



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Desenvolvimento de Dispositivos de Recolha de Energia Electromagnética Integrados em Vestuário e Aplicados a Redes sem Fios de Área Corporal

Henrique Morais Saraiva

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor Fernando José da Silva Velez

Covilhã, outubro de 2013

Agradecimentos

Uma dissertação de mestrado, apesar de ser um trabalho individual, devido à sua finalidade académica, tem contributos de natureza diversa que devem ser realçados e distinguidos. Por essa razão, quero aqui expressar os meus sinceros agradecimentos:

Ao Professor Fernando José da Silva Velez, meu orientador, pelo acompanhamento do trabalho, assim como, pelas ideias e discussões construtivas, correcções e sugestões relevantes feitas durante a orientação.

Ao Luís Borges e ao Norberto Barroca, pelo inestimável apoio e permanente disponibilidade em me ajudar, pelas inúmeras trocas de impressões, correcções e comentários ao meu trabalho e aos artigos científicos publicados, e acima de tudo pela boa amizade que foi criada entre nós.

Ao Professor António Sérgio Portela Lebres e ao Senhor Rui Barata, por disponibilizarem o laboratório de electrónica do Departamento de Física da Universidade da Beira Interior, assim como, pela ajuda e pelo tempo despendido na construção das diversas placas de circuito impresso.

Ao Ricardo Gonçalves, ao Professor Pedro Pinho e Professor Nuno Borges de Carvalho, pelos seus conhecimentos partilhados e valiosos esclarecimentos sobre a recolha de energia electromagnética, assim como, pelo desenvolvimento e disponibilização dos resultados sobre as antenas têxteis.

Ao Professor Luís M. Correia e Eng. Daniel Sebastião, por disponibilizarem o analisador de espectros NARDA-SMR com a antena para efectuar as medições.

Ao Eng. Ricardo Freitas da *Rohde & Schwarz*, por ter disponibilizado o gerador de sinais que permitiu testar as placas de circuito impresso desenvolvidas.

Ao Eng. Jorge Tavares, por ter disponibilizado os resultados das medições das oportunidades espectrais.

À bolsa de iniciação científica, “Desenvolvimento de Dispositivos de Recolha de Energia Integrados em Vestuário com Funcionalidades de Rádio Cognitivos” atribuída pelo Instituto de Telecomunicações no âmbito do PEst-OE/EEI/LA0008/2011, de 1 de Junho de 2012 a 31 de Dezembro de 2012.

Aos projectos, onde estive envolvido: PEst-OE/EEI/LA0008/2013, PLANOPTI, PROENERGY-WSN, COST IC1004, COST IC0905 e CREaTION.

Ao Instituto de Telecomunicações e à Universidade da Beira Interior, por terem disponibilizado todos os recursos que tornaram esta dissertação possível. Em particular, quero agradecer à Dr^a. Sara Correia.

À Professora Rita Salvado e Caroline Loss, pela partilha de conhecimento sobre materiais têxteis e discussão de ideias nas reuniões ao longo da investigação.

Aos professores Raúl Chavéz-Santiago e Ilangko Balasingham, pela colaboração no desenvolvimento dos artigos publicados.

Ao Professor Kamyá Yekeh Yazdandoost, pela motivação e hospitalidade com que nos recebeu em Málaga, Tóquio e em Ghent, e pelas contribuições prestadas ao longo do trabalho desenvolvido.

Aos Professores Steve Beeby e John Rogers por me terem dado permissão de utilizar as Figuras 3.1 e 3.3 do Capítulo 3 e a Figura 4.13 do Capítulo 4, respectivamente.

A todos os meus colegas do Instituto de Telecomunicações, Daniel Robalo, Rui Paulo, João Oliveira, e Jessica Acevedo, pela total disponibilidade demonstrada para esclarecer qualquer questão e pela forma muito amigável e prestável como fui acolhido.

A todos os meus amigos pelos momentos de farra, boa disposição, companheirismo e partilha de conhecimento aos longo destes anos. Em particular, quero agradecer ao Paulo, pela grande e verdadeira amizade, pelo seu incansável apoio e determinação com que sempre me ajudou.

Por fim, mas acima de todos, dirijo um especial agradecimento aos meus pais. Agradeço pelo seu apoio incondicional e dedicação que me deram, paciência demonstrada e total ajuda na superação dos obstáculos que foram surgindo ao longo desta caminhada. Sem eles, nada disto seria possível!

Resumo

As Redes de Sensores Sem Fios (RSSF), constituídas por nós sensores que cooperam entre si, constituem claramente um elemento fundamental dos ambientes inteligentes, espaços físicos povoados por sensores, actuadores, sistemas embutidos e dispositivos de comunicação. As Redes sem Fios de Área Corporal (*Wireless Body Area Network*, WBAN) são uma classe de RSSF onde os nós sensores são, normalmente, utilizados junto ao corpo humano como, por exemplo, em vestuário. Nas RSSF a eficiência energética e o armazenamento de energia são de primordial importância. É neste sentido, que a recolha de energia electromagnética a partir de várias fontes de radiofrequência (RF) do ambiente tem um enorme potencial de desenvolvimento.

Nesta dissertação, o principal objectivo consistiu em desenvolver protótipos de recolha de energia electromagnética para nós sensores sem fios de área corporal não intrusivos. Para este fim, foram desenvolvidos circuitos, baseados no multiplicador de tensão de Dickson, que conseguem converter a energia das ondas electromagnéticas em corrente contínua (DC) e, ao mesmo tempo, aumentar a amplitude do sinal de saída relativamente ao sinal de entrada. Foram desenvolvidos três protótipos (1, 2 e 3), constituídos por díodos de *Schottky* e condensadores, o último dos quais com uma malha de adaptação de impedâncias (entre a antena e o circuito) do tipo *single stub* em circuito aberto. Paralelamente, foi feita uma análise e avaliação das vantagens potenciais da utilização de um sistema de armazenamento de energia híbrido, constituído por um supercondensador e uma bateria, e participou-se na concepção de antenas têxteis que serviram como elemento de entrada dos circuitos de recolha de energia electromagnética.

Através de medições das oportunidades espectrais presentes na Covilhã e em Lisboa, constatou-se que as bandas GSM900 e GSM1800 são das mais promissoras para a recolha de energia electromagnética. Assim, foram desenvolvidas duas antenas têxteis, uma a operar apenas na banda GSM900 e outra a operar nas bandas GSM900 e GSM1800, as quais apresentaram ganhos de 2.02 dBi e 1.8-2.06 dBi e, eficiência de radiação de 84 e 77.6-82 %, respectivamente.

Para um multiplicador de tensão de Dickson com 5 estágios a operar a 945 MHz e testado através do *Advanced Design Systems* (ADS) com uma impedância de carga, Z_L , de 100 k Ω obteve-se uma tensão de saída DC máxima de 18 V, correspondente a uma potência de entrada de 12 dBm que caracteriza o estado de *sleep* de um nó sensor de uma plataforma de RSSF. A eficiência global de rectificação máxima obtida foi de 36 %, para uma potência de entrada de -9 dBm.

Os três protótipos desenvolvidos em placas de circuito impresso com dois tipos de substratos diferentes, FR4 e RO4003, foram testados, a 945 MHz, e com $Z_L = 100$ k Ω . Para uma tensão de alimentação, V_{CC} , de 1.8 V (tensão mínima de um nó sensor), os três protótipos (1, 2 e 3) conseguem alimentar o estado de *sleep* do nó sensor para potências de entrada de -1, -7 e -8 dBm, com eficiências globais de rectificação de 5, 16 e 17 %, respectivamente. Para $V_{CC} = 3$ V (tensão de alimentação recomendável), os três protótipos (1, 2 e 3) conseguem alimentar o estado de *sleep* de um nó sensor para potência de entrada de 2, -3 e -4 dBm, com eficiência global de rectificação de 6, 18 e 20 %, respectivamente.

O sistema global de recolha de energia electromagnética, constituído pela antena têxtil e protótipo 3, conseguiu fornecer uma tensão de 1.41 V para $Z_L = 100$ k Ω e uma tensão de 2.98 V, em circuito aberto, a uma distância de 25 metros da antena emissora de GSM900.

Palavras-chave

Radiofrequência, comunicações com recolha de energia, multiplicador de tensão de Dickson, Redes de Sensores sem Fios, Redes de Área Corporal, antenas têxteis, oportunidades espectrais

Abstract

Wireless Sensor Networks (WSN) consists of networks of small sensor nodes, with sensing capabilities, which cooperate among them and are clearly a key element from smart environments, physical spaces with sensors, actuators, embedded systems and communication devices. Wireless Body Area Networks (WBAN) are a class from WSN, whose sensor nodes are, usually, used near the human body, e.g., with garment embedded devices. In WSN, energy efficiency and energy storage are aspects of fundamental importance. Therefore, electromagnetic energy harvesting from different Radio Frequency (RF) has a high research potential in this field.

The main objective is to develop prototypes that perform ambient electromagnetic energy harvesting, to power supply non-intrusive sensor nodes in WBAN. To achieve this objective, electronic circuits have been developed, based on the *Dickson* voltage multiplier, which allows for converting electromagnetic energy to Direct Current (DC) while increasing the amplitude of the output voltage relatively to the input signal. Three prototypes have been developed (1, 2 and 3), which consists of using only Schottky diodes and capacitors. Prototype 3 has an impedance matching circuit (between the antenna and the voltage multiplier circuit), a single stub (in open circuit). In addition, the potential advantages of using a hybrid energy storage system (formed by a supercapacitor and batteries) have been analyzed. Consequently, another aspect considered in this work was the participation in the development and conception of textile antennas to be connected to the energy harvesting prototypes, in order to harvest the electromagnetic energy.

Based on field trials to identify spectrum opportunities for RF energy harvesting that have been performed in Covilhã and Lisbon, through power density measurements, it was concluded that GSM900 and GSM1800 were the most promising ones. Hence, two textile antennas were conceived, one operating at GSM900 band and another operating at GSM900 and GSM1800 bands, with gains of 2.02 dBi and 1.8-2.06 dBi, and efficiency of 84 and 77.6-82 %, respectively.

The 5-stage *Dickson* voltage multiplier operating at 945 MHz has been tested with the Advanced Design Systems (ADS) software by considering an impedance load, Z_L , of 100 k Ω . We obtained a maximum DC output voltage of 18 V, corresponding to an input power of 12 dBm, which characterizes the sleep state of a sensor node from a WSN platform. The maximum conversion efficiency obtained was 36 %, for an input power of -9 dBm. The three prototypes developed in Printed Circuit Board with two different types of substrates, i.e., FR4 and RO4003, have been tested at 945 MHz, with $Z_L = 100$ k Ω . For a power supply, V_{CC} , of 1.8 V (minimum voltage to power supply the sensor node), the three prototypes (1, 2 and 3) can make available the required voltage to power supply a sensor node for RF received power of -1, -7 and -8 dBm, for conversion efficiencies of 5, 16, and 17 %, respectively. For $V_{CC} = 3$ V (recommended voltage to power supply the sensor node), the three prototypes (1, 2 and 3) can make available the required voltage to power supply a sensor node for RF received power of 2, -3 and -4 dBm, for conversion efficiencies of 6, 18, and 20 %, respectively.

The global electromagnetic energy harvesting system, comprising a textile antenna and prototype 3, was able to power supply a voltage of 1.41 V for $Z_L = 100$ k Ω and a voltage of 2.98 V (in open circuit), when placed at 25 meters from the GSM900 transmitter antenna.

Keywords

Radiofrequency, energy harvesting communications, Dickson voltage multiplier, Wireless Sensor Networks, Body Area Networks, textile antennas, spectrum opportunities

Índice

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Acrónimos e Abreviaturas	xix
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Contextualização	2
1.3 Objectivos	3
1.4 Contribuições	3
1.5 Estrutura desta dissertação	4
2 Estado da Arte	7
2.1 Introdução	7
2.2 Metodologia de Dimensionamento e Estratégias de Recolha de Energia RF em RSSF	10
2.3 Antenas para Recolha de energia RF	12
2.3.1 Antenas Convencionais	12
2.3.2 Antenas Têxteis	13
2.4 Circuitos de Rectificação para Recolha de Energia RF	14
2.5 Sumário e Conclusões	17
3 Armazenamento de Energia através de um Sistema Híbrido	19
3.1 Introdução	19
3.2 Bateria	20
3.3 Supercondensador	22
3.4 Comparação entre Tecnologias de Armazenamento de Energia	23
3.5 Perfil de Consumo de Nós Sensores	25
3.6 Sistema Híbrido	26
3.6.1 Introdução	26
3.6.2 Formulação Analítica	26
3.6.3 Sumário e Conclusões	29
4 Caracterização de um Sistema de Recolha de Energia Electromagnética	31
4.1 Visão geral do sistema	31
4.2 Oportunidades Espectrais	32
4.3 Antenas	35
4.3.1 Antena para GSM900	37
4.3.2 Antena para GSM900 e GSM1800	39
4.4 Adaptação de Impedâncias	41
4.5 Rectificação: Conversão RF-DC	44
4.5.1 Componentes para RF	47
4.5.2 Multiplicadores de Tensão	50
4.5.3 Comparação entre os Multiplicadores de Tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> e de <i>Dickson</i>	52

4.5.4	Multiplicador de Tensão de <i>Dickson</i> - Resultados de Simulação	55
4.6	Especificações de Consumo das Plataformas de Redes de Sensores sem Fios	59
4.7	Sumário e Conclusões	63
5	Processos de Concepção e Resultados Experimentais	65
5.1	Fundamentos e Concepção dos Protótipos através de <i>Software</i> e <i>Hardware</i>	65
5.2	Resultados Experimentais	67
5.2.1	Protótipos Sem Adaptação de Impedâncias	67
5.2.2	Protótipo Com Adaptação de Impedâncias	70
5.3	Comparação entre os Resultados Experimentais e os Resultados de Simulação	73
5.4	Sistema de Recolha de Energia RF: Antena e Multiplicador de Tensão	76
5.5	Sumário e Conclusões	79
6	Conclusões e Trabalho Futuro	81
A	Anexos	83
A.1	Protótipo 1	83
A.2	Protótipo 2	85
A.3	Protótipo 3	87
A.4	Localizações das antenas GSM nas faixas 900 MHz e 1800 MHz a operar na Covilhã, Boidobra e Tortosendo	89
	Bibliografia	91

Lista de Figuras

Figura 2.1	Metodologia de dimensionamento de sistemas de recolha de energia RF. . .	11
Figura 3.1	Esquema de uma bateria.	20
Figura 3.2	Circuito equivalente de uma bateria.	21
Figura 3.3	Esquema de um supercondensador.	22
Figura 3.4	Circuito equivalente de um supercondensador.	23
Figura 3.5	Consumo de corrente de um nó sensor.	25
Figura 3.6	Modelo eléctrico do sistema de armazenamento de energia híbrido e na ligação ao nó sensor (carga pulsada).	27
Figura 3.7	Aproximação linear da tensão na bateria, V_B , representada pela linha azul e da tensão na carga, V_{carga} , representada pela linha verde, ambas em função da capacidade de descarga.	28
Figura 4.1	Esquema de blocos do sistema de recolha de energia RF desenvolvido. . .	31
Figura 4.2	Analisador de espectros NARDA-SMR.	32
Figura 4.3	Potência recebida média para as medições efectuadas em ambientes interiores.	33
Figura 4.4	Potência recebida média para as medições efectuadas em ambientes exteriores.	34
Figura 4.5	Geometria da antena têxtil proposta para a banda GSM900.	37
Figura 4.6	Coefficiente de reflexão (S_{11}) obtido através de simulação (vermelho) e experimentalmente (azul) para a antena têxtil de uma única banda (GSM900).	38
Figura 4.7	Diagrama de radiação simulado da antena têxtil para a banda GSM900, (a) a três dimensões (3D), (b) no plano YZ (tracejado) e no plano XZ (sólido).	39
Figura 4.8	Geometria da antena têxtil de duas bandas proposta (para GSM900 e GSM1800).	39
Figura 4.9	Coefficiente de reflexão (S_{11}) obtido através de simulação (vermelho) e experimentalmente (azul) para a antena têxtil de duas bandas (GSM900 e GSM1800).	40
Figura 4.10	Diagrama de radiação simulado da antena têxtil de duas bandas, (i) a três dimensões (3D), (ii) no plano YZ (tracejado) e no plano XZ (sólido), (a) a 900 MHz e (b) a 1800 MHz.	41
Figura 4.11	Malha de adaptação colocada entre a carga (Z_L) e a fonte (Z_S).	42
Figura 4.12	Princípio do complexo conjugado entre um fonte complexa e uma carga complexa: (a) a malha de adaptação de impedâncias representa o complexo conjugado para a fonte e (b) a malha de adaptação de impedâncias representa o complexo conjugado para a carga.	42
Figura 4.13	Carta de <i>Smith</i> com representação da impedância z	44
Figura 4.14	(a) Rectificação através de um simples diodo e (b) Rectificação através de uma ponte de diodos	45
Figura 4.15	Duplicador de tensão.	45
Figura 4.16	Circuito equivalente do duplicador de tensão durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada AC.	46

Figura 4.17	Circuito equivalente do duplicador de tensão durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada AC.	46
Figura 4.18	Circuito equivalente do diodo de <i>Schottky</i> , onde R_S é a resistência série, R_j é a resistência da junção e C_j é a capacidade da junção.	48
Figura 4.19	Circuito do multiplicador de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> com N estágios.	51
Figura 4.20	Circuito do multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com N estágios.	51
Figura 4.21	Esquema comparativo que apresenta as principais diferenças relativamente no sinal de saída e na ligação entre os estágios entre o (a) multiplicador de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> e o (b) multiplicador de tensão de <i>Dickson</i>	52
Figura 4.22	Circuito equivalente do multiplicador de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> com 3 estágios implementado no ADS.	53
Figura 4.23	Circuito equivalente do multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 3 estágios implementado no ADS.	53
Figura 4.24	Impacto do número de estágios na tensão de saída em função da potência de entrada, a 945 MHz, para os multiplicadores de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> e de <i>Dickson</i> com N estágios.	54
Figura 4.25	Impacto do número de estágios no ganho de tensão em função da potência de entrada, a 945 MHz, para os multiplicadores de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> e de <i>Dickson</i> com N estágios.	54
Figura 4.26	(a) Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> com 3 estágios para uma potência de entrada de 0 dBm e (b) efeito da tensão de ondulação, <i>ripple</i> , num curto intervalo de tempo.	55
Figura 4.27	Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 3 estágios para uma potência de entrada de 0 dBm.	55
Figura 4.28	Circuito equivalente do multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 5 estágios, implementado no ADS.	56
Figura 4.29	Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 5 estágios e uma impedância de carga de 100 k Ω para uma potência de entrada de -10 dBm.	57
Figura 4.30	Impacto do número de estágios na tensão de saída em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com N estágios com uma impedância carga de 100 k Ω	58
Figura 4.31	Impacto do número de estágios na eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com N estágios com uma impedância de carga de 100 k Ω	58
Figura 4.32	Impacto da impedância da carga na eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 5 estágios.	59
Figura 4.33	Corrente consumida ou recolhida em função da potência de entrada para os quatro estados de funcionamento dos nós sensores, TX/RX, <i>sleep</i> , <i>deep sleep</i> e corrente recolhida a partir do sistema de recolha de energia RF.	63
Figura 5.1	Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 1 desenvolvido.	67

Figura 5.2	Resultado experimental da tensão de saída e da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 1 desenvolvido com uma carga de 100 k Ω . . .	68
Figura 5.3	Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 2 desenvolvido.	69
Figura 5.4	Resultado experimental da tensão de saída da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 2 para valores de carga de 10 k Ω , 47 k Ω e 100 k Ω	69
Figura 5.5	Ferramenta <i>Smith Chart</i> do ADS que foi considerada para projectar a malha de adaptação de impedâncias.	70
Figura 5.6	Ferramenta <i>Line Calc</i> do ADS que foi utilizada para calcular a espessura e comprimento dos segmentos que constituem a malha de adaptação de impedâncias.	71
Figura 5.7	Perdas de retorno, S_{11} , simulado (preto) e experimental (azul) do protótipo 3 que inclui a malha de adaptação de impedâncias.	72
Figura 5.8	Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 3. .	72
Figura 5.9	Resultado experimental da tensão de saída e da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 3 para valores de carga de 47 k Ω , 100 k Ω , 150 k Ω e 220 k Ω	73
Figura 5.10	Impacto da tensão de saída DC nos três protótipos desenvolvidos e nos resultados de simulação para um valor de carga de 100 k Ω	74
Figura 5.11	Impacto da eficiência global de rectificação, η_0 , nos três protótipos desenvolvidos e nos resultados de simulação para uma valor de carga de 100 k Ω	74
Figura 5.12	Distância entre o nó sensor em função da quantidade de potência recolhida (potência de entrada) pelo multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 5 estágios.	76
Figura 5.13	Protótipo 3, composto pelo no multiplicador de tensão de <i>Dickson</i> com 5 estágios e antena de duas bandas, GSM900 e GSM1800.	77
Figura 5.14	Localização das três antenas GSM900 na Rua Morais do Convento - Covilhã e posições onde se efectuaram medidas ao sistema proposto.	77
Figura 5.15	Medida de campo com a antena de duas bandas e com o protótipo 3, em circuito aberto, na posição 3.	78
Figura 5.16	Medida de campo com a antena de duas bandas e com o protótipo 3, com uma carga de 100 k Ω , na posição 3.	79
Figura A.1	<i>Top layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 1.	83
Figura A.2	<i>Bottom layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 1.	83
Figura A.3	Fotografia do protótipo 1.	84
Figura A.4	<i>Top layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 2.	85
Figura A.5	<i>Bottom layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 2.	85
Figura A.6	Fotografia do protótipo 2.	86
Figura A.7	<i>Top layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 3.	87
Figura A.8	<i>Bottom layer</i> do <i>layout</i> do protótipo 3.	87
Figura A.9	Fotografia do protótipo 3.	88

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Densidade de potência para diferentes métodos de recolha de energia.	9
Tabela 3.1	Parâmetros com os respectivos valores típicos relativos a tecnologias de armazenamento de energia.	24
Tabela 3.2	Comparação entre baterias e supercondensadores disponíveis no mercado para nós sensores	24
Tabela 4.1	Dimensões da antena têxtil proposta para a banda GSM900.	38
Tabela 4.2	Dimensões da antena têxtil proposta para GSM900 e GSM1800.	40
Tabela 4.3	Parâmetros <i>SPICE</i> dos díodos da família HSMS-285x da <i>Agilent Technologies</i>	50
Tabela 4.4	<i>Chips</i> dos microcontroladores e dos emissores/receptores rádio utilizados por cada uma das plataformas de RSSF.	61
Tabela 4.5	Consumo de corrente médio de cada plataforma em função do número de nós vizinhos.	62
Tabela 4.6	Impedância equivalente das plataformas de RSSF para dois valores de tensão de alimentação diferentes.	62
Tabela 5.1	Principais parâmetros do substrato FR4.	66
Tabela 5.2	Principais parâmetros do substrato RO4003.	66
Tabela 5.3	Distância, em metros, entre as três antenas GSM900 e as três posições onde foram efectuadas as medidas.	78

Lista de Acrónimos e Abreviaturas

AC	Alternating Current
ADS	Advanced Design System
DC	Direct Current
EPR	Equivalent Parallel Resistance
ESR	Equivalent Serie Resistance
FCT	Fundação para a Ciência e Tecnologia
GSM	Global System for Mobile Communications
I&D	Investigação e Desenvolvimento
ISM	Industrial, Scientific and Medical
PCB	Printed Circuit Board
RF	Radiofrequência
RFID	Radio-Frequency Identification
RSSF	Redes de Sensores Sem Fios
TV	Televisão
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WBAN	Wireless Body Area Network
WSN	Wireless Sensor Networks

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Nos últimos anos, os recentes avanços dos circuitos de microelectrónica, onde ainda se continua a aplicar a conhecida Lei de Moore (duplicação do número de transistores na mesma área de silício a cada 18 meses), causam um elevado interesse no desenvolvimento e utilização de Redes de Sensores Sem Fios, RSSF (*Wireless Sensor Network*, WSN) com o objectivo de melhorar e facilitar as condições de vida dos utilizadores assim como do ambiente circundante aos utilizadores. Este tipo de redes pode ser implementado numa enorme variedade de cenários, tais como, na monitorização de edifícios industriais e de saúde (hospitais e centros de saúde), monitorização do ambiente, localização de pessoas, monitorização na agricultura e muitas outras aplicações.

Uma RSSF é formada por um conjunto de nós sensores sem fios organizados, numa rede de comunicação rádio em cooperação. Esta cooperação tem como objectivo principal o acesso rápido e fácil à informação recolhida a partir desse conjunto de nós sensores, espalhados numa determinada região geográfica. Nas RSSF, a eficiência energética é de primordial importância, visto que um dos principais obstáculos à manutenção de uma vida longa nos dispositivos de RSSF são a capacidade das baterias e o armazenamento de energia. A tarefa de substituir ou recarregar a bateria é um trabalho de manutenção que tem de ser realizado através de recursos humanos. Para além disso, o carregamento necessário das baterias e por vezes o seu tempo de vida útil, que consiste em algumas centenas de ciclos de carga e descarga, limitam a expansibilidade de alguns dispositivos, nomeadamente os nós sensores de uma RSSF. Alguns problemas associados às baterias podem sumarizar-se em dois aspectos principais:

- Problemas associados ao carregamento das baterias, em termos de custos económicos e facilidade do processo de carregamento;
- Problemas relacionados com a produção e com a reciclagem das baterias quando o seu tempo de vida útil é atingido, englobando elevadas quantidades de energia necessárias à produção das baterias e a necessidade de criação de formas de depósito e reutilização dos materiais constituintes das baterias, que são normalmente materiais nocivos para o ambiente.

Para além dos problemas directamente associados às baterias, também a localização dos dispositivos ou nós sensores que utilizam essas baterias podem tornar a tarefa de substituir as baterias árdua (ou ser até mesmo impossível de concretizar). Por um lado, a tarefa torna-se ainda mais difícil quando o número de nós sensores a utilizar é elevado e quando esses nós sensores são distribuídos numa área ampla. Por outro lado, quando os nós sensores estão distribuídos numa área reduzida, e quando se pretendem utilizar os nós sensores junto ao corpo humano, como, por exemplo, em vestuário, estamos na presença de Redes sem Fios de Área Corporal (*Wireless Body Area Network*, WBAN). Uma WBAN surge como uma tecnologia chave

que permite ao utilizador um estilo de vida “assistido”, fazendo uso de uma rede sem fios onde os nós sensores são aplicados no corpo humano, ou à sua volta, comunicando entre si, a fim de monitorizar parâmetros vitais do corpo humano, assim como movimentos.

Em RSSF, assim como em dispositivos electrónicos de reduzido tamanho, onde o consumo de energia não é drasticamente elevado, uma solução promissora que permite ultrapassar o problema da substituição das baterias consiste em recolher e armazenar a energia a partir de fontes de energia, tecnologia conhecida por, *energy harvesting* ou *energy scavenging*. As fontes de energia mais utilizadas na recolha de energia são as seguintes: mecânica, térmica, electromagnética (radiofrequência, RF), natural (eólica, solar) e a energia do corpo humano [YiFC10]. O armazenamento desta energia recolhida pode ser feito através de um sistema de armazenamento híbrido, constituído por uma bateria e por um supercondensador, configuração que se apresenta mais vantajosa do que a utilização de uma simples bateria. Através deste tipo de sistema, consegue-se alcançar ciclos de vida mais longos assim como picos de potência mais elevados [DoLW02].

De todas as fontes de energia que podem ser utilizadas para a recolha de energia, a energia das ondas electromagnéticas é bastante promissora, porque está presente no dia-a-dia das pessoas, de uma forma inevitável, nomeadamente através de radiação a partir de estações de base móveis, emissores de rádio e Televisão (TV), comunicação de satélites, telemóveis, etc. Por outro lado, são também as ondas electromagnéticas que permitem aos nós sensores de uma RSSF comunicar entre si e, desta forma, a concepção de antenas com capacidade de comunicar e recolher energia de RF pode ser considerada bastante vantajosa. Futuras melhorias na tecnologia de recolha de energia RF irão facilitar a criação de RSSF auto-sustentáveis.

