometria do transformador, um programa em Matlab serviu para estimar o número de espiras do seu enrolamento secundário, que foi construído com 5000 voltas de fio de cobre com 0,28 mm de diâmetro.

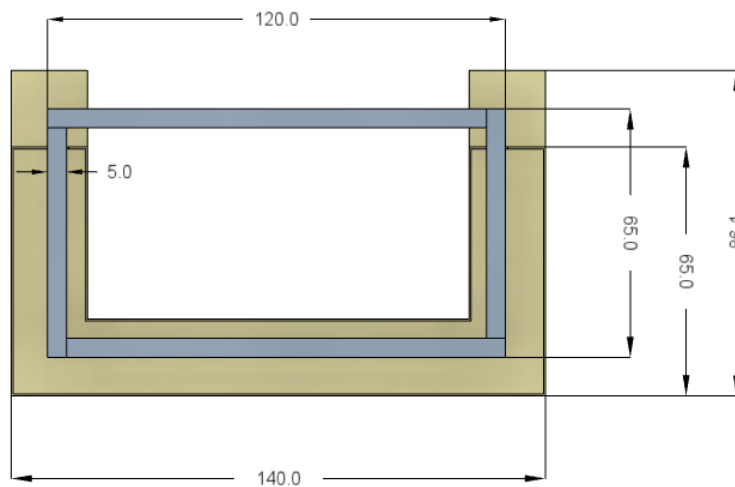


Figura 5.4 – Dimensões do transformador de corrente.

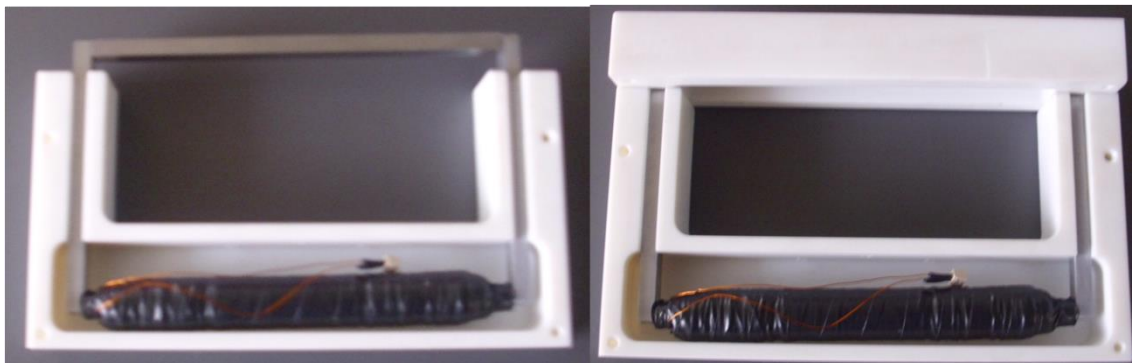


Figura 5.5 – Fotografia do núcleo e do encapsulamento do transformador de corrente.

5.3.2. Circuitos electrónicos

Os vários circuitos que realizam as funções de captação e armazenamento de energia, de aquisição e processamento de dados e de comunicação tiveram que ser alojados numa caixa de dimensões pré-determinadas pela geometria da extremidade do braço do seccionador em que se instala, sendo limitada: (i) em largura, pela abertura

interna do seccionador do tipo 1, e (ii) em profundidade, por um compromisso entre o número de placas de circuito impresso e o espaço disponível entre as duas partes do seccionador, quando fechado. A caixa, com as dimensões de 50mmx43mmx50mm, é fixada no meio do transformador de corrente, como se pode observar na Figura 5.6.



Figura 5.6 – Fotografia do sistema com o transformador de corrente e a unidade electrónica.

Os circuitos foram distribuídos por três placas de circuito impresso, sendo uma dedicada a captação de energia e as outras duas dedicadas ao sensor de alinhamento propriamente dito. A placa da captação de energia foi desenvolvida a partir do esquema apresentado na Figura 5.7, utilizando díodos Schottky para rectificar o sinal alternado fornecido pelo transformador de corrente, e armazenando a energia obtida num supercondensador de 1,5F@5,4V da Illinois Capacitor. Um regulador de tensão TPS73833 da Texas Instruments estabiliza a tensão nos 3,3 V, e algumas protecções simples são utilizadas: o díodo D1, para evitar descargas do condensador para o circuito a montante, e o díodo de Zener Z5 para proteger o supercondensador de sobretensões.

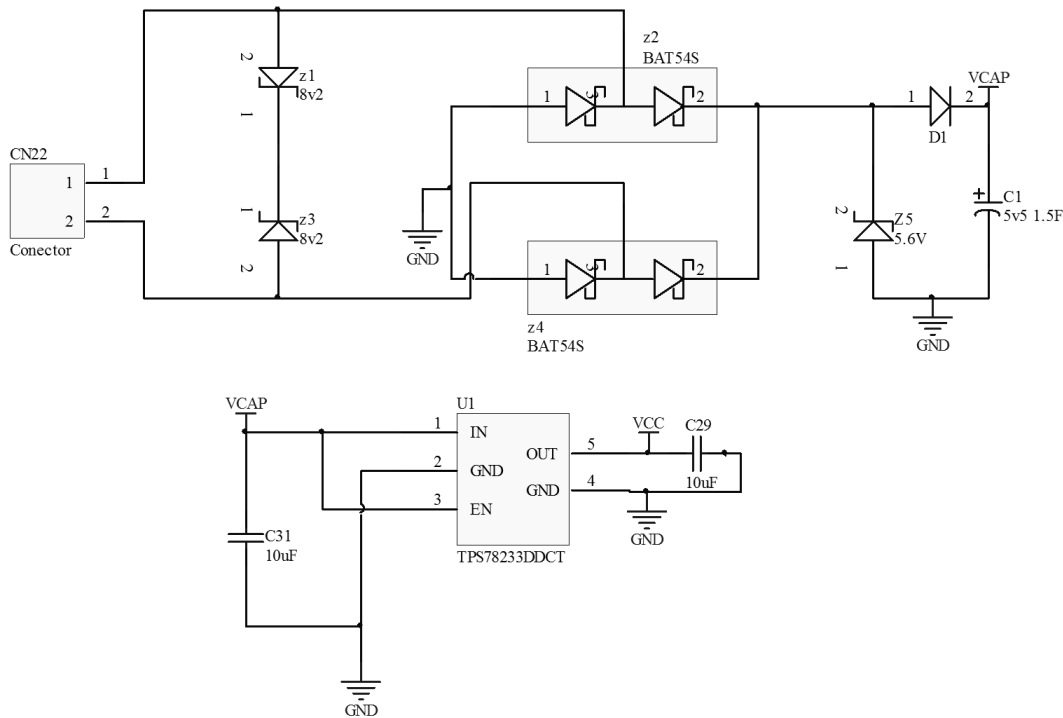


Figura 5.7 – Esquemático do sistema de captação de energia de campos electromagnéticos.

5.3.3. Validação do sistema

A validação do sistema consistiu em avaliar o seu desempenho e a sua viabilidade como fonte de alimentação, permitindo substituir as baterias. Esta validação foi efectuada em duas etapas:

1. Testes de bancada, para validar a electrónica e as funcionalidades do sensor;
2. Testes em laboratório certificado (EDP Labelec), para caracterizar o transformador de corrente e validar a adequação da fonte de alimentação às condições operacionais do sensor.

Nos testes de bancada, uma das fases do cabo da alimentação do aquecedor foi enrolada 10 vezes no transformador de corrente, permitindo obter uma corrente no secundário de 7,3 mA: nestas condições, a tensão aos terminais do condensador e à saída do regulador foram monitorizadas enquanto a comunicação do sensor era registada, havendo os resultados obtidos demonstrado a operacionalidade do sistema e a sua prontidão para a fase seguinte de testes, na EDP Labelec.

A Figura 5.8 mostra os pontos de monitorização nos ensaios realizados na EDP Labelec, sendo possível medir a corrente AM1 na saída do secundário, a tensão de carga VM1 aos terminais do condensador e a tensão VM2 à saída do regulador de tensão: a

corrente foi monitorizada com um multímetro e as tensões por um sistema de aquisição de dados NI-USB6210 da National Instruments, que ia registando os dados num computador (PC).

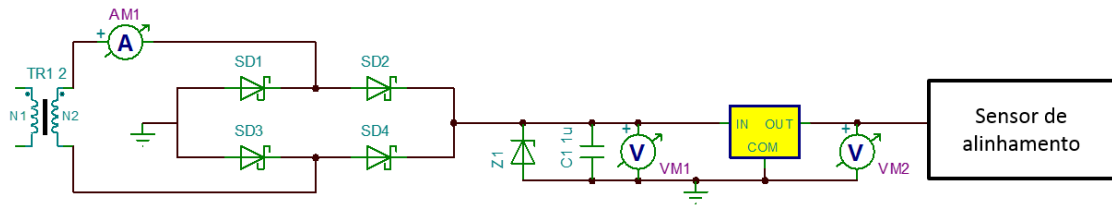


Figura 5.8 – Variáveis monitorizadas nos ensaios realizados na EDP Labelec.

Tecnologia produzida pela Eneida, de comunicação sem fios na banda dos 433MHz, foi utilizada para estabelecer a comunicação do PC com o protótipo em análise, permitindo arquivar a informação para posterior análise: os ensaios de captação de energia e de comunicação sem fios permitiram obter curvas de carga do condensador, para diferentes valores de corrente no primário do transformador, e analisar a variação de corrente no respectivo secundário.

Assim, a Figura 5.9 apresenta a variação da corrente no secundário do transformador em função da corrente fluindo no primário, com o objectivo de determinar a corrente de saturação do núcleo: na gama de corrente disponível nestes ensaios para percorrer o cabo actuando como primário, até 1000 A, o núcleo não mostrou comportamento de saturação.

A Figura 5.10 apresenta as curvas de carga para várias correntes, permitindo medir os tempos de carga correspondentes a vários níveis de tensão aos terminais do condensador, variando entre uma carga residual correspondente a uma tensão inicial de 300 mV e uma tensão típica de funcionamento de 5,5 V — na legenda incluída no gráfico, “Pxxxx” designa a corrente no primário, em Ampère, e “Sy” a corrente no secundário, em miliAmpère (e.g., P100S8.1 representa uma corrente no primário de 100 A e de 8,1 mA no secundário). Durante a aquisição destas curvas o sensor de alinhamento tinha um período de comunicação de dados de 10 s.

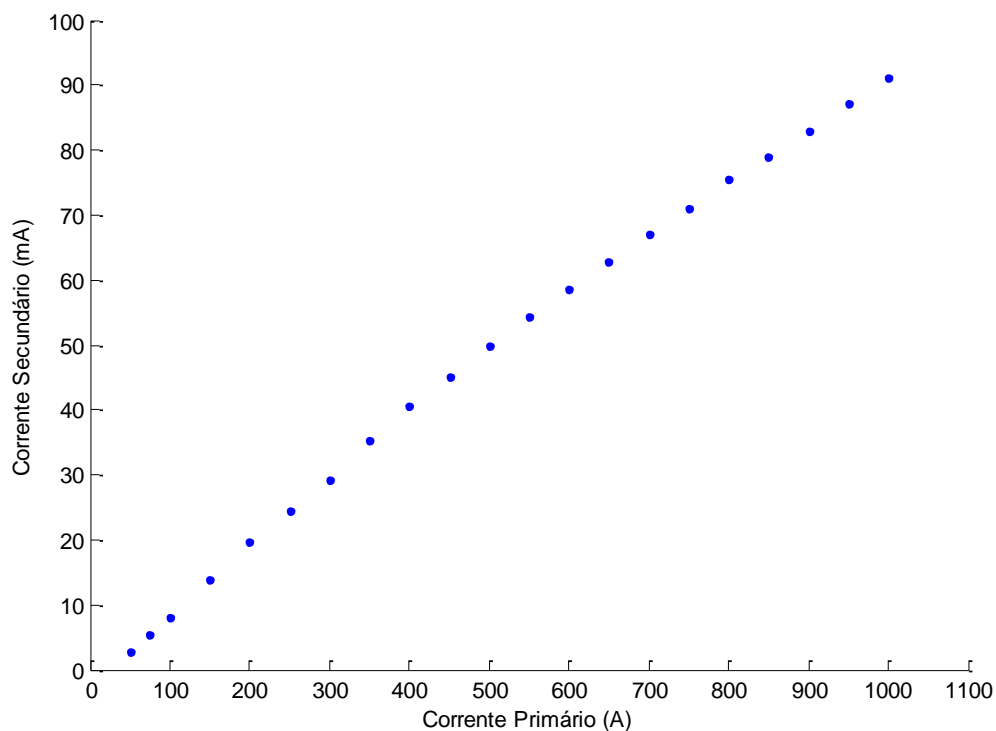


Figura 5.9 – Variação da corrente no secundário do transformador em função da corrente no primário.

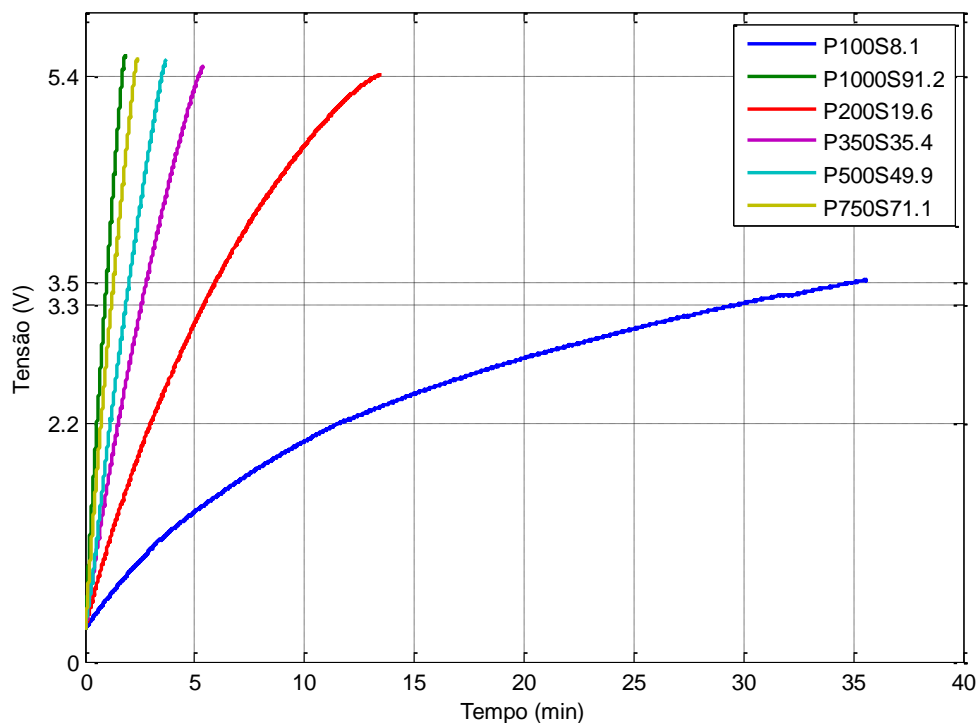


Figura 5.10 – Curva de carga do condensador para diferentes intensidades de corrente no primário.

A Tabela 5.3 apresenta os valores de corrente no secundário e os vários tempos necessários para atingir os níveis de tensão de 2,2 V, 3,3 V, 3,5 V e 5,4 V: tipicamente, o sensor de alinhamento entra em funcionamento aos 2,2 V, sendo a tensão nominal de funcionamento de 3,3V e considerando que, com 3,5 V, o supercondensador terá armazenado energia suficiente para alimentar o sistema por alguns minutos.

Tabela 5.3 – Valores de corrente no secundário, para diferentes correntes no primário, e tempos para atingir diferentes níveis de tensão.

P (A)	S (mA)	$t_{2.2V}$ (min)	$t_{3.3V}$ (min)	$t_{3.5}$ (min)	$t_{5.4V}$ (min)
100	8,1	11,84	29,75	34,92	-----
200	19,6	3,04	5,42	5,93	13,2
350	35,4	1,54	2,57	2,79	5,16
500	49,9	1,17	1,88	2,0	3,5
750	71,1	0,74	1,22	1,29	2,25
1000	91,2	0,56	0,91	0,97	1,7

Os testes realizados permitiram validar este sistema de captação de energia como fonte de alimentação viável para este sensor. Mais tarde, contudo, em resultado de alteração da especificação funcional do sensor, esta tecnologia foi preterida a favor de um sistema de captação de energia solar, como descrito no 3, para permitir prontidão operacional em seccionadores abertos durante longos períodos de tempo. Ainda assim, o estudo realizado e a experiência obtida neste trabalho frutificaram na realização de um sensor de corrente eléctrica, para aplicação em postos de transformação da rede eléctrica de distribuição, como se descreve a seguir.

5.4.Sensor de monitorização de corrente - DTTI-reh

Trata-se de um sensor, que foi concebido e desenvolvido na Eneida, para a monitorização de corrente eléctrica em postos de transformação (MT/BT), apresentando as seguintes características fundamentais: (i) é uma peça de equipamento compacta, com 86mm x 102mm x 57mm, e fácil de instalar através de um transformador de corrente incorporado, de núcleo aberto, (ii) permite medir, com precisão, ao longo de uma muito extensa gama de corrente (1—400 A), (iii) comunica por radiofrequência,

na banda ISM de 433 MHz, e (iv) alimenta-se integralmente com base na energia captada, por indução, da corrente que percorre o condutor em que está instalado — é, pois, um sensor inteiramente sem fios, como se apresenta na Figura 5.11.