Actualmente, os dispositivos de recolha de energia RF capturam e armazenam a energia para alimentar os nós sensores por períodos de tempo reduzidos no sentido de executar as tarefas mais importantes. Contudo, num futuro, não muito distante, eles permitirão alimentar todos os nós de uma RSSF sem que seja necessária a substituição das baterias (auto-sustentabilidade). Esta energia pode ser utilizada durante a noite para aumentar a carga da bateria ou para prevenir eventuais falhas de energia. Em situações perigosas, se uma bateria falhar completamente, a energia recuperada a partir do ambiente electromagnético permite ao sistema transmitir um sinal de alerta mantendo, ao mesmo tempo, as suas funcionalidades básicas, até que a falha seja corrigida.

1.2 Contextualização

Esta dissertação de mestrado enquadra-se no contexto do PROENERGY-WSN (*Prototypes for Efficient Energy Self-Sustainable Wireless Sensor Networks*, [PWSN13]), um projecto de Investigação e Desenvolvimento (I&D) da Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT), cujo principal desafio é o desenvolvimento de uma rede de sensores sem fios com fontes de energia auto-sustentáveis, formada por nós com capacidades de recolha de energia. O PROENERGY-WSN aborda aspectos de inovação relativamente a outros trabalhos anteriores, que se podem resumir da seguinte maneira:

- Propõe um nó sensor sem fios de uma RSSF com a recolha de energia do corpo humano assim como dos movimentos;

- Incorpora antenas têxteis de banda larga ou multi-banda (desenvolvidas em vestuário), que alimentam circuitos de recolha de energia electromagnética;
- Propõe e avalia estratégias de gestão dinâmica de energia num nó sensor;
- Desenvolve e verifica as plataformas de *hardware* e soluções para monitorizar RSSF;
- Verifica o desempenho de protocolos inovadores das camadas de ligação de dados e de rede através de modelos de simulação e de medidas experimentais.

Alguns aspectos desta investigação também são abordados no projecto CREaTION [CREa13].

1.3 Objectivos

O objectivo principal desta dissertação de mestrado consiste no desenvolvimento de um protótipo de recolha de energia electromagnética no âmbito de RSSF para aplicações de WBAN. Numa descrição detalhada, os principais objectivos desta dissertação de mestrado são os seguintes:

- Desenvolver um protótipo de nó sensor não intrusivo com capacidade de recolha de energia electromagnética;
- Propor um sistema de armazenamento de energia híbrido que seja capaz de armanezar a energia electromagnética recolhida;
- Utilizar a energia recuperada para permitir alimentar um nó sensor num dos seus estados de funcionamento.

Os objectivos mais específicos que se encontram presentes no trabalho desta dissertação são:

- Desenvolvimento de circuitos que conseguem converter a energia das ondas electromagnéticas em energia de Corrente Contínua (*Direct Current*, DC) e ao mesmo tempo aumentar a amplitude do sinal de saída relativamente ao sinal de entrada;
- Análise e avaliação das vantagens potenciais da utilização de um sistema de armazenamento de energia híbrido, constituído por um supercondensador e uma bateria;
- Participação na concepção de antenas têxteis que servem como elemento de entrada do circuito de recolha de energia electromagnética;
- Optimização, através do desenvolvimento de uma malha de adaptação de impedâncias, dos circuitos de recolha de energia electromagnética projectados, através de procedimentos experimentais de teste e aperfeiçoamento das soluções preconizadas.

1.4 Contribuições

Até ao momento, o trabalho desta dissertação de mestrado foi valorizado através de duas publicações aceites e apresentadas em conferências internacionais. O primeiro artigo científico, foi publicado no 7th *International Symposium on Medical Information and Communication Technology - ISMICT*, em Tokyo e incorpora os conceitos fundamentais que estão na base de todo o trabalho por mim desenvolvido [TBSB13b]. O segundo artigo científico foi publicado no 24th *International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC*, em

Londres, e engloba o dimensionamento, os resultados de simulação e alguns resultados experimentais, obtidos através do sistema de recolha de energia electromagética desenvolvido nesta investigação [BSGT13a]. Ambos os artigos foram também apresentados em reuniões do Comité de Gestão do COST IC1004, [TBSB13a] e [BSGT13b], e incluem diferentes aspectos do trabalho da equipa de investigação dos projectos PROENERGY-WSN [PWSN13] e CREaTION [CREa13]. Foram também submetidos dois artigos, [SBBG13a] e [SBBG13b] para possível publicação.

Futuramente, pretendem-se incluir a formulação analítica, resultados de simulação, todos os resultados experimentais e o protótipo final de recolha de energia electromagnética desenvolvido ao longo desta dissertação, numa única publicação.

1.5 Estrutura desta dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte forma. No presente Capítulo apresenta-se a motivação desta dissertação, com alguns exemplos de trabalhos já elaborados e que serviram de base à idealização do trabalho a ser desenvolvido. São apresentados os objectivos que se pretendem atingir e abordam-se as contribuições em termos de artigos científicos publicados.

No Capítulo 2 é feito um levantamento do estado da arte. Apresenta-se uma breve introdução às RSSF e abordam-se as principais metodologias de dimensionamento e estratégias de recolha de energia RF. São também analisados alguns trabalhos importantes sobre antenas convencionais e têxteis que servem como ciclo de realimentação aos circuitos de rectificação de recolha de energia RF. Por fim, são apresentados os trabalhos mais relevantes sobre circuitos de rectificação de recolha de energia RF.

No Capítulo 3, inicialmente, faz-se uma breve caracterização do funcionamento e principais características das baterias e dos supercondensadores. É apresentado o perfil de consumo de um nó sensor sem fios de uma RSSF que tem o papel de carga do sistema de armazenamento de energia híbrido. O sistema de armazenamento de energia híbrido é apresentado na parte final do Capítulo 3, onde se aborda a sua formulação analítica e apresentam-se o sumário e as conclusões.

O Capítulo 4 apresenta uma visão geral do sistema desenvolvido. Identificam-se as oportunidades espectrais recolhidas após medições, e apresentam-se as antenas têxteis, que foram utilizadas como alimentação aos circuitos de recolha de energia RF desenvolvidos, com os respectivos resultados de simulação e experimentais. São apresentados os principais componentes que constituem os circuitos de recolha de energia RF baseados no multiplicador de tensão de *Dickson*. Apresentam-se os resultados de simulação obtidos através do *Advanced Design System* (ADS) [ADSS13] e, por fim, apresentam-se as especificações de consumo de algumas das principais plataformas de RSSF.

O Capítulo 5 aborda os principais fundamentos e aspectos a ter em consideração na concepção de circuitos RF. Apresentam-se os resultados experimentais obtidos pelos circuitos de recolha de energia RF desenvolvidos e, finalmente, apresenta-se o resultado global do sistema de recolha de energia RF completo, ou seja, constituído pela antena têxtil, malha de adaptação de impedâncias e um dos circuitos de rectificação RF-DC desenvolvidos.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e o trabalho futuro que poderá resultar desta dissertação.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Introdução

As Redes de Sensores Sem Fios (RSSF) são formadas por um conjunto de nós sensores que cooperam através de algoritmos para alcançar um determinado número de objectivos comuns, auxiliados na interacção com o ambiente através de elementos distribuídos que efectuem medidas (sensores) e através de um conjunto de elementos que procedem à realização de acções (actuadores), em resposta às medidas obtidas. Normalmente, uma RSSF suporta um elevado número de nós sensores que conseguem cobrir uma ampla área, na ordem das dezenas ou centenas de m^2 . No entanto, no contexto das Redes Sem Fios de Área Corporal (WBAN), o número de nós sensores utilizados é reduzido e, usualmente, podem ser implantados fora ou dentro do corpo humano, alcançando pouca área de cobertura, tendo como principal objectivo monitorizar os sinais vitais, por exemplo, dos pacientes [HTCP09].

As RSSF são utilizadas em muitas aplicações de diferentes áreas, tais como monitorização de estruturas de saúde, edifícios inteligentes, na monitorização da saúde ou da condição física de atletas, em veículos automóveis, em agricultura de precisão, etc.

Um nó sensor sem fios é um dispositivo pequeno e inteligente que é composto por quatro componentes [ASSC02]: unidade de sensoriamento, unidade de processamento, unidade de energia e unidade de comunicação (emissor/receptor rádio (*transceiver*)). Cada nó pode ser equipado com um ou mais sensores, nomeadamente, sensores de temperatura, velocidade, luminosidade, pressão, etc. Os dados recolhidos a partir do ambiente são amostrados por um conversor Analógico-Digital (A/D) e, depois, são enviados para a unidade de processamento para uma posterior computação ou armazenamento. Consoante as especificações da aplicação podem ser escolhidos diferentes processadores. A informação útil é depois enviada para uma estação base através do emissor/receptor rádio. Para além da emissão/recepção de dados, existe também uma unidade de energia que geralmente contém uma unidade de armazenamento de energia (bateria ou supercondensador) e um circuito de gestão de energia, para otimizar a utilização da energia por parte do nó sensor. De todos os componentes que constituem o nó sensor, é o emissor/receptor rádio que consome mais energia durante o período de comunicação.

Para alimentar um nó sensor sem fios, normalmente, tem que ser utilizado um dispositivo de armazenamento de energia como, por exemplo, uma bateria. O volume da bateria condiciona a quantidade de energia consumida pelo nó sensor e define um limite para o seu tempo de vida. Como a capacidade das baterias é limitada, o nó sensor apenas pode comunicar a uma certa distância, facto que depende das aplicações. Em aplicações onde os nós sensores são distribuídos numa área reduzida, estes podem comunicar com as estações base enviando ou recebendo informações com consumos de energia reduzidos. Por outro lado, em aplicações onde os nós sensores estão localizados numa área ampla, estes não são capazes de comunicar com a estação base. Nestes casos, o nó sensor deve enviar os seus dados através de outros nós sensores com

recurso a saltos (*hops*) que são efectuados segundo as topologias de rede, definidas como, por exemplo, as topologias em árvore (*tree*), estrela (*star*) e malha (*mesh*). Desta forma, a energia consumida pelo emissor/receptor rádio é reduzida e melhora-se a fiabilidade na transmissão dos dados.

A maioria dos nós sensores utilizados em RSSF utilizam baterias recarregáveis, as quais constituem um tipo de sistema de energia electroquímico. Contudo, as baterias usadas para alimentar os nós sensores de uma RSSF são limitadas pela densidade de energia da bateria, não suportando a operação dos nós sensores por períodos de tempo longos. Na maioria dos cenários, o tempo de vida de um nó sensor varia tipicamente entre dois a dez anos. Esta duração depende fortemente dos requisitos da aplicação. Apesar disso, e dadas as limitações da bateria, o tempo de vida de um ou vários nós sensores pode afectar o desempenho da RSSF, onde o tamanho da rede é outro factor a ter em conta.

Os supercondensadores são outro tipo de sistema de energia electroquímico que tem ganho um espaço cada vez mais importante no que diz respeito à alimentação dos nós sensores. Uma destas razões é o facto de um supercondensador ser bastante dimensionável, o que se traduz numa enorme variedade de tamanhos e capacidades, que podem ser facilmente considerados em RSSF. Outra razão prende-se com o facto de um supercondensador ter características que favorecem a operação de nós sensores, tais como, ter elevada densidade de potência, tempos de carga rápidos, temperaturas e ciclos de carga-descarga estáveis, resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance*, ESR) reduzida e perdas de corrente reduzidas. A elevada densidade de potência que um supercondensador consegue fornecer implica que este pode entregar mais energia eléctrica do que uma bateria dentro de um período de tempo curto. Desta maneira, os supercondensadores são adequados para operações que ocorrem em rajada e em que o consumo de energia é muito elevado, mas é feito num período de tempo curto. Por outro lado, os supercondensadores têm uma densidade de energia reduzida em comparação com uma bateria.

Para aumentar o tempo de vida e melhorar a autonomia energética dos nós sensores, têm sido investigadas técnicas de recolha de energia no sentido de recarregar as unidades de armazenamento de energia (baterias ou supercondensadores). Uma das técnicas de recolha de energia consiste em recuperar ou capturar a energia que não é usada no ambiente ou no corpo humano e convertê-la em energia eléctrica que pode ser armazenada e, adequadamente condicionada, de forma a carregar um sistema de baterias ou alimentar directamente uma carga. Para maximizar a quantidade de energia recolhida, deve-se assegurar a adaptação das impedâncias entre a fonte de energia, os elementos de armazenamento de energia e a carga. Consoante o tipo de fonte de energia, devem ser desenvolvidos circuitos de condicionamento de energia e adaptação de impedâncias adequados.

As potenciais fontes de energia mais utilizadas na recolha de energia são as seguintes: solar, eólica, cinética e electromagnética (ou de radiofrequência, RF). No entanto, para além destas fontes, existem outras que estão listadas na Tabela 2.1, onde se pode verificar que os diferentes tipos de fonte de energia têm níveis de densidade de potência que oscilam significativamente.

A recolha de energia fornece numerosos benefícios para o utilizador final, assim como para as RSSF. Alguns desses benefícios são os seguintes:

Tabela 2.1: Densidade de potência para diferentes métodos de recolha de energia (adaptado de [YiFC10]).

Fonte de Energia	Densidade de Potência & Desempenho
Ruído Acústico	0.003 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ @ 75dB 0.96 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ @ 100dB
Variação da Temperatura	10 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$
Ambiente RF	1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Luz Ambiente	100 mW/cm^2 (directamente do sol) 100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (escritório iluminado)
Termoeléctrico	60 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Vibração (micro-gerador)	4 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ (movimento humano - Hz) 800 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ (máquinas - kHz)
Vibração (piezoeléctrico)	200 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$
Fluxo de ar	1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Botões de Pressão	50 $\mu\text{J}/\text{N}$

- Redução da dependência energética da bateria - Com os avanços tecnológicos de micro-electrónica, o consumo de energia dos nós sensores é cada vez mais reduzido e, desta maneira, a energia recolhida pode ser suficiente para eliminar por completo a utilização de baterias;
- Redução dos custos de instalação - Os nós sensores auto-sustentáveis não requerem cabos nem condutores, o que torna a instalação mais fácil, reduzindo-se assim, os custos de instalação;
- Redução dos custos de manutenção - A recolha de energia permite aos nós sensores funcionarem autonomamente depois de se distribuírem no ambiente, eliminando-se também as visitas de serviços para substituir as baterias;
- Fornecimento de capacidades de detecção e actuação contínuos em locais de difícil acesso e ambientes perigosos;
- Fornecimento de uma solução de longo prazo - Desde que a energia do ambiente esteja disponível, o nó sensor permanecerá funcional devido à sua auto-alimentação;
- Redução do impacto ambiental - A recolha de energia pode eliminar a necessidade de utilização de milhões de baterias bem como os seus custos de substituição.

De entre as fontes de recolha de energia apresentadas sumariamente na Tabela 2.1, a energia solar é uma fonte de energia interessante que envolve a conversão dos raios do Sol em energia eléctrica utilizável. No entanto, está muito dependente da luz do dia. Embora a eficiência destes circuitos de conversão tenha aumentado, a recuperação de energia a partir de fontes naturais durante a noite é impossível. Para combater este facto seria necessário utilizar fontes de luz artificiais que têm as suas próprias fontes de alimentação. Desta maneira, este método está fora do âmbito deste trabalho.

A energia eólica, por sua vez, requer a utilização de turbinas para recolher energia e necessita de incluir componentes mecânicos que são susceptíveis a desgaste ao longo do tempo, se não forem realizadas manutenções adequadas. A energia cinética é transformada numa fonte eléctrica através de tipos específicos de transdutores. Em geral, este método requer esforço físico por parte do utilizador, quer seja, a andar, a correr, ou de modo a agitar um dispositivo. Esta característica pode não representar um problema para a maioria das pessoas saudáveis, no

entanto apresenta-se como uma grande dificuldade para as pessoas mais debilitadas. A recolha de energia eólica e cinética também não são abordadas ao longo desta investigação.

A energia electromagnética ou de radiofrequência (RF) está prontamente disponível em todos os grandes centros industrializados, bem como nas áreas circundantes. O crescimento acentuado na procura dos dispositivos sem fios implica aumentos constantes das infra-estruturas para os poder suportar e, desta forma, a energia de radiofrequência radiada é cada vez mais abundante. Este tipo de energia está presente no espaço envolvente durante todo o dia, quer seja de dia ou de noite, ainda que com diferentes níveis de potência. Um estudo mostra que dentro de uma gama de distância entre 25 e 100 metros, a partir de uma estação base GSM (*Global System for Mobile Communications*), a densidade de potência presente para todas as medições efectuadas, entre 935 e 960 MHz, varia entre 0.1 mW/m^2 e 3 mW/m^2 dependendo fortemente da quantidade de tráfego GSM no momento em que foram efectuadas as medições [ViRT08]. Apesar da quantidade de energia que está disponível para recolha ser reduzida (e nem sempre ser constante), este método de recolha de energia continua a ser bastante promissor para ser utilizado em dispositivos de baixo consumo, devido à sua disponibilidade teórica durante 24h, não carecendo de qualquer esforço físico por parte do utilizador e não dependendo significativamente das condições climáticas exteriores, parâmetros que assumem uma relevância importante relativamente às outras técnicas de recolha de energia apresentadas anteriormente.

É com base no estudo e desenvolvimento de técnicas de recolha de energia RF que assenta este trabalho. Na última década, observou-se um elevado interesse por este tema por parte de investigadores e empresas pioneiras, que muito contribuíram para o progresso e sustentação desta tecnologia. Algumas dessas empresas pioneiras são a *Powercast Corporation*¹, a *AnSem*² e a *MicroChip*³ que já apresentaram produtos comerciais que conseguem recolher energia RF.

Nas próximas secções é elaborado um levantamento do estado da arte sobre a recolha de energia RF. Aborda-se a principal metodologia de dimensionamento e estratégias utilizadas na recolha de energia RF, apresenta-se as antenas para recolha de energia RF, convencionais e têxteis, e apresenta-se os principais circuitos de rectificação RF-DC.

2.2 Metodologia de Dimensionamento e Estratégias de Recolha de Energia RF em RSSF

O desenvolvimento de um sistema de recolha de energia electromagnética a partir de sinais de radiofrequência é uma tarefa bastante desafiadora. Não envolve apenas o desenvolvimento de protótipos de recolha altamente eficientes, mas também implica o desenvolvimento rigoroso de circuitos de adaptação para otimizar a potência entregue por parte da antena ao sistema de recolha de energia RF.

¹Powercast. Powerharvester Receivers. Acedido em Fevereiro de 2013 a partir de: <http://www.powercastco.com/PDF/Powerharvester-Brochure.pdf>

²AnSem. Expertise > Ultra low power. Acedido em Fevereiro de 2013 a partir de: <http://www.anssem.com/18/26/ultra--low--power>

³Microchip Technology Inc. RF Energy Harvesting Development Solution featuring PIC MCUs with nanoWatt XLP Technology. Acedido em Fevereiro de 2013 a partir de: http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=2042¶m=en551270

A metodologia de dimensionamento de sistemas de recolha de energia RF é suportada por um conjunto de etapas que são fundamentais para que se consiga desenvolver um sistema de recolha de energia. A Figura 2.1 apresenta um fluxograma que apresenta as principais etapas na construção de um sistema típico de recolha de energia RF.

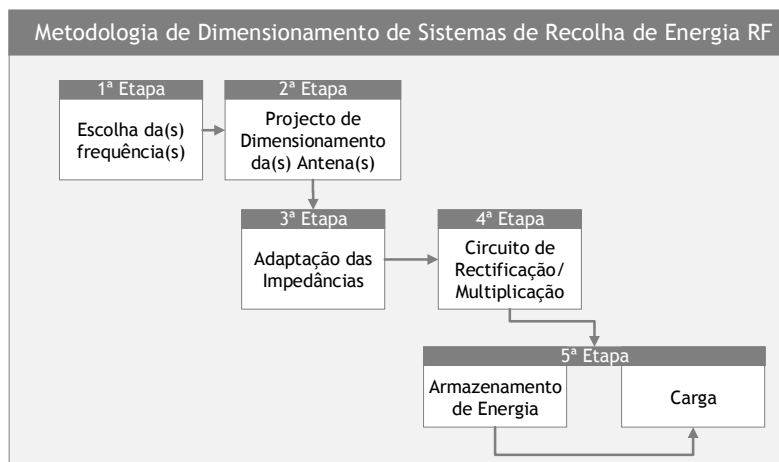


Figura 2.1: Metodologia de dimensionamento de sistemas de recolha de energia RF.

A primeira etapa na concepção de um sistema de recolha de energia RF, consiste na identificação da frequência ou bandas de frequência alvo de recolha dos sinais RF. Para esse fim, deve-se optar por bandas de frequência com elevadas densidades de potência, o que implica efectuar uma identificação experimental das oportunidades espectrais nas localizações onde se pretende desenvolver o sistema de recolha de energia RF.

A segunda etapa, consiste na elaboração ou escolha de antenas que operam na frequência ou bandas de frequência que foram escolhidas após a identificação experimental realizada na primeira etapa. Esta escolha deve recair sobre antenas que tenham uma geometria e polarização adequada à recolha de energia RF. Em geral, as características ideais de antenas de recolha de energia RF incluem um diagrama de radiação omnidirecional (uma vez que, à partida, não se conhece a direcção dos sinais que provêm das fontes emisoras), uma dimensão física reduzida (que, no entanto, está sempre dependente da frequência de operação), um ponto de alimentação que pode ser facilmente ligado ao resto do circuito de recolha de energia RF, largura de banda suficiente para cobrir a banda de frequências escolhida e, por fim, eficiência elevada.

A terceira etapa consiste na adaptação das impedâncias entre a antena de recolha de energia RF e o circuito de rectificação de radiofrequência para corrente contínua (RF-DC), no sentido de fornecer a máxima potência entre as duas partes, minimizando desta maneira as perdas de transmissão e aumentando a tensão que é aplicada à entrada do circuito de rectificação RF-DC. Tipicamente, as antenas são projectadas com impedâncias com componente apenas real (por ex., 50Ω , 75Ω , 300Ω), enquanto que os circuitos de rectificação RF-DC têm uma característica não linear e possuem uma impedância complexa, isto é, constituída por uma parte real e outra imaginária, devido aos efeitos capacitivos, indutivos e parasitas dos componentes que os constituem, nomeadamente, os díodos e os condensadores. Para além disso, a impedância de um

circuito de rectificação RF-DC é bastante dependente de outros dois parâmetros: a frequência de operação do circuito e o nível de potência (ou tensão) que se fornece à entrada do mesmo. Os dois métodos principais de adaptação de impedâncias consistem na adaptação através de componentes passivos, isto é, condensadores e bobinas, ou então através de linhas de transmissão.

A quarta etapa consiste em rectificar e ampliar os sinais provenientes da antena que atravessaram a malha de adaptação de impedâncias. A tensão de entrada do circuito de recolha de energia RF é do tipo AC (*Alternating Current*) e a carga a alimentar no final do circuito de recolha de energia RF requer uma tensão DC (*Direct Current*). O circuito rectificador permite converter um sinal AC em DC e ao mesmo tempo aumentar a amplitude do sinal. Os principais circuitos rectificadores utilizados são denominados de multiplicadores de tensão (*Voltage Multiplier*), destacando-se o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* e o multiplicador de tensão de *Dickson*.

A quinta etapa resume-se em utilizar a energia recolhida da maneira mais adequada. Para esse fim, existem duas possibilidades. A primeira consiste em utilizar a tensão DC à saída do circuito de rectificação para alimentar directamente uma carga. Alternativamente, pode-se aproveitar essa tensão DC para carregar um sistema de armazenamento de energia (bateria ou supercondensador) e posteriormente utilizar este sistema de armazenamento para alimentar a carga. Numa RSSF a carga corresponde a nós sensores que estão distribuídos na rede e que têm capacidades de recolha de energia RF, possibilitando a sua auto-sustentabilidade.

É com base nas cinco etapas enumeradas anteriormente que assenta a constituição de qualquer sistema de recolha de energia RF.

2.3 Antenas para Recolha de energia RF

As antenas são “um meio para radiar e receber ondas rádio” que possuem um campo electromagnético que possibilita a emissão e recepção da energia electromagnética no espaço livre. Se, por um lado, as antenas são geralmente usadas para comunicar, por outro, pode-se aproveitar a tensão gerada pelo campo eléctrico e a corrente gerada pelo campo magnético e considerar a antena para recolher energia electromagnética, sendo este tipo de antenas denominado de *rectennas*. Os principais parâmetros que caracterizam o desempenho de uma antena são o diagrama de radiação, a directividade, o ganho, a eficiência, a polarização, a largura de banda e a impedância de entrada (ou, impedância da antena aos seus terminais). Nas secções seguintes apresentam-se alguns tipos de antenas convencionais que são utilizadas para recolher energia RF. Por fim, apresentam-se também antenas têxteis com o objectivo de as integrar no vestuário, apresentando-se alguns dos parâmetros principais.

2.3.1 Antenas Convencionais

Em [GDGN12], apresentam-se três tipos de antenas, a operar a 945 MHz, que serviram para recolher energia RF de um telemóvel e de uma *pen* USB de acesso à internet (pen de banda larga). As três antenas têm uma topologia monopolo, *microstrip* e dipolo, respectivamente. O dipolo conseguiu alcançar um desempenho mais elevado quando recolheu energia a partir da

pen USB de internet do que a partir do telemóvel. Contudo, quando se considerou este tipo de antena foi preciso ter cuidado especial com a direcção/sentido do dispositivo. A antena do tipo *microstrip* teve menos perdas, embora apresentasse um tamanho mais reduzido do que o monopolo. A antena *microstrip* apresentou uma eficiência elevada quando foi submetida à recolha de energia RF a partir de um telemóvel.

Em [ArBK11], desenvolveu-se uma antena *microstrip* com ganho e largura de banda elevada, 9.1 dB e 121 MHz, respectivamente, a operar na banda GSM900. Na banda ISM, a 2.4 GHz, foi aplicada em [OICV10], outra geometria à antena *microstrip*, conseguindo-se obter um ganho de 4 dBi, e alcançou-se um tamanho reduzido.

Em [SGHZ12], apresenta-se uma antena a operar a 2.45 GHz, otimizada a partir de dois parâmetros importantes, o ganho e o tamanho da antena. A antena foi impressa num substrato de *RT/Duroid 6002* e alcançou um ganho elevado, de 8.6 dBi, assim como um coeficiente máximo de reflexão de -22 dB.

Outra opção passa por utilizar mais do que uma antena para a recolha de energia RF, ou pela utilização de antenas com mais de uma banda de frequências (antenas de banda ultra larga ou multi-banda). Em [NMLC12], mostra-se que, apesar de não se influenciar a eficiência na conversão RF-DC, o quociente da quantidade de energia recolhida pela área é aumentado, o que demonstra a viabilidade da utilização de mais do que uma antena para a recolha de energia RF. Por outro lado, em [BLDV10], foi desenvolvida uma antena espiral (*spiral*) a operar em duas bandas diferentes, GSM1800 e Wi-Fi (2.45 GHz). Obteve-se um ganho máximo de 3 dBi para frequências superiores a 1.5 GHz.

2.3.2 Antenas Têxteis

As antenas têxteis podem ter diversas aplicações. Contudo, na literatura, ainda não se encontram muitos trabalhos sobre antenas têxteis aplicadas à recolha de energia RF. Nesta secção, são apresentadas algumas características importantes de antenas têxteis, nomeadamente o tipo de materiais que as constituem e como eles podem influenciar o seu desempenho.

É conhecido que os materiais têxteis têm diferentes propriedades e, quando se pretendem utilizar conjuntamente com dispositivos de radiofrequência, nomeadamente na implementação de antenas têxteis, é necessário fazer uma caracterização electromagnética [LLQL11]. Os parâmetros mais importantes para uma caracterização electromagnética completa de qualquer material são a constante dieléctrica, ϵ_r , a permeabilidade magnética, μ_r , e a condutividade, s . Para além destes parâmetros também a tangente de perda, $\tan \delta$, é um parâmetro que é normalmente considerado, uma vez que quantifica a dissipação inerente à energia electromagnética. Os materiais têxteis que são utilizados universalmente e que estão disponíveis comercialmente são materiais alvo para possível desenvolvimento de antenas têxteis para aplicações em WBAN.

As características dos materiais têxteis são cruciais para o comportamento das antenas têxteis. A constante dieléctrica, principalmente a espessura do substrato dieléctrico determina a largura de banda e a eficiência das antenas planares. Para além da constante dieléctrica, também a condutividade do plano terra (*ground plane*) é um factor importante na eficiência da antena,

e, deve ser o mais elevada possível.

Para alcançar resultados adequados, as antenas têxteis devem ser finas, leves, robustas, terem reduzida manutenção e custo, assim como serem facilmente integradas em circuitos RF. Assim, o tipo de antena preferido são as antenas planares. Apesar da sua largura de banda máxima atingível ser significativamente inferior ao limite teórico para antenas electricamente pequenas, estas permitem uma excelente integração com os circuitos RF bem como com as linhas de alimentação [BRBD04].