Figura 5.11 – Fotografia do sensor de monitorização de corrente DTTI-reh.

5.4.1. Arquitectura do sistema

O sensor DTTI-reh está estruturado em quatro blocos funcionais principais: (i) de monitorização de corrente, (ii) de captação e armazenamento de energia, (iii) de regulação de tensão, e (iv) de processamento e comunicação. Aqui, dado o âmbito deste trabalho, apenas são abordados os dois blocos relativos à alimentação em potência.

Como ilustrado na Figura 5.12, um transformador de corrente é partilhado pelos blocos de monitorização de corrente e de captação de energia, com comutação de circuitos controlada pelo microcontrolador. O transformador de corrente é um *split core* de classe 1, com uma relação de transformação de 400/5 A, que permite carregar dois condensadores de 10 F associados em série. A partir da tensão aos terminais deste acumulador de 5 F, um regulador de tensão permite alimentar os demais blocos funcionais a 3,3 V.

A Figura 5.13 apresenta o esquema eléctrico do bloco de captação e armazenamento de energia, onde, para evitar sobretensões aos terminais dos supercondensadores, foi utilizado um sistema de balanceamento activo, com um amplificador *rail-to-rail*. E, como protecção contra sobrecorrentes, foi utilizado um MOSFET controlado pelo microcontrolador para desligar a saída do transformador quando os supercondensadores estão carregados.

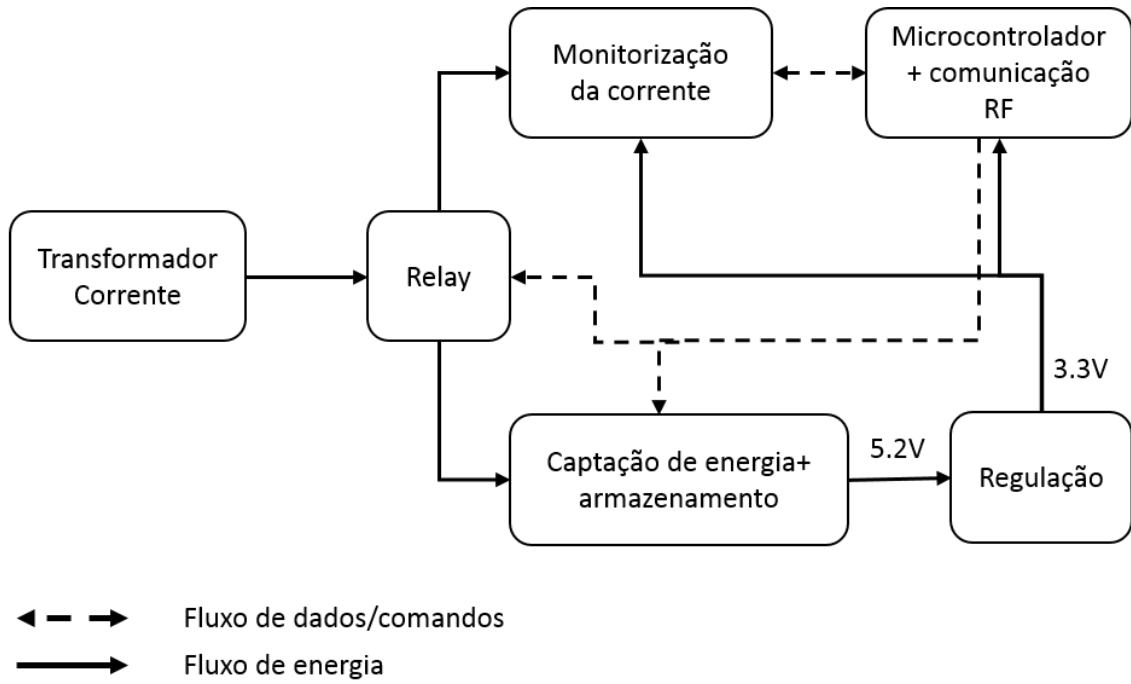


Figura 5.12 – Estrutura do sensor inteligente DTTI-reh.

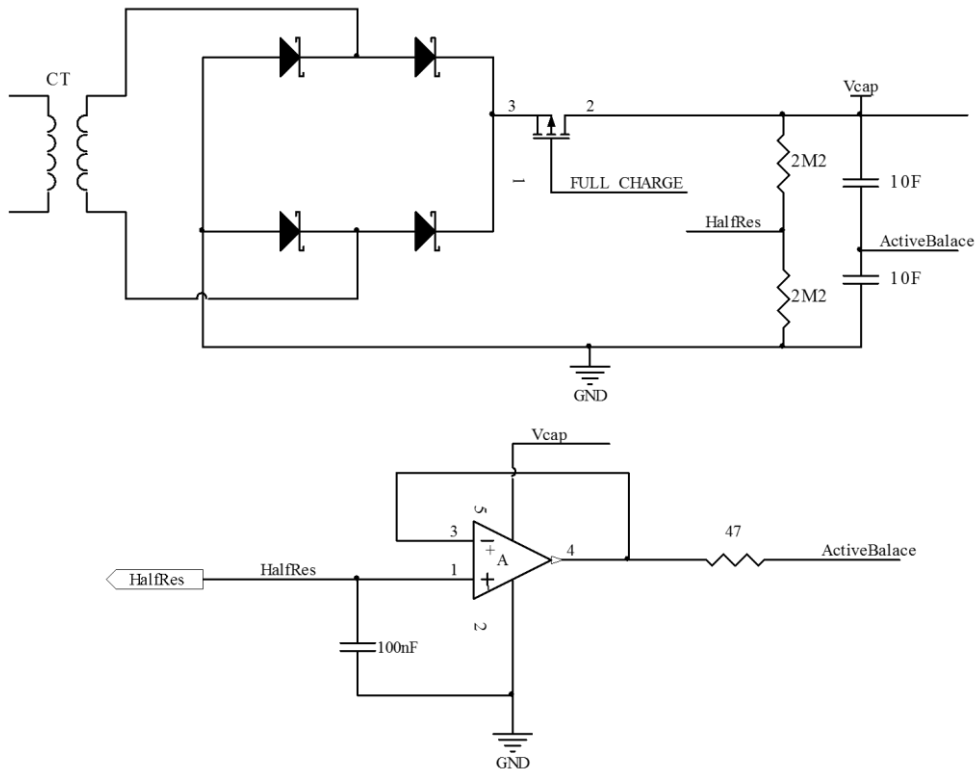


Figura 5.13 – Esquema do circuito de captação de energia implementado no DTTI-reh.

5.4.2. Resultados experimentais

Várias unidades deste sensor estão em funcionamento contínuo, desde Outubro de 2013, num posto de transformação (PT) da EDP Distribuição, em Coimbra, como ilustrado na Figura 5.14. Aqui, os dispositivos foram programados para medir e comunicar periodicamente o valor eficaz da corrente eléctrica, a cada cinco minutos.

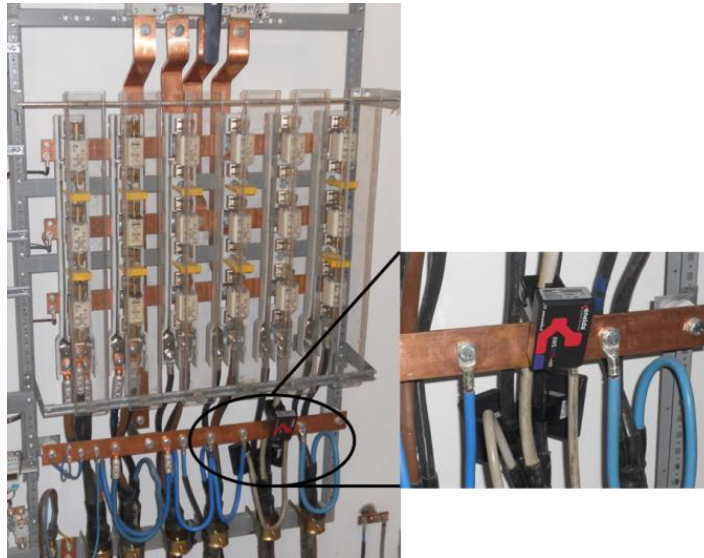


Figura 5.14 – DTTI-reh instalados em ambiente real.

A título de exemplo, a Figura 5.15 apresenta resultados recolhidos entre 15 e 20 de Dezembro de 2013, onde se pode observar um típico diagrama de carga de um circuito de saída do PT.

A Tabela 5.4 sumaria os valores medidos por um DTTI-reh entre Outubro de 2013 e Março de 2014, sendo que, em alguns meses, os valores registados da corrente eficaz mínima foram inferiores a 10 A, o que poderia afectar a captação de energia caso assim se mantivesse durante tempos consideráveis. Contudo, este baixo valor nunca influenciou o funcionamento do dispositivo, uma vez que sempre existe energia disponível no acumulador (supercondensadores) para superar os tempos “mortos” na captação, e, além do mais, a intensidade da corrente permanece acima de 10 A durante muito mais tempo, como se pode verificar no histograma apresentado na Figura 5.16.

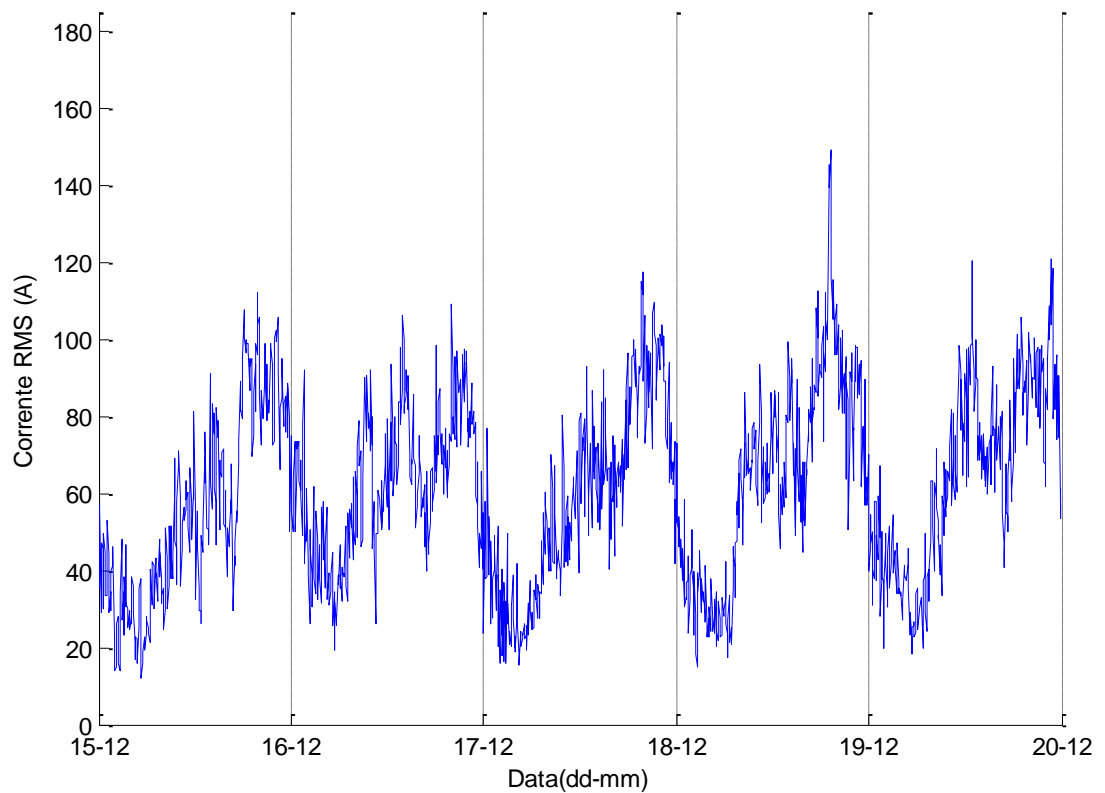


Figura 5.15 – Dados recolhidos por um DTTI-reh entre 15 e 20 de Dezembro de 2013.

Tabela 5.4 – Resumo das intensidades de corrente medidas de Outubro/2013 a Março/2014.

Mês	Mínimo (A)	Médio (A)	Máximo (A)
Outubro 2013	8,4	34,3	101,3
Novembro 2013	8,9	49,6	164,2
Dezembro 2013	11,8	61,9	176,5
Janeiro 2014	10,1	61,6	176,6
Fevereiro 2014	8,1	64,4	165,0
Março 2014	9,3	49,3	156,8

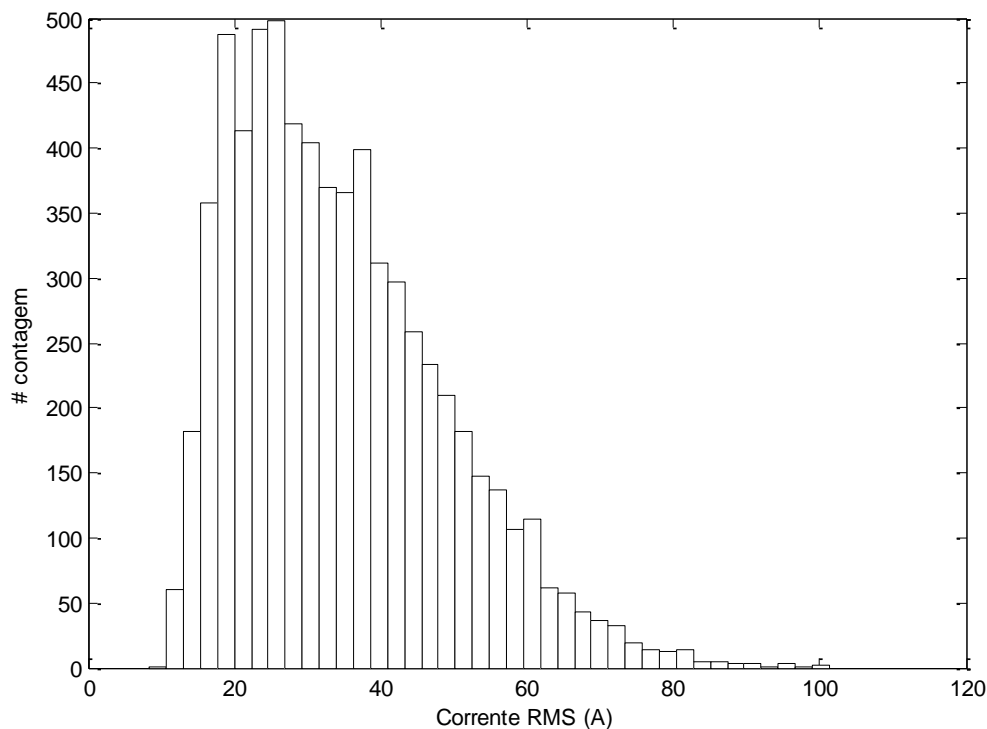


Figura 5.16 – Histograma dos dados recolhidos por um sensor, durante Outubro de 2013.

A análise dos resultados experimentais do DTTI-reh permite validar a viabilidade deste sistema de captação de energia.

5.5. Discussão

Neste projecto, foram concebidos e desenvolvidos sistemas de captação de energia por indução, cuja viabilidade para alimentar diferentes dispositivos-sensores foi demonstrada. Recorrendo, embora, a transformadores de origem diversa (comerciais e “caseiros”) — a principal diferença entre eles consistindo na precisão da relação de conversão —, desde que o objectivo seja, apenas, de captação de energia e não de medição da corrente num circuito primário, a relação de transformação não é crítica, embora favoreça a eficiência da conversão e a eficácia global do sistema.

O tempo de carga dos supercondensadores varia com a intensidade da corrente à saída do transformador de corrente e com a capacidade dos supercondensadores, podendo variar de alguns segundos a horas. Dado ser normal que a corrente eléctrica no cabo do circuito primário do transformador esteja sempre presente, embora com intensidade variável, pode-se reduzir a capacidade do supercondensador, assim reduzindo o tempo de carga — embora com a contrapartida de redução da autonomia

do sistema, em caso de interrupção de fornecimento. Por exemplo, utilizando o transformador “caseiro” com uma corrente de primário de 100 A, o supercondensador de 1,5F@5,5V demorou 30 minutos para atingir a tensão de funcionamento de 3,3 V, enquanto que, com uma capacidade de 330mF@5,5V, esse tempo foi reduzido para 6,5 minutos.

Uma outra abordagem de gestão de energia, que concorre para a redução do tempo de carga dos supercondensadores, consiste em manter o dispositivo-sensor desligado enquanto a tensão aos terminais do supercondensador não atinja o valor mínimo nominal para alimentar o dispositivo, já que se elimina a fase transitória em que, já existindo energia suficiente para o microcontrolador operar, ela não é suficiente para sustentar a comunicação rádio, com o risco de tentativas repetidas de comunicação ainda despenderem mais energia, deste modo atrasando o processo de carga.

De um modo geral, os casos abordados neste capítulo não carecem de uma gestão rigorosa de energia, visto a sua fonte primária estar permanentemente disponível. No entanto, no caso do sensor de intensidade de corrente DTTI-reh a tensão do supercondensador é monitorizada e, em função do seu valor, poderão ser definidos diferentes modos de funcionamento, condicionando a comunicação: por exemplo, no caso instalado em Coimbra, apenas existe comunicação quando aquela tensão apresentar valores superiores a 3,6 V.

Concluindo: o sistema implementado revelou ser capaz de substituir as funções de uma bateria num dispositivo-sensor, como foi o caso do sensor de seccionadores, e, no caso do sensor de corrente eléctrica, o transdutor de medida também serviu para suprir as suas necessidades energéticas.

6

Mecanismos de despertar por radiofrequência

Neste capítulo são descritos métodos e tecnologias de despertar por radiofrequência, num quadro de motivação eminentemente industrial conducente aos sistemas apresentados. Uma discussão dos resultados obtidos nas soluções realizadas conclui este capítulo.

6.1. Enquadramento

O despertar por radiofrequência é utilizado como técnica de gestão de energia em nós de redes sem fios, basicamente consistindo em desligar o módulo rádio principal (para comunicação) e recorrer a um módulo rádio adicional, de menor consumo, que permita receber um sinal de RF com energia bastante para activar uma interrupção no microcontrolador hospedeiro do nó “adormecido”. Assim, o método de despertar por radiofrequência requer, pelo menos, a existência de dois dispositivos: (i) um emissor, que envia um sinal de RF para despertar, e (ii) um receptor em cada nó “adormecido”, que, recebendo esse sinal de RF, gera um sinal eléctrico para despertar o nó receptor.

Basicamente, duas vertentes desta metodologia podem ser consideradas, conforme estejam baseadas no alcance ou na identificação. A primeira consiste na emissão de um sinal de RF, a fim de activar todos os nós da rede ao seu alcance, ou seja, é um despertar colectivo, sem ter em consideração a identificação individual ou de grupo de cada um. A segunda tem como objectivo um despertar selectivo, apenas dirigido a um determinado nó ou conjunto de nós, cuja identificação está codificada no sinal transmitido, assim eliminando activações desnecessárias dos demais dispositivos da rede. Doravante, a metodologia baseada no alcance será denominada despertar colectivo e a metodologia baseada na identificação dos dispositivos será denominada de despertar selectivo.

Normalmente, numa rede sem fios sem mecanismo de despertar por radiofrequência, um qualquer nó estará programado para, ao entrar no modo activo, verificar a existência de mensagens pendentes enviadas durante o período de modo adormecido; deste modo, para além do seu contributo na gestão de energia, o despertar por radiofrequência também contribui para a flexibilidade e a eficiência da comunicação com os restantes nós, já que permite reduzir a latência muitas vezes imposta pelo *duty-cycle* do método de temporização interna programada. Com isto em mente, foram realizados estudos e realizações de métodos de despertar por radiofrequência, a fim de serem integrados em soluções industriais, integrando sensores inteligentes produzidos pela Eneida, para a monitorização e o diagnóstico de equipamentos.

Assim, o principal objectivo específico deste trabalho consistiu em conhecer os factores condicionantes e maximizar o alcance máximo possível entre receptor e emissor, para evitar activações de dispositivos desnecessários e conseguir um sistema

com baixo-consumo e baixo-custo. Com esta finalidade, foram definidas duas fases de projecto:

1. Implementação e a avaliação de um sistema de despertar colectivo, semi-passivo, consequentemente com baixo consumo mas sem capacidade de endereçamento, portanto despertando todos os dispositivos que estiverem ao alcance-rádio do emissor;
2. Desenvolvimento de um sistema de despertar selectivo, com capacidade de endereçamento, e partilha de antena com o rádio principal, reduzindo o custo associado a antenas dedicadas.

Uma vez que os trabalhos de desenvolvimento incidem sobre o receptor, e não sobre o emissor, o sistema foi baseado em tecnologia de RF na banda ISM dos 433 MHz, por razões de superior alcance — ilustrado na equação de Friis — e pela disponibilidade de soluções da Eneida nesta banda de frequência. Assim, operando esta função na banda de 433 MHz, espera-se obter alcances interessantes aceitáveis para as aplicações de rede de sensores sem fios. As secções seguintes apresentam os sistemas desenvolvidos e os resultados obtidos, tanto para despertar colectivo como selectivo.

6.2.Sistema de despertar colectivo

Num despertar colectivo, quando um sinal de despertar é enviado pelo emissor, todos os dispositivos ao alcance do sinal dotados de um receptor correspondente geram um sinal de interrupção para despertar um microcontrolador, tipicamente o microcontrolador hospedeiro. Um exemplo disso pode ser uma rede de sensores de monitorização, em que, periodicamente, o coordenador da rede envia uma mensagem de despertar para todos os dispositivos-sensores acordarem e transmitirem novos dados.

O princípio de funcionamento de um sistema de despertar por radiofrequência consiste em utilizar uma antena para captar o sinal-rádio transmitido, e convertê-lo num sinal de interrupção, para despertar o microcontrolador. Este circuito pode ser totalmente passivo, não requerendo energia para o seu funcionamento, com a contrapartida de ter um alcance reduzido devido à fraca sensibilidade do sistema. Contudo, podem ser acrescentados componentes activos, como amplificadores e comparadores, e, com isso, aumentar o alcance. Por exemplo, Gu e Stankovic [98] sugerem a adição de um comparador e de um amplificador, respectivamente

consumindo 350 nA e 880 nA, para que o sistema de despertar por radiofrequência possa alcançar os 10 metros.

Num contexto em que a utilização de componentes activos possa melhorar o desempenho do sistema de despertar, em termos de alcance, este projecto prosseguiu numa linha de desenvolvimento de despertar colectivo semi-passivo, ou seja, utilizando comparadores e amplificadores para ajustar o ganho e o limiar do sinal que gera a interrupção no microcontrolador.

6.2.1. Descrição do sistema

A Figura 6.1 ilustra o sistema de despertar por radiofrequência concebido e desenvolvido para despertar colectivo, consistindo numa antena, um módulo de adaptação de impedâncias, um módulo multiplicador de tensão, um bloco de amplificação, um bloco de comparação e um microcontrolador.

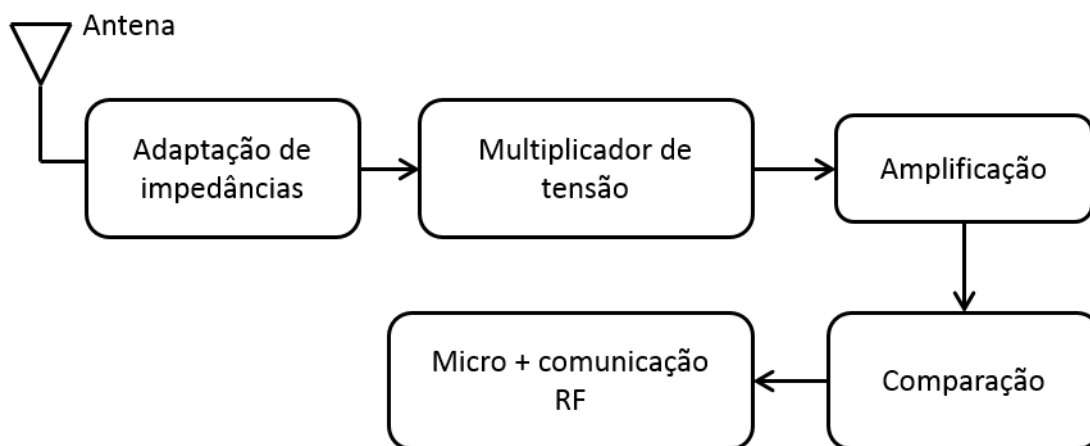


Figura 6.1 – Ilustração do sistema de despertar colectivo.

A antena é utilizada para captar o sinal de radiofrequência, estando sintonizada na frequência escolhida para o efeito. Aqui, foram consideradas quatro antenas de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda: uma helicoidal, ANT-4HEL2-SMA, e um chicote, *whip* ANT-4WHIPH-SMA, ambas da RF Solutions e com ganho de 2 dBi, e duas antenas da Linx Technologies, uma helicoidal ANT-433-CW-RH-SMA, com um ganho de -5,6 dBi, e um chicote ANT-433-CW-SMA, com ganho de 3,3 dBi.

O módulo de adaptação de impedâncias serve para adaptar a impedância do circuito à impedância de 50 Ω da antena, para se obter a máxima transferência de potência. Este módulo é, também, responsável pela filtragem do sinal para a frequência de 433 MHz. A adaptação de impedância e a filtragem, podendo ser feita apenas com

componentes discretos (condensadores e indutâncias), foi, aqui, realizada com base num filtro SAW (*Surface Acoustic Wave*) B3780 da EPCOS, que apresenta uma excelente curva de resposta na filtragem de sinal, e o adaptador de impedância (*balun*) 0433BM15A0001E da Johanson Technology, comumente utilizado para o efeito.

Como à saída da antena se obtém um sinal alternado, este deve ser rectificado. Normalmente, é utilizado um circuito de multiplicação de tensão para este efeito, pois, para além de rectificar a onda, também vai elevando a tensão para valores passíveis de gerar uma interrupção no microcontrolador: neste projecto, analisa-se o desempenho de um multiplicador de tensão de 2 e de 5 estágios.

Muitas vezes, o sinal a saída do multiplicador de tensão não é suficientemente elevado para gerar uma interrupção directa ao microcontrolador, tornando-se necessária a inclusão de componentes activos no circuito, como amplificadores e comparadores. Neste projecto foi utilizado um amplificador LPV521 da Texas Instruments, com um consumo de 552 nW e um *offset* de entrada de 0,1 mV, e um comparador MAX9120, cujo consumo é de 350 nA. O microcontrolador utilizado neste projecto foi o CC430F5137 da Texas Instruments, que já incorpora um sistema de comunicação sem fios para frequências inferiores a 1 GHz, aliando as características de baixo consumo da família MSP430. Assim, quando o valor do sinal for superior ao limiar de comparação, a saída do comparador comuta para o nível lógico “1” e é gerada uma interrupção, que obriga o microcontrolador a sair do modo adormecido e liga o rádio principal para estabelecer as comunicações. A Figura 6.2 ilustra os esquemas dos circuitos do sistema de despertar colectivo.

6.2.2. Resultados experimentais

Para a análise e a avaliação dos vários blocos constituintes do sistema, foi projectada e implementada uma placa electrónica com flexibilidade para permitir várias combinações entre as antenas do emissor e receptor, o circuito de adaptação de impedâncias e o número de estágios do multiplicador de tensão, finalmente, o ganho do amplificador de saída e o limiar do comparador para activação de interrupção.

A análise do sistema foi dividida em duas fases. Na primeira analisou-se a parte passiva do sistema, ou seja a antena, a adaptação de impedância e o multiplicador de tensão. A análise da parte passiva permitiu ter um conhecimento real do ruído intrínseco e da resposta do sistema na presença de radiação electromagnética transmitida pelo

emissor, cujo conhecimento permitiu ajustar o ganho de amplificação e o limiar de comparação para valores que reduzem ou, até mesmo, eliminam falsos despertares. E, na segunda fase, ligou-se a parte activa para a avaliação completa do sistema, para diferentes valores de ganho do amplificador e de limiar de comparação.

6.2.2.1. *Análise da parte passiva do sistema*

A fim de avaliar os vários constituintes da parte passiva, o emissor foi configurado para transmitir a uma potência de 10 dBm, a cada 3 segundos, estando colocado a 34 cm do receptor; os sinais de entrada e de saída do multiplicador de tensão foram registados com uma frequência de amostragem de 1 kHz, para todas as 32 combinações possíveis com as 4 antenas e os 2 circuitos de adaptação de impedâncias e filtragem.

A Figura 6.3 apresenta o comportamento do sinal na saída do multiplicador de tensão para 2 e 5 estágios, para um determinado par de antenas. Pode-se observar que a tensão é superior para um multiplicador de tensão de 5 estágios, como seria de esperar, pois a tensão de saída do multiplicador, $V_{saída}$, vai aumentando com o número de estágios, seguindo a relação expressa na equação (6.1), onde N é o número de estágios, V_{pico} a tensão de pico do sinal na entrada do multiplicador de tensão e V_d a queda de tensão no díodo. Assim sendo, poder-se-ia assumir que a tensão de saída do circuito com 5 estágios deveria ser 2,5 vezes superior à da saída do circuito com 2 estágios, algo que, na prática, não se verificou — as quedas de tensão nos díodos, nos condensadores e nas pistas do circuito impresso podem constituir uma explicação para este facto.

$$V_{saída} = 2 \times N \times (V_{pico} - V_d) \quad (6.1)$$

Após a recolha de sinal para todas as combinações em teste, os dados foram analisados e o valor da tensão a saída do multiplicador quantificado. As Tabelas 6.1 a 6.4 reúnem os resultados dos valores médios para a saída do multiplicador de tensão com 2 e 5 estágios, com filtro SAW ou com *balun*, para as combinações possíveis de antena — lembrando que, neste projecto, estiveram em análise quatro antenas, doravante denominadas ANT1, ANT2, ANT3 e ANT4, correspondendo respectivamente a ANT-433-CW-SMA, ANT-433-CW-RH-SMA, ANT-4WHIPH-SMA e ANT-4HEL2-SMA.

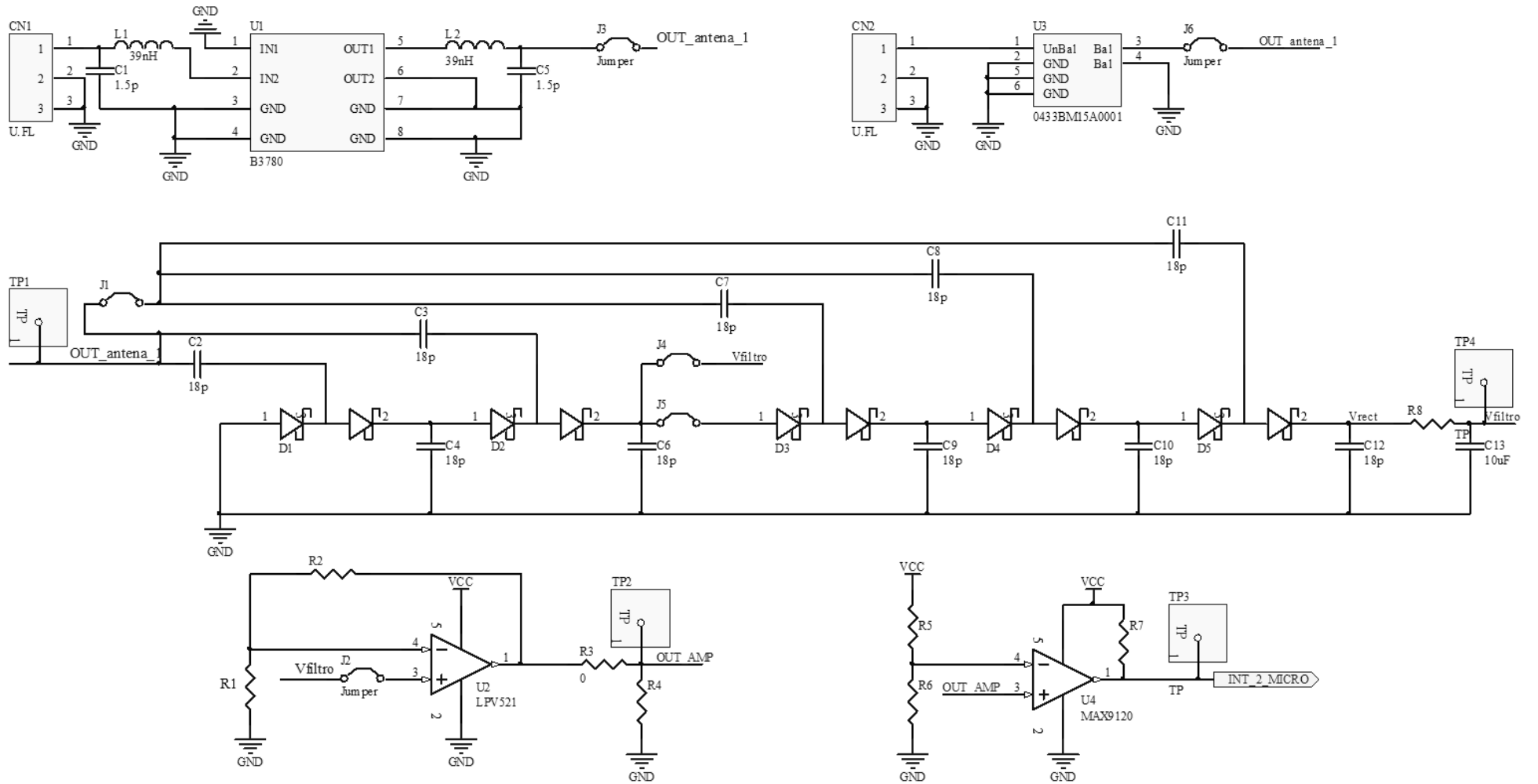


Figura 6.2 – Esquemático electrónico do sistema de despertar colectivo.

Através da análise dos dados apresentados nas tabelas, pode-se constatar que, regra geral, os melhores resultados são conseguidos quando o emissor tem uma antena ANT1 e os piores resultados quando a antena é ANT2, algo que pode ser justificado com a diferença de ganho máximo de 3,3 dBi para -5,9 dBi, respectivamente; além do mais, para qualquer combinação de antenas que inclua a ANT2, encontramos o pior resultado relativo. Por outro lado, a combinação emissor-ANT1/receptor-ANT1 apresenta os melhores resultados para todos os números de estágios e filtros, com a excepção do circuito com *balun* e 5 estágios, em que o melhor desempenho pertence a combinação emissor-ANT1/receptor-ANT4.