Um exemplo de uma antena planar têxtil projectada para aplicações *Bluetooth* é apresentado em [LKKT06]. Para além deste tipo de antenas, existem muitas outras que podem ser utilizadas juntamente com materiais têxteis. Alguns exemplos, são as antenas *microstrip patch*, anel rectangular e dipolo, apresentadas em [HeRL07], [TRHL06] e [UkSS12], respectivamente.

A antena *microstrip patch* têxtil apresentada em [HeRL07] foi idealizada para integrar em vestuário de protecção uma vez que é feita com um tecido com elevado desempenho, o tecido de aramida (*aramid fabric*). A antena opera a 2.45 GHz na banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) para comunicações de reduzido alcance, transmitindo os sinais vitais do utente para uma estação base. Para além disso, são utilizados electrotêxteis e a antena tem topologia de anel rectangular garantindo a recepção tanto do campo polarizado verticalmente como do campo polarizado horizontalmente, com um ganho de 5 dBi.

Em [TRHL06], apresenta-se uma antena têxtil de anel rectangular (*rectangular ring*) que cobre uma largura de banda de 190 MHz e que foi concebida para WBAN. Já em [UkSS12] é proposto um tag RFID (Radio-Frequency Identification) para utilizar no corpo humano, através de uma antena do tipo dipolo que pode ser perfeitamente integrada na roupa. A antena é feita de diferentes tecidos, de entre os quais se destacam o algodão e o tecido de entretela (*buckram fabric*). São também utilizados tecidos condutores e apresenta-se a sua caracterização electro-magnética, nomeadamente, a constante dieléctrica, a condutividade e a tangente de perda. A antena tem um desempenho elevado a 800 MHz quando colocada junto ao corpo.

Por fim, foi proposta uma antena têxtil para recolha de energia RF com um formato de anel (*ring antenna*) em [MaCA11]. Resultados de simulação mostraram que a antena consegue recolher energia RF de três bandas diferentes, GSM 900, GSM 1800 e WiFi (2.4 GHz). A antena é composta por múltiplas camadas de materiais flexíveis para possível aplicação em vestuário, apresentando ganhos de 5.5, 7.1 e 9.4 dBi a 900, 1750 e 2450 MHz, respectivamente.

2.4 Circuitos de Rectificação para Recolha de Energia RF

O principal desafio dos circuitos de recolha de energia RF prende-se com a potência do sinal recebido à entrada do circuito. A potência recebida varia segundo alguns parâmetros que, em espaço livre, são definidos pela Fórmula de *Friis*, e que é expressa da seguinte maneira:

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (2.1)$$

onde P_r e G_r representam a potência (em *Watts*) e o ganho da antena receptora, respecti-

vamente, P_t e G_t representam a potência e ganho da antena emissora, respectivamente, D representa a distância entre as antenas emissora e receptora e λ representa o comprimento de onda do sinal emitido. O comprimento de onda, em metros, é definido pela expressão (2.2), onde c é a velocidade da luz ($3 \times 10^8 m/s$) e f é a frequência, em Hz.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.2)$$

O ganho das antenas, normalmente, é medido em decibéis (dBi) em comparação com a antena isotrópica e pode ser convertido para um quociente de potência através da expressão (2.3):

$$G = 10^{\frac{G_{dB}}{10}} \quad (2.3)$$

A expressão (2.1) assume que a propagação é efectuada segundo condições ideais, isto é, que as antenas são isotrópicas sem perdas, o que implica que a transmissão também não tem perdas. No entanto, a potência do sinal recebido diminui com o quadrado da distância, o que requer especial cuidado no projecto do circuito de recolha de energia RF. A distância a que a antena receptora se encontra da antena emissora faz variar os níveis de energia que atinge o circuito. Estes valores podem não ser suficientes para colocar o circuito em funcionamento, o que significa que a energia recuperada é muito reduzida ou quase nula.

Para além da distância entre as antenas de recepção e de emissão, há que ter em conta o tipo de estação emissora para a qual se vai projectar o circuito de recolha de energia RF, considerando que existem diferentes frequências para cada tipo de estação emissora.

Em Portugal, os principais tipos de estações emisoras de sinal de radiofrequência são definidos pelo ICP-ANACOM, que é a Autoridade Nacional das Comunicações. Em [QNAF11], apresenta-se a gama de frequências na qual actuam as principais fontes de energia que têm sido alvo da recolha de energia RF na literatura:

- Televisão Analógica e Digital (banda de 174 MHz até 862 MHz);
- Telefonia Móvel (GSM nos 900 MHz e 1800 MHz);
- Banda ISM nos 2.4 GHz;
- Microondas - feixes hertezianos com repetidores;

Na última década, existem muitas publicações por parte de investigadores académicos e industriais que têm contribuído para o avanço da ciência e da tecnologia na área de recolha de energia RF, de entre os quais se destacam alguns trabalhos que são alvo de referência nos próximos parágrafos.

Os principais circuitos de rectificação RF-DC baseiam-se no multiplicador de tensão de *Greinacher*, posteriormente adoptado por *Douglas Cockcroft* e *Ernest Thomas Sinton Walton*. Este multiplicador aparece na literatura como multiplicador de tensão Cockcroft-Walton. Posteriormente, *John. F. Dickson* modificou o multiplicador de *Cockcroft-Walton*, o qual ficou conhecido por multiplicador de tensão de *Dickson*. Actualmente, estas são as duas topologias principais consideradas na literatura. No entanto, alguns estudos apresentam ligeiras modificações destes circuitos, onde os níveis de desempenho alcançados são diferentes.

Em [NiGR12], apresentam-se alguns circuitos de rectificação RF-DC com topologias diferentes, sendo também consideradas e avaliadas tipos de malhas de adaptação de impedâncias diferentes, nomeadamente a adaptação em L (*L-matching*) e a adaptação em PI (*PI matching*) para um circuito duplicador de tensão. Os circuitos propostos operam em frequências à volta dos 434 MHz. No entanto, é possível aplicá-los a qualquer frequência.

Um dos trabalhos desenvolvidos para a banda da televisão analógica e digital é apresentado em [SaSm09]. Foi concebido um sistema de recolha de energia RF que conseguiu recolher $60 \mu\text{W}$ a 4.1 km de distância de uma estação emissora de sinal televisivo (entre 674 MHz e 680 MHz).

Em [ArBK11], apresenta-se um sistema de recolha de energia RF em que o circuito de rectificação é baseado no multiplicador de tensão de *Dickson*. O sistema conseguiu captar energia a partir de uma estação GSM900 em que a tensão de saída obtida é inversamente proporcional com o aumento da distância a que o sistema se encontrava da referida estação. A distâncias de 10 e 50 metros obtiveram-se 2.78 V e 0.87 V, respectivamente.

Por exemplo, em [GDGN12], é utilizado um circuito duplicador de tensão que consegue recolher níveis de potência que variam entre 240 e 340 μW de acordo com o tipo de antena que é acoplado ao circuito duplicador de tensão, tendo sido também utilizado um conversor DC-DC e um supercondensador como dispositivo de armazenamento.

Em [NMLC12], foram desenvolvidos dois protótipos de recolha de energia RF, um optimizado para operar em regiões onde a potência de entrada é reduzida e outro optimizado para trabalhar em regiões de potência de entrada mais elevada, nos quais foram utilizados 7 e 10 estágios no multiplicador de tensão, respectivamente. Os protótipos foram comparados com o modelo P1100 desenvolvido pela *Powercast Corporation*, apresentando um desempenho superior em termos de eficiência para potências de entrada entre -20 dBm e 7 dBm. Obteve-se uma tensão de saída de 1 V a -10 dBm e 1.9234 V a -6 dBm. Nestes dois pontos de funcionamento, -10 dBm e -6 dBm, a eficiência é de 10 % e 14.73 %, o que equivale a 10 μW e 37 μW , respectivamente.

A recolha de energia RF para frequências mais elevadas, como por exemplo, na banda ISM, a 2.4 GHz já existe. Em [OICV10], foi desenvolvido um sistema que consegue ligar um LED de 1.6 V, quando a fonte de energia (leitor de RFID) estava colocada a 3.1 metros. Também se conseguiu alimentar um sensor RFID quando este se encontrava a 2.1 metros da fonte de energia. Apesar da elevada eficiência de conversão (até 70 %), é perfeitamente visível que o sistema só funciona a distâncias bastantes próximas da fonte de energia. As fontes mais comuns nesta gama de frequências são os emissores de sinal *Wi-Fi*, *Bluetooth*, RFID e o sinal das redes locais sem fios.

Também em [SGHZ12], recolheu-se energia RF, a 2.45 GHz. O circuito de rectificação RF-DC, era constituído por díodos de *Schottky*, um filtro e uma carga resistiva. O circuito apresentou eficiência de conversão máxima de 83 % quando a carga resistiva era de 1400 Ω . Com uma carga resistiva de 2800 Ω , a eficiência de conversão conseguida foi de 75.5 % a -7.7 dBm, enquanto que a tensão de saída do circuito aumenta com o aumento gradual da potência de entrada, obtendo-se 1 V a -3.2 dBm. Ao analisar-se a conversão de eficiência global e a densidade de potência, o sistema desenvolvido obteve eficiências entre 80.3 % e 50 %, com densidades de potência de 1.95 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ e 0.22 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, respectivamente.

Os trabalhos presentes na literatura que foram referenciados anteriormente apenas assumem a operação numa determinada frequência com uma banda de frequência reduzida, isto porque, e, como já foi apresentado na Secção 2.2, um sistema de recolha de energia RF necessita de uma malha de adaptação de impedâncias, que é projectada para uma única frequência. Quando se projecta uma malha de adaptação de impedâncias deve-se garantir um elevado factor de qualidade, o que garante uma boa adaptação de impedâncias. Para que isso aconteça, a frequência de funcionamento do sistema no qual está inserido essa malha, não se deve afastar mais de 10 % do valor de frequência para o qual a malha foi concebida. Desta maneira, um sistema em que a malha é projectada para operar a 900 MHz, deve funcionar entre 810 MHz e 990 MHz. Fora desta gama de frequências a adaptação não está optimizada e, portanto, a eficiência de conversão RF-DC sofre uma atenuação, tanto maior quanto maior for a diferença para a gama de frequências para a qual foi projectada. Este facto, para além de limitar a eficiência de conversão RF-DC também limita a largura de banda dos sistemas de recolha de energia RF.

Apesar de existirem problemas em criar malhas de adaptação para sistemas de recolha de energia RF que operam em mais do que uma frequência, já se encontram na literatura, alguns trabalhos com resultados interessantes que contornam este desafio. Em [JaSJ10], foi simulado e implementado um sistema de recolha de energia RF que utiliza um mecanismo de controlo em que é possível escolher a frequência de funcionamento. Para esse efeito, o sistema possui duas antenas a operarem a 400 MHz e 2.4 GHz, respectivamente. Para cada antena foi projectada uma malha de adaptação de impedâncias bem como um detector de pico RF, para identificar o sinal recebido de potência mais elevada, para assim poder recolher a energia desse sinal.

Também em [MAVV12], é apresentado um sistema de recolha de energia RF a operar entre 900 MHz e 2.45 GHz, que consegue adaptar a sua frequência de acordo com o nível de potência incidente. O sistema foi testado para potências de entrada que variam entre -30 dBm e 30 dBm e apresentou um pico máximo de eficiência de conversão RF-DC de 80 %.

Em [PBDC12], foi simulado e elaborado um circuito multiplicador de tensão de dois estágios que utiliza uma antena de banda ultra-larga, ou seja, permite recolher energia RF em múltiplas bandas (entre 900 MHz e 2.4 GHz). Obtiveram-se eficiências de conversão RF-DC elevadas, de cerca de 75 %, com uma potência total de saída de 3 mW, assim como, 13 V de tensão de saída.

Por fim, em [BLDV10], foi projectado um sistema de recolha de energia RF que conseguiu extrair 0.1 μ W. Apesar de se tratarem de níveis de potência reduzidos, este valor já é suficiente para alimentar ou carregar alguns circuitos. A partir de -20 dBm, já é possível recolher energia RF, desde que o sistema esteja adequadamente projectado. A 2.45 GHz, observou-se uma eficiência máxima de conversão RF-DC de 13 % enquanto que, para a gama de frequências entre 1.8 e 1.9 GHz, a eficiência de conversão foi de apenas 0.7 %.

2.5 Sumário e Conclusões

Neste Capítulo, foi apresentada uma breve introdução às RSSF e à tecnologia de recolha de energia do ambiente. Concluiu que a recolha de energia RF é a que se apresenta como a mais promissora. Apresentou-se a metodologia de dimensionamento, e estratégias de recolha

de energia RF, que assenta num conjunto de cinco etapas, nomeadamente, a identificação da frequência ou bandas de frequência alvo de recolha dos sinais RF, a elaboração e escolha das antenas que operam na frequência ou bandas de frequência identificadas para recolha de energia RF, o desenvolvimento de uma malha de adaptação de impedâncias colocada entre a antena e o circuito rectificador, o desenvolvimento do circuito rectificador que permite converter um sinal AC em DC e, finalmente, a utilização da energia recolhida da maneira mais adequada, quer seja, através do armazenamento da energia recolhida ou através da alimentação directa de uma carga.

Apresentou-se um levantamento do estado da arte, relativamente às antenas para recolha de energia RF. Em particular, apresentaram-se trabalhos sobre antenas convencionais e antenas têxteis. Por fim, foram também apresentados os trabalhos mais relevantes relativamente aos circuitos de rectificação de recolha de energia RF. Concluiu-se, que a maior parte dos trabalhos presentes na literatura demonstram que apenas é possível recolher energia RF do ambiente na ordem de algumas centenas de μW , sendo que são poucos os trabalhos que conseguem chegar às dezenas de mW, como se alcançou neste trabalho.

Capítulo 3

Armazenamento de Energia através de um Sistema Híbrido

3.1 Introdução

Um sistema de recolha de energia de radiofrequência (RF) não consegue fornecer a energia a uma taxa constante durante um período de tempo longo, uma vez que a quantidade de energia que se consegue capturar é de uma ordem de grandeza reduzida. No entanto, alguns tipos de aplicações onde se pode aproveitar a recuperação da energia RF requerem um fonte constante de energia eléctrica para alimentar a carga. Por um lado, se o consumo médio da carga for maior do que a potência média gerada pelo sistema de recolha de energia RF não é possível fornecer potência à carga continuamente. Por outro lado, se a potência média gerada pelo sistema de recolha de energia RF for igual ou maior ao consumo médio da carga, então é possível alimentar a carga continuamente. Desta maneira, é fundamental existir um sistema de armazenamento de energia adicional. Esta funcionalidade pode ser concretizada através de uma bateria ou condensador.

Os dois parâmetros principais para avaliar um elemento de armazenamento de energia são a densidade de energia e a densidade de potência. Ambos são expressos em termos de massa ou volume. A densidade de energia é a medida da energia disponível em termos de massa (densidade de energia gravimétrica) ou volume (densidade de energia volumétrica), dadas pelas expressões (3.1) e (3.2), respectivamente:

$$\text{Densidade de Energia Gravimétrica}_{[Wh/kg]} = \frac{\text{Capacidade} \times \text{Tensão Nominal}}{\text{Massa da Célula}} \quad (3.1)$$

$$\text{Densidade de Energia Volumétrica}_{[Wh/l]} = \frac{\text{Capacidade} \times \text{Tensão Nominal}}{\text{Volume da Célula}} \quad (3.2)$$

A densidade de energia define a quantidade de energia que pode ser armazenada num certo volume ou massa, enquanto que a densidade de potência é a medida do tempo que o elemento de armazenamento de energia demora a carregar ou descarregar. Elevados valores de densidade de potência indicam que a carga ou descarga do elemento de armazenamento de energia é rápida, ao passo que os valores reduzidos da densidade de potência significam que a carga e descarga é lenta.

Um elemento ideal de armazenamento de energia deve ter elevadas densidades de energia e potência. Nas baterias, a densidade de energia é elevada enquanto que a densidade de potência é reduzida. Por outro lado, os condensadores têm um comportamento oposto ao das baterias, com valores de densidade de potência elevados e valores de densidade de energia reduzidos. Uma alternativa aos condensadores e baterias são os supercondensadores, uma vez que cons-

tituem o compromisso entre os condensadores e baterias, oferecendo elevadas densidade de energia e potência.

Numa RSSF, onde os nós sensores são principalmente alimentados por baterias, a sua substituição por supercondensadores pode ser benéfica, assim como a criação de um sistema híbrido onde são utilizadas baterias e supercondensadores no mesmo sistema de armazenamento, tentando-se tirar vantagem desta cooperação estreita.

3.2 Bateria

As baterias são células galvânicas, onde a energia química é convertida em energia eléctrica, sob a forma de corrente contínua. Quando se encontra no processo de descarga, a energia eléctrica é convertida em energia química quando se encontra no processo de carga, no caso das baterias recarregáveis. As baterias são constituídas por dois eléctrodos quimicamente diferentes, o ânodo e o cátodo, isolados fisicamente por um material separador e por um electrólito. O material separador é utilizado para evitar o contacto entre o ânodo e o cátodo. Contudo, o material separador é permeável ao electrólito no sentido de manter uma certa condutividade iónica. A transferência de um fluxo espontâneo de electrões ocorre num circuito externo a partir do eléctrodo com o potencial mais negativo (ânodo) para o eléctrodo com o potencial mais positivo (cátodo), onde a diferença de potencial criada pode ser usada para alimentar uma carga como, por exemplo, um dispositivo electrónico, como se apresenta na Figura 3.1.

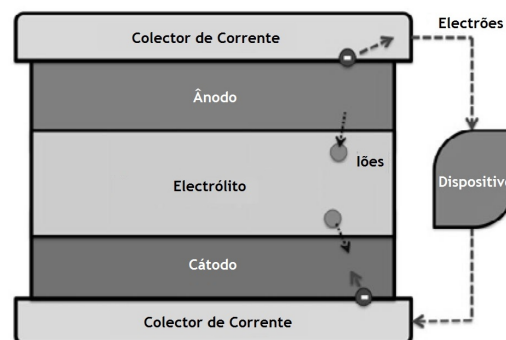


Figura 3.1: Esquema de uma bateria (adaptado de [BeWh10]).

Dependendo do tipo de reacção que ocorre, o comportamento de descarga da bateria pode variar, resultando em diferentes potenciais de saída, V , relativamente à quantidade de carga, q , extraída a partir da bateria. A partir desta relação, a quantidade de energia útil, E , obtida a partir da bateria no intervalo $[t_1, t_2]$ pode ser determinada pela expressão (3.3):

$$E = \int_{t_1}^{t_2} V dq \quad (3.3)$$

A energia é tipicamente expressa em joules (J) ou watt-hora (Wh).

O circuito equivalente da bateria pode ser facilmente obtido através de um modelo eléctrico (de ordem zero) similar ao apresentado na Figura 3.2, onde V_B representa a tensão de circuito aberto e R_B representa a resistência série equivalente da bateria. O valor de V_B diminui à medida que a carga interna armazenada na bateria, q , diminui, ao passo que o valor de R_B

depende das propriedades químicas da bateria e da temperatura. Para além da densidade de energia e potência, já apresentadas na Secção 3.1, todos os tipos de bateria partilham os seguintes parâmetros: capacidade, tensão, auto-descarga, profundidade de descarga (*depth of discharge*), estado de carga (*state of charge*) e efeitos da temperatura.

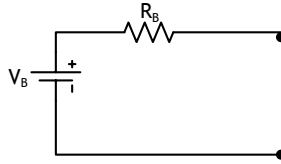


Figura 3.2: Circuito equivalente de uma bateria.

A capacidade da bateria, C , é a carga eléctrica total que pode ser extraída a partir da bateria completamente carregada sob condições específicas de descarga (taxa de descarga, tensão final e temperatura). Por vezes, a capacidade da bateria também é expressa em Ah (ampere-hora), sendo que 100 mAh é equivalente a 1 C. A tensão de circuito aberto de uma bateria depende do potencial normal dos materiais activos utilizados bem como da quantidade de carga interna armazenada, q , restante. A curva de descarga da bateria mostra como é que a tensão fornecida a uma certa carga varia com a quantidade de carga interna armazenada, q , restante ou como é que varia com o tempo. A tensão nominal é a tensão geralmente aceite como o valor típico quando a bateria se encontra no processo de descarga. A auto-descarga é a descarga que uma bateria tem devido às reacções químicas sem que a bateria seja utilizada. A auto-descarga aumenta com o aumento da temperatura enquanto que a profundidade de descarga ou *depth of discharge*, indica a quantidade de carga que tem sido extraída da bateria ao passo que o estado da carga ou *state of charge* indica a quantidade de carga remanescente na bateria.

A taxa de reacções químicas tem uma proporcionalidade directa com o aumento da temperatura pelo que o limite inferior para a faixa de temperatura operacional da bateria é parcialmente determinada pelo ponto de congelamento do electrólito que constitui a bateria.

Como foi mencionado no início desta secção, um dos tipos de baterias existentes são as baterias recarregáveis, também denominadas de secundárias. O outro tipo existente são as baterias primárias que não são recarregáveis. A principal diferença entres estes dois tipos de baterias reside nesse mesmo facto, isto é, as baterias secundárias são recarregáveis enquanto que as primárias não são. Para além disso, o significado de tempo de vida (*lifetime*) é diferente para cada um dos tipos de bateria. Nas baterias primárias o tempo de vida é limitado pela sua auto-descarga e normalmente é definido como o tempo requerido para a bateria atingir 90 % da sua capacidade original. Em contraste, o tempo de vida das baterias secundárias é definido como a duração do desempenho satisfatório medido em anos ou em número de ciclos de carga/descarga (ciclo de vida). O critério para o fim de vida de uma bateria secundária é tipicamente definido como o tempo requerido para a bateria atingir 80 % da sua capacidade original. O número de ciclos de carga/descarga aumenta tipicamente com a redução da profundidade de descarga, já definida anteriormente. Normalmente, as baterias secundárias têm densidade de energia mais reduzida do que as baterias primárias, uma vez que as baterias secundárias exigem um projecto que facilite a recarga e maximize o ciclo de vida. Para além disso, as baterias secundárias também apresentam auto-descargas elevadas, o que compromete a sua utilização como fonte

de energia principal em nós sensores numa RSSF.

3.3 Supercondensador

Os supercondensadores, também conhecidos como ultracondensadores ou condensadores electroquímicos de dupla camada têm emergido como unidades de armazenamento de energia para aplicações que requerem elevadas densidades de potência. Os supercondensadores são constituídos por dois eléctrodos, um electrólito e um material separador que evita o contacto eléctrico entre os dois eléctrodos, sendo permeável à passagem de iões mas impermeável às cargas eléctricas. Normalmente, os dois eléctrodos são constituídos por carbono, metais óxidos ou polímeros condutores. Já o electrólito pode ser de dois tipos: orgânico ou aquoso. Os electrólitos orgânicos fornecem tensões e densidades de energia mais elevadas do que os electrólitos aquosos.

Após a aplicação de um campo eléctrico através do supercondensador, os iões no electrólito podem dissociar-se e viajar em direcção à superfície do eléctrodo com carga oposta, como se pode observar na Figura 3.3.

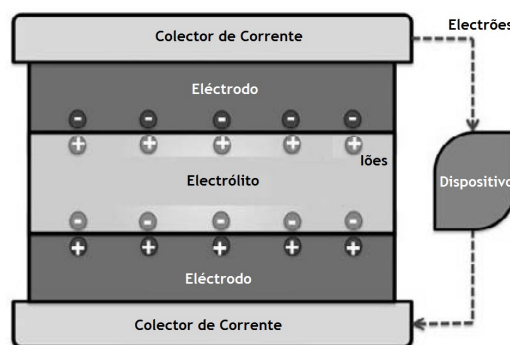


Figura 3.3: Esquema de um supercondensador (adaptado de [BeWh10]).

O processo de armazenamento de energia é puramente electrostático pelo que a tensão do supercondensador, V , varia linearmente com a carga armazenada, q . A capacidade resultante, C , medida em *farad*, F , pode ser determinada a partir da expressão (3.4):

$$C = \frac{q}{V} \quad (3.4)$$

Devido à ausência de reacções químicas, teoricamente, durante o período normal de funcionamento não existem fenómenos irreversíveis e portanto, os supercondensadores devem operar por um período de tempo indeterminado.

O circuito equivalente de um supercondensador é apresentado na Figura 3.4, onde o condensador, com uma capacidade, C , define a energia armazenada. A resistência série equivalente (*Equivalent Serie Resistance*, ESR) engloba a resistência do eléctrodo ao movimento das cargas, a resistência do electrólito ao movimento dos iões e a resistência dos contactos. A resistência paralela equivalente (*Equivalent Parallel Resistance*, EPR) descreve as fugas de corrente no supercondensador quando este está em modo *stand-by* [YaZX06]. Apesar da ESR ter tipicamente valores reduzidos, na ordem dos $m\Omega$, tem uma grande influência na eficiência e na densidade de potência do supercondensador, pois a ESR restringe o fluxo de corrente a partir e para o

condensador. Por outro lado, a EPR apresenta valores elevados, na ordem das centenas de $k\Omega$, o que explica as fugas de corrente reduzidas destes dispositivos.

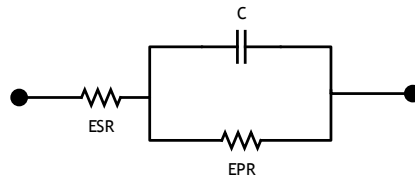


Figura 3.4: Circuito equivalente de um supercondensador.

No sentido de calcular os parâmetros do circuito equivalente do supercondensador apresentado na Figura 3.4 são necessários efectuar alguns testes. Para obter o valor da capacidade, C , em [ShBh10], é sugerido medir a variação da energia ao longo do processo de carga e descarga quando é aplicada e retirada uma potência constante ao condensador. Nestas condições, C é determinado através da evolução do estado do circuito entre dois instantes de tempo diferentes (t_1 e t_2), utilizando a expressão (3.5), onde o integral representa a variação de energia do circuito ao longo do tempo:

$$C = \frac{2 \int_{t_1}^{t_2} v i dt}{(V_1^2 - V_2^2)} \quad (3.5)$$

Para medir a ESR, considera-se que a EPR é nula, e vice-versa, sendo que este procedimento não implica a perda de precisão, dado que as constantes de tempo associadas a cada uma das resistências são completamente diferentes. Desta maneira, ignorando a EPR, a ESR pode ser calculada de duas maneiras: a primeira consiste em carregar o condensador até à sua tensão nominal e depois descarregá-lo através de uma resistência conhecida avaliando a tensão que atravessa esta. O segundo método necessita que o supercondensador esteja completamente descarregado, sendo posteriormente aplicada uma corrente AC constante. Medindo a queda de tensão no supercondensador, é possível calcular o valor da ESR para a frequência escolhida. O condensador deve estar em curto-circuito. Por fim, o valor da EPR é encontrado através do processo de carga do supercondensador para uma tensão específica e posteriormente deixa-se o supercondensador em circuito aberto durante um longo período de tempo. A queda de tensão aos terminais do supercondensador ao longo desse período de tempo pode ser descrita pela equação de descarga de um condensador, expressão (3.6). O valor da EPR é retirado da expressão (3.6).

$$V_f = V_i e^{-\frac{(t_2 - t_1)}{EPR \times C}} \quad (3.6)$$

3.4 Comparação entre Tecnologias de Armazenamento de Energia

A tecnologia de armazenamento de energia numa RSSF baseia-se tipicamente em baterias secundárias, isto é, recarregáveis. Apesar das baterias secundárias apresentarem capacidades elevadas, o número de ciclos de vida é limitado e há uma incapacidade de reter a carga total por longos períodos de tempo, o que viabiliza a substituição da bateria ao fim de um ano

ou dois [SiCh08]. Dado que o mecanismo de armazenamento de energia dos supercondensadores é puramente electrostático, em oposição ao processo electroquímico que é utilizado nas baterias, o número de ciclos de vida é praticamente ilimitado. Para além disso, os supercondensadores também conseguem recuperar a partir de flutuações rápidas de potência sem que seja causada qualquer deterioração. Outras vantagens que os supercondensadores apresentam são a elevada eficiência no ciclo carga/descarga, em conjunto com os rápidos tempos de carga/descarga. Na Tabela 3.1 apresentam-se alguns parâmetros com os respectivos valores típicos para baterias e supercondensadores, enquanto que na Tabela 3.2 apresenta-se uma comparação entre baterias e supercondensadores disponíveis no mercado para aplicações de RSSF.