Uma outra observação pertinente, com base nestes resultados, é que, com o *balun* a tensão de saída no estágio 2 é superior à tensão no estágio 5, exceptuando os casos em que a antena do receptor é a ANT4. A explicação deste facto decorre das características do *balun* e da antena: o *balun* gera dois sinais, mas só um deles é que está ligado ao multiplicador de tensão, sendo o outro ligado à terra, e como a elevação de tensão é feita em função da corrente gerada, a ANT4 deverá debitar uma corrente superior às das restantes antenas.

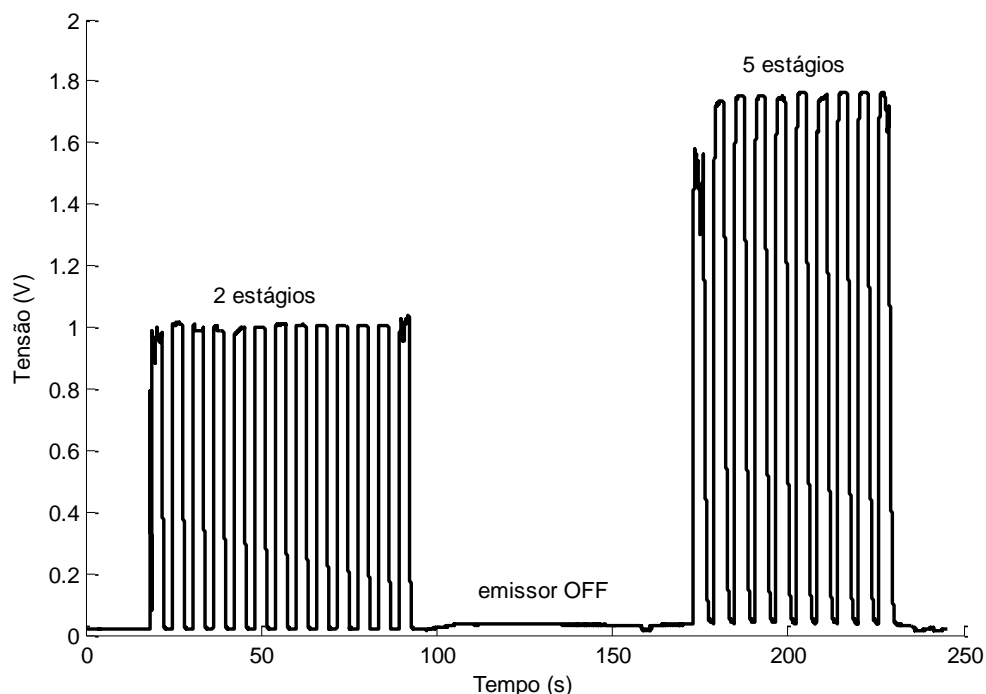


Figura 6.3 – Comportamento típico do sinal a saída do multiplicador de tensão para 2 e 5 estágios.

Tabela 6.1 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 2 estágios e filtro SAW para as antenas em estudo.

Receptor Emissor	ANT1 (V)	ANT2 (V)	ANT3 (V)	ANT4 (V)
ANT1	0.998	0.017	0.712	0.762
ANT2	0.020	0.018	0.018	0.017
ANT3	0.655	0.018	0.442	0.441
ANT4	0.657	0.023	0.482	0.517

Tabela 6.2 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 5 estágios e filtro SAW para as antenas em estudo.

Receptor Emissor	ANT1 (V)	ANT2 (V)	ANT3 (V)	ANT4 (V)
ANT1	1.749	0.034	1.542	0.885
ANT2	0.037	0.035	0.034	0.032
ANT3	1.059	0.031	0.918	0.518
ANT4	1.055	0.029	0.995	0.571

Tabela 6.3 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 2 estágios e filtro balun para as antenas em estudo.

Receptor Emissor	ANT1 (V)	ANT2 (V)	ANT3 (V)	ANT4 (V)
ANT1	1.419	0.033	0.820	0.826
ANT2	0.001	0.001	---	----
ANT3	0.944	0.042	0.543	0.595
ANT4	0.949	0.095	0.511	0.529

Tabela 6.4 – Valor médio da tensão à saída do multiplicador de tensão com 5 estágios e filtro balun para as antenas em estudo.

Receptor Emissor	ANT1 (V)	ANT2 (V)	ANT3 (V)	ANT4 (V)
ANT1	1.286	0.006	0.591	1.347
ANT2	0.001	0.002	0.001	0.001
ANT3	0.767	0.002	0.400	0.917
ANT4	0.711	0.003	0.350	0.869

Com base nestes resultados, deu-se a opção por um circuito compreendendo um filtro SAW, 5 estágios de amplificação e uma combinação de antenas emissor-ANT1/receptor-ANT1 como parte passiva do sistema.

6.2.2.2. *Testes de alcance*

Havendo alimentado a parte activa do sistema, realizaram-se testes para quantificar o alcance máximo para diferentes ganhos de amplificação e limiares de comparação. Basicamente, o procedimento experimental consistiu em manter o receptor fixo e ir deslocando o emissor de 60 em 60 cm (mantendo o emissor desligado durante os deslocamentos), uma mensagem de comprovação sendo transmitida sempre que o microcontrolador era despertado. Estes ensaios foram realizados ao longo dos corredores do departamento de Física da Universidade de Coimbra, com os resultados seguintes:

- Usando um multiplicador de tensão de 5 estágios, um amplificador com um ganho de 65 e um comparador com um limiar de transição de 355 mV, o alcance máximo foi de 145 cm;
- Usando um multiplicador de tensão de 5 estágios, um amplificador com ganho de 65 e um comparador com um limiar de transição de 100 mV, o alcance máximo foi de 3 metros;
- Usando um multiplicador de tensão de 5 estágios, um amplificador com ganho de 92 e um comparador com um limiar de transição de 100 mV, o alcance máximo foi inferior a 3,5 metros;
- Usando um multiplicador de tensão de 5 estágios, um amplificador com ganho de 400 e um comparador com um limiar de transição de 100 mV, o alcance máximo foi inferior a 25,2 metros;
- Usando um multiplicador de tensão de 5 estágios, um amplificador com um ganho de 600 e um comparador com um limiar de transição de 20 mV, o alcance máximo foi de 36,6 metros;
- Para um ganho de 1000, verificou-se que o ruído gera falsas acções de despertar.

Durante a realização destes ensaios, as saídas do amplificador e do comparador foram monitorizadas. A Figura 6.4 apresenta o comportamento do sinal do amplificador com ganho de 600, ao longo de um varrimento de distância de 45 m, com o emissor sempre ligado: pode-se observar que o sinal sofre flutuações com a distância, podendo tanto aumentar como diminuir, havendo algumas zonas onde é mais provável a

ocorrência de despertar por radiofrequência do que outras, em função do limiar de transição do comparador. Por exemplo, assumindo um limiar de transição de 100 mV, três zonas de baixa probabilidade podem ser verificadas: uma entre os 25,8 m e os 27 m, outra entre os 30,6 m e os 31,8 m e outra para distâncias superiores a 32,4 m. Assim sendo, o limiar de comparação deve ser baixo o bastante para que possam ser gerados sinais de despertar em toda a gama de variação da saída do amplificador: neste projecto, este valor ficou em 20 mV, permitindo despertar dispositivos à distância máxima de 36,6 m.

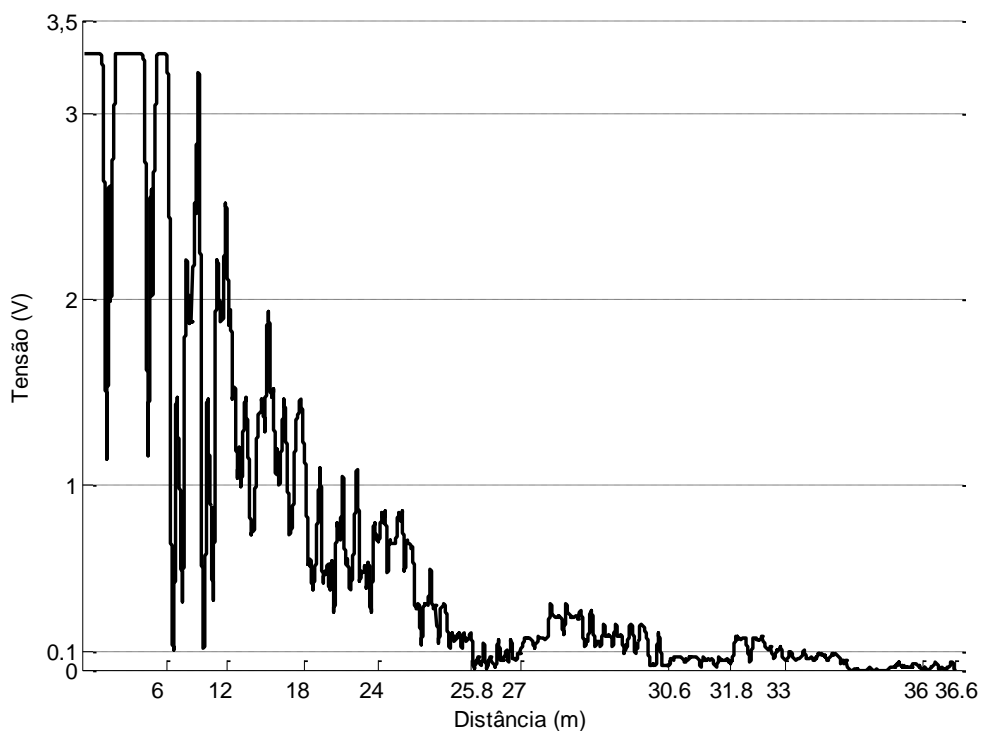


Figura 6.4 – Comportamento da saída do amplificador com ganho 600 em função da distância do emissor.

6.2.2.3. Medição do consumo energético

Dado que o baixo consumo energético é um dos requisitos de um sistema de despertar por radiofrequência, ele foi quantificado em $7\mu\text{A}$. Utilizando os dados da Tabela 3.2, podem-se avaliar os benefícios teóricos do sistema desenvolvido: assumindo que um sensor tenha um *duty-cycle* de 10% e que tenha que despertar de segundo a segundo para escutar o canal rádio, o consumo energético médio seria de 3,3 mA; contudo, se o estiver dotado com um sistema de despertar por radiofrequência, esse

valor seria de 17 μA , i.e., em cada segundo em que não ocorra um evento de interesse, a poupança energética seria de 99%.

6.3. Sistema de despertar selectivo

Num sistema de despertar selectivo, apenas um ou alguns poucos dispositivos-sensores hão-de despertar, para tal dispendo de um circuito receptor configurado para gerar um sinal de interrupção ao respectivo microcontrolador hospedeiro, apenas em resposta a um sinal recebido com um determinado padrão. Exemplo desta utilidade, pode ser uma rede de sensores de monitorização com sensores heterogéneos, em que, num determinado momento, um nó careça de receber dados de um sensor específico, mantendo os demais em modo adormecido.

Com o objectivo de acordar apenas o dispositivo-sensor ao qual se destina o sinal de despertar, para além dos módulos básicos presentes em mecanismos de despertar colectivo, é também necessário um módulo de correlação, que serve para comparar o padrão ou “endereço” transmitido pelo emissor com o “endereço” contido no dispositivo-sensor, que só é despertado em caso de identidade entre eles. Neste projecto, foi utilizado o circuito integrado AS3933 da Austria MicroSystems para fazer a correlação dos endereços, em resultado das suas funcionalidades, bem como dos valores de consumo e sensibilidade: este circuito integrado consegue detectar sinal para portadoras com frequência entre 15 e 150 kHz, correlaciona o padrão do sinal com um código de 16 bits gravado internamente, para um consumo típico de 2,7 μA e uma sensibilidade de 225 μV_{pp} .

6.3.1. Descrição do circuito electrónico

A Figura 6.5 ilustra o sistema de despertar por radiofrequência desenvolvido para o despertar selectivo, consistindo numa antena, num comutador analógico ADG919, um módulo de adaptação de impedâncias com o filtro SAW B3780, um módulo multiplicador de tensão de dois estágios, um microcontrolador CC430F5137 e um receptor de sinais modulados em amplitude, AS3933, da AMS. Na Figura 6.6 encontra-se um diagrama esquemático do circuito electrónico.

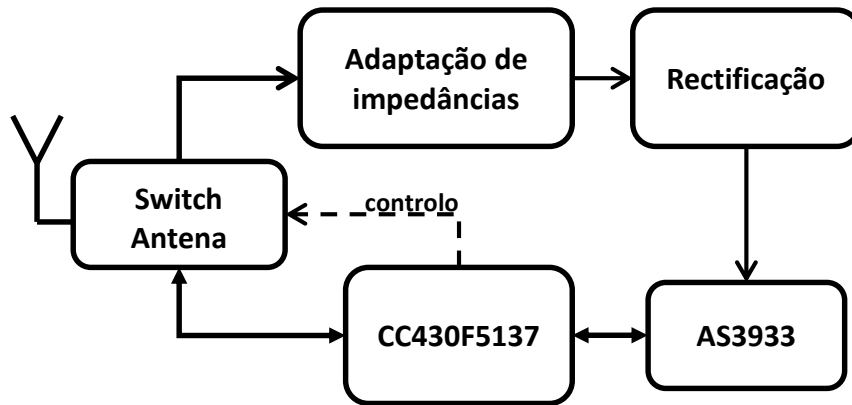


Figura 6.5 – Ilustração dos blocos funcionais do sistema de despertar selectivo implementado.

O sistema apresenta dois caminhos possíveis para o sinal recebido pela antena: um para o processamento do sinal de despertar e outro para a comunicação com o rádio principal. A escolha do caminho é definida pelo microcontrolador CC430F5137, que controla o comutador ADG919, e, o sinal, depois de passar pela adaptação de impedância, filtragem e rectificação, é analisado no AS3933 e o endereço enviado é comparado com o do sensor ou o gravado nos registos R5 e R6 do AS3933: em caso de correspondência entre os endereços, é gerado um sinal de interrupção para acordar o microcontrolador. Nesta solução, o microcontrolador é, também, utilizado para configurar o modo de funcionamento do AS3933.

6.3.1. Configuração do AS3933

O AS3933 suporta dois protocolos de despertar: um que detecta apenas a frequência da portadora e gera uma interrupção, e outro que, para além da detecção da portadora, também permite correlacionar os códigos de endereçamento antes da geração da interrupção, doravante denominados, respectivamente, de protocolo detecção de frequência e protocolo de detecção de padrão.

Para a configuração destes protocolos é necessário definir a banda de frequência, o ganho do sistema, o padrão e o limiar de transição do comparador. Estes parâmetros e os demais dos 19 registos do circuito integrado AS3933 são configuráveis através de comunicação SPI entre este e o microcontrolador.

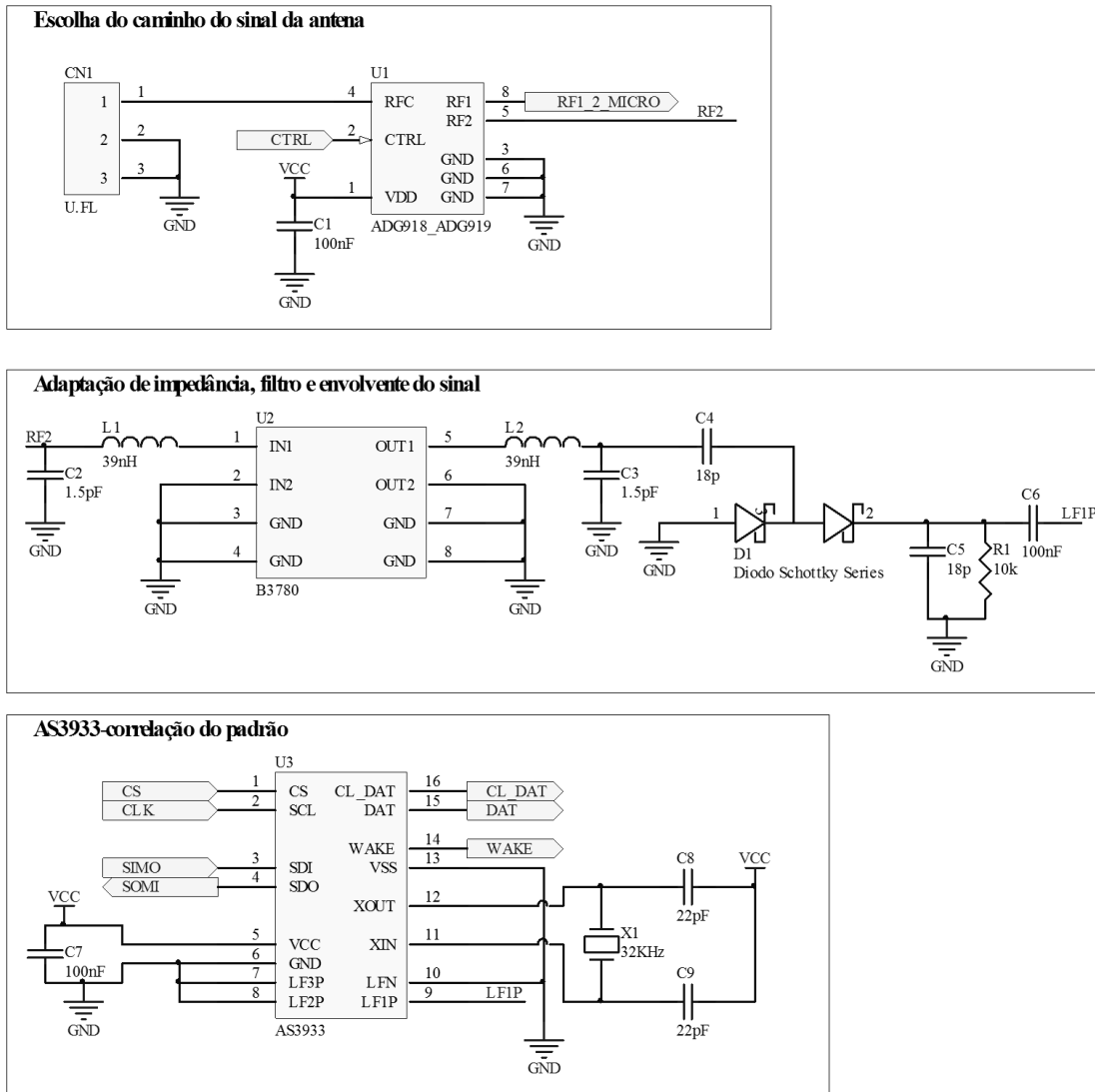


Figura 6.6 – Diagrama esquemático do circuito de despertar selectivo.