Tabela 3.1: Parâmetros com os respectivos valores típicos relativos a tecnologias de armazenamento de energia (adaptado de [SJMRO8]).

Parâmetro	Bateria	Supercondensador
Densidade de Energia (Wh/kg)	10 - 100	1 - 10
Densidade de Potência (W/kg)	< 1000	< 10000
Ciclos de vida	1000	> 500000
Eficiência	0.7 - 0.85	0.85 - 0.98
Tempo de Descarga	0.3 - 3 h	0.3 - 30 s
Tempo de Carga	1 - 5 h	0.3 - 30 s

Tabela 3.2: Comparação entre baterias e supercondensadores disponíveis no mercado para nós sensores (adaptado de [SiCh08]).

	Baterias			Supercondensadores	
	Panasonic HHR210AA/B	Panasonic CGR17500	Panasonic BR-AG	Maxwell PC10	Maxwell BCAP350
Tipo de Armazenamento	Ni-MH	lão Lítio	Lítio	10F Supercond.	350F Supercond.
Ciclos de Carga Completa	300	500	0	500000	500000
Capacidade (mAh)	2000	830	2200	6.9	243
Tensão Nominal (V)	1.2	3.6	3	2.5	2.5
Temperatura de Operação (°C)	-10 a 65	-20 a 60	-40 a 85	-40 a 70	-40 a 65
Taxa de Auto-Descarga	< 30%/mês	< 10%/mês	< 1%/mês	< 0.04 mA, < 30%/mês	< 1 mA, < 30%/mês
Tempo de vida (a 25 °C)	< 3 anos	< 5 anos	≈ 10 a 20 anos	10 a 20 anos	10 a 20 anos

Da análise das Tabelas 3.1 e 3.2 pode-se concluir que uma das desvantagens dos supercondensadores são os seus elevados valores de auto-descarga bem como as reduzidas densidades de energia comparativamente com as baterias. Nos restantes parâmetros, os supercondensadores praticamente que superam as baterias, à excepção da capacidade, que normalmente é mais elevada nas baterias.

Apesar de nas secções anteriores se terem apresentado individualmente as principais características relativamente às baterias e supercondensadores, na Secção 3.6 apresentar-se-á a adição de um supercondensador a uma bateria, constituindo assim um sistema de armazenamento de energia híbrido e avaliar-se-á o seu desempenho.

3.5 Perfil de Consumo de Nós Sensores

Os nós sensores numa RSSF têm um perfil de consumo tipicamente de uma carga pulsada. Este perfil de consumo é devido a dois principais estados que os nós sensores têm: o estado activo e o estado inactivo ou *sleep*. O consumo de corrente no estado inactivo, $I_{inactivo}$, é na ordem dos microamperes enquanto que o consumo de corrente no estado activo, I_{activo} , é da ordem dos miliamperes. A Figura 3.5 apresenta o consumo de corrente de um nó sensor, onde, T , t_{activo} e $t_{inactivo}$ representam os intervalos de tempo do período, do estado activo e do estado inactivo ou *sleep*, respectivamente. I_o representa a diferença entre o consumo de corrente no estado activo e no estado *inactivo*, $I_o = I_{activo} - I_{inactivo}$.

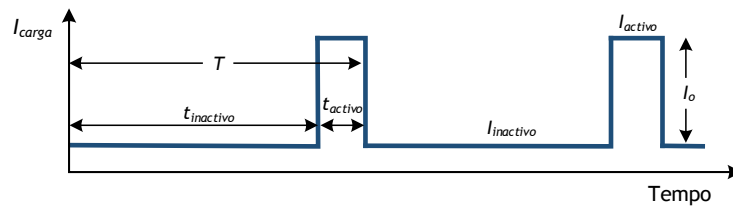


Figura 3.5: Consumo de corrente de um nó sensor.

O consumo de corrente médio, $I_{médio}$, é dado por:

$$I_{médio} = D \times I_o + I_{inactivo} \quad (3.7)$$

onde, D é o *duty cycle* definido como, $D = t_{activo}/T$. T , t_{activo} e $t_{inactivo}$ estão definidos na Figura 3.5. Como se pode constatar, o *duty cycle* influencia directamente o consumo de corrente de um nó sensor. Para que esse consumo seja minimizado, o *duty cycle* deve ser reduzido. Para além do *duty cycle*, o consumo de corrente médio de um nó sensor também é bastante afectado pelo consumo de corrente no estado activo e no estado *inactivo*, como se pode observar analisando a expressão (3.7).

A principal forma de alimentar um nó sensor é através de uma bateria, no entanto, a escolha de uma bateria adequada não é uma tarefa fácil devido às suas principais restrições (tensão, efeitos da temperatura, densidade de energia) já apresentadas na Secção 3.2. Quando a tensão da bateria desce abaixo do valor mínimo de tensão que permite alimentar o nó sensor, este pára de funcionar, sendo imediatamente bloqueada a extração de energia que ainda existe na bateria e em seguida, é reduzida a duração de funcionamento do nó sensor.

Adicionalmente, existem algumas perdas de energia e potência devido à impedância interna da bateria. Uma maneira de diminuir a impedância interna da bateria é aumentar a área de contacto para a reacção electroquímica. Contudo, esta opção reduz a densidade de energia e torna as fugas na bateria mais elevadas provocando também uma redução na duração de funcionamento do nó sensor [LiRe02].

Uma alternativa consiste em colocar um supercondensador em paralelo com a bateria, no sentido de reduzir a impedância equivalente desta unidade de armazenamento conhecida por sistema de armazenamento de energia híbrido.

3.6 Sistema Híbrido

3.6.1 Introdução

Um sistema de armazenamento híbrido é constituído por uma bateria e um supercondensador em paralelo. Se a bateria for a única fonte de energia para um nó sensor numa RSSF, que tipicamente é caracterizada por ser equivalente a uma carga pulsada, então a bateria tem de suportar exclusivamente toda a carga que lhe for exigida durante um curto período de tempo, como é característico das cargas pulsadas. Esse facto afecta significativamente o tempo de vida útil da bateria bem como a tensão aos seus terminais [GaDL05]. Se se utilizar um sistema de armazenamento de energia híbrido então este problema pode ser resolvido [SJMR08]. Actualmente, e de acordo com [KuAh11] os sistemas de armazenamento de energia híbridos podem ser de três tipos:

- Passivos;
- Semi-Activos;
- Activos.

Neste trabalho, e mais concretamente nesta secção apenas serão abordados os sistemas de armazenamento de energia híbridos passivos.

Em [DoLW02] e [HWDW02], apresentam-se sistemas de armazenamentos de energia híbridos, e demonstra-se que a combinação de supercondensadores e baterias consegue alcançar um tempo de vida mais longo, comparativamente com a utilização de baterias sob condições em que a carga é pulsada. A principal característica deste tipo de sistemas é a ligação em paralelo entre o supercondensador e a bateria. Desta maneira, ocorre a partilha de potência entre ambos que é determinada pelas respectivas resistências. A tensão aos terminais de um sistema deste tipo é uma tensão não regulada, seguindo o perfil da curva de descarga de uma bateria. A tensão aos terminais pode também variar consideravelmente entre o valor de tensão quando o sistema está totalmente carregado e o valor de tensão quando o sistema está totalmente descarregado.

Mais concretamente, em [DoLW02], é proposta uma formulação analítica onde se prova que um sistema híbrido consegue picos de potência mais elevados bem como ciclos de vida mais longos do que o uso de uma única bateria como sistema de armazenamento de energia. Contudo neste estudo não foram apresentados resultados experimentais e a duração dos ciclos de vida apenas é feita do ponto de vista energético, não considerando o efeito da queda de tensão nos terminais da bateria. Já em [HWDW02] utilizou-se uma bateria de iões de lítio de 1.2 Ah em paralelo com um supercondensador com capacidades diferentes, um de 5 F e outro de 50 F. Quando se considerou o supercondensador com uma capacidade de 50 F, o tempo de vida útil deste sistema híbrido é aumentado em cerca de 5 % relativamente à utilização de uma única bateria.

3.6.2 Formulação Analítica

A formulação analítica do sistema de armazenamento de energia híbrido é feita com base no seu modelo eléctrico, representado na Figura 3.6, onde também está presente uma carga pulsada que representa um nó sensor numa RSSF.

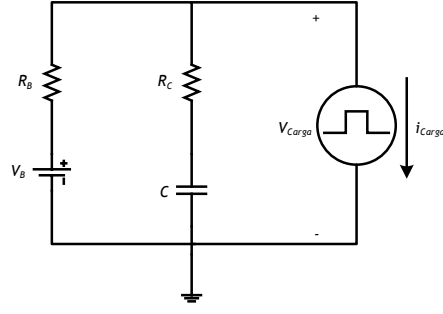


Figura 3.6: Modelo eléctrico do sistema de armazenamento de energia híbrido e na ligação ao nó sensor (carga pulsada).

Apesar de na Figura 3.6 não se apresentar a resistência de fugas, R_{fugas} , que representa a resistência que corresponde à existência da corrente de fugas da unidade de armazenamento, I_{fugas} , esta será considerada nas expressões que serão apresentadas para calcular a tensão e a potência na carga.

Assumindo que a tensão na bateria, V_B , é constante e que a tensão inicial no condensador é igual a V_B , a tensão na carga, V_{carga} , durante N pulsos é dada por:

$$\begin{aligned}
 V_{carga}(NT + t) &= V_B - (I_{inactivo} + I_{fugas})R_B - I_oR_B \\
 &\times \left[1 - \frac{R_B}{R_B + R_C} e^{-\omega_\beta t} \left(\frac{1 - e^{-\omega_\beta(T - t_{activo})}}{1 - e^{-\omega_\beta T}} \right) \right] \\
 &- \left(1 - \frac{R_B}{R_B + R_C} e^{-\omega_\beta t} e^{-\omega_\beta t_{activo}} \right) \\
 &[u(t - NT - t_{activo}) - u(t - NT - T)]
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

onde, I_{fugas} é a corrente de fugas da unidade de armazenamento, $u(t)$ é a função degrau unitário e $\omega_\beta = 1/((R_B + R_C)C)$. $I_{inactivo}$, T e t_{activo} já foram definidos anteriormente, na Secção 3.5, mais concretamente na Figura 3.5. Esta aproximação é suficientemente boa para se observar $NT > (10/\omega_\beta)$ [PeGa10]. No fim do tempo activo, a tensão na carga será mínima e com um valor de:

$$V_{carga}(NT + t_{activo}) = V_B - \Delta V_{carga} \tag{3.9}$$

onde a queda de tensão máxima na impedância interna da bateria é dada por:

$$\Delta V_{carga} = V_{inactivo_fugas} + I_oR_B \left[1 - \frac{R_B}{R_B + R_C} \frac{e^{-\omega_\beta t_{activo}} - e^{-\omega_\beta T}}{1 - e^{-\omega_\beta T}} \right] \tag{3.10}$$

e $V_{inactivo_fugas} = (I_{inactivo} + I_{fugas})R_B$. Por outro lado, a potência média na carga (\bar{P}_{carga}) pode ser calculada como:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{carga} = & \frac{1}{T} \int_0^T V_{carga}(NT + t) \cdot i_{carga} \cdot dt \\ & \frac{I_o \cdot t_{activo}}{T} \left[V_B - V_{inactivo_fugas} - I_o R_B + I_o \frac{R_B^2}{R_B + R_C} \times \frac{(1 - e^{-\omega\beta(T-t_{activo})})(1 - e^{-\omega\beta t_{activo}})}{\omega\beta t_{activo}(1 - e^{-\omega\beta T})} \right] \\ & + I_{inactivo} \left(V_B - V_{inactivo_fugas} - I_o R_B \frac{t_{activo}}{T} \right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

e a potência de perdas média, \bar{P}_{loss} , é dada por:

$$\bar{P}_{loss} = \bar{P}_B + \bar{P}_{carga} \quad (3.12)$$

onde,

$$\bar{P}_B = V_B(I_o \cdot D + I_{fugas} + I_{inactivo}) \quad (3.13)$$

é a potência média fornecida pela bateria.

Apesar de anteriormente se ter assumido que V_B era constante, na realidade, a tensão na bateria diminui com a quantidade de carga extraída, Q . O tempo de vida útil aumenta à medida que a corrente de descarga ou o limiar de tensão diminuem. Com uma aproximação de primeira ordem, V_B diminui linearmente com Q de acordo com a expressão (3.14):

$$V_B(t) = V_{B0} - kQ(t) \quad (3.14)$$

onde V_{B0} corresponde à tensão de circuito aberto da bateria quando está totalmente carregada e k (em volts por ampere-segundos) é uma constante que pode ser retirada a partir dos gráficos de descarga. A Figura 3.7 representa a variação de V_{carga} e V_B , expressões (3.9) e (3.14), em função de Q .

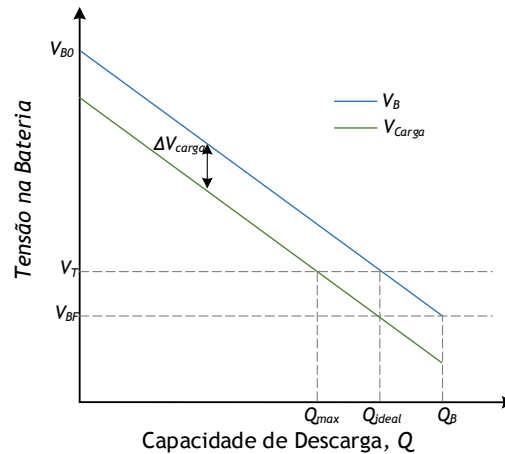


Figura 3.7: Aproximação linear da tensão na bateria, V_B , representada pela linha azul e da tensão na carga, V_{carga} , representada pela linha verde, ambas em função da capacidade de descarga (adaptado de [PeGa10]).

Como se pode observar na Figura 3.7, o desvio entre as duas expressões aumenta à medida que ΔV_{carga} também aumenta. Q_{max} é a carga máxima que pode ser extraída abaixo do valor limiar de tensão da bateria, V_T , Q_{ideal} é a carga que é extraída quando $\Delta V_{carga} = 0$ e Q_B

corresponde à carga total disponível na bateria. V_{BF} corresponde à tensão de circuito aberto da bateria quando a carga remanescente é nula. Quando $V_T = V_{BF}$ então $Q_{ideal} = Q_B$. A carga relativa extraída é dada por:

$$\frac{Q_{max}}{Q_{ideal}} = 1 - \frac{\Delta V_{carga}}{(V_{B0} - V_T)} \quad (3.15)$$

onde ΔV_{carga} pode ser calculado a partir da expressão (3.10). Assume-se que $V_{B0} > V_T > V_{BF}$. O tempo de vida útil, t_r , pode ser estimado através de:

$$t_r = \frac{Q_{max}}{DI_o + I_{inactivo} + I_{fugas}} \quad (3.16)$$

Da expressão (3.16), conclui-se que o tempo de vida útil aumenta com a diminuição do *duty cycle*, D . Também se constata que se Q_{max} e o tempo de vida útil, t_r , aumentarem então o valor de ΔV_{carga} irá diminuir, contudo $I_{inactivo}$ e I_{fugas} têm uma contribuição no tempo de vida útil fundamental pelo que se tiverem valores demasiado elevados, o aumento no tempo de vida útil fica comprometido. De acordo com [PeGa10] o valor mínimo para ΔV_{carga} é alcançado sempre que:

$$C \gg \frac{T}{(R_C + R_B)} \quad (3.17)$$

A partir da expressão (3.15) o valor máximo permitido para a queda de tensão, $\Delta V_{carga,max}$, pode ser deduzido para um certo valor de Q_{max} . O valor óptimo da capacidade a utilizar (valor mínimo) pode ser calculado, e aproximado sempre que $R_C \gg R_B$, pela expressão (3.18):

$$C > \frac{I_o t_{activo}}{\Delta V_{carga,max} - (I_{inactivo} + I_{fugas})R_B - I_o R_C} \quad (3.18)$$

Como se pode observar na expressão (3.18) o valor óptimo da capacidade a utilizar aumenta com o aumento de I_o , t_{activo} e R_C e com a diminuição de $\Delta V_{carga,max}$.

3.6.3 Sumário e Conclusões

O sistema de armazenamento de energia híbrido apresentado analiticamente na Secção 3.6.2 foi testado em [PeGa10], no qual foi utilizada uma bateria de lítio secundária ML 2016 da Maxell e um supercondensador *BZ Series* de 0.1 F da AVX.

Como carga foi utilizado um nó sensor constituído por um sensor de temperatura e um módulo *ZigBee* que inclui um microcontrolador e um emissor/receptor rádio. Foram trocados pacotes de dados com outro nó sensor a cada 1.5 segundos. Os resultados experimentais apresentaram um aumento no tempo de vida útil de 16 % comparativamente com um sistema em que se utilizou apenas uma bateria, isto para temperaturas entre $24^\circ C$ e $26^\circ C$. Para temperaturas inferiores, nomeadamente a $-15^\circ C$, o aumento no tempo de vida útil do sistema híbrido foi de 130 % relativamente a uma bateria, o que é explicado pela redução da actividade química e pelo aumento da resistência interna da bateria a reduzidas temperaturas.

Outro factor importante relaciona-se com a queda de tensão na bateria e no sistema híbrido ao longo do tempo, que é significativamente mais elevado (cerca de 90 %) quando se utilizou uma bateria comparativamente com o sistema híbrido. A utilização de um redutor de tensão DC (*buck converter*) entre o sistema híbrido e a carga permitiu estender o tempo de vida útil em cerca de 33 % o que representa um valor mais elevado do que quando não se utilizou o redutor de tensão DC (aumento de apenas 16 %).

Pode concluir-se que a adição de um adequado supercondensador, em paralelo com a elevada impedância da bateria, aumenta a corrente e a potência que se consegue extrair de um sistema deste tipo, conhecido por, sistema híbrido. Desta maneira, o tempo de vida útil de um nó sensor que seja alimentado com este tipo de sistema pode ser prolongado através da diminuição da queda de tensão interna que, como se verificou, é de 90 % inferior num sistema híbrido do que numa bateria. Esta solução permite extrair uma quantidade de energia mais elevada a partir da bateria, onde as perdas de potência são também mais reduzidas, contribuindo assim para o aumento da eficiência de transferência de energia extraída para o nó sensor.

Capítulo 4

Caracterização de um Sistema de Recolha de Energia Electromagnética

4.1 Visão geral do sistema

O sistema de recolha de energia electromagnética é constituído pelos blocos apresentados na Figura 4.1.

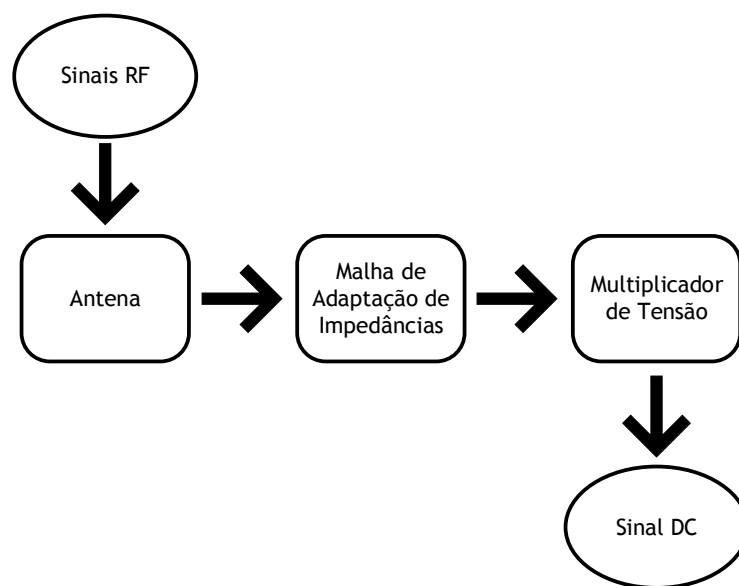


Figura 4.1: Esquema de blocos do sistema de recolha de energia RF desenvolvido.

De uma forma global, o funcionamento do sistema tem por base os seguintes aspectos: através da utilização de uma antena têxtil é recolhida a energia RF presente no ambiente à volta do sistema. A antena escolhida para a recuperar a energia deve ser capaz de recolher energia nas frequências desejadas, em que o seu ganho deve ser o mais elevado possível. Para que o nível de tensão da energia que atinge o multiplicador seja o mais elevado possível, entre o multiplicador de tensão e a antena encontra-se uma malha de adaptação de impedâncias que deve ser capaz de colocar a impedância do multiplicador perto de 50Ω , que é a impedância característica da antena. A energia recolhida pela antena atravessa a malha de adaptação de impedâncias e atinge o multiplicador de tensão, que deve ser capaz de elevar o valor de tensão até um valor considerado aceitável, dependendo do tipo de carga que se pretende alimentar.

Dado que se trata de um sistema de recolha de energia do ambiente onde os valores de potência eléctrica que se conseguem obter são reduzidos, deve-se ter cuidado em minimizar as perdas nos diversos blocos que constituem o sistema. O bloco multiplicador de tensão é um bloco de extrema importância uma vez que condiciona fortemente o funcionamento do sistema e como tal será neste bloco onde se concentrarão as maiores atenções. É necessário garantir que o multiplicador de tensão funciona nas frequências desejadas, minimizando as perdas, uma vez

que é entre este bloco de amplificação e a antena que está a origem da maior parte das perdas do sistema. Para além disso, todos os componentes que constituem os sistema de recolha de energia RF devem ser escolhidos com cuidado para garantir que os mesmos estão otimizados para operar nas frequências e níveis de potências pretendidos.

Nas próximas secções são apresentadas as oportunidades espectrais identificadas nas cidades de Lisboa e da Covilhã, as antenas têxteis para recolha de energia RF, uma introdução às malhas de adaptação de impedâncias e o rectificador de conversão RF-DC (multiplicador de tensão).

4.2 Oportunidades Espectrais

No ambiente há uma enorme variedade de fontes de energia onde é possível fazer o aproveitamento das ondas electromagnéticas existentes. Dado que o primeiro bloco que constitui o sistema de recolha de energia é a antena, como foi apresentado na Figura 4.1, para se projectar a antena é necessário primeiramente avaliar o espectro electromagnético.

No sentido de identificar as oportunidades espectrais que o ambiente electromagnético oferece, foram efectuadas medições da densidade de potência através do analisador de espectros NARDA¹ com uma antena de medição (Figura 4.2) em 40 localizações diferentes na cidade da Covilhã e de Lisboa e numa gama de frequência entre 75 e 3000 MHz. As medições abrangeram ambientes interiores e exteriores e através destas pode-se decidir qual ou quais as melhores gamas de frequências que devem ser utilizadas para projectar as antenas de recolha de energia RF bem como adequar os circuitos de recolha de energia RF a essas frequências e densidades de potências.

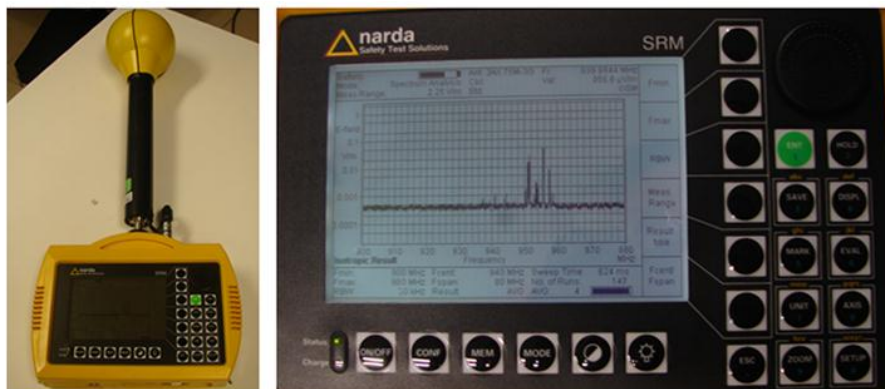


Figura 4.2: Analisador de espectros NARDA-SMR.

Para converter o campo eléctrico medido pelo analisador de espectros para a potência recebida, P_r , considera-se a densidade de potência, P_d , em watts por metro quadrado (W/m^2). Para calcular a potência recebida em função da densidade de potência, considera-se a área efectiva da antena receptora, A_e , e o ganho da antena, $G=1$ (0 dBi), segundo a seguinte expressão:

$$P_d[W/m^2] = \frac{|E|^2}{120 \cdot \pi} \quad (4.1)$$

onde P_d é a densidade de potência em W/m^2 e E é o campo eléctrico, em V/m. A área efectiva da antena é dada por:

¹<http://www.narda-sts.com/cockpit/index.php?mp=Home&lang=02> (acedido em Fevereiro de 2013)

$$A_e[m^2] = \frac{\lambda^2 \cdot G}{4 \cdot \pi} \quad (4.2)$$

onde A_e é a área efectiva da antena em metros quadrados (m^2), G é o ganho da antena e λ é o comprimento de onda, em metros. Finalmente, a potência recebida é dada por:

$$P_r[W] = P_d \cdot A_e \quad (4.3)$$

$$P_r[dBm] = 10 \cdot \log \frac{P_r[W]}{0.001} \quad (4.4)$$

onde a expressão (4.3) é dada em watts (W) e a expressão (4.4) é dada em dBm.

Para decidir quais são as melhores gamas de frequência a utilizar na recolha de energia RF nas localizações onde foram efectuadas as medições, calculou-se a potência média recebida, \bar{P}_r , numa gama de frequências entre 75 e 3000 MHz. A potência média recebida é dada por:

$$\bar{P}_r[W] = \frac{\sum_{i=1}^n P_{r_i}[W]}{n} \quad (4.5)$$

onde n é o número de medições efectuadas na mesma localização para cada frequência, no interior e exterior dos edifícios. A potência média recebida, em dBm, é dada por:

$$\bar{P}_r[dBm] = 10 \cdot \log \frac{\bar{P}_r[W]}{0.001} \quad (4.6)$$

Os resultados das medições efectuadas em ambientes interiores é apresentado na Figura 4.3, enquanto que os resultados das medições efectuadas em ambientes exteriores é apresentado na Figura 4.4.

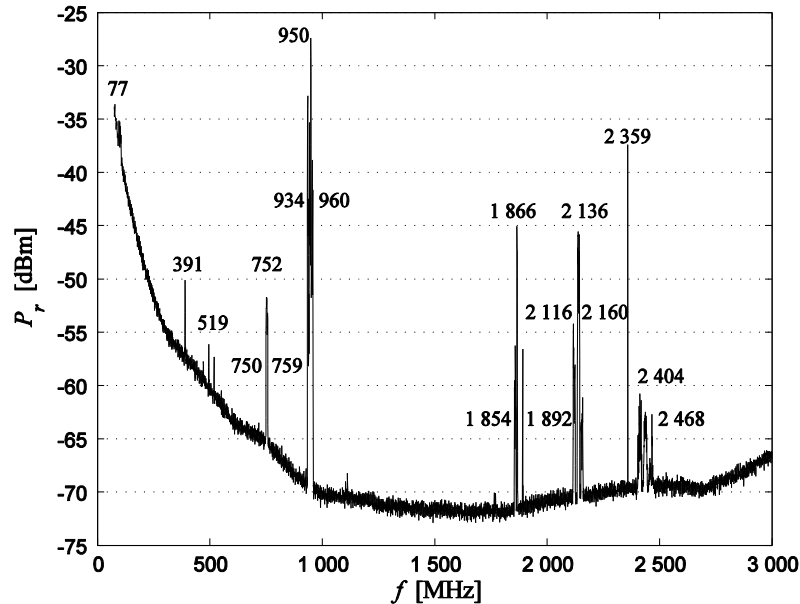


Figura 4.3: Potência recebida média para as medições efectuadas em ambientes interiores.

De acordo com as Figuras 4.3 e 4.4, os conjuntos de gama de frequências com potência disponível mais elevada são:

- 79 a 96 MHz (estações de rádio);

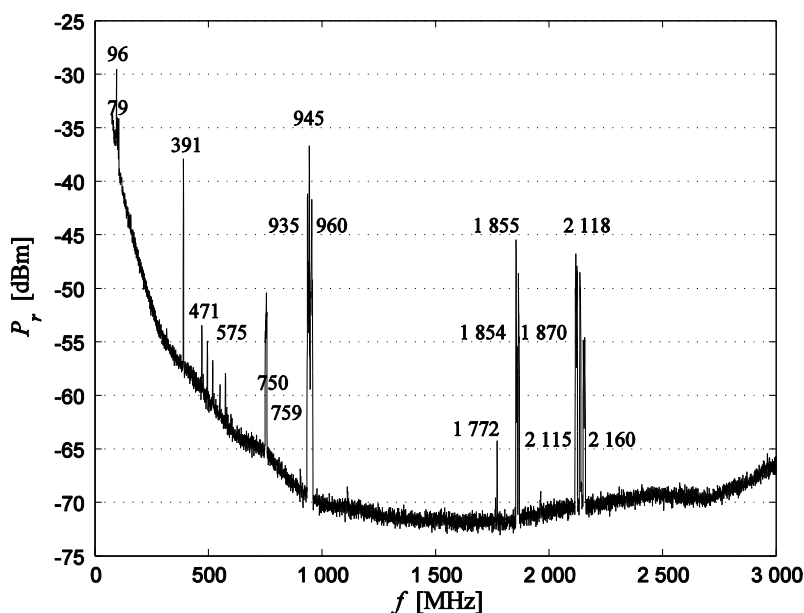


Figura 4.4: Potência recebida média para as medições efectuadas em ambientes exteriores.

- 390 a 392 MHz (estações de emergência);
- 750 a 759 MHz (estações de televisão);
- 934 a 960 MHz (estações GSM900);
- 1763 a 1773 MHz (estações GSM1800);
- 1 854 a 1870 MHz (estações GSM1800);
- 2115 a 2160 MHz (estações UMTS);
- 2359 MHz (Aplicações SAP²/SAB³ e estações amadoras);
- 2404 a 2468 MHz (Wi-Fi).

Do conjunto de gama de frequências apresentado anteriormente, os que se apresentam como os mais promissores, isto é, aqueles que apresentam um sinal mais elevado e ao mesmo tempo são oriundos de estações que emitem sinais de RF bem conhecidos, nomeadamente para comunicações móveis, são os conjuntos de frequências que englobam as estações GSM900 e GSM1800.

Desta maneira, e dado que a estação GSM900 é a que tem o sinal mais elevado de potência recebida, cerca de -27 dBm em ambientes interiores, será concebido um rectificador/multiplicador de tensão que consiga operar com uma frequência central de 945 MHz, correspondente à gama de frequências de 934 a 960 MHz. Apesar do objectivo principal consistir em recolher energia apenas na banda GSM900, apresentar-se-ão duas antenas diferentes, uma com uma única banda (GSM900) e outra com duas bandas (GSM900 e GSM1800), uma vez que na gama de frequências de 1854 a 1870 MHz os sinais de potência recebida também têm valores elevados.

²Serviços Auxiliares de Produção de Programas: suportam as actividades levadas a cabo na elaboração de programas, tais como, filmes, publicidade, vídeos empresariais, concertos, teatro e actividades similares não previstas para radiodifusão ao público em geral

³Serviços Auxiliares de Radiodifusão: suportam as actividades dos operadores dos serviços de radiodifusão na produção dos seus programas.

4.3 Antenas

A partir das medições realizadas e da análise apresentada na Secção 4.2, concluí-se claramente que as bandas de frequência mais adequadas para recolha de energia é a GSM900 e como alternativa é a banda GSM1800. Desta maneira, propõe-se uma implementação possível de duas antenas têxteis do tipo monopolo adequadas para introduzir em vestuário para aplicações utilizadas junto ao corpo (*body-worn applications*), no âmbito das WBAN, uma a operar na banda GSM900, que na Europa abrange as frequências de 880 MHz até 960 MHz, e outra antena com duas bandas de operação, GSM900 e GSM1800, sendo que esta última banda tem uma gama de frequências preferenciais entre os 1710 MHz e 1880 MHz.

Os principais parâmetros que permitem avaliar o desempenho das antenas são os seguintes:

- Perdas de retorno, S_{11} , e coeficiente de onda estacionária (*Voltage Standing Wave Ratio*, VSWR);
- Diagrama de radiação;
- Ganho e directividade;
- Eficiência de radiação.

As antenas caracterizam-se por possuírem uma determinada largura de banda com uma certa frequência de ressonância. A frequência de ressonância é determinada pela resposta da impedância da antena. Surge uma frequência de ressonância em todas as frequências onde ocorre um máximo da parte real da impedância e uma inflexão da parte imaginária da impedância. Por outro lado, para se ter uma melhor ideia da largura de banda de uma antena, pode observar-se a variação das perdas de retorno da antena, que é representado pelo parâmetro S_{11} (também denominado de coeficiente de reflexão). Este parâmetro define a relação entre o sinal que é injectado na antena e o sinal que é reflectido pela mesma. Esta reflexão ocorre por existir uma desadaptação de impedâncias, que é tanto maior quanto maior for a desadaptação. Desta maneira, as perdas de retorno, ou o parâmetro S_{11} atinge um mínimo quando existe uma perfeita adaptação da impedância da antena, que ocorre na frequência para a qual a impedância da antena tem um valor real o mais próximo de 50Ω e um valor imaginário de 0Ω . Considerando a impedância, $Z_{in} = R + jX$, e uma impedância de referência, Z_0 , o parâmetro S_{11} , em unidades lineares, é dado pela expressão (4.7):

$$S_{11_{linear}} = \left(\frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right) = \frac{R + jX - Z_0}{R + jX + Z_0} \quad (4.7)$$

O valor absoluto (ou amplitude) da expressão (4.7) situa-se sempre entre 0 e 1, no caso de existir uma perfeita adaptação ou desadaptação, respectivamente. Normalmente, e em termos gráficos, o parâmetro S_{11} é representado em decibéis (dB) e, desta maneira, é dado pela expressão (4.8):

$$S_{11_{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(S_{11_{linear}}) \quad (4.8)$$

A largura de banda típica de uma antena define-se como o intervalo de frequências para as quais o retorno é inferior a um décimo do sinal injectado na antena, o que significa que são todas as frequências cujo valor do parâmetro S_{11} se encontra abaixo de -10 dB. Por vezes também é indicado outro parâmetro para determinar a largura de banda de uma antena, denominado

de coeficiente de onda estacionária, VSWR. Por definição, o VSWR é a razão entre os valores máximo e mínimo da envolvente num sistema com onda estacionária e pode ser definido como:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11_{linear}}|}{1 - |S_{11_{linear}}|} \quad (4.9)$$

O VSWR varia entre 1 (reflexão nula) e infinito (reflexão total). Para determinar a largura de banda de uma antena, geralmente, considera-se a gama de frequências com VSWR inferior a 2.

Outra característica importante das antenas é o seu diagrama de radiação, que pode ser definido como a representação gráfica das propriedades radiantes da antena em função da direcção. As propriedades radiantes são a amplitude, a fase e a polarização do campo electromagnético. O diagrama de radiação refere-se a uma representação tridimensional, mas normalmente é apresentado por vários cortes bidimensionais. Os cortes usualmente utilizados referem-se ao plano *E* (plano formado pela direcção do vector campo eléctrico e direcção de máxima radiação) e plano *H* (plano formado pela direcção do vector campo magnético e direcção de máxima radiação).

O ganho de uma antena está directamente relacionado com a directividade da mesma, sendo que ambos descrevem a distribuição da radiação da antena pelo espaço à volta desta. Uma antena que radia da mesma maneira em todas as direcções, terá directividade igual a 1 e denomina-se por antena isotrópica.

A directividade é representada por um índice numérico que mede a capacidade de uma antena concentrar a potência radiada na direcção de máxima radiação ou concentrar a absorção de potência incidente numa determinada direcção no caso de se considerar uma antena receptora. Se considerarmos P_0 a potência de entrada fornecida aos terminais de uma antena e e_{ant} a eficiência de radiação da antena, a potência radiada, P_{rad} , é dada por:

$$P_{rad} = e_{ant} \cdot P_0 \quad (4.10)$$

No caso da potência ser radiada de igual modo em todas as direcções (isotropicamente) a intensidade de radiação $U(\theta, \phi)$ é igual a $P_{rad}/4\pi$ [Fang10]. Na prática a potência não é radiada isotropicamente, pelo que a intensidade da radiação numa dada direcção (θ, ϕ) é dada pela expressão (4.11):

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}}{4\pi} \cdot D(\theta, \phi) \quad (4.11)$$

onde $D(\theta, \phi)$ representa a directividade na direcção (θ, ϕ) . Reescrevendo a expressão (4.11) em função da directividade, obtém-se a seguinte expressão:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (4.12)$$

Posto isto, verifica-se que a directividade é a razão entre a intensidade da radiação de uma antena numa determinada direcção e a intensidade de radiação de uma antena isotrópica radiando a mesma potência.

Por sua vez, o ganho é definido como a razão entre a potência radiada por uma antena numa determinada direcção (θ, ϕ) e a potência que seria radiada por uma antena isotrópica sem

perdas com a mesma potência de entrada P_0 :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \phi)}{P_0} \quad (4.13)$$

Relacionando as expressões (4.12) e (4.13), pode escrever-se a seguinte expressão:

$$\frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} = \frac{P_{rad}}{P_0} = e_{ant} \quad (4.14)$$

Desta maneira, verifica-se que o ganho e a directividade estão relacionados entre si através do factor de eficiência de radiação da antena (e_{ant}), sendo que este parâmetro situa-se entre 0 e 1. O ganho nunca é superior à directividade, uma vez que este resulta do produto do factor de eficiência de radiação da antena pela sua directividade.

Nas Secções 4.3.1 e 4.3.2 são apresentados resultados de simulação e experimentais, mais especificamente, as geometrias, os coeficientes de reflexão e os diagramas de radiação das antenas têxteis que foram desenvolvidas.

4.3.1 Antena para GSM900

Nas duas antenas têxteis propostas foram utilizados os mesmos tecidos (material têxtil). O tecido do tipo *Cordura*[®] foi utilizado como substrato e caracteriza-se por ter constante dieléctrica, ϵ_r , de 1.9, perdas de tangente, $\tan \delta$, de 0.0098 e uma espessura média de 0.5 mm. Foi também utilizado tecido para os componentes condutores da antena. Concretamente, foi utilizado o electotextil *Zelt*, que apresenta uma condutividade eléctrica na ordem dos $1.75 \times 10^5 S/m$.

A geometria da antena têxtil proposta para a banda GSM900 é apresentada na Figura 4.5, enquanto que na Tabela 4.1 indicam-se as respectivas dimensões.

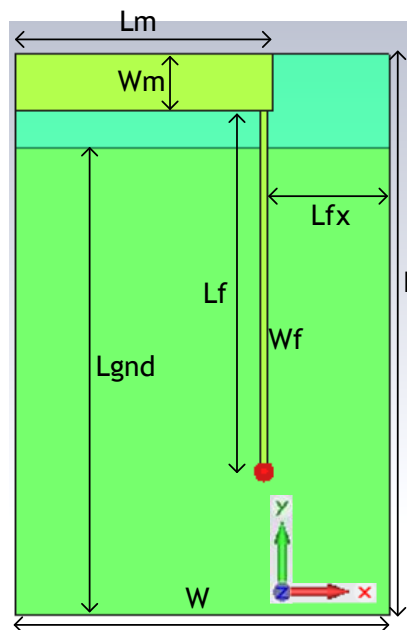


Figura 4.5: Geometria da antena têxtil proposta para a banda GSM900 (retirado de [TBSB13b]).

Tabela 4.1: Dimensões da antena têxtil proposta para a banda GSM900.

Parâmetro	Dimensão [mm]
L, Lgnd, Lf	120, 100, 78
Lm, Lfx	55, 26
W, Wf, Wm	80, 1.5, 12

Na Figura 4.6 apresenta-se o coeficiente de reflexão da antena, S_{11} , obtido através de simulação e experimentalmente. Para determinar a largura de banda simulada e experimental, considera-se que, $S_{11} < -10$ dB, e pode-se observar que a antena proposta tem uma gama de frequências de operação entre 850 e 1150 MHz obtidas através de simulação, cobrindo completamente a banda GSM900. A frequência ressonante do resultado experimental (que ocorre a 1020 MHz) deslocou-se ligeiramente para uma região de frequências mais elevadas, contudo estes resultados apresentam uma largura de banda total de 295 MHz, iniciando-se a 895 MHz e terminando a 1190 MHz, pelo que se conclui que apenas os primeiros 15 MHz da banda GSM900 não são abrangidos.

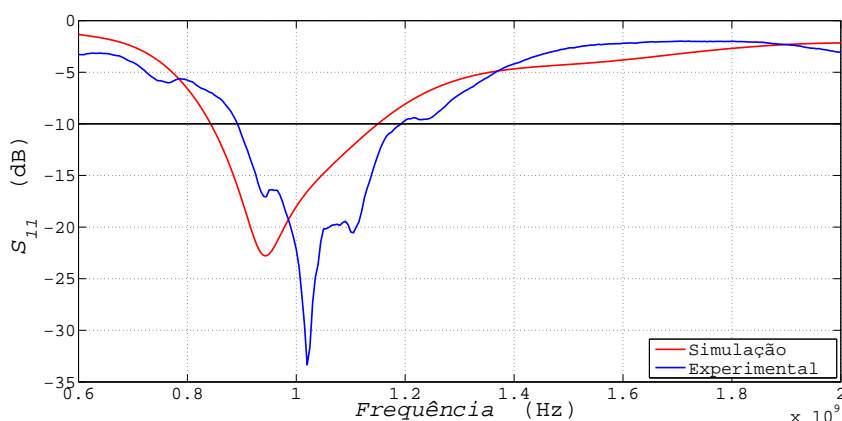


Figura 4.6: Coeficiente de reflexão (S_{11}) obtido através de simulação (vermelho) e experimentalmente (azul) para a antena têxtil de uma única banda (GSM900) (adaptado de [BSGT13a]).

Dado que não se conhece a direcção dos sinais recebidos, o melhor diagrama de radiação (*radiation pattern*) que a antena deve possuir é ter uma radiação omnidireccional. Através de simulação, o diagrama de radiação tridimensional e dos planos YZ e XZ obtido pela antena têxtil para a banda GSM900 é apresentado na Figura 4.7. Nele pode-se constatar que a radiação é praticamente omnidireccional, apesar de ser perceptível uma ligeira curvatura que é provocada pela geometria da antena têxtil.

Em aplicações de recolha de energia RF, no sentido de obter o melhor desempenho possível, a antena deve apresentar ganho e eficiência elevados. A partir de simulações, a antena têxtil proposta para a banda GSM900 apresenta um ganho de 2.02 dBi e uma eficiência de radiação, e_{ant} , de 84 %, que são valores adequados para este tipo de antena.

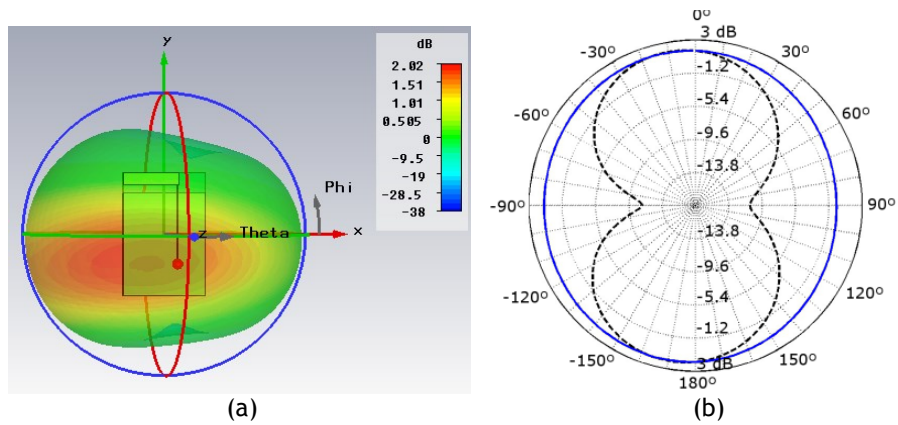


Figura 4.7: Diagrama de radiação simulado da antena têxtil para a banda GSM900, (a) a três dimensões (3D), (b) no plano YZ (tracejado) e no plano XZ (sólido) (adaptado de [TBSB13b]).

4.3.2 Antena para GSM900 e GSM1800

Como já foi referido anteriormente, a antena têxtil constituída por duas bandas também é baseada nos mesmos tipos de tecidos. A geometria da antena têxtil para as bandas GSM900 e GSM1800 proposta é apresentada na Figura 4.8 enquanto que na Tabela 4.2 indicam-se as respectivas dimensões.

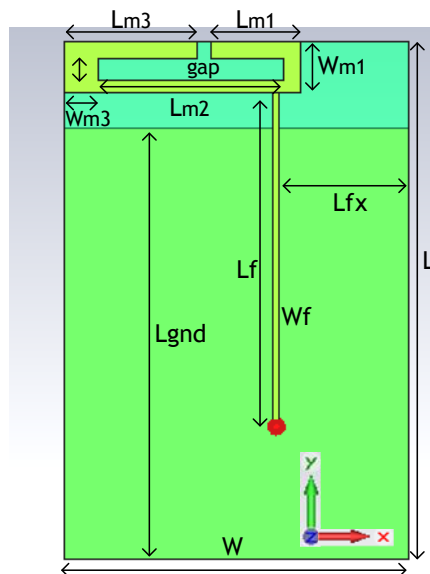


Figura 4.8: Geometria da antena têxtil de duas bandas proposta (para GSM900 e GSM1800) (retirado de [TBSB13b]).

Na Figura 4.9 apresenta-se o coeficiente de reflexão da antena, S_{11} , obtido através de simulação e experimentalmente. Para determinar a largura de banda simulada e experimental, considera-se que, $S_{11} < -10$ dB, e pode-se observar que a antena proposta tem uma gama de frequências de operação entre 820 e 1000 MHz para a banda mais reduzida enquanto que a banda mais elevada apresenta uma largura de banda que vai de 1690 MHz a 1930 MHz. Os valores anteriores foram obtidos através de simulação e conclui-se que a antena consegue cobrir completamente as bandas GSM900 (880 a 960 MHz) e GSM1800 (1710 a 1880 MHz). Através da análise da curva experimental, constata-se que a antena apresenta duas frequências ressonantes, uma a 950 MHz e a outra a 1790 MHz. A curva experimental apresenta-se ligeiramente

Tabela 4.2: Dimensões da antena têxtil proposta para GSM900 e GSM1800.

Parâmetro	Dimensão [mm]
L, Lgnd, Lf, lfx	120, 100, 78, 30
Lm1, Lm2, Lm3, gap	21, 43, 31, 3
W, Wf, Wm1, Wm2, Wm3	80, 1.5, 12, 5, 8

melhor do que a curva de simulação uma vez que esta apresenta larguras de banda superiores, 300 MHz e 390 MHz para a banda GSM900 e GSM1800, respectivamente. É claramente visível que a antena apresenta larguras de banda que conseguem cobrir as duas bandas desejadas.

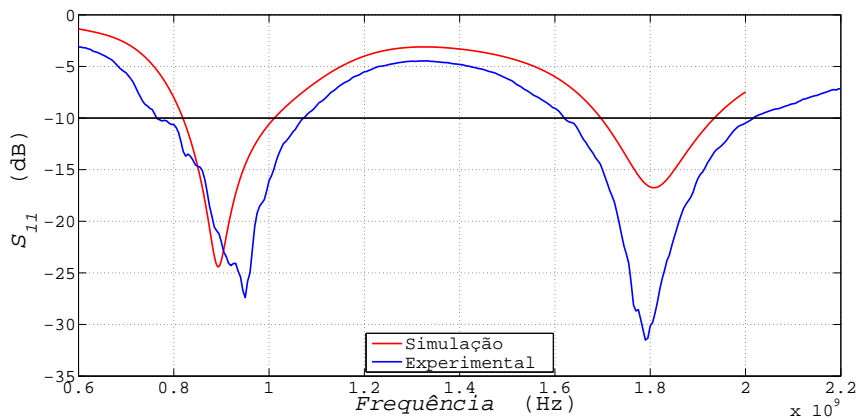


Figura 4.9: Coeficiente de reflexão (S_{11}) obtido através de simulação (vermelho) e experimentalmente (azul) para a antena têxtil de duas bandas (GSM900 e GSM1800) (adaptado de [BSGT13a]).

Através de simulação, o diagrama de radiação tridimensional e dos planos YZ e XZ obtido pela antena têxtil para a banda GSM900 e GSM1800 é apresentado nas Figuras 4.10(a) e 4.10(b), respectivamente. Comparando o diagrama de radiação da banda GSM900 da antena com duas bandas representada na Figura 4.10(a) com o diagrama de radiação da antena de uma única banda apresentado na Figura 4.7 pode concluir-se que ambos são similares. Contudo, o diagrama de radiação da antena sofre uma deformação a 1800 MHz como se pode observar na Figura 4.10(b).

A partir de simulações, a antena têxtil de duas bandas proposta apresenta ganhos de 1.8 dBi e 2.06 dBi para a banda de operação mais reduzida e mais elevada, respectivamente. Por outro lado, apresenta eficiências de radiação, e_{ant} , de 82 % e 77.6 % para a banda de operação mais reduzida (GSM900) e mais elevada (GSM1800), respectivamente. Estes resultados são bastante promissores para o tipo de antena proposto.

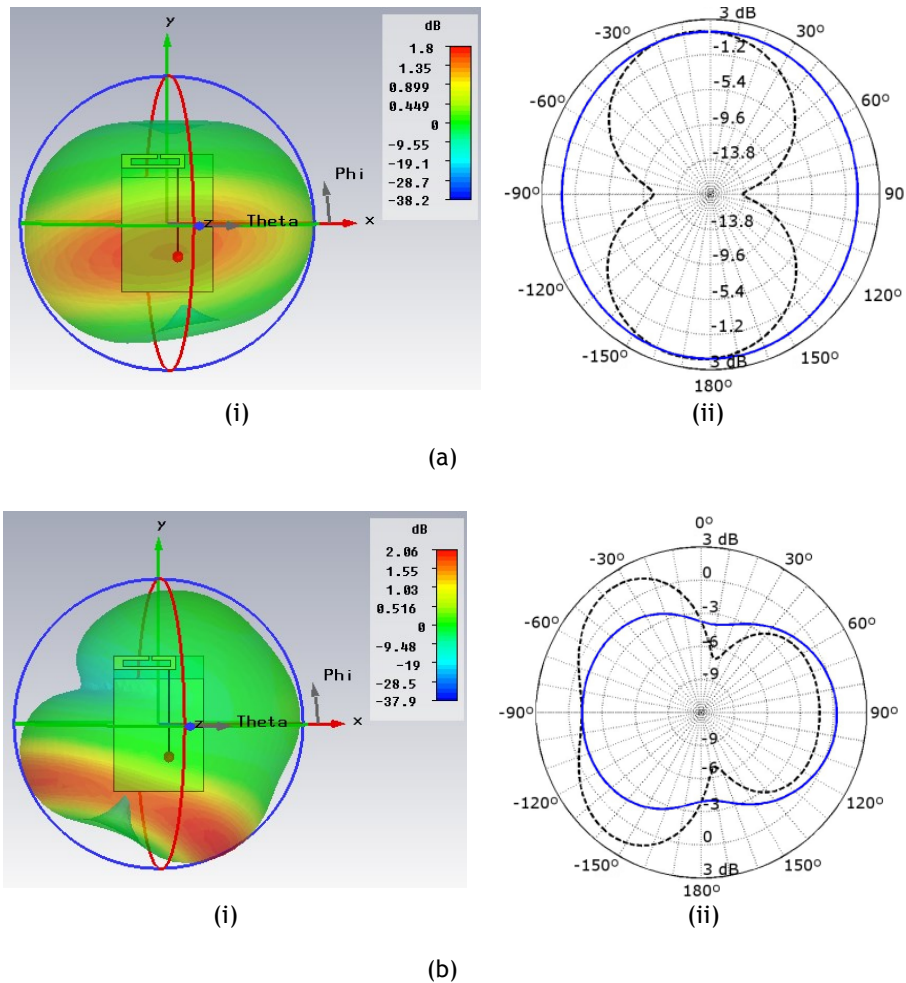


Figura 4.10: Diagrama de radiação simulado da antena têxtil de duas bandas, (i) a três dimensões (3D), (ii) no plano YZ (tracejado) e no plano XZ (sólido), (a) a 900 MHz e (b) a 1800 MHz (adaptado de [TBSB13b]).

4.4 Adaptação de Impedâncias

Um dos principais objectivos nos circuitos de RF é conseguir que exista uma transferência máxima de potência dos sinais eléctricos ao longo do circuito, principalmente para efeitos de comunicação. Para garantir que existe essa transferência máxima de potência, as interfaces entre secções diferentes, nomeadamente entre a fonte e a carga, devem possuir a mesma impedância, tipicamente de 50Ω em sistemas de RF, para que exista adaptação de impedâncias e não ocorra a reflexão dos sinais. É neste contexto que surgem as malhas de adaptação de impedâncias (*impedance matching*). Apresenta-se o conceito básico de uma malha de adaptação de impedâncias, na Figura 4.11. Na Figura 4.11 a malha de adaptação é colocada entre a carga, com uma impedância associada Z_L , e uma fonte, com uma impedância associada Z_S , ligadas entre si através de linhas de transmissão.

Idealmente, a malha de adaptação de impedâncias não tem perdas. Evita-se assim perdas de potência desnecessárias. Esta malha de adaptação é concebida para que a impedância vista da fonte para a carga, identificada na Figura 4.12(a) com o número 1, seja igual a Z_S , que normalmente é 50Ω , não possuindo qualquer parte reactiva. No caso da fonte possuir parte reactiva,

isto é, $Z_S = R_S + jX_S$, com $X_S \neq 0$, a impedância vista da fonte para a malha de adaptação, Z_{conj1} , deve ser igual a $R_S - jX_S$. Desta maneira assegura-se que existe uma transferência máxima de potência e não existem reflexões (dos sinais eléctricos).

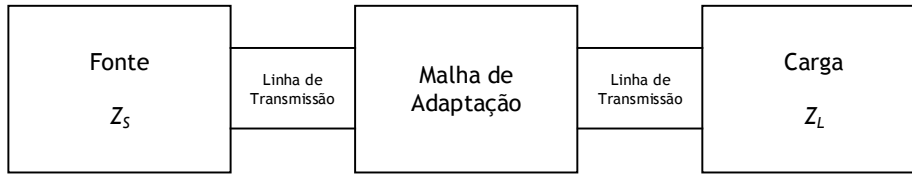


Figura 4.11: Malha de adaptação colocada entre a carga (Z_L) e a fonte (Z_S).

Do lado direito da malha de adaptação surge o problema de existirem múltiplas reflexões dos sinais eléctricos, pois, enquanto que a fonte tem quase sempre a mesma impedância característica da malha de adaptação, ou seja, 50Ω , o mesmo já não acontece com a impedância da carga. Considerando que a impedância da carga é igual a $R_L + jX_L$, a impedância que a malha de adaptação deve ter, Z_{conj2} , vista no sentido da carga para a fonte, identificada na Figura 4.12(b) com o número 2, deve ser igual a $R_L - jX_L$.

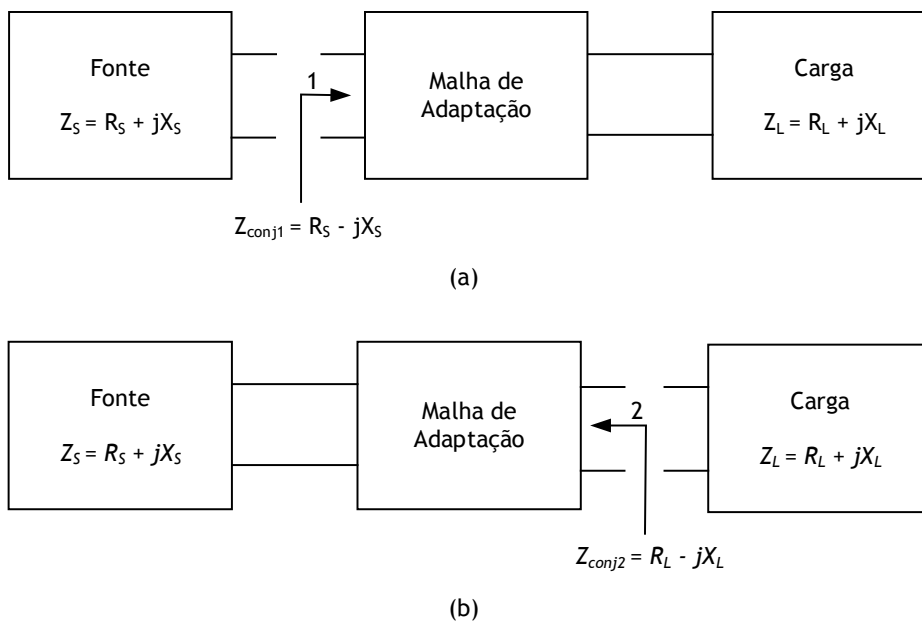


Figura 4.12: Princípio do complexo conjugado entre um fonte complexa e uma carga complexa: (a) a malha de adaptação de impedâncias representa o complexo conjugado para a fonte e (b) a malha de adaptação de impedâncias representa o complexo conjugado para a carga.