O protocolo detecção de frequência é definido colocando o EN_WPAT =0 no registo R1. O código abaixo apresenta uma rotina básica da configuração do AS3933 neste protocolo, alterando apenas os parâmetros necessários e deixando os demais inalterados, tacitamente.

```

1  R0=0x02; //Activar o canal 1
2  R1=0x21; //Activar o cristal externo e
           //seleccionar o ganho nas duas
           //direcções
3  Colocar R2=0x20; //Amplificação ganho 3dBm
           // Limiar do comparador 40mV e
           // tempo mínimo do preambulo de
           // 2.3ms
4  R3=0x00;
5  R4=0x00; //Sem redução do ganho
    
```

```
6   R7= 0x1D;           //Definir o bit rate em 1092
7   R8=0x00;           //Definir banda de frequência em 95-
                          150kHz e sem despertar artificial
```

Por outro lado, o protocolo de detecção é definido colocando o EN_WPAT =1 no registo R1 e escrevendo nos registos R5 e R6 o código do padrão a ser detectado. O código abaixo apresenta uma rotina desta configuração.

```
1   R0=0x02;           //Activar o canal 1
                          //Activar o cristal externo e
2   R1=0x21:           seleccionar o ganho nas duas
                          direcções
3   Colocar R2=0x20;   //Amplificação ganho 3dBm
                          //Limiar do comparador 40mV e
4   R3=0x00;           tempo mínimo do preambulo de
                          2.3ms
5   R4=0x00;           //Sem redução do ganho
6   R5= endereço do sensor //O 2º byte do padrão
7   R6= endereço do sensor //O 1º byte do padrão
8   R7= 0x1D;           //Definir o bit rate em 1092
9   R8=0x00;           //Definir banda de frequência em 95-
                          150kHz e sem despertar artificial
```

Estes foram os valores inicialmente definidos, que sofreram modificações em função do que se pretendia analisar no decurso dos ensaios realizados.

6.3.2. Construção da mensagem de despertar

Uma vez que o emissor opera na banda dos 433 MHz, foi preciso implementar uma modulação OOK do sinal com características reconhecidas pelo protocolo de despertar. A Figura 6.7 tem uma representação gráfica do protocolo de detecção do padrão, onde se pode observar que o sinal é composto pela portadora, que permite a detecção da frequência, o preâmbulo, um padrão e dados, sendo obrigatório apartar a portadora do preâmbulo por um bit de separação.

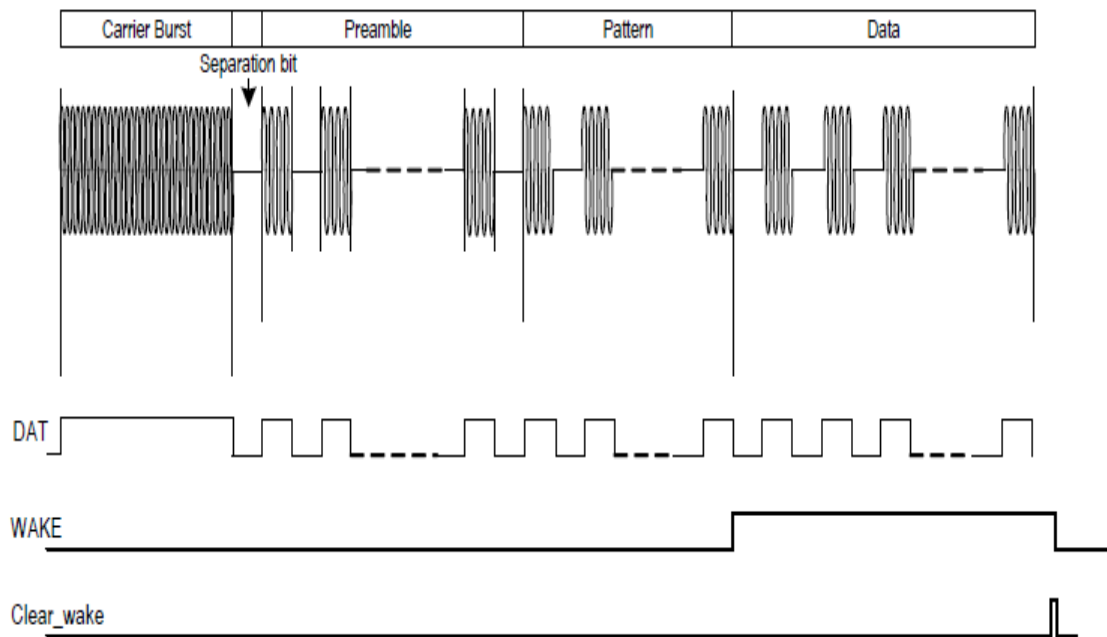


Figura 6.7 – Representação gráfica do protocolo de detecção de padrão (retirado da ficha técnica do AS3933).

O protocolo impõe alguns requisitos, tais como as durações (mínima e máxima) da portadora, e o tempo mínimo do preâmbulo. Assim, a portadora deve ter menos do que 155 períodos do CLK , tal como regulado por um cristal de 32,768 kHz, e a duração mínima, t_{mp} , é definida em função da banda de frequência que se pretende utilizar. A equação (6.2) e a equação (6.3) apresentam as expressões para o cálculo deste tempo, para frequências de 125 kHz e 20 kHz, respectivamente. Para uma frequência de 125 kHz, a duração mínima da portadora será de 0,61 ms e, para 20kHz, será de 3,21 ms. O preâmbulo deve ter, pelo menos, 6 bits, e a sua soma com o padrão não deve ser superior a 60 bits.

$$t_{mp} = 16 \times T_{cristal} + 16 \times T_{portadora} \quad (6.2)$$

$$t_{mp} = 92 \times T_{cristal} + 8 \times T_{portadora} \quad (6.3)$$

A duração de cada bit foi definida em 30 períodos do CLK , e, com esse valor é possível quantificar a duração mínima da mensagem: a portadora tem 4 bits, o preâmbulo 6 bits, o padrão 16 bits, os dados 16 bits, que, com mais o bit de separação, perfaz um tempo total de 37,5 ms. A Figura 6.8 mostra o sinal de despertar recebido pelo receptor, para uma mensagem enviada correspondendo a {0x07, 0xAA, 0x96, 0x69, 0x7F}: como se pode observar, é claramente perceptível quando uma mensagem despertar é recebida, ou quando um bit é “0” ou “1”.

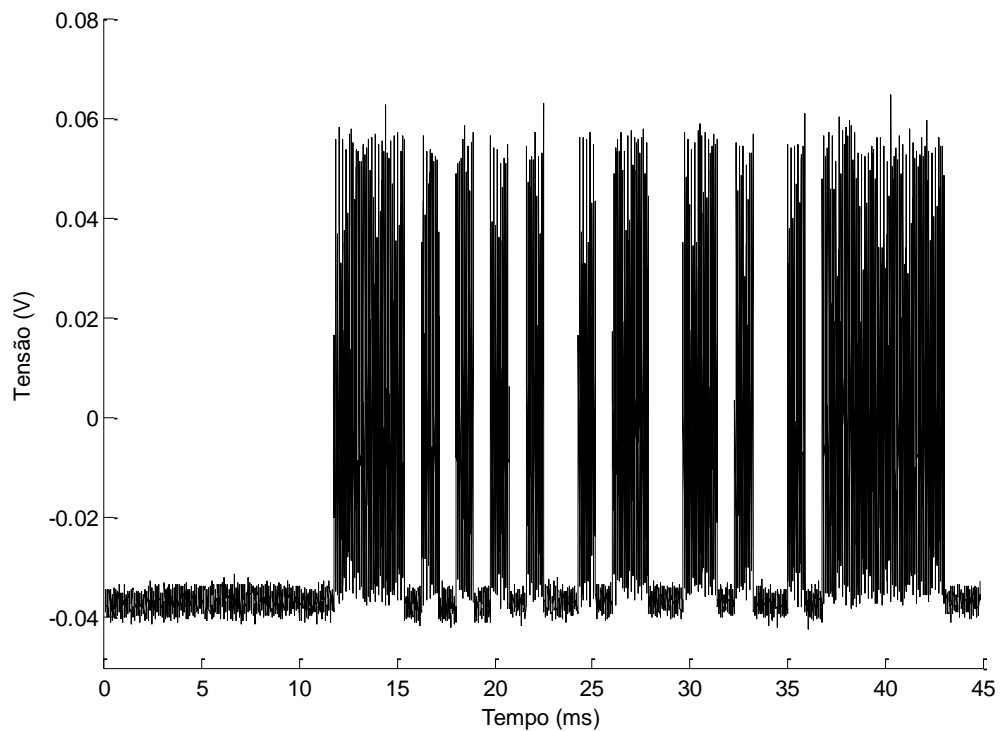


Figura 6.8 – Visualização do sinal de despertar recebido pelo receptor para uma mensagem enviada correspondendo a {0x07, 0xAA, 0x96, 0x69, 0x7F}.

6.3.3. Resultados experimentais

Para a avaliação deste sistema de despertar foi projectada e implementada a placa electrónica apresentada na Figura 6.9, a qual é constituída pelo módulo de despertar, pelo módulo de comunicação, pelo microcontrolador e pelo sistema de alimentação. A antena é partilhada pelo rádio principal e o módulo de despertar.

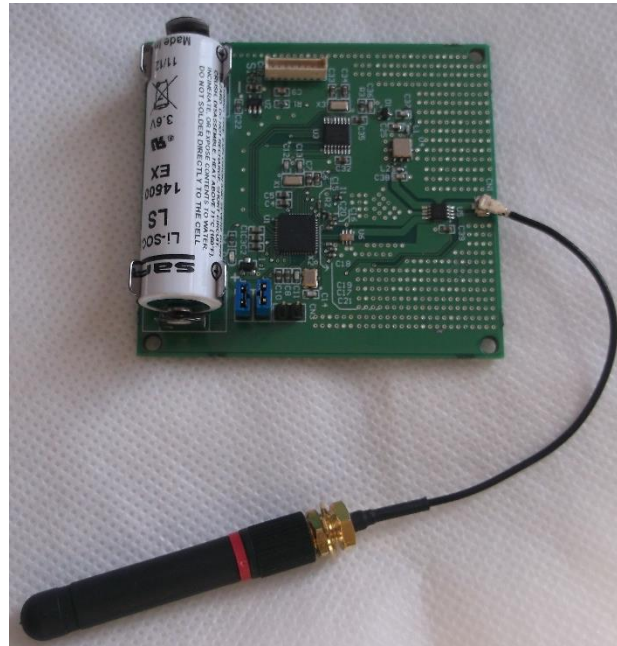


Figura 6.9 – Placa dos testes do sistema de despertar selectivo.

A placa electrónica foi programada para manter o rádio do módulo de comunicação desligado e o microcontrolador no modo adormecido LPM3, mantendo o sistema de despertar à escuta. Caso ocorra um evento, o receptor AS3933 gera um sinal de interrupção e acorda o microcontrolador, que liga o rádio principal para informar desse evento. Os componentes constitutivos da montagem experimental para os testes foram: um emissor de 433 MHz, a placa electrónica desenvolvida, um *kit* de comunicação na banda de 433 MHz da empresa, e um computador. A antena do emissor foi do tipo ANT-433-CW-SMA anteriormente referida, e as comunicações da iniciativa do receptor podiam ser visualizadas no computador.

6.3.3.1. Teste de alcance

Na realização dos testes de alcance, o receptor foi mantido fixo e o emissor foi sendo afastado do receptor até uma distância d . Chegando a essa distância, o emissor era ligado e verificava-se a ocorrência de comunicações do receptor. Esse processo foi sendo sucessivamente repetido, até uma distância em que o receptor deixava de comunicar. Nos testes efectuados no departamento de Física foi, possível apurar os seguintes resultados:

- Um alcance de 10,8 m para o protocolo de detecção de frequência, com um limiar de comparador de 20 mV e uma portadora de 125 kHz;
- Um alcance de 34,2 m para o protocolo de detecção de padrão, com um limiar de comparador de 20 mV e uma portadora de 20 kHz;

- Um alcance de 28,8 m para o protocolo de detecção de padrão, com um limiar de comparador de 20 mV e uma portadora de 7,5 kHz;
- Um alcance de 27,6 m para o protocolo de detecção de padrão, com um limiar de comparador de 20 mV e uma portadora de 15 kHz;
- Um alcance de 29,4m para o protocolo de detecção de padrão, com um limiar de comparador de 20 mV e portadora com 30 kHz.

Analisando os resultados, decidiu-se por uma frequência de portadora de 20 kHz, que apresentou o melhor resultado. Assim sendo, para os testes efectuados no exterior (ver Figura 6.10), o receptor AS3933 foi configurado para um limiar de comparador de 20 mV e uma portadora de 20kHz.

A Tabela 6.5 reúne os resultados do alcance obtidos com as quatro antenas em estudo, mantendo o emissor com a antena ANT-433-CW-SMA. Pode-se observar que o par emissor-ANT1/receptor-ANT1 apresenta o melhor alcance, embora com um valor três vezes inferior ao dos testes no caso interior, o que poderá ser justificado com as reflexões nas paredes que ocorrem no interior, mas não em campo aberto.

Tabela 6.5 – Resultados do alcance máximo conseguido para as várias antenas em estudo com o sistema de despertar selectivo, realizados no exterior.

Receptor	Alcance (m)
ANT-433-CW-SMA	11
ANT-433-CW-RH-SMA	7
ANT-4WHIPH-SMA	7
ANT-4HEL2-SMA	7



Figura 6.10 – Montagem experimental dos testes do sistema de despertar selectivo no exterior.

6.3.3.2. *Teste da sensibilidade do sistema de despertar*

Dado que os resultados do alcance não foram elevados, decidiu-se fazer uma avaliação da placa electrónica, de modo a quantificar a sensibilidade do sistema de despertar selectivo. Para testar a sensibilidade do receptor, este foi colocado a uma distância de 18,4 cm do emissor, a potência de transmissão do emissor foi sendo variada entre 10 dBm e -62,7 dBm e, para cada valor da potência, foi registado o estado do receptor: foi possível despertar o receptor até uma potência radiada de -23,3 dBm.

Para ter uma ideia da sensibilidade necessária para despertar o receptor, foi utilizada a equação de transmissão de Friis, em que a potência recebida, P_r é dada por:

$$P_r(W) = \frac{P_t \times G_t \times G_r \times \lambda^2}{(4 \times \pi \times d)^2}, \quad (6.4)$$

em que P_t é a potência transmitida, G_t e G_r o ganho de antena do emissor e do receptor, respectivamente, d a distancia entre o emissor e o receptor, e λ o comprimento de onda da frequência usada. Assumindo um sistema operando na banda ISM dos 433 MHz, com uma potência de transmissão de -23,3 dBm, uma distância de 18,4 cm e antenas com ganho de 2 dBi, a potência recebida na antena será de -33,5 dBm, valor que foi considerado como representando a sensibilidade do receptor.

Assim, utilizando este valor de potência recebida, pode-se quantificar a alcance máximo do sistema de despertar através da equação

$$d = \sqrt{\frac{\lambda^2 \times P_t \times G_t \times G_r}{16 \times \pi^2 \times P_r}} \quad (6.5)$$

Assumindo a potência de transmissão de 10 dBm utilizada nos testes, o alcance teórico seria de 12,9m, valor 14% superior aos 11 m conseguidos nos testes. Este resultado permite assumir que a extrapolação efectuada para o cálculo da sensibilidade do receptor é aceitável, embora também demonstre que, caso se pretenda aumentar o alcance, é necessário aumentar a sensibilidade do receptor para cerca de -50 dBm, de acordo com o aconselhado por [101], [107], [112], [129].

6.3.3.3. *Medição do consumo energético*

Dado que a placa não permite a medição do consumo de cada componente activo em separado, foi efectuada uma medição da placa como um todo: havendo-se obtido um consumo de 5 μ A no modo adormecido e de 19,6 mA para a comunicação rádio no modo activo.