Desta maneira, a colocação da malha de adaptação entre a fonte e a carga que tenham impedâncias diferentes, consegue fazer com que se cumpra o princípio do complexo conjugado como se apresentada na Figura 4.12, isto é, para que ocorra a transferência máxima de potência entre a fonte e a carga, as respectivas impedâncias têm de ser o complexo conjugado uma da outra [RoPl10]. No fundo, o significado do termo complexo conjugado não é mais do que existirem componentes reais iguais e componentes reactivas opostas.

Até valores de frequência na ordem de poucos GHz, as malhas de adaptação pode ser construí-

das através de um aglomerado de bobinas e condensadores, ou seja, componentes passivos. Para frequências mais elevadas, os efeitos parasitas e as perdas adicionais dos componentes passivos tornam as malhas de adaptação pouco eficientes. Desta maneira, a solução passa por usar segmentos de linhas de transmissão para construir a malha de adaptação desejada. As linhas de transmissão também são utilizadas para frequências mais reduzidas quando as perdas devem ser mantidas num valor reduzido (ou quando os níveis de potência são elevados). Esta opção deve-se às reduzidas perdas que as linhas de transmissão apresentam comparativamente com os componentes passivos [Stee10].

Como foi descrito anteriormente, no caso de existir uma adaptação perfeita de impedâncias, não existe reflexão dos sinais eléctricos. Esta reflexão pode ser quantificada e é representada pelo coeficiente de reflexão, Γ . O coeficiente de reflexão está relacionado com o quociente entre a potência emitida e reflectida a partir da carga. A representação gráfica do coeficiente de reflexão, na forma complexa, ou seja, com parte real e imaginária, pode ser feita directamente numa Carta de *Smith* (*Smith Chart*). A principal vantagem da Carta de *Smith* relativamente a outras ferramentas gráficas reside no facto de esta poder ser utilizada para converter os coeficientes de reflexão em impedâncias normalizadas, isto é, impedâncias relativas à impedância característica do sistema, Z_0 , utilizando os círculos de impedância constante. Um exemplo de uma Carta de *Smith* é apresentado na Figura 4.13. As linhas circulares na Carta de *Smith* correspondem a valores de resistência constantes enquanto que as linhas em arco correspondem a linhas com reactâncias constantes. A parte superior da Carta de *Smith* diz respeito à componente indutiva e a parte inferior é referente à componente capacitiva da impedância normalizada.

O coeficiente de reflexão pode ser definido relativamente à impedância característica do sistema, Z_0 , e à impedância da carga, Z_L , de acordo com a expressão (4.15):

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.15)$$

onde $z = Z_L/Z_0$ é a impedância normalizada. Para qualquer impedância com uma parte real positiva, a expressão (4.16) é sempre verificada:

$$0 \leq |\Gamma| \leq 1 \quad (4.16)$$

É também de realçar que quando $Z_L = Z_0$, então, $\Gamma = 0$. Isto significa que o centro da Carta de *Smith* é o ponto onde a impedância da carga é igual à impedância característica do sistema. Por outras palavras, é nesse ponto que se consegue uma adaptação perfeita. Na Carta de *Smith*, as impedâncias reais variam ao longo do eixo real desde 0Ω , quando $\Gamma = -1$, até ∞ , quando $\Gamma = +1$.

Quando se constrói uma malha de adaptação quer seja através da adição de bobinas e condensadores em série ou em paralelo, ou até mesmo através de segmentos de linhas de transmissão, o processo que ocorre na Carta de *Smith* é mover o ponto do coeficiente de reflexão correspondente à impedância da carga, previamente marcado na Carta de *Smith*, para o centro da mesma, ocorrendo aí a adaptação perfeita das impedâncias.

As Cartas de *Smith* aliadas a *software* de RF, como por exemplo o ADS, tornam a tarefa da criação de malhas de adaptação de impedâncias mais simples. Desta maneira, evitam-se cál-

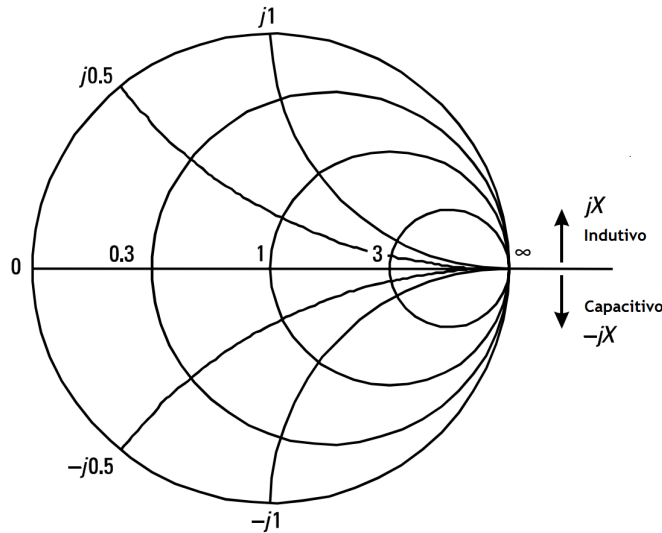


Figura 4.13: Carta de *Smith* com representação da impedância z (adaptado de [RoPl10]).

culos complexos que surgem das equações que estão associadas às linhas de transmissão que constituem as malhas de adaptação.

Os tipos de malhas de adaptação serão apenas discutidos na Capítulo 5, onde se apresenta a impedância do circuito realmente medida. Só depois de se conhecer a impedância do circuito é que se pode avaliar qual o tipo de malha de adaptação que deve ser utilizada. Geralmente, as malhas de adaptação de impedâncias permitem aumentar a eficiência do sistema no seu global. No entanto, deve-se ter em mente que esta tarefa torna-se mais complicada quando se lida com componentes que apresentam características não lineares, o que implica que uma adaptação perfeita só é possível para uma determinada frequência bem como para um determinado nível de potência.

4.5 Rectificação: Conversão RF-DC

Os sinais provenientes de antenas são sinais de radiofrequência, RF, que correspondem a sinais de corrente alternada (AC). Os sinais de RF podem-se converter em sinais de corrente contínua (DC, *Direct Current*) através de conversores de RF-DC. Este tipo de conversores fornece uma tensão de saída de corrente contínua à respectiva carga acoplada. Há três principais conversores de RF-DC:

1. O díodo (Figura 4.14(a));
2. A ponte rectificadora de díodos (Figura 4.14(b));
3. O rectificador multiplicador de tensão (Figura 4.15).

Tanto a rectificação através de um simples díodo, Figura 4.14(a), assim como a ponte rectificadora a díodos (Figura 4.14(b)) fornecem um tensão de saída DC à carga, V_{out} , cuja a amplitude é inferior ao sinal de entrada. Este facto, exclui estas duas configurações de possível utilização, uma vez que o principal objectivo é obter um sinal de saída superior ao sinal de entrada.

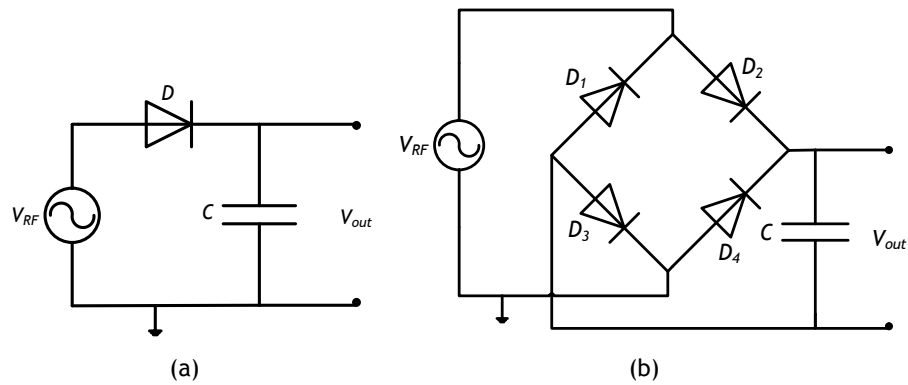


Figura 4.14: (a) Rectificação através de um simples diodo e (b) Rectificação através de uma ponte de diodos

Uma opção que permite obter um sinal de saída superior ao sinal de entrada é um rectificador multiplicador de tensão, que pode ser formado por n estágios ligados sucessivamente entre si. Um rectificador multiplicador de tensão de apenas um único estágio é denominado de duplicador de tensão. O seu circuito eléctrico equivalente é apresentado na Figura 4.15.

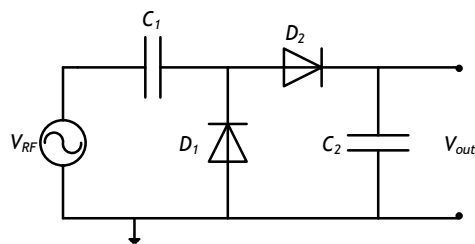


Figura 4.15: Duplicador de tensão.

Um rectificador multiplicador de tensão, tal como o nome indica, multiplica o pico de amplitude do sinal de entrada. Na Figura 4.15 apresenta-se o exemplo mais simples do rectificador multiplicador de tensão, denominado de duplicador de tensão. Este circuito é apenas constituído por dois diodos e dois condensadores. Os diodos estão ligados em série para garantir que o fluxo de corrente é feito a partir do potencial da massa para o terminal positivo da tensão de saída. Pode mostrar-se que a tensão de saída do duplicador de tensão é $2 \cdot V_{RF}$, caso a amplitude do sinal de tensão de entrada AC se mantenha constante e igual a V_{RF} . Assume-se que os diodos são ideais, isto é, que a tensão de polarização, V_D , é zero e que as quedas de tensão em C_1 e C_2 são nulas. Assume-se também que o valor de C_1 é igual a C_2 . Em aplicações reais, a resistência de carga dos condensadores não pode ser ignorada bem como o valor da tensão de polarização dos diodos. O circuito real não é capaz de extrair toda a corrente nem toda a carga armazenada nos condensadores e desta maneira a tensão de saída real será menor do que o valor da tensão de saída teórica.

De acordo com a Figura 4.15, o condensador C_1 evita que ocorra um fluxo de corrente DC no circuito. Para além disso, armazena a carga e permite a passagem da corrente, a elevadas frequências, para o fluxo. O condensador C_2 armazena a carga resultante para atenuar a tensão de saída.

Quando é aplicada uma tensão AC, V_{RF} , durante o primeiro semi-ciclo negativo da tensão de entrada, o diodo D_1 fica polarizado directamente e o condensador C_1 é carregado com uma tensão igual à tensão de entrada, V_{RF} . O diodo D_2 fica polarizado inversamente e não há passagem de corrente através dele. O circuito equivalente durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada é apresentado na Figura 4.16. Durante o semi-ciclo positivo de tensão de entrada, o diodo D_1 fica inversamente polarizado e portanto, não conduz a corrente como se pode ver na Figura 4.17. A tensão armazenada no condensador C_1 permanece inalterada, com um valor igual V_{RF} , e o fluxo de corrente ocorre a partir do condensador C_1 para o condensador C_2 através do diodo D_2 , que está polarizado directamente. A tensão de saída no diodo D_2 , que corresponde à tensão de saída do duplicador de tensão, pode ser calculada através da expressão (4.17):

$$V_{out} = V_{RF} + V_{RF} = 2 \cdot V_{RF} \quad (4.17)$$

No caso de se considerar o valor da tensão de polarização dos diodos D_1 e D_2 representada respectivamente por, $V_{D_{D1}}$ e $V_{D_{D2}}$ a expressão (4.17) é substituída pela expressão (4.18):

$$V_{out} = (V_{RF} + V_{RF} - V_{D_{D1}} - V_{D_{D2}}) = 2 \cdot (V_{RF} - V_D) \quad (4.18)$$

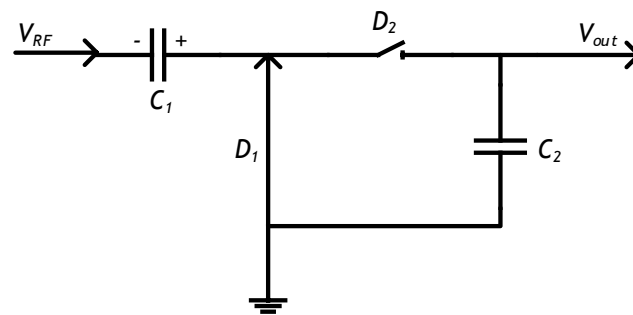


Figura 4.16: Circuito equivalente do duplicador de tensão durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada AC.

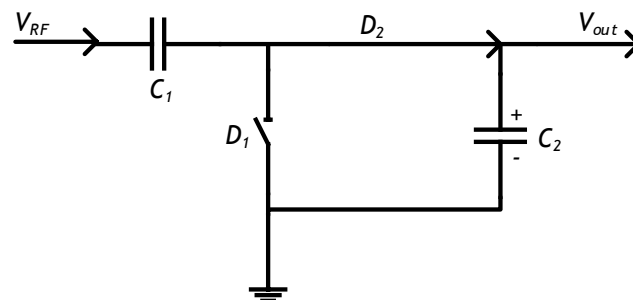


Figura 4.17: Circuito equivalente do duplicador de tensão durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada AC.

Como um duplicador de tensão é apenas constituído por um estágio, no sentido de construir um multiplicador de tensão com um factor de multiplicação superior a dois, ou seja, para obter um sinal de saída DC de amplitude superior a duas vezes o sinal de entrada, é necessário aumentar o número de estágios ligando-os sucessivamente entre si.

Todos os pressupostos descritos acima são válidos para condições ideais, no entanto, isto não acontece. Na realidade o multiplicador de tensão consome sempre alguma parte da energia que lhe é entregue para que este possa funcionar. O facto deste circuito consumir parte da energia total que a antena lhe fornece cria o conceito de rendimento ou eficiência. Em [CJDD05] são definidos dois parâmetros que derivam do conceito de eficiência: a eficiência de conversão, η_c , e a eficiência global de rectificação, η_0 , que apresentam as expressões (4.19) e (4.20), respectivamente.

$$\eta_c = \frac{\text{Potência de Saída DC}}{\text{Potência RF Recebida} - \text{Potência RF Reflectida}} \quad (4.19)$$

$$\eta_0 = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{\text{Potência de Saída DC}}{\text{Potência RF Recebida}} \quad (4.20)$$

A eficiência de conversão é definida como o quociente entre a potência de saída DC do circuito de recolha de energia e a potência RF recebida menos a potência RF reflectida, ou seja, a eficiência de conversão não tem em consideração as diferenças das impedâncias e por conseguinte, a potência reflectida é subtraída à potência de entrada a partir da antena (Potência RF Recebida).

Já a eficiência global de rectificação é definida como o quociente entre a potência de saída DC do circuito de recolha de energia e a potência RF recebida fornecendo desta maneira uma representação completa do desempenho do circuito de recolha de energia, pois tem em conta as adaptações das impedâncias. A eficiência global de rectificação, η_0 , será um dos parâmetros principais que será utilizado para avaliar o desempenho do circuito de recolha de energia RF.

Na Secção 4.5.1 apresentam-se algumas características importantes dos elementos que constituem os multiplicadores de tensão, os díodos e os condensadores.

Na Secção 4.5.2 apresentam-se as duas principais tipologias de multiplicadores de tensão amplamente utilizados em circuitos de recolha de energia RF bem como os resultados de simulação que foram obtidos através do *software* de simulação ADS da *Agilent Technologies* [ADSS13].

4.5.1 Componentes para RF

Escolha dos díodos

Os díodos de junção *p-n* clássicos não são adequados para aplicações RF porque possuem uma elevada capacidade de junção, C_j . Com o intuito de resolver este problema, *Walter Schottky* estudou um tipo de junção diferente para construir um díodo. O tipo de junção apresentada por *Walter Schottky* foi uma junção de metal-semicondutor, em que o semicondutor é do tipo *n*. Quando um metal é colocado em contacto directo com um semicondutor ocorre uma transferência de cargas de um lado para o outro de modo a igualar os dois níveis de *Fermi*, à semelhança do que acontece numa junção *p-n*. Essa transferência cria camadas de cargas nos dois lados da junção resultando numa barreira de potencial denominada de barreira de *Schottky*.

Devido à ausência de portadores minoritários no metal, não existe a recombinação entre os portadores minoritários e os portadores majoritários e desta maneira, a corrente na barreira de *Schottky* é devida aos portadores majoritários enquanto que numa junção *p-n* é devida aos portadores minoritários. Num díodo de *Schottky*, quando é aplicada uma tensão positiva entre o metal (ânodo) e o semicondutor (cátodo), a corrente é conduzida pelos portadores majoritários

do semiconductor e, dado que não há a recombinação dos portadores minoritários na região de depleção, possibilita-se uma rápida transição de um estado inactivo para um estado de condução [Fink03]. Desta maneira o tempo de resposta de um diodo de *Schottky* é reduzido. Outra consequência desta forma de conduzir o fluxo de corrente é que a insignificante quantidade de portadores minoritários existentes traduz-se numa capacidade de junção, C_j , mais reduzida do que num diodo de junção *p-n*.

Outra diferença entre o diodo de junção *p-n* e o diodo de *Schottky* reside no valor da tensão de condução ou polarização, V_D , que está relacionada com a curva característica corrente-tensão, I-V. A relação não linear entre o fluxo de corrente total através do diodo de *Schottky* e a tensão nele aplicada é dada pela expressão (4.21) [BCCG13]:

$$I_D = I_S \cdot \left(e^{\frac{V_D}{n \cdot V_t}} - 1 \right) = I_S \cdot \left(e^{\frac{V_{D_{ext}} - R_S \cdot I_D}{n \cdot V_t}} - 1 \right) \quad (4.21)$$

onde, I_S é a corrente de saturação do diodo, V_D é a tensão na barreira de *Schottky* que é igual à tensão externa aplicada, $V_{D_{ext}}$, ao diodo menos a queda de tensão na resistência em série, R_S , n é o factor de idealidade e V_t é a tensão térmica.

Comparando um diodo de *Schottky* com um diodo de junção *p-n* em que ambos são constituídos pelo mesmo semiconductor e têm a mesma área, a corrente de saturação, I_S , é muito superior no primeiro, pois é devida aos portadores maioritários. Como consequência, a tensão de condução ou polarização, V_D , é mais reduzida num diodo de *Schottky* do que num diodo de junção *p-n*. Por outro lado, quando o diodo de *Schottky* se encontra com reduzidos níveis de polarização, a queda de tensão na resistência R_S é insignificante. Logo, o comportamento do diodo é dominado pela barreira de *Schottky* enquanto que para elevados níveis de polarização o comportamento do diodo é dominado pela resistência R_S e desta forma é predominantemente resistivo.

Na Figura 4.18 apresenta-se o circuito equivalente de um diodo de *Schottky*. R_S representa a resistência série do diodo, onde ocorrem as perdas por dissipação de calor, C_j representa a capacidade da junção que depende da espessura da camada epitaxial e do diâmetro do contacto de *Schottky*, e que provoca uma perda do sinal devido à corrente que flui naquele ramo, e R_j representa a resistência da junção, onde ocorre a rectificação do sinal, e cujo valor depende da corrente que percorre o diodo.

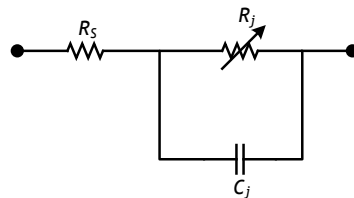


Figura 4.18: Circuito equivalente do diodo de *Schottky*, onde R_S é a resistência série, R_j é a resistência da junção e C_j é a capacidade da junção.

Resumidamente, as principais vantagens que os diodos de *Schottky* apresentam são as seguintes:

- Reduzida tensão de polarização;

- Elevada velocidade de comutação;
- Reduzido tempo de recuperação inversa (*reverse recovery time*);
- Resistência série reduzida.

De acordo com [YMAV05], para uma antena típica com impedância de 50Ω , um sinal de entrada de -20 dBm equivale a uma tensão com uma amplitude de 32 mV. Como o pico de tensão do sinal de entrada AC obtido pela antena é normalmente mais reduzido do que a tensão de polarização do díodo, V_D , um dos requisitos fulcrais consiste em garantir uma tensão de polarização reduzida do díodo, de maneira a conseguir operar com níveis de potências reduzidos. Outra característica importante é a necessidade de operar a elevadas frequências. Logo, é necessário que os díodos tenham elevadas velocidades de comutação. Posto isto, os díodos de junção *p-n* ficam excluídos e os mais adequados para implementar em circuitos de recolha de energia RF são os díodos de *Schottky*.

O modelo do díodo de *Schottky* a utilizar deve ser escolhido de acordo com os níveis de potência do sinal de entrada esperado, com a frequência de operação e com o valor da tensão de ruptura mínima, B_v , a partir do qual o díodo fica saturado. O valor da tensão de ruptura mínima deve ser pelo menos duas vezes igual ou superior ao valor de pico da tensão de entrada máxima que será suposto conseguir-se obter do ambiente RF. Por exemplo, no caso da potência de entrada ser igual a 10 dBm, o que já é um valor de potência bastante elevado e difícil de conseguir recolher do ambiente RF, apenas no caso de se estar bastante próximo da estação que emite o sinal, a correspondente amplitude da tensão é de 2 V. No caso do díodo ter como valor de tensão de ruptura mínima 4 V, é expectável que para potência de entrada igual ou superior a 10 dBm o díodo fique saturado. Quando os valores de potência de entrada forem muito elevados, o díodo pode ficar completamente danificado.

Apesar de existir uma enorme diversidade de díodos de *Schottky*, os que são mais utilizados para recolha de energia RF são os díodos das famílias HSMS-282x e HSMS-285x da *Agilent Technologies*⁴. Os díodos da família HSMS-285x, nomeadamente, o díodo HSMS-2850, é o mais apropriado para potências reduzidas, ou seja, potências inferior a -20 dBm enquanto que para potências superiores é aconselhável utilizar os díodos da família HSMS-282x, nomeadamente o díodo HSMS-2820. De acordo com as oportunidades espectrais apresentadas na Secção 4.2, o díodo que será utilizado é o HSMS-2850 da *Agilent Technologies*.

De acordo com a folha de dados do díodo HSMS-2850 [HSMS99], este é indicado para aplicações de RF com frequências de trabalho abaixo de 1.5 GHz e está otimizado para ser utilizado com reduzidos sinais de entrada, ou seja, potências de entrada inferiores a -20 dBm. O HSMS-2850 tem uma tensão de polarização, V_D , de apenas 150 mV quando a corrente de condução, I_D , é de 0.1 mA, ou 250 mV quando I_D é de 1 mA.

Para implementar o díodo escolhido no ADS serão utilizados os parâmetros *SPICE* fornecidos pelo fabricante do díodo que estão listados na Tabela 4.3.

⁴<http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp?cc=US&lc=eng> (acedido em Junho de 2013)

Tabela 4.3: Parâmetros *SPICE* dos díodos da família HSMS-285x da *Agilent Technologies*.

Parâmetro	Unidades	HSMS-285x
B_V	V	3.8
C_{JO}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	3E-4
I_S	A	3E-6
N	-	1.06
R_S	Ω	25
$P_B (V_J)$	V	0.35
$P_T (XTI)$	-	2
M	-	0.5

Escolha dos condensadores

A escolha dos condensadores não é tão complexa como a escolha dos díodos. Dado que o circuito irá operar a frequências elevadas, é de todo aconselhável utilizar condensadores concebidos para RF. Relativamente ao valor de capacidade que os condensadores devem possuir, deve-se ter em atenção que como a energia a recolher do ambiente é reduzida, para capacidades elevadas a tensão obtida será inferior. Por outro lado, condensadores com capacidades reduzidas apresentam cargas mais reduzidas o que pode impossibilitar a sua utilização neste tipo de circuitos. Deve-se ter também em conta que o valor da capacidade dos condensadores a utilizar afecta o tempo de estabelecimento a que se atinge o valor máximo da tensão de saída. Desta maneira, optou-se por escolher condensadores da família GQM do fabricante *Murata*⁵, que estão optimizados para trabalhar a elevadas frequências [Mura12]. O valor da capacidade a utilizar será apresentado na Secção 4.5.2.

4.5.2 Multiplicadores de Tensão

O primeiro multiplicador de tensão foi proposto, em 1919, por Heinrich Greinacher, um físico Suíço. Em 1951, o multiplicador de tensão proposto por Heinrich Greinacher foi usado por Douglas Cockcroft e Ernest Thomas Sinton Walton para gerar tensões na ordem dos 800 000 volts num acelerador de partículas, tendo ganho um Prémio Nobel da Física.

O multiplicador de tensão *Cockcroft-Walton*, apresentado na Figura 4.19, consiste na ligação em série de sucessivos estágios, em que o sinal de entrada RF está ligado apenas no primeiro estágio havendo uma posterior multiplicação desde sinal nos estágios seguintes. Na realidade, a tensão de saída do primeiro estágio não é um sinal puramente DC, é basicamente um sinal AC com um *offset* de tensão DC, sendo equivalente, a um sinal DC sobreposto com uma tensão de ondulação, *ripple*. Quando se adiciona um segundo estágio no topo do primeiro estágio, a única forma de onda que o segundo estágio recebe é o ruído do primeiro estágio. Este ruído é duplicado e adicionado à tensão DC do primeiro estágio. Com a adição sucessiva de estágios, este processo repete-se, sendo que, teoricamente, quantos mais estágios forem adi-

⁵<http://www.murata.com/> (acedido em Junho de 2013)

cionados, mais elevada será a tensão de saída DC do sistema, independentemente do sinal de entrada [DeDC12].

Algumas limitações do multiplicador de *Cockcroft-Walton* prendem-se com a eficiência na multiplicação da tensão, que apenas irá ocorrer quando a capacidade dos condensadores for mais elevada do que a capacidade parasita presente em cada nó e, para além disso, a impedância do circuito aumenta rapidamente com o número de estágios adicionados, uma vez que os estágios estão ligados em série, afectando também a possibilidade de conduzir a corrente ao longo do circuito [PaSa06].

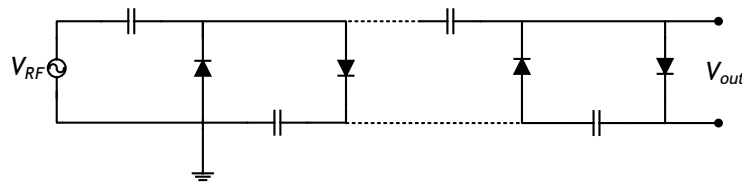


Figura 4.19: Circuito do multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* com N estágios.

Para superar as limitações do multiplicador de *Cockcroft-Walton*, ou seja, reduzir a impedância do circuito com o aumento do número dos estágios e atenuar a tensão de ondulação, *ripple*, na tensão de saída DC, *John F. Dickson* propôs um multiplicador de tensão ligeiramente diferente do criado por *Cockcroft-Walton*. Como se pode observar na Figura 4.20, o circuito opera de maneira similar ao de *Cockcroft-Walton*, contudo, os nós da cadeia de diodos são ligados à tensão de entrada através de condensadores em paralelo, em vez de estarem ligados em série como foi feito por *Cockcroft-Walton*, sendo que as vantagens da configuração elaborada por *Dickson*, reside no facto de alcançar uma elevada eficiência na multiplicação da tensão com valores relativamente elevados das capacidades parasitas presentes em cada nó enquanto que a propriedade de conduzir a corrente é independente do número de estágios adicionados [PaSa06].

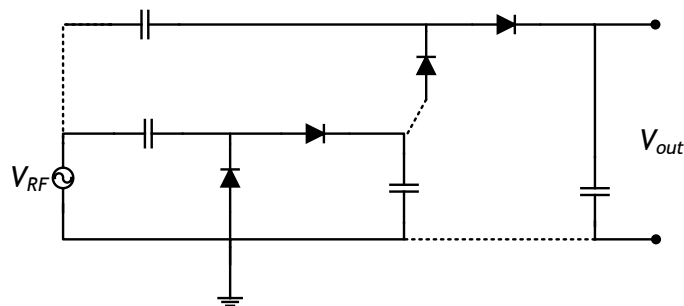


Figura 4.20: Circuito do multiplicador de tensão de *Dickson* com N estágios.

Resumidamente, na Figura 4.21 apresenta-se um esquema com as principais diferenças entre o multiplicador de tensão *Cockcroft-Walton* e o multiplicador de tensão *Dickson* com a respectiva consequência no sinal de saída. Com o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton*, o sinal de entrada RF está ligado apenas no primeiro estágio, propagando-se sucessivamente para os outros estágios em série. No final da cadeia, obtém-se um sinal de saída DC com alguma tensão de ondulação, *ripple*, correspondendo, por isso, também a um sinal de saída AC. Na configuração *Dickson*, o sinal de entrada RF está ligado à entrada de cada um dos estágios que são adicionados no multiplicador de tensão, ou seja, cada estágio é excitado com a mesma

amplitude do sinal de RF, sendo que, desta maneira, a criação da tensão de ondulação, *ripple*, é eliminada e à saída obtêm-se apenas um sinal DC.

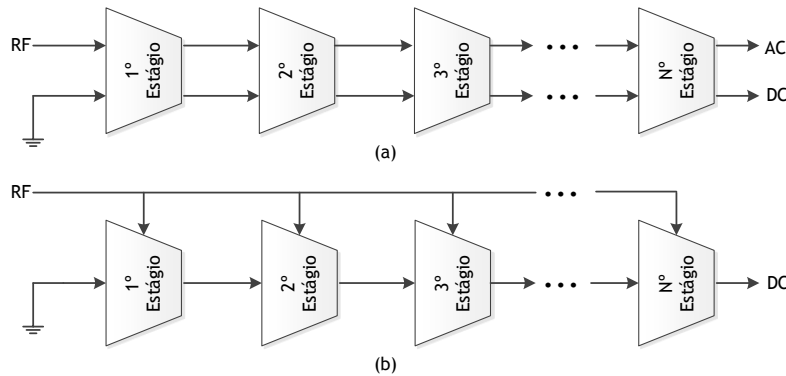


Figura 4.21: Esquema comparativo que apresenta as principais diferenças relativamente no sinal de saída e na ligação entre os estágios entre o (a) multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* e o (b) multiplicador de tensão de *Dickson*.

A tensão de saída DC de N estágios baseados na configuração de *Dickson* [KaFi03] e de *Cockcroft-Walton* é dada por:

$$V_{outDC} = 2 \cdot N \cdot (V_{RF} - V_D) \quad (4.22)$$

onde N é o número de estágios, V_{RF} é a tensão de entrada do circuito, ou seja, a tensão de RF e V_D é a tensão de condução dos díodos.

A avaliação do desempenho de cada um dos multiplicadores de tensão é feita tendo em conta os seguintes parâmetros:

- Valor da tensão de saída DC, definido teoricamente pela expressão 4.22;
- Ganho de tensão, definido pela expressão (4.23):

$$G_{Tensão} = \frac{\text{Tensão de Saída DC}}{\text{Amplitude da Tensão de Entrada}} \quad (4.23)$$

- Tensão de ondulação (*ripple*) na tensão de saída DC;
- Tempo de estabelecimento quando se atinge a tensão de saída máxima.

4.5.3 Comparação entre os Multiplicadores de Tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson*

A implementação dos circuitos dos multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* foi feita no ADS. Recorreu-se a dois tipos de análise no *software* de simulação, uma baseada no domínio da frequência, denominada de *Harmonic Balanced Analysis* e a outra baseada no domínio do tempo, denominada de *Transient Analysis*. Em ambos os circuitos foram utilizados os mesmos componentes que são os seguintes:

- Díodos de *Schottky* HSMS-2850;

- Condensador Genérico de 68 pF;

Para além disso, ambos os circuitos foram simulados em circuito aberto, isto é, sem qualquer tipo de carga e a operar a com uma frequência central de 945 MHz, tal como foi referido na Secção 4.2. Recorreu-se à simulação de 3, 5 e 8 estágios para poder comparar o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* em termos de tensão de saída DC e ganho de tensão. Os circuitos equivalentes dos multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* com 3 estágios, considerados no ADS, apresentam-se nas Figuras 4.22 e 4.23, respectivamente.

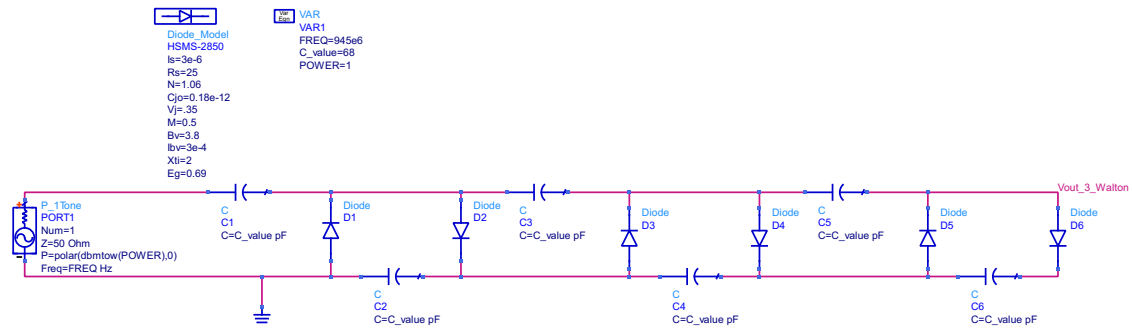


Figura 4.22: Circuito equivalente do multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* com 3 estágios implementado no ADS.

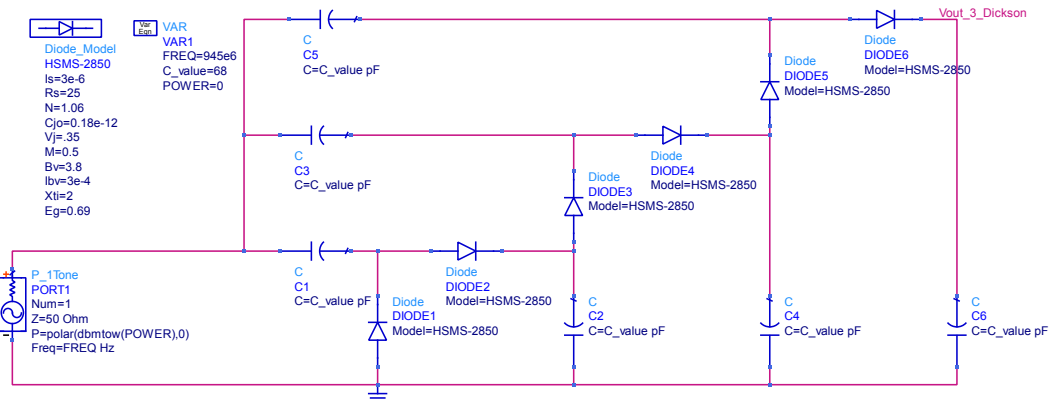


Figura 4.23: Circuito equivalente do multiplicador de tensão de *Dickson* com 3 estágios implementado no ADS.

As Figuras 4.24 e 4.25 analisam o impacto do número de estágios ($N=3, 5$ e 8) na tensão de saída DC e no ganho nos multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* em função da potência de entrada, a 945 MHz, respectivamente. Pode-se constatar que, para potências de entrada reduzidas, isto é, para valores inferiores a -20 dBm (intervalo de -50 dBm a -20 dBm), não existem variações significativas relativamente à tensão de saída DC nos dois multiplicadores. No entanto, no mesmo intervalo de potências de entrada considerado anteriormente, em termos de ganho as diferenças são mais acentuadas com clara vantagem para o multiplicador de tensão de *Dickson*. Para potências de entrada mais elevadas, isto é, superiores a -20 dBm (intervalo de -20 dBm a 20 dBm) as diferenças tanto em termos de tensão de saída DC como no ganho acentuam-se ainda mais entre os dois multiplicadores. O multiplicador de tensão de *Dickson* apresenta tensões de saída DC e ganhos mais elevados. Com o aumento do número de estágios, a variação da tensão de saída DC e do ganho entre os dois multiplicadores tornam-se

ainda mais evidente.

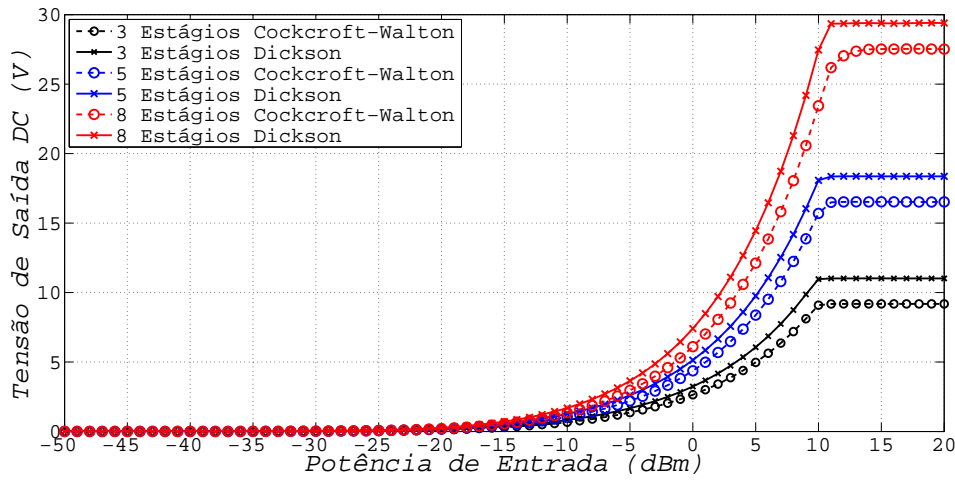


Figura 4.24: Impacto do número de estágios na tensão de saída em função da potência de entrada, a 945 MHz, para os multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* com N estágios.

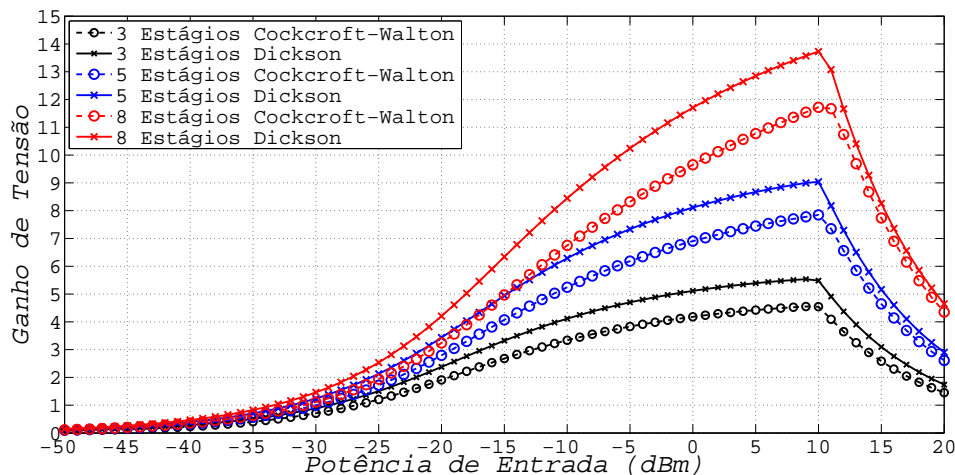


Figura 4.25: Impacto do número de estágios no ganho de tensão em função da potência de entrada, a 945 MHz, para os multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson* com N estágios.

As Figuras 4.26(a) e 4.26(b) apresentam a resposta do multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* com 3 estágios, no domínio do tempo, para uma potência de entrada de 0 dBm e capacidades de 68 pF em todos os condensadores. Na Figura 4.27 apresenta-se a resposta do multiplicador de tensão de *Dickson* com 3 estágios e segundos as mesmas condições que foram utilizadas para o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton*. Pode-se observar que apesar do multiplicador de *Cockcroft-Walton* apresentar um tempo de estabelecimento inferior quando se atinge o valor máximo da tensão de saída relativamente ao multiplicador de tensão de *Dickson*, a tensão de ondulação, *ripple*, é bastante elevada, cerca de 1.3 V, como se pode observar mais pormenorizadamente na Figura 4.26(b). O multiplicador de tensão de *Dickson* apresenta uma tensão de saída praticamente sem ondulação e desta maneira não necessita de reguladores de tensão para aplicar a cargas alimentadas por um sinal de tensão DC. Contudo, o tempo de estabelecimento quando se atinge o valor máximo da tensão de saída, é ligeiramente superior ao do

multiplicador de *Cockcroft-Walton*, mas este aspecto pode ainda ser otimizado com a selecção de outro valor para capacidade dos condensadores, como se poderá constatar na Secção 4.5.4.

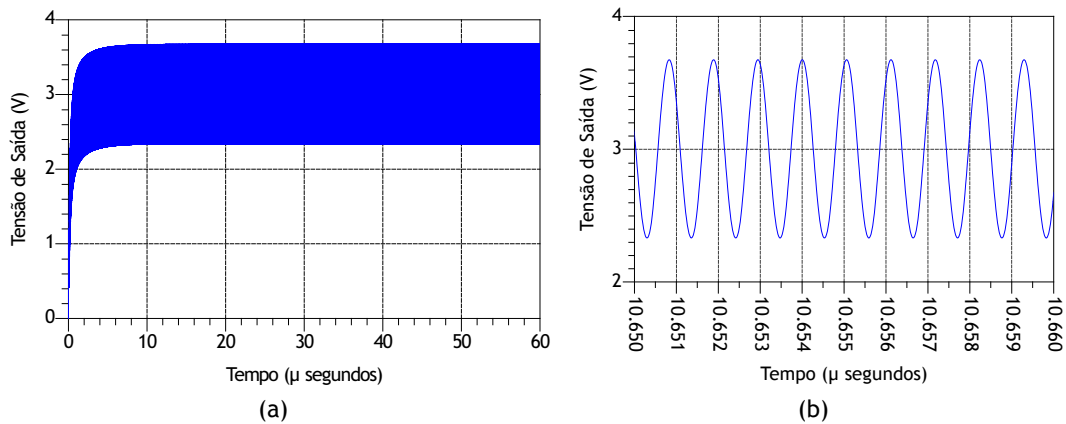


Figura 4.26: (a) Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* com 3 estágios para uma potência de entrada de 0 dBm e (b) efeito da tensão de ondulação, *ripple*, num curto intervalo de tempo.

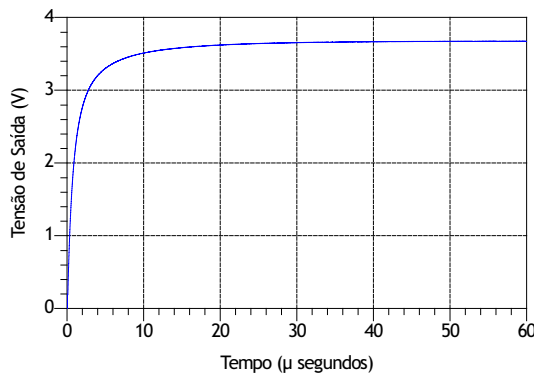


Figura 4.27: Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de *Dickson* com 3 estágios para uma potência de entrada de 0 dBm.

Após os dados de simulação apresentados anteriormente conclui-se que o multiplicador de tensão de *Dickson* apresenta desempenho superior ao de *Cockcroft-Walton* tanto na tensão de saída DC como no ganho, que são mais elevados e apresenta também tensões de ondulação bastante reduzidas na tensão de saída DC. Desta maneira, o multiplicador de tensão de *Dickson* irá ser implementado e será alvo de uma análise e optimização mais detalhada.

4.5.4 Multiplicador de Tensão de *Dickson* - Resultados de Simulação

Após ter sido comprovado que o multiplicador de tensão de *Dickson* apresenta melhor desempenho do que o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* na Secção 4.5.3, será feita uma análise mais detalhada do multiplicador de tensão de *Dickson*. No circuito equivalente do multiplicador de tensão de *Dickson* serão incorporados os condensadores do fabricante *Murata*, ao invés dos condensadores genéricos que foram utilizados para comparar os dois multiplicadores de tensão. O fabricante dos condensadores disponibiliza na sua página da internet⁶ a biblioteca

⁶http://www.murata.com/products/design_support/mcsil/download.html (acedido em Dezembro de 2012)

necessária para poder simular o comportamento dos seus condensadores no ADS.

A Figura 4.28 apresenta o circuito equivalente do multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios e uma impedância de carga de 100 k Ω implementado no ADS.

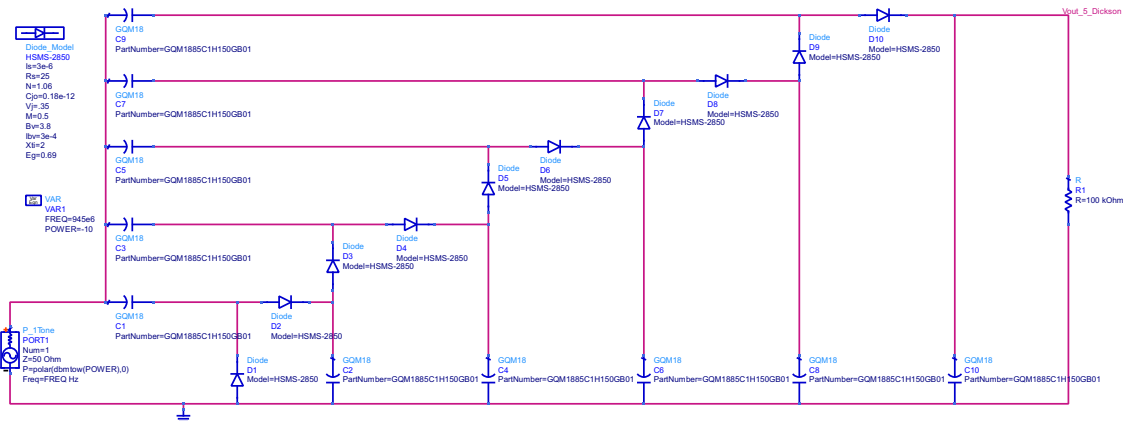


Figura 4.28: Circuito equivalente do multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios, implementado no ADS.

Inicialmente, avaliou-se se o valor da capacidade dos condensadores a utilizar teria impacto no valor da tensão de saída DC. O valor da capacidade deve ser escolhido cuidadosamente com o objectivo de maximizar o valor da tensão de saída DC e minimizar o tempo de estabelecimento para o qual ocorre esse valor máximo. Para encontrar o valor óptimo da capacidade a utilizar fez-se variar o valor da capacidade dos condensadores de 1 pF até 100 pF. Posteriormente escolheram-se quatro valores de capacidades diferentes dentro do intervalo de 1 pF a 100 pF e utilizaram-se os seguintes modelos de condensadores:

- C1: GQM1885C2A1R0CB01 - capacidade de 1 pF;
- C2: GQM1885C1H150GB01 - capacidade de 15 pF;
- C3: GQM1885C1H680GB01- capacidade de 68 pF;
- C4: GQM1885C1H101GB01 - capacidade de 100 pF;

Na Figura 4.29 apresenta-se a resposta de cada uma das capacidades utilizadas na tensão de saída DC. Como condições de simulação foi utilizado um multiplicador com 5 estágios como o que foi apresentado na Figura 4.28, a operar a 945 MHz, com uma impedância de carga de 100 k Ω e uma potência de entrada de -10 dBm.

Pode-se observar na Figura 4.29 que com o aumento do valor da capacidade dos condensadores, a tensão de saída torna-se ligeiramente inferior. Contudo essas diferenças não são muito significativas depois de se atingir o valor máximo. As maiores diferenças encontram-se na tensão de ondulação (*ripple*) que surge na tensão de saída e no tempo de subida quando se atinge o valor máximo de tensão de saída. Para valores de capacidade reduzidos, isto é, 1 pF, a tensão de ondulação é mais elevada, aproximadamente 100 mV, do que para valores de capacidade elevados, onde a tensão de ondulação é praticamente desprezível. O tempo de subida é afectado pelos diferentes valores da capacidade dos condensadores, onde existe uma proporcionalidade directa entre ambos, ou seja, para valores de capacidades superiores, o tempo de subida também é superior. Desta maneira, a melhor escolha para o valor da capacidade que o condensador

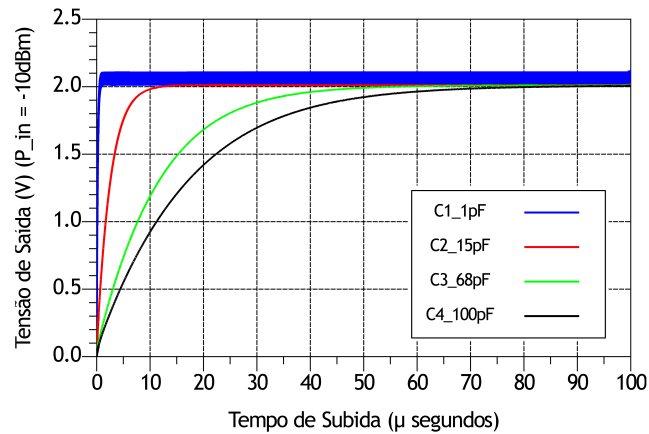


Figura 4.29: Resposta, no domínio do tempo, do multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios e uma impedância de carga de $100\text{ k}\Omega$ para uma potência de entrada de -10 dBm .

deve ter é a que satisfaz simultaneamente os seguintes requisitos: tensão de ondulação reduzida, tempo de subida reduzido e tensão de saída elevada. Segundo os pressupostos anteriores, o valor de 15 pF é o que cumpre melhor os requisitos, comparativamente com os outros valores de capacidades. Desta maneira, é o modelo GQM1885C1H150GB01, do fabricante *Murata*, que será utilizado no multiplicador de tensão de *Dickson* a ser implementado.

Assim, o multiplicador de tensão de *Dickson* será constituído por:

- Díodos de *Schottky* HSMS-2850;
- Condensadores GQM1885C1H150GB01 de 15 pF do fabricante *Murata*;

O número de estágios que constituem o multiplicador de tensão de *Dickson* são a principal influência na tensão de saída do circuito de recolha de energia RF. A tensão de saída é directamente proporcional ao número de estágios utilizados no circuito de recolha de energia RF, no entanto, existem restrições práticas que forçam o limite no número de estágios admissíveis. Na Figura 4.30 apresenta-se o impacto do número de estágios na tensão de saída. Foram simulados três multiplicadores de tensão de *Dickson* com 3, 5 e 8 estágios, a operar a 945 MHz e com uma impedância de carga de $100\text{ k}\Omega$.

Da Figura 4.30, pode-se concluir que o multiplicador de tensão de *Dickson* apresenta tensões mais elevadas quando o número de estágios aumenta. Contudo, existe um aumento de perda de potência para potências de entrada inferiores a -10 dBm . Este facto é devido aos efeitos parasitas dos condensadores e dos díodos que constituem cada estágio. Os valores da tensão de saturação (tensão de saída máxima que se consegue obter) são teoricamente obtidos através do produto do número de estágios utilizados no multiplicador pela tensão de ruptura mínima do diodo (isto é, $B_v = 3.8\text{ V}$ para o diodo HSMS-2850). Considerando um número de estágios $N=3, 5$ e 8 , a tensão de saída DC máxima obtida através de simulação é de $11, 18$ e 29 V , respectivamente, o que corresponde a potências de entrada de $10, 12$ e 15 dBm .

Na Figura 4.31 apresenta-se o impacto do número de estágios na eficiência global de rectificação, η_0 . A eficiência global de rectificação é calculada de acordo com a expressão (4.20) anteriormente apresentada na Secção 4.5.

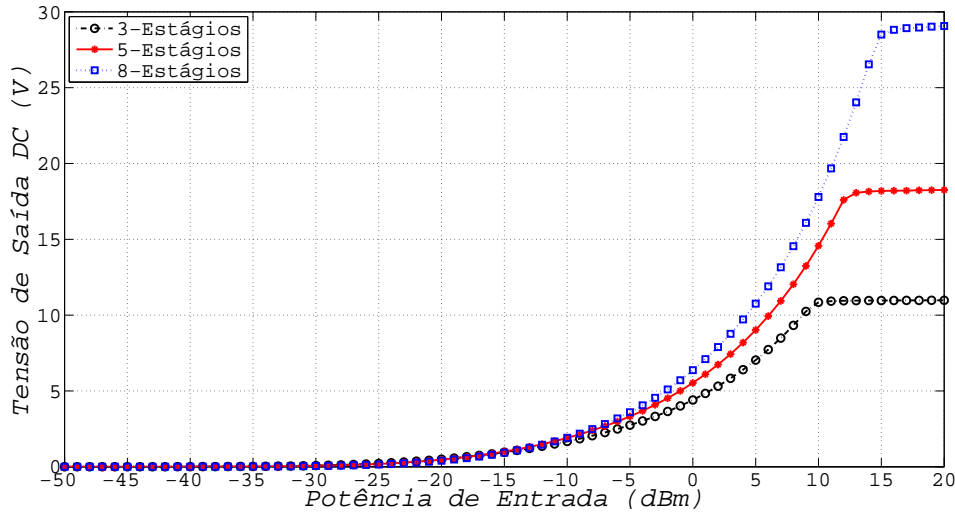


Figura 4.30: Impacto do número de estágios na tensão de saída em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de *Dickson* com N estágios com uma impedância carga de 100 k Ω .

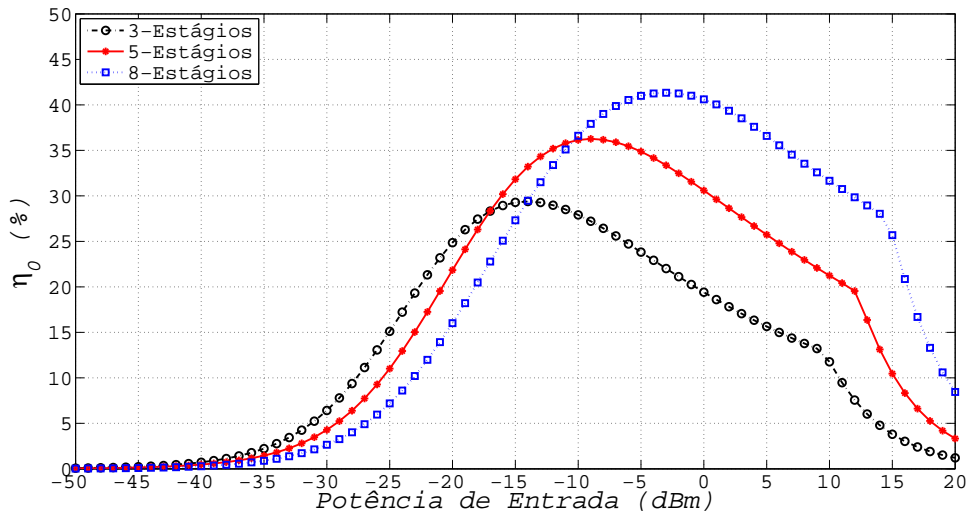


Figura 4.31: Impacto do número de estágios na eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de *Dickson* com N estágios com uma impedância de carga de 100 k Ω .

Através da análise da Figura 4.31, pode-se concluir que a adição de estágios no multiplicador de tensão faz com que o pico da curva de eficiência global de rectificação se desloque na direcção da região de potências mais elevadas. Como se pode observar, para um número de estágios de 3, 5 e 8, o pico de eficiência global de rectificação obtido através de simulação é 30, 36 e 41 %, respectivamente, o que corresponde a potências de entrada de -15, -9 e -3 dBm, respectivamente.

Assim, o número de estágios que deve ser utilizado no multiplicador de tensão de *Dickson* é 5, porque a utilização de um número de estágios superior não trará melhorias significativas para os níveis de potência de entrada considerados, devido às perdas de energia ao longo da cadeia [YMAV05].

Na Figura 4.32 apresenta-se o impacto de diferentes impedâncias de carga na eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada, a 945 MHz, num multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios. Pode-se concluir que existe um valor de impedância de carga em que a eficiência global de rectificação é mais elevada. Esse valor é de 43 % e ocorre para uma impedância de carga de 50 k Ω o que corresponde a uma potência de entrada de -3 dBm. Se a impedância de carga tiver um valor muito reduzido ou muito elevado a eficiência global de rectificação diminui consideravelmente.

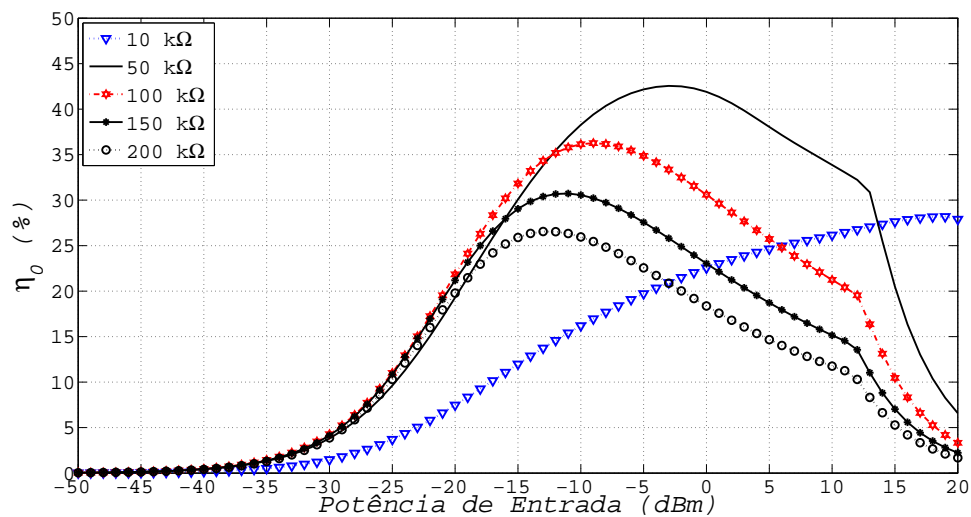


Figura 4.32: Impacto da impedância da carga na eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada, a 945 MHz, para o multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios.