6.4. Discussão

Neste estudo foram avaliados dois sistemas de despertar por radiofrequência: um sistema de despertar colectivo e um sistema de despertar selectivo. Entre outros factores, esteve em análise a melhor combinação de antenas emissor/receptor, o alcance máximo da mensagem de despertar e o consumo energético do sistema. Quanto a análise da melhor combinação de antenas, foi possível apurar que a antena ANT-433-CW-SMA utilizada no emissor e no receptor apresenta a melhor resposta. Em termos de alcance, os resultados estão equiparados para testes realizados no interior, assim como no tocante a consumo energético, em ambos os casos inferior a 10 μ A.

Comparando os dois sistemas implementados, pode-se afirmar que o sistema de despertar selectivo apresenta, em geral, um melhor desempenho. De facto, o sistema de despertar colectivo apresenta um alcance máximo, no interior de construções, de 36,6 m, logo superior aos 32,8 m apurados para o sistema de despertar selectivo. Contudo, o sistema de despertar colectivo apresenta uma probabilidade superior de ocasionar acções de despertar não intencionais, visto que qualquer sinal de 433 MHz poderá despertar o dispositivo, algo que não se verifica no sistema de despertar colectivo. Por outro lado, o consumo energético do sistema de despertar selectivo é de

5 μA , enquanto o do sistema de despertar colectivo é de 7 μA : parecendo equivalentes, o consumo do sistema de despertar colectivo é fortemente influenciado pela escolha das resistências da malha divisora de tensão que determinam o limiar de transição do comparador, ao passo que o sistema de despertar selectivo faz uso de um circuito integrado, com consumo constante de 2,7 μA .

Neste estudo, foi também determinada a sensibilidade do receptor na solução de despertar selectivo, de -33,5 dBm, que não permite atingir alcances elevados. Para aumentar a sensibilidade do receptor e, conseqüentemente, o alcance, aconselha-se uma reavaliação do circuito electrónico, pois verificou-se que o filtro SAW tem uma atenuação de 3 dBm e o conector da antena, do tipo UFL-SMA, implica uma atenuação de 1 dBm. Como solução sugere-se uma adaptação de impedâncias e filtragem com condensadores e indutores, em vez do filtro SAW, e a utilização de um conector SMA directamente soldado na placa, assim como uma maior atenção no desenho do circuito impresso da placa.

Em suma: o estudo e as soluções aqui apresentadas permitem concluir que os métodos e tecnologias de despertar por radiofrequência são viáveis, em redes de sensores sem fios, realizando o despertar tanto colectivo como selectivo. No entanto, a escolha da autora recai para um sistema de despertar selectivo, uma vez que este suporta dois protocolos de despertar, permitindo tanto um despertar colectivo como selectivo. Como nota crítica final, é necessário melhorar a sensibilidade do receptor, de modo a aumentar o alcance para valores similares ao alcance do rádio principal.

7

Conclusão

7.1. Conclusões gerais

O trabalho realizado para a produção desta tese teve como objectivo a gestão de energia em rede de sensores sem fios, a fim de maximizar a longevidade da rede sem comprometer a sua fiabilidade e robustez, a sua flexibilidade e factores operacionais de funcionamento. Assim, o trabalho foi focado em duas tecnologias essenciais para a almejada capacidade de gestão de energia em redes de sensores sem fios: tecnologias de captação e armazenamento de energia do meio envolvente e tecnologias de despertar por radiofrequência.

No âmbito das tecnologias de captação de energia do meio envolvente foram exploradas três fontes energéticas: luz, diferenciais térmicos e campos magnéticos criados por correntes eléctricas intensas em condutores. Para cada fonte de energia, foi desenvolvido e analisado um sistema de captação de energia, em que estudo, projecto e avaliação tiveram em conta problemas e situações concretas, tal como imposto por soluções industriais concretas a que havia que fazer face. Os resultados dos diferentes projectos foram testados com sucesso, passando a integrar soluções de mercado da Eneida Wireless & Sensors e, em geral, o património técnico da empresa: (i) a tecnologia de captação de energia de fontes luminosas já integrou o sensor de alinhamento “EWSTAreh”, o sensor de vibrações “EWSTA3T-reh” e o “router-eh”, (ii) a tecnologia de captação de energia de campos magnéticos é utilizada no sensor de corrente eléctrica “DTTI-reh”, e (iii) a tecnologia de captação de energia de diferenciais térmicos está em curso de equipar o sensor para monitorização do estado técnico de funcionamento de purgadores de vapor.

Por outro lado, no âmbito das tecnologias de despertar por radiofrequência, foram estudados e implementados mecanismos de despertar colectivo e despertar selectivo. Ambos os mecanismos tiveram resultados satisfatórios, mostrando assim a sua viabilidade como métodos de gestão de energia, sincronizando as oportunidades de funcionamento dos nós, sobretudo em “populosas” redes sem fios; neste estudo sugere-se a melhoria da sensibilidade dos sistemas de despertar desenvolvidos, de modo a equiparar os alcances de despertar e de comunicação.

De resto, as conclusões pertinentes em cada faceta específica deste trabalho foram sendo extraídas e apresentadas no final de cada capítulo respectivo. E, em relação a futuros desenvolvimentos destes métodos, técnicas e tecnologias, muito há para (continuar a) fazer, sobretudo nas tecnologias dos transdutores de captação de energia destas e de outras fontes primárias, bem como na afinação criteriosa das oportunidades de comutação de dispositivos entre vários estados de poupança de energia.

Por fim, o contexto de realização destes trabalhos, largamente em meio empresarial, naturalmente condicionou o seu âmbito e orientação, mas permitiu conhecer a lógica de funcionamento e a organização que suporta as actividades de investigação e inovação no seio das empresas, visando a concepção de soluções e produtos em mercados específicos: o trabalho na empresa foi muito enriquecedor, tanto em competências técnicas como sócio-profissionais de diversa índole, sobretudo nos domínios de avaliação económica e gestão de projectos.

Referências

- [1] Chee-Yee Chong and S. P. Kumar, "Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges," *Proc. IEEE*, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, Aug. 2003.
- [2] Q. Wang and I. Balasingham, "Wireless sensor networks-an introduction," *Chapter*, vol. 1, pp. 1–16, 2010.
- [3] C. Buratti, A. Conti, D. Dardari, and R. Verdone, "An Overview on Wireless Sensor Networks Technology and Evolution," *Sensors*, vol. 9, no. 9, pp. 6869–6896, Aug. 2009.
- [4] D. Caro, *Wireless Networks for Industrial Automation*, 4th edition edition. Research Triangle Park, NC: ISA, 2013.
- [5] Y. Wen, J. L. Pan, and J. F. Le, "Survey on application of wireless sensor networks for traffic monitoring," in *First International Conference on Transportation*, 2007, vol. 246, pp. 2079–2084.
- [6] C. Kompis and S. Aliwell, "Energy Harvesting Technologies to Enable Remote and Wireless Sensing," White Paper, Jun. 2008.
- [7] A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, and M. B. Srivastava, "Power management in energy harvesting sensor networks," *ACM Trans. Embed. Comput. Syst.*, vol. 6, no. 4, p. 32–es, Sep. 2007.
- [8] G. Anastasi, M. Conti, M. Di Francesco, and A. Passarella, "Energy conservation in wireless sensor networks: A survey," *Ad Hoc Netw.*, vol. 7, no. 3, pp. 537–568, May 2009.
- [9] W. Seah and Y. K. Tan, *Sustainable wireless sensor networks*. Rijeka, Croatia: InTech, 2010.
- [10] S. Narieda, "Lifetime Extension of Wireless Sensor Networks Using Probabilistic Transmission Control for Distributed Estimation," *Veh. Technol. IEEE Trans. On*, vol. 61, no. 4, pp. 1832–1838, 2012.
- [11] K. Akkaya and M. Younis, "A survey on routing protocols for wireless sensor networks," *Ad Hoc Netw.*, vol. 3, no. 3, pp. 325–349, 2005.
- [12] A. Roy and N. Sarma, "Energy saving in MAC layer of wireless sensor networks: a survey," in *National Workshop in Design and Analysis of Algorithm (NWDAA)*, Tezpur University, India, 2010, vol. 96.
- [13] E. Chukwuka and K. Arshad, "Energy Efficient MAC Protocols for Wireless Sensor Network: A Survey," *ArXiv Prepr. ArXiv13092690*, 2013.
- [14] "eneidaws.com -," *eneidaws.com*. [Online]. Available: <http://eneidaws.com>. [Accessed: 30-Jan-2015].
- [15] R. J. M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens, "Micropower energy harvesting," *Solid-State Electron.*, vol. 53, no. 7, pp. 684–693, Jul. 2009.
- [16] M. T. Penella and M. Gasulla, "A review of commercial energy harvesters for autonomous sensors," in *Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings (IMTC 2007)*, Warsaw, Poland, 2007, pp. 1–5.
- [17] "Bluetooth Low Energy | BLE | Bluetooth | Bluetooth Technology Website." [Online]. Available: <http://www.bluetooth.com/Pages/low-energy-tech-info.aspx>. [Accessed: 24-Nov-2014].
- [18] "Why DASH7 ? | DASH7 Alliance." .

- [19] J. P. Norair, "Introduction to DASH7 technologies," *Dash7 Alliance Low Power RF Tech. Overv.*, 2009.
- [20] D. Culler, D. Estrin, and M. Srivastava, "Overview of Sensor Networks," *Computer*, vol. 37, no. 8, pp. 41–49, Aug. 2004.
- [21] F. Yildiz, "Potential Ambient Energy-Harvesting Sources and Techniques," *J. Technol. Stud.*, vol. 35, no. 1, 2009.
- [22] J. W. Matiko, N. J. Grabham, S. P. Beeby, and M. J. Tudor, "Review of the application of energy harvesting in buildings," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 25, no. 1, p. 012002, Jan. 2014.
- [23] S. Sudevalayam and P. Kulkarni, "Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and Implications," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 13, no. 3, pp. 443–461, 2011.
- [24] D. P. Arnold, "Review of Microscale Magnetic Power Generation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 11, pp. 3940–3951, Nov. 2007.
- [25] G. D. Szarka, B. H. Stark, and S. G. Burrow, "Review of Power Conditioning for Kinetic Energy Harvesting Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 803–815, Feb. 2012.
- [26] A. Khaligh, Peng Zeng, and Cong Zheng, "Kinetic Energy Harvesting Using Piezoelectric and Electromagnetic Technologies—State of the Art," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 850–860, Mar. 2010.
- [27] A. Harb, "Energy harvesting: State-of-the-art," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2641–2654, Oct. 2011.
- [28] P. D. Mitcheson, E. M. Yeatman, G. K. Rao, A. S. Holmes, and T. C. Green, "Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices," *Proc. IEEE*, vol. 96, no. 9, pp. 1457–1486, Sep. 2008.
- [29] C. Lu, V. Raghunathan, and K. Roy, "Maximum power point considerations in micro-scale solar energy harvesting systems," in *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 273–276.
- [30] P. H. Chou and S. Kim, "Techniques for maximizing efficiency of solar energy harvesting systems," in *Proceedings of the Fifth Conference on Mobile Computing and Ubiquitous Networking (ICMU 2010), Seattle, WA, USA*, 2010.
- [31] Y. Hu, W. Rieutort-Louis, L. Huang, J. Sanz-Robinson, S. Wagner, J. C. Sturm, and N. Verma, "Flexible solar-energy harvesting system on plastic with thin-film LC oscillators operating above f t for inductively-coupled power delivery," in *Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 1–4.
- [32] H. Wang, S. Ghosh, and W. Leon-Salas, "A Circuit for Energy Harvesting Using On-Chip Solar Cells," 2013.
- [33] N. Guilar, A. Chen, T. Kleeburg, and R. Amirtharajah, "Integrated Solar Energy Harvesting and Storage," in *Low Power Electronics and Design, 2006. ISLPED'06. Proceedings of the 2006 International Symposium on*, 2006, pp. 20–24.
- [34] E. Méndez-Delgado, G. Serranoy, and E. I. Ortiz-Rivera, "Monolithic integrated solar energy harvesting system," in *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2010 35th IEEE*, 2010, pp. 002833–002838.
- [35] G. A. E. Vandenbosch and Z. Ma, "Upper bounds for the solar energy harvesting efficiency of nano-antennas," *Nano Energy*, vol. 1, no. 3, pp. 494–502, May 2012.
- [36] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, and M. Srivastava, "Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems," in

- Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, 2005, p. 64.
- [37] X. Jiang, J. Polastre, and D. Culler, "Perpetual environmentally powered sensor networks," in *Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on*, 2005, pp. 463–468.
- [38] M. Minami, T. Morito, H. Morikawa, and T. Aoyama, "Solar biscuit: A battery-less wireless sensor network system for environmental monitoring applications," in *Proc. 2nd International Workshop on Networked Sensing Systems (INSS2005), San Diego, CA, USA*, 2005.
- [39] A. Hande, T. Polk, W. Walker, and D. Bhatia, "Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes," *Microprocess. Microsyst.*, vol. 31, no. 6, pp. 420–432, Sep. 2007.
- [40] S. Bader and B. Oelmann, "Enabling Battery-Less Wireless Sensor Operation Using Solar Energy Harvesting at Locations with Limited Solar Radiation," 2010, pp. 602–608.
- [41] F. Simjee and P. H. Chou, "Everlast: long-life, supercapacitor-operated wireless sensor node," in *Low Power Electronics and Design, 2006. ISLPED'06. Proceedings of the 2006 International Symposium on*, 2006, pp. 197–202.
- [42] C. Alippi and C. Galperti, "An Adaptive System for Optimal Solar Energy Harvesting in Wireless Sensor Network Nodes," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, no. 6, pp. 1742–1750, Jul. 2008.
- [43] C. Park and P. H. Chou, "Ambimax: Autonomous energy harvesting platform for multi-supply wireless sensor nodes," in *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2006. SECON'06. 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on*, 2006, vol. 1, pp. 168–177.
- [44] C. Park, J. Liu, and P. H. Chou, "Eco: an ultra-compact low-power wireless sensor node for real-time motion monitoring," in *Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005*, 2005, pp. 398–403.
- [45] D. Brunelli, L. Benini, C. Moser, and L. Thiele, "An Efficient Solar Energy Harvester for Wireless Sensor Nodes," in *Design, Automation and Test in Europe, 2008. DATE '08*, 2008, pp. 104–109.
- [46] D. Brunelli, C. Moser, L. Thiele, and L. Benini, "Design of a Solar-Harvesting Circuit for Batteryless Embedded Systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 56, no. 11, pp. 2519–2528, Nov. 2009.
- [47] A. Bertacchini, D. Dondi, L. Larcher, and P. Pavan, "Performance analysis of solar energy harvesting circuits for autonomous sensors," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 2655–2660.
- [48] H. Yu, H. Wu, Y. Wen, and P. Li, "INDOOR MICRO-LIGHT ENERGY HARVESTING SYSTEM FOR LOW POWER WIRELESS SENSOR NODE."
- [49] H. Kim, Y.-J. Min, C.-H. Jeong, K.-Y. Kim, C. Kim, and S.-W. Kim, "A 1-mW Solar-Energy-Harvesting Circuit Using an Adaptive MPPT With a SAR and a Counter," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 60, no. 6, pp. 331–335, Jun. 2013.
- [50] J. Kim, J. Kim, and C. Kim, "A Regulated Charge Pump With a Low-Power Integrated Optimum Power Point Tracking Algorithm for Indoor Solar Energy Harvesting," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 58, no. 12, pp. 802–806, Dec. 2011.

- [51] P. Lee, Z. A. Eu, M. Han, and H.-P. Tan, "Empirical modeling of a solar-powered energy harvesting wireless sensor node for time-slotted operation," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 179–184.
- [52] R. A. Yaffee and M. McGee, *Introduction to time series analysis and forecasting: with applications in SAS and SPSS*. San Diego: Academic Press, 2000.
- [53] V. Vaidya and D. Wilson, "Maximum power tracking in solar cell arrays using time-based reconfiguration," *Renew. Energy*, vol. 50, pp. 74–81, Feb. 2013.
- [54] C. Lu, S. P. Park, V. Raghunathan, and K. Roy, "Low-overhead maximum power point tracking for micro-scale solar energy harvesting systems," in *VLSI Design (VLSID), 2012 25th International Conference on*, 2012, pp. 215–220.
- [55] K. F. Hsu, S. Loo, F. Guo, W. Chen, J. S. Dyck, C. Uher, T. Hogan, E. K. Polychroniadis, and M. G. Kanatzidis, "Cubic AgPb(m)SbTe(2+m): bulk thermoelectric materials with high figure of merit," *Science*, vol. 303, no. 5659, pp. 818–821, Feb. 2004.
- [56] G. C. M. S. Dresselhaus, "New Directions for Low-Dimensional Thermoelectric Materials," *Adv. Mater.*, vol. 19, no. 8, pp. 1043 – 1053, 2007.
- [57] V. J. Joseph P Heremans, "Enhancement of thermoelectric efficiency in PbTe by distortion of the electronic density of states.," *Science*, vol. 321, no. 5888, pp. 554–7, 2008.
- [58] S. Cho, N. Kim, S. Park, and S. Kim, "A coreless maximum power point tracking circuit of thermoelectric generators for battery charging systems," in *Solid State Circuits Conference (A-SSCC), 2010 IEEE Asian*, 2010, pp. 1–4.
- [59] D. E. Schwartz, "A maximum-power-point-tracking control system for thermoelectric generators," in *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012, pp. 78–81.
- [60] A. Montecucco, J. Siviter, and A. R. Knox, "Simple, fast and accurate maximum power point tracking converter for thermoelectric generators," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 2777–2783.
- [61] M. Kocoloski, R. McCarty, K. Hallinan, and K. Kissock, "Industrial Solid-State Energy Harvesting: Mechanisms and Examples," *ACEEE Summer Study Energy Effic. Ind. P*, pp. 55–68, 2007.
- [62] J.-D. Park, H. Lee, and M. Bond, "Uninterrupted thermoelectric energy harvesting using temperature-sensor-based maximum power point tracking system," *Energy Convers. Manag.*, vol. 86, pp. 233–240, Oct. 2014.
- [63] T. Becker, M. Kluge, J. Schalk, T. Otterpohl, and U. Hilleringmann, "Power management for thermal energy harvesting in aircrafts," in *Sensors, 2008 IEEE*, 2008, pp. 681–684.
- [64] P.-H. Chen, K. Ishida, X. Zhang, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, and T. Sakurai, "A 120-mV input, fully integrated dual-mode charge pump in 65-nm CMOS for thermoelectric energy harvester.," in *ASP-DAC*, 2012, pp. 469–470.
- [65] Y. K. Ramadass and A. P. Chandrakasan, "A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 333–341, Jan. 2011.
- [66] E. J. Carlson, K. Strunz, and B. P. Otis, "A 20 mV Input Boost Converter With Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 741–750, Apr. 2010.

- [67] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, D. Marioli, and A. Taroni, "Characterization of Thermoelectric Modules for Powering Autonomous Sensors," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2007. IMTC 2007, 2007*, pp. 1–6.
- [68] J. P. Carmo, L. M. Goncalves, and J. H. Correia, "Thermoelectric Microconverter for Energy Harvesting Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 861–867, Mar. 2010.
- [69] X. Lu and S.-H. Yang, "Thermal energy harvesting for WSNs," in *Systems Man and Cybernetics (SMC), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 3045–3052.
- [70] L. Mateu, C. Codrea, N. Lucas, M. Pollak, and P. Spies, "Human body energy harvesting thermogenerator for sensing applications," in *Sensor Technologies and Applications, 2007. SensorComm 2007. International Conference on*, 2007, pp. 366–372.
- [71] D. Salerno, "Ultralow voltage energy harvester uses thermoelectric generator for battery-free wireless sensors," *LTJ.*, vol. 2010, pp. 1–11, 2010.
- [72] R. Abbaspour, "A practical approach to powering wireless sensor nodes by harvesting energy from heat flow in room temperature," in *Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2010 International Congress on*, 2010, pp. 178–181.
- [73] S. Priya and D. J. Inman, *Energy harvesting technologies*. New York; London: Springer, 2008.
- [74] W. Wang, V. Cionca, N. Wang, M. Hayes, B. O'Flynn, and C. O'Mathuna, "Thermoelectric Energy Harvesting for Building Energy Management Wireless Sensor Networks," *Int. J. Distrib. Sens. Netw.*, vol. 2013, pp. 1–14, 2013.
- [75] F. Y. Lee, A. Navid, and L. Pilon, "Pyroelectric waste heat energy harvesting using heat conduction," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 37, pp. 30–37, May 2012.
- [76] A. Cuadras, M. Gasulla, and V. Ferrari, "Thermal energy harvesting through pyroelectricity," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 158, no. 1, pp. 132–139, Mar. 2010.
- [77] M. Lallart, L. Wang, G. Sebald, L. Petit, and D. Guyomar, "Analysis of thermal energy harvesting using ferromagnetic materials," *Phys. Lett. A*, vol. 378, no. 43, pp. 3151–3154, Sep. 2014.
- [78] H. Töreyn, E. Topal, and H. Külah, "A multi-source micro power generator employing thermal and vibration energy harvesting," *Procedia Eng.*, vol. 5, pp. 1176–1179, 2010.
- [79] M. Mi, M. H. Mickle, C. Capelli, and H. Swift, "RF energy harvesting with multiple antennas in the same space," *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 47, no. 5, pp. 100–106, 2005.
- [80] H. Jabbar, Y. S. Song, and T. T. Jeong, "RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices," *Consum. Electron. IEEE Trans. On*, vol. 56, no. 1, pp. 247–253, 2010.
- [81] H. Gao, P. Baltus, R. Mahmoudi, and A. van Roermund, "2.4 GHz energy harvesting for wireless sensor network," in *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), 2011 IEEE Topical Conference on*, 2011, pp. 57–60.
- [82] P. Broutas, H. Contopanagos, E. D. Kyriakis-Bitzaros, D. Tsoukalas, and S. Chatzandroulis, "A low power RF harvester for a smart passive sensor tag with integrated antenna," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 176, pp. 34–45, Apr. 2012.

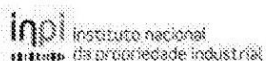
- [83] H. Arai, M. Chomora, and M. Yoshida, "A voltage-boosting antenna for RF energy harvesting," in *Antenna Technology (iWAT), 2012 IEEE International Workshop on*, 2012, pp. 169–172.
- [84] P. Nintanavongsa, U. Muncuk, D. R. Lewis, and K. R. Chowdhury, "Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 2, no. 1, pp. 24–33, Mar. 2012.
- [85] A. Costanzo, A. Romani, D. Masotti, N. Arbizzani, and V. Rizzoli, "RF/baseband co-design of switching receivers for multiband microwave energy harvesting," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 179, pp. 158–168, Jun. 2012.
- [86] S. Kitazawa, H. Ban, and K. Kobayashi, "Energy harvesting from ambient RF sources," in *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 39–42.
- [87] E. A. Kadir, A. P. Hu, M. Biglari-Abhari, and K. C. Aw, "Indoor WiFi energy harvester with multiple antenna for low-power wireless applications," in *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, 2014, pp. 526–530.
- [88] C. R. Saha, T. O'Donnell, N. Wang, and P. McCloskey, "Electromagnetic generator for harvesting energy from human motion," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 147, no. 1, pp. 248–253, Sep. 2008.
- [89] E. Dallago, A. Danioni, M. Marchesi, and G. Venchi, "An Autonomous Power Supply System Supporting Low-Power Wireless Sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4272–4280, Oct. 2012.
- [90] R. N. Torah, M. J. Tudor, K. Patel, I. N. Garcia, and S. P. Beeby, "Autonomous low power microsystem powered by vibration energy harvesting," in *Sensors, 2007 IEEE*, 2007, pp. 264–267.
- [91] W. Shen, S. Zhu, and Y. Xu, "An experimental study on self-powered vibration control and monitoring system using electromagnetic TMD and wireless sensors," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 180, pp. 166–176, Jun. 2012.
- [92] H. Zangl, T. Bretterkieber, and G. Basseur, "A Feasibility Study on Autonomous Online Condition Monitoring of High-Voltage Overhead Power Lines," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 5, pp. 1789–1796, May 2009.
- [93] R. Moghe, Y. Yang, F. Lambert, and D. Divan, "Design of a low cost self powered 'Stick-on' current and temperature wireless sensor for utility assets," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 4453–4460.
- [94] N. M. Roscoe and M. D. Judd, "Harvesting Energy From Magnetic Fields to Power Condition Monitoring Sensors," *IEEE Sens. J.*, vol. 13, no. 6, pp. 2263–2270, Jun. 2013.
- [95] D. Porcarelli, D. Balsamo, D. Brunelli, and G. Paci, "Perpetual and low-cost power meter for monitoring residential and industrial appliances," in *Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test in Europe*, 2013, pp. 1155–1160.
- [96] D. Porcarelli, D. Brunelli, and L. Benini, "Clamp-and-measure forever: A mosfet-based circuit for energy harvesting and measurement targeted for power meters," in *Advances in Sensors and Interfaces (IWASI), 2013 5th IEEE International Workshop on*, 2013, pp. 205–210.
- [97] P. Le-Huy and S. Roy, "Low-Power Wake-Up Radio for Wireless Sensor Networks," *Mob. Netw. Appl.*, vol. 15, no. 2, pp. 226–236, Apr. 2010.

- [98] L. Gu and J. A. Stankovic, "Radio-Triggered Wake-Up Capability for Sensor Networks,," in *IEEE Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium*, 2004, pp. 27–37.
- [99] B. Van der Doorn, W. Kavelaars, and K. Langendoen, "A prototype low-cost wakeup radio for the 868 MHz band," *Int. J. Sens. Netw.*, vol. 5, no. 1, pp. 22–32, 2009.
- [100] H. Ba, I. Demirkol, and W. Heinzelman, "Feasibility and benefits of passive RFID wake-up radios for wireless sensor networks," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, 2010 IEEE, 2010, pp. 1–5.
- [101] L. Chen, S. Cool, H. Ba, W. Heinzelman, I. Demirkol, U. Muncuk, K. Chowdhury, and S. Basagni, "Range extension of passive wake-up radio systems through energy harvesting," in *Communications (ICC), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, pp. 1549–1554.
- [102] M. Malinowski, M. Moskwa, M. Feldmeier, M. Laibowitz, and J. A. Paradiso, "CargoNet: a low-cost micropower sensor node exploiting quasi-passive wakeup for adaptive asynchronous monitoring of exceptional events," in *Proceedings of the 5th international conference on Embedded networked sensor systems*, 2007, pp. 145–159.
- [103] J. Ansari, D. Pankin, and P. Mähönen, "Radio-triggered Wake-ups with Addressing Capabilities for Extremely Low Power Sensor Network Applications," *Int. J. Wirel. Inf. Netw.*, vol. 16, no. 3, pp. 118–130, Sep. 2009.
- [104] J. Oller, I. Demirkol, J. Casademont, and J. Paradells, "Design, development, and performance evaluation of a low-cost, low-power wake-up radio system for wireless sensor networks," *ACM Trans. Sens. Netw.*, vol. 10, no. 1, pp. 1–24, Nov. 2013.
- [105] P. Le-Huy and S. Roy, "Low-Power 2.4 GHz Wake-Up Radio for Wireless Sensor Networks," 2008, pp. 13–18.
- [106] G. U. Gamm, M. Sippel, M. Kostic, and L. M. Reindl, "Low power wake-up receiver for wireless sensor nodes," in *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2010 Sixth International Conference on*, 2010, pp. 121–126.
- [107] G. U. Gamm and L. M. Reindl, "Range extension for wireless wake-up receivers," in *Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on*, 2012, pp. 1–4.
- [108] G. U. Gamm, T. Ungan, and L. M. Reindl, "Using quartz resonators for maximizing wake-up range in wireless wake-up receivers," in *European Frequency and Time Forum (EFTF), 2012*, 2012, pp. 66–68.
- [109] J. Oller, I. Demirkol, J. Casademont, J. Paradells, G. Gamm, and L. Reindl, "Performance Evaluation and Comparative Analysis of SubCarrier Modulation Wake-up Radio Systems for Energy-Efficient Wireless Sensor Networks," *Sensors*, vol. 14, no. 1, pp. 22–51, Dec. 2013.
- [110] E. Umbdenstock, F. Schäfer, M. Kleinstaubler, and H. Meyer, *Wake-Up-Receiver in energy efficient Wireless Sensor Networks for security applications*. .
- [111] T. V. Prabhakar, N. S. Soumya, P. Muralidharan, and H. S. Jamadagni, "A Novel Wake-Up Radio WSN Mote," 2013, pp. 362–368.
- [112] S. J. Marinkovic and E. M. Popovici, "Nano-Power Wireless Wake-Up Receiver With Serial Peripheral Interface," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 29, no. 8, pp. 1641–1647, Sep. 2011.

- [113] S. Marinkovic and E. M. Popovici, "Power Efficient Networking Using a Novel Wake-up Radio," 2011.
- [114] M. Magno, S. Marinkovic, B. Srbinovski, and E. M. Popovici, "Wake-up radio receiver based power minimization techniques for wireless sensor networks: A review," *Microelectron. J.*, Oct. 2014.
- [115] M. Magno, S. Marinkovic, D. Brunelli, E. Popovici, B. O'Flynn, and L. Benini, "Smart power unit with ultra low power radio trigger capabilities for wireless sensor networks," in *Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test in Europe*, 2012, pp. 75–80.
- [116] K. Yadav, I. Kymissis, and P. R. Kinget, "A 4.4- μ W Wake-Up Receiver Using Ultrasound Data," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 3, pp. 649–660, Mar. 2013.
- [117] J. Mathews, M. Barnes, A. Young, and D. K. Arvind, "Low Power Wake-Up in Wireless Sensor Networks Using Free Space Optical Communications," 2010, pp. 256–261.
- [118] J. Choi, K. Lee, S.-O. Yun, S.-G. Lee, and J. Ko, "An interference-aware 5.8 GHz wake-up radio for ETCS," in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, 2012, pp. 446–448.
- [119] X. Li, P. Baltus, D. Milosevic, P. van Zeijl, and A. van Roermund, "A 60 GHz ultra low-power wake-up radio," in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2011 IEEE*, 2011, pp. 343–346.
- [120] S. Semedo, J. E. Oliveira, and F. J. Cardoso, "Remote monitoring of high-voltage disconnect switches in electrical distribution substations," in *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, 2014, pp. 2060–2064.
- [121] F. J. A. Cardoso, S. P. S. Faria, and J. E. G. Oliveira, "A smart sensor for the condition monitoring of industrial rotating machinery," in *2012 IEEE Sensors*, 2012, pp. 1–4.
- [122] J. Oliveira, S. Semedo, D. Raposo, and F. Cardoso, "Place Play Industrial Router addressing Potential Explosive Atmospheres," in *IEEE Industrial Electronics Society International Conference*, Dallas, USA, 2014.
- [123] J. D. A. C. Francisco, E. G. O. José, P. D. N. G. Rui, and M. V. S. Sónia, "Método De Monitorização Sem Fios De Seccionadores Em Subestações De Redes Eléctricas E Respectivo Dispositivo," PT106988 (B), 22-Jun-2015.
- [124] Q. C. Richard, M. R. A. P. Christopher, and R. Nishal, "Steam trap monitoring," GB2457924 (A), 02-Sep-2009.
- [125] D. Armstrong, R. Cheskaty, W. Horton, M. Gaines, M. Hellman, and L. Grubka, "Steam Trap Monitoring," EP1831767 (A2) Abstract of corresponding document: WO2006063197 (A2), 12-Sep-2007.
- [126] W. T. Anderson, G. L. Sierra, and G. C. Brown, "Steam trap monitoring," US2007073495 (A1), 29-Mar-2007.
- [127] "Cypress Envirosystems » Wireless Steam Trap Monitor." [Online]. Available: <http://www.cypressenvirosystems.com/products/wireless-steam-trap-monitor-2/>. [Accessed: 12-Feb-2015].
- [128] J. R. Faria, S. M. Semedo, F. J. Cardoso, and J. Oliveira, "Condition Monitoring and Diagnosis of Steam Traps with Wireless Smart Sensors."
- [129] W.-C. Shih, R. Jurdak, B.-H. Lee, and D. Abbott, "High sensitivity wake-up radio using spreading codes: design, evaluation, and applications," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2011, no. 1, pp. 1–14, 2011.

Anexo

Patente Nacional: Método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas e respectivo dispositivo



(11) Número de Publicação: **PT 106988 B**

(51) Classificação Internacional:
G01B 11/27 (2006.01)

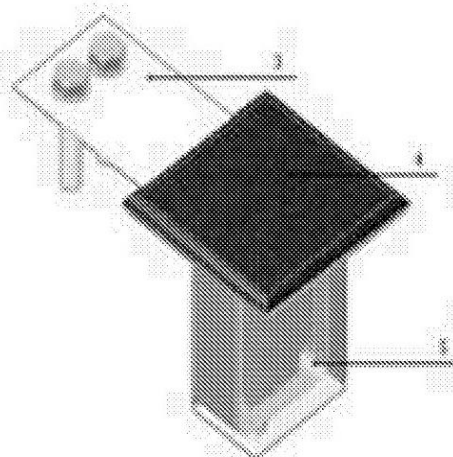
(12) FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO

(22) Data de pedido: 2013.06.06	(73) Titular(es): ENEIDA WIRELESS & SENSORS, S.A. RUA PEDRO NUNES, QUINTA DA NORA, EDIFÍCIO IPN 3030-199 COIMBRA	PT
(30) Prioridade(s):		
(43) Data de publicação do pedido: 2014.12.09	(72) Inventor(es): FRANCISCO JOSÉ DE ALMEIDA CARDOSO JOSÉ EDUARDO GOMES OLIVEIRA RUI PAULO DO NASCIMENTO GOMES SÓNIA MARIA VAZ SEMEDO	PT PT PT PT
(45) Data e BPI da concessão: 2015.06.17 119/2015	(74) Mandatário: LUÍS MANUEL DE ALMADA DA SILVA CARVALHO RUA VÍCTOR CORDON, 14 1249-103 LISBOA	PT

(54) Epígrafe: **MÉTODO DE MONITORIZAÇÃO SEM FIOS DE SECCIONADORES EM SUBESTAÇÕES DE REDES ELÉCTRICAS E RESPECTIVO DISPOSITIVO**

(57) Resumo:

A INVENÇÃO DESCREVE UM MÉTODO DE MONITORIZAÇÃO SEM FIOS DE SECCIONADORES EM SUBESTAÇÕES DE REDES ELÉCTRICAS E RESPECTIVO DISPOSITIVO MULTISENSOR INTELIGENTE QUE REALIZA FUNÇÕES DE DETECÇÃO E MEDIDA DE VARIÁVEIS DESCRITIVAS DO ESTADO TÉCNICO DE FUNCIONAMENTO DE SECCIONADORES DE ALTA TENSÃO E MÉDIA TENSÃO EM SUBESTAÇÕES DE REDES ELÉCTRICAS DE DISTRIBUIÇÃO. A PRESENTE INVENÇÃO É INDICADA PARA APLICAÇÃO EM SECCIONADORES TELECOMANDADOS, ASSEGURA A CONCORDÂNCIA DO ESTADO DOS SECCIONADORES COM AS ORDENS DE OPERAÇÃO RESPECTIVAS E DETERMINA O GRAU DE (DES)ALINHAMENTO. A INFORMAÇÃO É TRANSMITIDA A UMA UNIDADE CENTRAL REMOTA, ATRAVÉS DE UMA REDE SEM FIOS. O DISPOSITIVO MULTISENSOR APRESENTA UM SUPORTE (3) E É CONSTITUÍDO POR DIVERSOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS (5) DOS QUAIS SE DESTACA SENSOR DE VIBRAÇÃO, MECANISMO OPTOELECTRÓNICO, BARRA DE FOTO-TRANSÍSTORES, SENSOR DE TEMPERATURA, MICROCONTROLADOR, MECANISMO DE CAPTURA E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA, COMPREENDENDO PAINEL FOTOVOLTAICO (4), SUPERCONDENSADOR E CIRCUITO ELETRÓNICO DE CONTROLO DO REGIME DE CARREGAMENTO DO SUPERCONDENSADOR.



RESUMO

“MÉTODO DE MONITORIZAÇÃO SEM FIOS DE SECCIONADORES EM SUBESTAÇÕES DE REDES ELÉCTRICAS E RESPECTIVO DISPOSITIVO”

A invenção descreve um método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas e respectivo dispositivo multisensor inteligente que realiza funções de detecção e medida de variáveis descritivas do estado técnico de funcionamento de seccionadores de Alta Tensão e Média Tensão em subestações de redes eléctricas de distribuição. A presente invenção é indicada para aplicação em seccionadores telecomandados, assegura a concordância do estado dos seccionadores com as ordens de operação respetivas e determina o grau de (des)alinhamento. A informação é transmitida a uma unidade central remota, através de uma rede sem fios. O dispositivo multisensor apresenta um suporte (3) e é constituído por diversos componentes electrónicos (5) dos quais se destaca sensor de vibração, mecanismo optoelectrónico, barra de foto-transístores, sensor de temperatura, microcontrolador, mecanismo de captura e armazenamento de energia, compreendendo painel fotovoltaico (4), supercondensador e circuito eletrónico de controlo do regime de carregamento do supercondensador.

- 1 / 8 -

DESCRIÇÃO

"MÉTODO DE MONITORIZAÇÃO SEM FIOS DE SECCIONADORES EM SUBESTAÇÕES DE REDES ELÉCTRICAS E RESPECTIVO DISPOSITIVO"

Domínio técnico da invenção

A invenção descreve um método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas e respectivo dispositivo (2) multisensor inteligente que realiza funções de detecção e medida de variáveis descritivas do estado técnico de funcionamento de seccionadores (1) de Alta Tensão (AT) e Média Tensão (MT) em subestações de redes eléctricas de distribuição.

A presente invenção é indicada para aplicação em seccionadores telecomandados, suportando as seguintes funções de avaliação funcional:

- Detecção e confirmação explícita de cumprimento dos comandos de fecho e abertura, permitindo assegurar - remota e imediatamente, ao nível do sistema de supervisão SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) de gestão da condução da rede - a concordância do estado dos seccionadores (1) com as ordens de operação respectivas;
- Determinação do grau de (des)alinhamento, sempre que um seccionador (1) se encontra fechado;

- 2 / 8 -

- Alarme em casos de detecção de temperaturas tendencialmente excessivas em seccionadores fechados, configurando situações potenciais de "pontos quentes".

A informação assim obtida é transmitida a uma unidade central remota, através de uma rede sem fios. Outra característica fundamental da presente invenção multisensor é a sua autonomia energética conseguida por captura e armazenamento de energia solar, que assegura a sua permanente alimentação em potência.

Estado da técnica

Não são conhecidas soluções anteriores para a monitorização em contínuo do estado técnico de funcionamento de seccionadores em circuitos de AT e MT, em subestações de redes eléctricas tal como descritas no presente documento e tendo em consideração dois elementos-chave presentes no dispositivo descrito:

- (i) o carácter global e completo de avaliação do estado dos seccionadores (1), e
- (ii) a concentração de componentes electrónicos (5) sensores na área dos contactos dos seccionadores, onde os dispositivos são instalados.

As soluções anteriormente conhecidas caracterizam-se por proceder a avaliação do alinhamento das duas partes do seccionador de forma indirecta, pela medida do ângulo de rotação das hastes verticais que suportam os seccionadores. Ora, tal análise realizada neste ponto da estrutura, tendo em conta a existência doutros elementos mecânicos móveis

- 3 / 8 -

(ou com capacidade independente de movimento) a jusante, tende a ser uma abordagem susceptível de gerar erros de percepção daquele alinhamento. A presente invenção, ao actuar junto ao ponto de contacto efectivo das duas partes do seccionador, permite uma leitura rigorosa, eliminando os potenciais equívocos dos sistemas anteriormente conhecidos.

Em pesquisa ao estado da técnica da invenção, foram identificados os seguintes documentos de patente, dos quais destacamos a sua distinção com a presente invenção:

(D1) JP 2002238151 A - D1 divulga um método e aparelho para detetar o estado aberto de um seccionador para linha de distribuição de subestação. O método baseia-se no cálculo do valor da impedância do sistema de distribuição de energia entre eléctrodos do seccionador aberto, determinando-se que o seccionador das linhas de distribuição foi aberto quando dito valor da impedância exceder um valor estabelecido;

(D2) US 6222714 B1 - D2 divulga um controlador de grupo de configuração baseado em microprocessador, para operações de réle de protecção. Uma subestação para distribuição de energia eléctrica inclui réles de protecção cujos pontos de disparo são função da temperatura, sendo os réles de protecção usados para controlar a abertura e o fecho de seccionadores para protecção contra condições defeituosas em pelo menos uma das porções de entrada e de saída de energia do sistema de distribuição de energia;

(D3) FR 2696600 A1 - D3 divulga um dispositivo para interromper ou estabelecer, à distância, uma corrente eléctrica, particularmente para equipamentos de alta protecção. O dispositivo inclui um órgão detetor constituído por dois elementos móveis, um em relação ao outro; um deles tem um difusor ou um reflector, o outro recebe uma extremidade de uma fibra ótica; o órgão de comutação permite interromper ou estabelecer contactos eléctricos em resposta ao órgão de reconhecimento em função de uma variação da luz reflectida ou retrofundida captada pela fibra ótica devido a desalinhamento ou a rearranjo dos ditos elementos móveis.

A presente invenção difere do estado da técnica, pois o mesmo não divulga qualquer grau de alinhamento relativo dos dois braços de um seccionador como o da presente invenção, nem qualquer menção ao ambiente da subestação.

Descrição das figuras

As figuras ilustram a forma construtiva e o modo de instalação deste dispositivo inteligente.

A Figura 1 - Instalação do dispositivo multisensor inteligente (2) - ilustra a montagem típica do dispositivo (2) de monitorização, apenas no braço "fêmea" (1) de um seccionador.

- 5 / 8 -

A Figura 2 - Estrutura de montagem do dispositivo multisensor inteligente (2) - mostra uma perspectiva da estrutura construtiva do dispositivo, incluindo o acessório de montagem. Está representada uma simples plataforma como acessório de montagem (3), e o dispositivo multisensor inteligente (2), compreendendo as seguintes partes componentes: sensor de vibração, mecanismo optoelectrónico constituído por um diodo emissor de luz (LED) e uma barra de foto-transístores, sensor de temperatura, microcontrolador associado a um transceptor de radiofrequência, mecanismo de captura e armazenamento de energia do meio envolvente, compreendendo painel fotovoltaico (4), supercondensador.

Descrição detalhada da invenção

A presente invenção consiste num método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas e respectivo dispositivo (2), o qual se é um multisensor inteligente sem fios, com autonomia de energia para alimentação em potência, compacto, leve, e de fácil instalação, com base num suporte (3) destinado à monitorização e caracterização em contínuo do modo e do estado de funcionamento de seccionadores de AT e MT, em subestações de redes de distribuição de energia eléctrica.

O dispositivo que implementa o método da presente invenção, prevê o seu funcionamento sem fios, quer para comunicar, quer para a sua alimentação em potência, compreendendo os seguintes componentes electrónicos (5) instalados na área dos contactos dos seccionadores:

- sensor de vibração, de tecnologia MEMS (*Micro Electro-Mechanical System*), permitindo a detecção inequívoca de transições de fecho e abertura, pela medição da amplitude de vibração e respectiva comparação com limiares de choque parametrizáveis;
- mecanismo optoelectrónico constituído por: um diodo emissor de luz (LED) e uma barra de foto-transístores, todos operando em regime de rendimento máximo na banda de infravermelho;
- sensor de temperatura, colocado na área de junção das barras condutoras que constituem um seccionador, para a medição de temperatura na zona efectiva de contacto dos seccionadores;
- microcontrolador associado a um transceptor de radiofrequência para a comunicação sem fios da informação gerada. O microcontrolador processa e integra os dados obtidos dos diversos sensores, designadamente relativa aos potenciais desalinhamentos dos seccionadores, da temperatura gerada na área de junção das barras condutoras e da amplitude das vibrações emergentes das transições de fecho e abertura. Este microcontrolador decide e formata as mensagens a trocar relativas à citada informação e dados sobre uma rede de comunicação bidireccional sem fios, que é assegurada por um adequado transceptor de radiofrequência, de acordo com os regulamentos locais de gestão do espectro radioeléctrico;
- mecanismo de captura e armazenamento de energia do meio envolvente, compreendendo:

- 7 / 8 -

- (i) um painel fotovoltaico (4) actuando como transdutor de energia luminosa para energia eléctrica;
- (ii) um supercondensador para armazenamento de energia eléctrica; e
- (iii) um circuito electrónico para controlar o regime de carregamento do supercondensador e monitorizar o seu nível de carga.

A informação produzida nestes componentes electrónicos (5) será remotamente concentrada numa estação central de recepção, arquivo, tratamento e difusão de informação, a fim de apoiar mecanismos de decisão visando o desempenho de telegestão operacional e/ou de funções últimas de gestão de activos.

O método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas objecto da presente invenção é constituído pelas seguintes etapas:

- detecção e sinalização das mudanças de estado (aberto/fechado) de funcionamento dos seccionadores de AT e MT, em geral por accionamento motriz comandado remotamente, por indicação de choque fornecida ao microcontrolador do dispositivo por um acelerómetro de tecnologia MEMS;
- determinação do grau de alinhamento de um seccionador fechado na gama mínima de valores compreendida entre +15° e -15° relativamente à posição de alinhamento ideal, transmitindo indicações de alinhamento em três escalões de qualidade, com limites parametrizáveis. O

alinhamento é medido através de um feixe estreito de radiação infravermelha emitido por um LED do dispositivo montado no braço "fêmea", que posteriormente é reflectido por uma face plana do braço "macho" do seccionador, vindo incidir sobre uma barra de fotodetectores na mesma banda de frequência do LED, barra esta posicionada ao redor do LED, dentro do dispositivo. O padrão da mancha de radiação infravermelha recebida permite determinar o ângulo formado pelos braços do seccionador, com uma resolução mínima de 1°;

- medição da temperatura das barras de um seccionador fechado, directamente na zona dos respectivos contactos, fornecendo avisos de tendências para "ponto quente" e alarmes de "ponto quente" atingido relativos a limiar de temperatura, parametrizáveis (em amplitude e em número);
- caracterização do estado de funcionamento de seccionadores de Alta e de Média Tensão em subestações de redes de distribuição de energia eléctrica, permitindo determinar localmente situações de:
 - (i) operação de um seccionador; e de
 - (ii) mau alinhamento dos braços, absoluto e relativo à carga do circuito.

Lisboa, 6 de Abril de 2015

REIVINDICAÇÕES

1. Método de monitorização sem fios de seccionadores em subestações de redes eléctricas caracterizado pelas seguintes etapas:
 - a) detecção de transições de fecho e abertura de um seccionador, através do sensor de vibração com acelerómetro, pela medição da amplitude de vibração e respetiva comparação com limiares de choque parametrizáveis;
 - b) determinação do grau de alinhamento de um seccionador fechado, através de um mecanismo optoelectrónico com um LED montado num braço e uma barra de foto detetores posicionada em redor do LED;
 - c) transmissão de indicações de alinhamento em três escalões de qualidade, com limites parametrizáveis;
 - d) medição do alinhamento através de um feixe estreito de radiação infravermelha;
 - e) determinação do ângulo formado pelos braços do seccionador;
 - f) medição da temperatura das barras de um seccionador fechado, diretamente na zona dos respetivos contactos;
 - g) geração de avisos e alarmes aquando atingido um valor limiar de temperatura parametrizável;
 - h) caracterização do estado de funcionamento de seccionadores de Alta e de Média Tensão em subestações de redes de distribuição de energia eléctrica;
 - i) determinação local de situações de:
 - i. operação de um seccionador;
 - ii. desalinhamento dos braços.

2. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por a determinação do grau de alinhamento de um seccionador fechado ser na gama mínima de valores compreendida entre +15° e -15° relativamente à posição de alinhamento ideal.

3. Dispositivo (2) que implementa o método da reivindicação 1, **caracterizado por** apresentar base num suporte (3) e ser constituído pelos seguintes componentes electrónicos (5) instalados na área dos contactos dos seccionadores:
 - a) sensor de vibração;
 - b) mecanismo optoelectrónico constituído por um diodo emissor de luz (LED) e uma barra de foto-transístores, todos operando em regime de rendimento máximo na banda de infravermelho;
 - c) sensor de temperatura, colocado na área de junção das barras condutoras que constituem um seccionador;
 - d) microcontrolador associado a um transceptor de radiofrequência
 - e) mecanismo de captura e armazenamento de energia do meio envolvente, compreendendo painel fotovoltaico (4), supercondensador para armazenamento de energia eléctrica e circuito eletrónico de controlo do regime de carregamento do supercondensador.

Lisboa, 6 de Abril de 2015

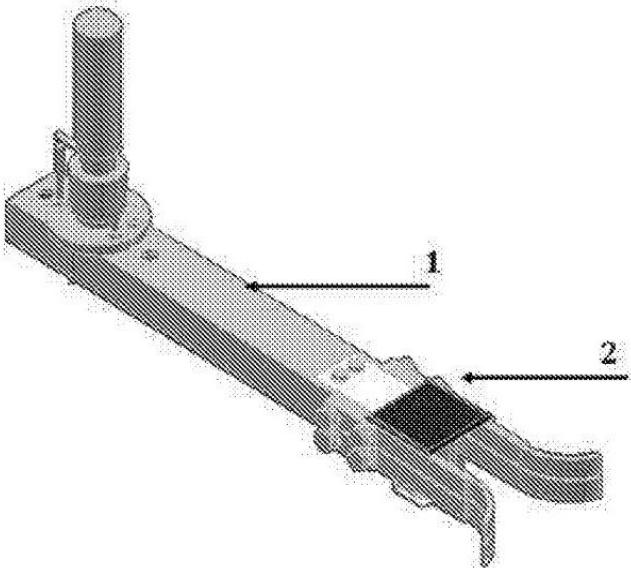


Figura 1

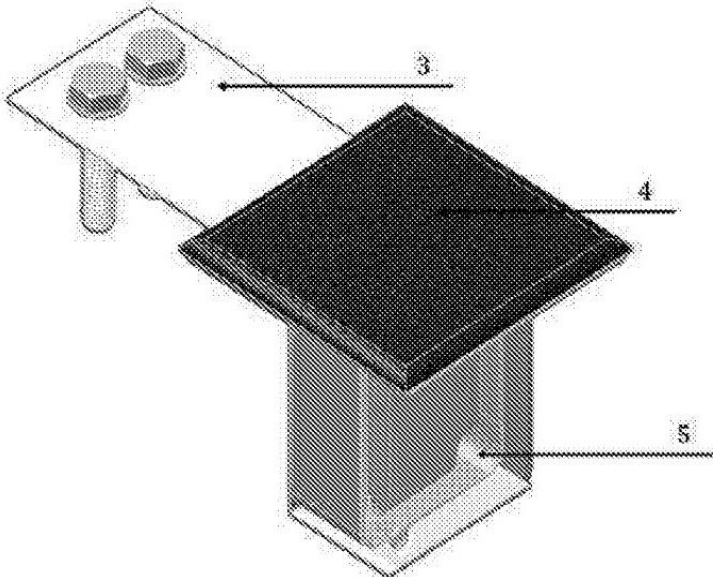


Figura 2