4.6 Especificações de Consumo das Plataformas de Redes de Sensores sem Fios

O sistema de recolha de energia RF do ambiente apresentado anteriormente deve ser capaz alimentar um nó sensor numa RSSF. Um nó sensor normalmente é constituído por uma unidade de comunicação, uma unidade de processamento, uma unidade de sensoriamento e uma unidade de energia. As suas funcionalidades incluem a recolha e processamento de dados da sua unidade de sensoriamento bem como gerir as ligações estabelecidas na rede. Existe uma ampla variedade de plataformas de nós sensores que têm sido desenvolvidas nos últimos anos, tais como:

- MICAz;
- IRIS;
- TelosB;
- Wasp mote;
- T-Mote;
- WirelessHart LTP5902.

Todas estas plataformas de RSSF operam na banda *Industrial, Scientific and Medical*, ISM, a 2.4 GHz e utilizam a norma IEEE 802.15.4 sendo responsável por definir a camada física e de controlo de acesso ao meio (*Media Access Control*, MAC). As plataformas apresentam características que podem ser similares ou diferentes, como, por exemplo, o tipo de chip utilizado pelo microcontrolador, e rádio emissor/receptor (*transceiver*).

Para uma análise detalhada da recolha de energia RF e possível alimentação de um nó sensor, os principais factores que interessam explicar e caracterizar são o consumo de corrente e a tensão de alimentação mínima necessária para o correcto funcionamento das plataformas.

Através destes dois parâmetros, consumo de corrente e tensão de alimentação, V_{CC} , é possível calcular qual é a impedância equivalente que um nó sensor representa para o circuito de rectificação RF-DC, quando assume o papel de carga do circuito. A partir destes dados, pode-se concluir sobre a possibilidade de alimentação do nó sensor através do sistema proposto, e acerca da gama de valores de potência de entrada do circuito que permitem alimentar o nó sensor.

Das quatro unidades que constituem um nó sensor de cada plataforma, já apresentadas na Secção 2.1, as duas unidades principais são a unidade de processamento e a unidade de comunicação. Para que as plataformas possam funcionar correctamente é necessário garantir um valor de tensão mínima para operar a unidade de processamento assim como a unidade de comunicação. Desta maneira, a tensão de alimentação mínima destas duas unidades é o requisito principal que define se a plataforma opera ou não adequadamente, supondo sempre que a unidade de energia fornece os níveis de potência necessários a essa operação. O sistema aqui proposto visa substituir essa unidade de energia por um sistema de recolha de energia RF do ambiente.

A unidade de processamento é responsável pelo desempenho computacional baseado nos dados adquiridos por diferentes tipos de sensores. É constituída por um microcontrolador, o qual integra uma unidade de processamento central, pinos de entrada e saída, um conversor Analógico-Digital e uma memória de dados. Normalmente, o microcontrolador tem apenas dois estados de funcionamento, o activo e o *sleep*. Desta maneira, para que a unidade de processamento funcione correctamente, é necessário garantir que o microcontrolador seja alimentado pelo menos com a tensão mínima recomendável. As plataformas anteriormente referenciadas apresentam diferentes tipos de *chips* de microcontroladores (ver Tabela 4.4) que têm diferentes tensões mínimas de alimentação.

A unidade de comunicação consiste num emissor/receptor rádio e numa antena. Os quatro estados de um rádio *transceiver* são: emissão, recepção, *idle* (inactivo) e *sleep* (adormecido). Dependendo do tipo de estado de operação que o emissor/receptor rádio apresenta, o seu consumo de corrente é diferente. Contudo, todos os emissores/receptores rádio apresentam um valor mínimo de tensão que deve ser fornecido para que eles possam funcionar. Esse valor é apresentado na Tabela 4.4, para cada uma das plataformas identificadas.

Da análise da Tabela 4.4 conclui-se que, independentemente do consumo de corrente de cada uma das plataformas, a que apresenta menor valor de tensão de alimentação, tanto do *chip* do microcontrolador como do *chip* do emissor/receptor rádio é a plataforma IRIS.

Tabela 4.4: *Chips* dos microcontroladores e dos emissores/receptores rádio utilizados por cada uma das plataformas de RSSF.

Plataforma	Chip do Microcontrolador	Chip do Emissor/Receptor Rádio
MICAz	MPR2400CA ($V_{min} = 2.7V$)	CC2420 ($V_{min} = 2.1V$)
IRIS	XM2110CA ($V_{min} = 1.8V$)	AT86RF230 ($V_{min} = 1.8V$)
TelosB	MSP430 ($V_{min} = 1.8V$)	CC2420 ($V_{min} = 2.1V$)
Waspote	ATmega1281 ($V_{min} = 1.8V$)	XBee-802.15.4 ($V_{min} = 2.8V$)
T-Mote	MSP430 ($V_{min} = 1.8V$)	CC2420 ($V_{min} = 2.1V$)
WirelessHart	ARM Cortex-M3 ($V_{min} = 2.1V$)	M2510 RF

O consumo de corrente de um nó sensor varia principalmente com o consumo de corrente do microcontrolador bem como do seu emissor/receptor de rádio. Em [BTGV13], apresenta-se o consumo médio de corrente para as plataformas anteriormente apresentadas. Esse consumo médio de corrente foi calculado tendo em conta todos os possíveis estados da unidade de processamento (microcontrolador) e da unidade de comunicação (emissor/receptor rádio). Os parâmetros necessárias para o cálculo do consumo médio de corrente são seguintes:

- Corrente do microcontrolador no estado activo;
- Corrente do microcontrolador no estado *sleep*;
- Corrente do emissor/receptor rádio no estado a transmitir (TX);
- Corrente do emissor/receptor rádio no estado a receber (RX);
- Corrente do emissor/receptor rádio no estado *sleep*;
- *Duty cycle* do estado a transmitir (TX) do emissor/receptor rádio;
- *Duty cycle* do estado a receber (RX) do emissor/receptor rádio;
- *Duty cycle* do estado *sleep* do emissor/receptor rádio;
- *Duty cycle* do estado activo do microcontrolador;
- *Duty cycle* do estado *sleep* do microcontrolador;
- Número de nós vizinhos (N).

Para calcular o consumo médio de corrente assumiu-se também que um ciclo activo é igual a 1 % do tempo de operação do nó sensor (unidade de processamento e unidade de comunicação no estado de *sleep* 99 % do tempo de operação do nó sensor). Desta maneira, o consumo médio de corrente tendo em conta o número de nós vizinhos, N , é apresentado na Tabela 4.5.

Como se pode observar a partir da Tabela 4.5, o consumo médio de corrente varia bastante de plataforma para plataforma, sendo que a plataforma *WirelessHart* é aquela que apresenta um consumo médio de corrente mais reduzido. Para o caso mais simples, isto é, quando existe apenas um nó vizinho ($N=1$), o consumo médio de corrente para todas as plataformas é na ordem das centenas μA , à excepção do *WirelessHart*, para o qual o consumo pode ser ligeiramente inferior. As diferenças nos consumos de corrente originam impedâncias equivalentes diferentes. Assumindo que as plataformas são alimentadas com uma tensão de 3 V, que é o valor recomendável para todas as plataformas, a impedância equivalente correspondente é apresentada na Tabela 4.6. Para além disso, também é apresentada a impedância mínima equivalente que

Tabela 4.5: Consumo de corrente médio de cada plataforma em função do número de nós vizinhos (adaptado de [BTGV13]).

N	MICAZ [μ A]	IRIS [μ A]	TelosB [μ A]	Waspnote [μ A]	T-Mode [μ A]	WirelessHart [μ A]
1	291	250	263	231	219	72
2	581	500	526	462	438	143
3	872	750	788	693	657	215
4	1163	1000	1050	924	876	287

Tabela 4.6: Impedância equivalente das plataformas de RSSF para dois valores de tensão de alimentação diferentes.

Tensão de Alimentação	MICAZ [$k\Omega$]	IRIS [$k\Omega$]	TelosB [$k\Omega$]	Waspnote [$k\Omega$]	T-Mode [$k\Omega$]	WirelessHart [$k\Omega$]
3 V	10.309	12	11.407	12.987	13.699	41.667
Maior dos valores da Tensão Mínima apresentada na Tabela 4.4.	9.278	7.200	7.985	12.121	9.589	29.167

cada plataforma apresenta se for considerado o maior dos valores entre a tensão de alimentação mínima do microcontrolador e a tensão de alimentação mínima do emissor/receptor rádio apresentados na Tabela 4.4.

Através da observação da Tabela 4.6, constata-se que os valores das impedâncias rondam as dezenas de $k\Omega$, sendo que para $V_{CC} = 3$ V, o MICAZ é o que apresenta a impedância mais reduzida (10.309 $k\Omega$) enquanto que o WirelessHart apresenta a impedância mais elevada (41.667 $k\Omega$). É importante ter em conta que estes valores de impedância foram calculados através do valor médio do consumo de corrente das plataformas. Um grande inconveniente reside no facto das plataformas terem consumos de corrente bastante elevados quando se encontram no estado a transmitir ou receber, que se traduz na ordem das dezenas de mA, podendo desta forma inviabilizar a alimentação da plataforma através do sistema de recolha de energia RF proposto. Para exemplificar a quantidade de corrente que é consumida por um nó sensor e a quantidade de corrente que é recolhida pelo sistema de recolha de energia RF, na Figura 4.33 apresenta-se qual é o consumo de corrente para os modos de funcionamento de um nó sensor, incluindo o estado de *sleep* profundo (*deep sleep*).

Analisando a Figura 4.33 é possível constatar que os modos de funcionamento dos nós sensores ocorrem para valores de potência mais reduzidos, da ordem de grandeza de -100 dBm, do que a recolha de energia RF, que só começa a ser relevante para valores de potência ligeiramente mais elevados, da ordem de grandeza de -30 dBm. Tal como foi explicado anteriormente, um modo de funcionamento TX/RX representa um consumo de corrente elevado, na ordem dos mA, enquanto que o sistema de recolha de energia apenas consegue recolher correntes na ordem dos μ A. Contudo, o principal objectivo centra-se em conseguir alimentar as plataformas no seu

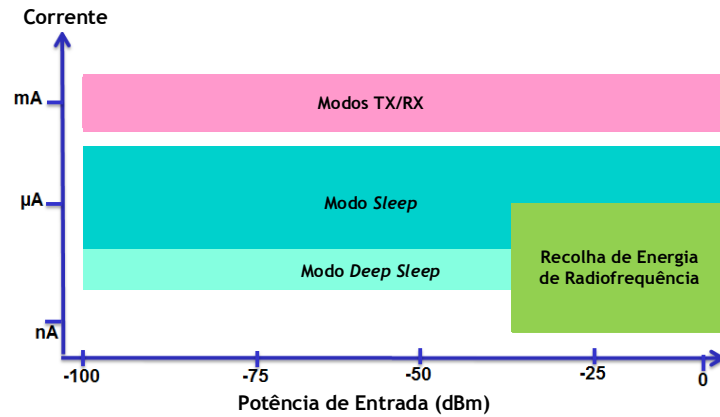


Figura 4.33: Corrente consumida ou recolhida em função da potência de entrada para os quatro estados de funcionamento dos nós sensores, TX/RX, *sleep*, *deep sleep* e corrente recolhida a partir do sistema de recolha de energia RF.

estado de *sleep*, para o qual o sistema de recolha de energia RF é capaz de recuperar a corrente necessária e armazenar a energia suficiente para extrair algumas medições e comunicar esporadicamente durante um dia.

Por fim, é importante salientar, que os valores do consumo de corrente foram calculados tendo em conta os valores de referência apresentado nas folhas de dados das plataformas, no entanto, é importante saber qual é o consumo real de corrente de uma plataforma. Desta maneira, em [NMLC12] foi medido experimentalmente o consumo real de uma plataforma de RSSF. A plataforma utilizada foi um Mica2. No estado de *sleep*, esta plataforma, consumiu $30\ \mu\text{A}$ para $V_{CC} = 3\ \text{V}$, o que corresponde a uma impedância de $100\ \text{k}\Omega$. Este valor de impedância de uma plataforma de RSSF será utilizado como valor de referência, num contexto em que o sistema de recolha de energia RF tem como objectivo conseguir alimentar este valor de impedância de carga, correspondente ao estado de *sleep* das plataformas.

4.7 Sumário e Conclusões

Neste Capítulo, foram apresentadas as oportunidades espectrais identificadas nas cidades da Covilhã e de Lisboa. Concluiu-se que o sinal de radiofrequência mais elevado que se conseguiu captar equivale a uma potência recebida de $-27\ \text{dBm}$, isto para a banda GSM900, que se apresentou como a melhor banda para recolha de energia RF. Também se constatou que a banda GSM1800 é aquela que se apresenta como a segunda mais promissora para a recolha de energia RF.

Foram desenvolvidas duas antenas têxteis, uma a operar apenas na banda GSM900 e outra, de multi-banda, a operar simultaneamente nas bandas GSM900 e GSM1800. A antena têxtil de uma única banda apresentou uma largura de banda experimental de $295\ \text{MHz}$, enquanto que a antena de duas bandas apresentou larguras de banda de 300 e $390\ \text{MHz}$ para as bandas GSM900 e GSM1800, respectivamente. Através das larguras de banda obtidas para cada um das antenas têxteis, pode-se concluir que as bandas GSM900 e GSM1800 são totalmente abrangidas. A partir de simulações, concluiu-se que a eficiência de radiação, e_{ant} , para a antena têxtil

de uma única banda, GSM900, é de 84 % e, para a antena de duas bandas, é de 82 % e 77.6 % para a banda de operação mais reduzida, GSM900, e, mais elevada, GSM1800, respectivamente.

Foram apresentados os componentes que constituem o circuito de recolha de energia RF baseado no multiplicador de tensão de *Dickson*. Consideraram-se os díodos HSMS-2850 da *Agilent Technologies* e os condensadores GQM1885C1H150GB01 de 15 pF do fabricante *Murata*. Concluiu-se que o multiplicador de tensão de *Dickson* deve possuir 5 estágios. Os resultados de simulação obtidos através do ADS, mostraram que este tipo de circuito apresenta uma tensão de saída DC máxima de 18 V o que corresponde a uma potência de entrada de 12 dBm. A eficiência global de rectificação máxima obtida para o multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios é de 36 % e ocorre para uma potência de entrada de -9 dBm, isto, quando a impedância da carga é de 100 k Ω . Se a impedância de carga for de 50 k Ω , a eficiência global de rectificação máxima é de 43 % e ocorre para uma potência de entrada de -3 dBm.

Por fim, foram apresentadas algumas especificações do consumo das plataformas de RSSF, onde se concluiu, que o consumo de corrente de cada uma das plataformas varia bastante dependendo do estado de funcionamento das mesmas. Estes valores estão na ordem dos mA, para o estado activo, ou na ordem de μ A para o estado de *sleep*. Desta maneira, no estado de *sleep*, o consumo de corrente considerado foi o de um estudo feito em [NMLC12] em que se obteve 30 μ A. Relativamente à tensão de alimentação mínima das plataformas, de uma maneira geral, o valor é de 1.8 V, enquanto que a tensão de alimentação recomendável é de 3 V. Para $V_{CC} = 3$ V, e assumindo o valor de consumo de corrente no estado de *sleep* considera-se que um nó sensor de uma plataforma de RSSF representa para o circuito de recolha de energia RF uma carga com uma impedância de 100 k Ω .

Capítulo 5

Processos de Concepção e Resultados Experimentais

5.1 Fundamentos e Concepção dos Protótipos através de *Software e Hardware*

O sistema de recolha de energia RF caracterizado e projectado no Capítulo 4 foi implementado em *hardware*, através de placas de circuito impresso (*Printed Circuit Board*, PCB). Para esse efeito, foi necessário recorrer a *software* de desenho de placas de circuito impresso. A escolha recaiu sobre o *software Altium Designer*¹.

No total foram desenvolvidos três protótipos de recolha de energia RF, dois sem adaptação de impedâncias e um com adaptação de impedâncias, onde se apresentam os resultados experimentais obtidos nas Secções 5.2.1 e 5.2.2, respectivamente. Quando se desenvolvem circuitos de radiofrequência deve-se ter em conta que a impedância característica das linhas de transmissão que ligam os componentes do circuito depende do substrato utilizado e podem ser modeladas em comprimento e largura, no sentido de se conseguirem obter linhas de transmissão com uma impedância característica de 50Ω , valor típico de circuito RF. No entanto, este objectivo é difícil de atingir uma vez que o circuito RF apresentado tem componentes não lineares (diodos), cujas características variam com a potência de entrada bem como com a frequência. Desta maneira, conseguir alcançar uma impedância característica de 50Ω entre os diversos segmentos das linhas de transmissão é extremamente difícil. A solução deste problema passa por desenvolver os circuitos com uma largura e comprimento de linhas de transmissão adequados, tentando-se no final do desenvolvimento conseguir obter uma impedância característica do circuito de 50Ω . No caso deste objectivo não ser atingido, terá de se recorrer a uma malha de adaptação de impedâncias que consiga corrigir as diferenças obtidas.

Existem alguns tipos de linhas de transmissão, que podem ser divididas em duas categorias, de acordo com a uniformidade do meio envolvente do condutor da linha de transmissão. Quando o meio onde se incorpora a linha é uniforme a estrutura da linha de transmissão é referida como homogénea. Exemplos de linhas de transmissão homogéneas são as linhas *stripline* e *embedded differential line*. Neste tipo de linhas de transmissão, todos os campos estão no plano transversal à direcção de propagação, isto é, na direcção longitudinal. O modo de transmissão associado a este tipo de linhas é o modo *Transverse Electric and Magnetic*, TEM.

A outra categoria de linhas de transmissão são as não homogéneas. A principal diferença entre este tipo de linhas e as linhas homogéneas reside no facto de existir uma variação de frequência dependente da distribuição do campo electromagnético nas linhas não homogéneas. Neste tipo de linhas, o campo electromagnético não está confinado inteiramente ao plano transver-

¹<http://altium.com/en/products/altium-designer>

sal mesmo quando são utilizados condutores perfeitos. Desta maneira, o modo de transmissão associado a este tipo de linhas é o modo *quasi-TEM*. Alguns exemplos de linhas de transmissão não homogéneas são as linhas *microstrip*, *coplanar waveguide* e *differential line* [Stee10]. O tipo de linha de transmissão implementado nas placas de circuito impresso fabricadas foram as linhas de transmissão *microstrip*, dada a sua simplicidade de implementação e por ser o tipo de linha mais utilizado em circuitos RF.

O protótipo 1, apenas constituído pelo multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios, cuja a *top layer* do *layout* é apresentado na Figura A.1 do Anexo A.1, foi desenvolvido no sentido de minimizar o tamanho da PCB. Também no Anexo A.1 apresentam-se a *bottom layer* e respectivas imagens reais do protótipo 1 construído.

O substrato utilizado foi o FR4 com espessura de 1.6 mm. O substrato FR4 foi escolhido por uma questão de disponibilidade, dado que este não é a melhor escolha para o desenvolvimento de circuitos RF, uma vez que não optimiza o desempenho dos mesmos. Os valores dos parâmetros que descrevem o substrato FR4 estão fortemente dependentes do fabricante. No entanto, os dois principais parâmetros que influenciam o desempenho dos circuitos são a constante dieléctrica, ϵ_r , e a tangente de perdas, $\tan \delta$. Na Tabela 5.1 apresentam-se os valores dos parâmetros do substrato FR4 utilizado.

Tabela 5.1: Principais parâmetros do substrato FR4.

Parâmetro	Valor
Constante Dieléctrica a 1MHz - ϵ_r	4.5
Tangente de Perdas a 1MHz - $\tan \delta$	0.017

O protótipo 2, apenas constituído pelo multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios foi desenvolvido num substrato especializado para circuitos RF, o ROGERS 4003 do fabricante *Rogers Corporation*, com uma espessura de 1.524 mm. As características do RO4003 estão bem definidas e são garantidas pelo fabricante pelo que, à partida, este substrato apresenta perdas por dissipação inferiores ao substrato FR4. Os valores da constante dieléctrica, ϵ_r , e da tangente de perdas, $\tan \delta$, do RO4003 estão definidas na Tabela 5.2. No Anexo A.2 apresenta-se o *layout*, bem como as imagens reais do protótipo 2.

Tabela 5.2: Principais parâmetros do substrato RO4003.

Parâmetro	Valor
Constante Dieléctrica (8 a 40 GHz) - ϵ_r	3.55
Tangente de Perdas a 2.5 GHz - $\tan \delta$	0.0021

O protótipo 3 é constituído por uma malha de adaptação de impedâncias e pelo multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios ambos desenvolvidos numa única PCB e no substrato RO4003. No Anexo A.3 apresenta-se o *layout*, bem como as imagens reais do protótipo 3.

De referir que todos os protótipos foram elaborados através das técnicas tradicionais de construção de placas de circuito impresso no laboratório de circuitos impressos, que faz parte do laboratório de electrónica do Departamento de Física da Universidade da Beira Interior.

Nas próximas secções apresentam-se os resultados experimentais obtidos para os três protótipos desenvolvidos.

5.2 Resultados Experimentais

Para conseguir obter resultados experimentais dos três protótipos desenvolvidos teve de se recorrer a equipamento específico. O protótipo 1 foi testado no laboratório do Instituto de Telecomunicações (IT) de Aveiro, onde os dois equipamentos utilizados foram do fabricante *Agilent Technologies*, mais especificamente:

- E8361C *PNA Microwave Network Analyser*;
- Agilent E4433B Signal Generator.

Por sua vez, os protótipos 2 e 3 foram testados no laboratório do Instituto de Telecomunicações na Covilhã, uma vez que, no final de Julho de 2013, parte dos equipamentos já se encontravam disponíveis. Os dois equipamentos utilizados foram do fabricante ROHDE & SCHWARZ, mais especificamente:

- *Spectrum Analyser* FSH8;
- Signal Generator SML02.

Tanto o E8361C *PNA Microwave Network Analyser* como o *Spectrum Analyser* FSH8 foram utilizados para medir a impedância do circuito e as perdas de retorno, também denominado de coeficiente de reflexão, S_{11} . Por outro lado, o Agilent E4433B Signal Generator e o Signal Generator SML02 foram utilizados para injectar sinal RF na frequência desejada variando-se a potência de entrada.

5.2.1 Protótipos Sem Adaptação de Impedâncias

Como já foi referido na Secção 5.1 foram desenvolvidos dois protótipos sem adaptação de impedâncias, o primeiro num substrato FR4 e segundo num substrato RO4003. A impedância medida do protótipo 1 a 945 MHz foi, $Z_{in} = 262.49 + j401.65 \Omega$, enquanto que as perdas de retorno são as apresentadas na Figura 5.1.

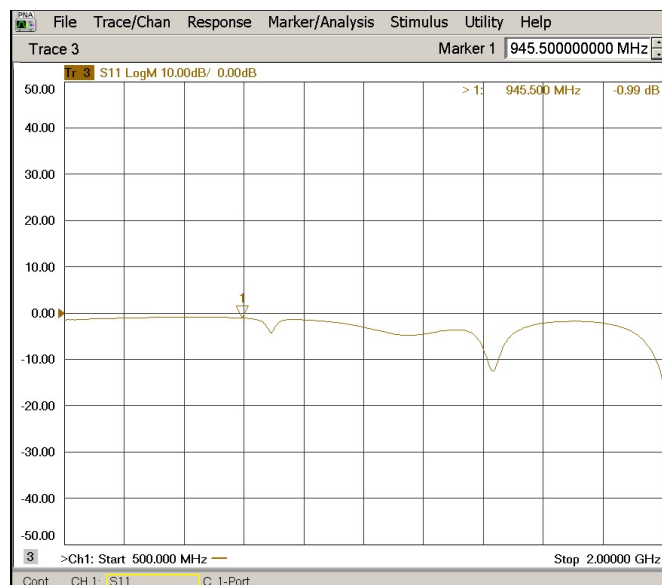


Figura 5.1: Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 1 desenvolvido.

Como se pode observar, o protótipo 1 não está minimamente adaptado à impedância característica de 50Ω , o que provoca uma elevada quantidade de potência reflectida, reduzindo consideravelmente a eficiência de conversão do circuito. Na Figura 5.2 apresenta-se a tensão de saída DC e a eficiência global de rectificação, η_0 em função da potência de entrada, para o protótipo 1, com uma carga de $100 \text{ k}\Omega$.

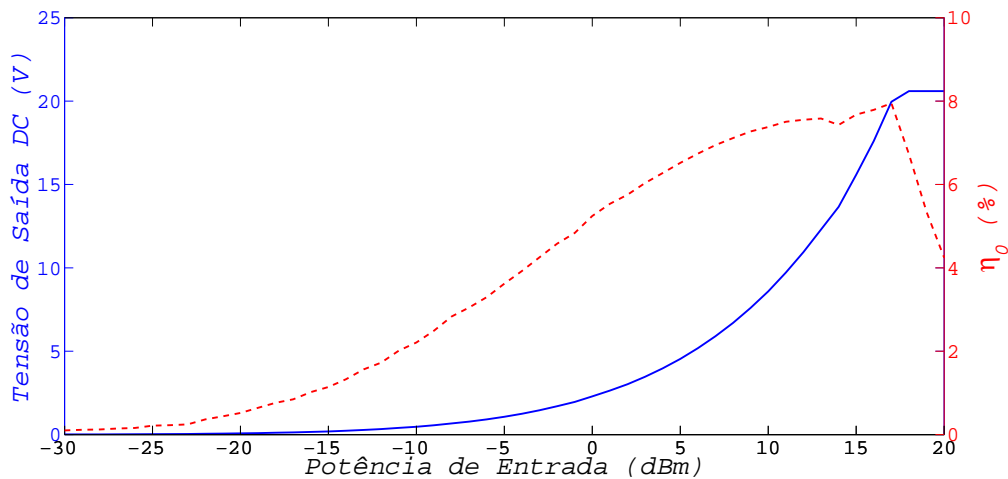


Figura 5.2: Resultado experimental da tensão de saída e da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 1 desenvolvido com uma carga de $100 \text{ k}\Omega$.

Analisando a Figura 5.2 pode-se observar que o pico máximo de eficiência global de rectificação ocorre para uma potência de entrada de 17 dBm , e é cerca de 8% . Nesse ponto, a tensão de saída DC é aproximadamente 20 V . De referir que, para valores de potências de entrada superiores a 10 dBm , o que corresponde a uma amplitude de tensão de entrada de 2 V , é atingido, teoricamente, o valor da tensão de ruptura do diodo HSMS-2850 ($B_v = 3.8 \text{ V}$). Como consequência é possível que os diodos fiquem saturados e até mesmo danificados. Nos protótipos 1 e 2 foi isso que aconteceu, e alguns diodos do multiplicador de tensão de Dickson ficaram danificados.

O protótipo 2 foi desenvolvido no substrato RO4003 e aquando da sua projecção tentou-se otimizar a distância entre os componentes, através do comprimento das linhas *microstrip* que os ligam no sentido de conseguir obter um circuito mais bem adaptado que o protótipo 1. A impedância medida do protótipo 2 a 945 MHz foi, $Z_{in} = 130 + j10.5 \Omega$, enquanto que as perdas de retorno são as apresentadas na Figura 5.3.

Como se pode observar na Figura 5.3 o protótipo 2 já apresenta uma melhor adaptação relativamente ao protótipo 1. O protótipo 1 apresenta uma amplitude das perdas de retorno de -0.99 dB , a 945 MHz , ao passo que o protótipo 2 apresenta uma amplitude das perdas de retorno de -6.99 dB , a 945 MHz . Quanto mais negativa for a amplitude das perdas de retorno, mais bem adaptado se encontra o circuito e, por conseguinte, as perdas de retorno são mais reduzidas.

Na Figura 5.4 apresentam-se a tensão de saída DC e a eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada para o protótipo 2, para diferentes valores de cargas. Observando a Figura 5.4, pode-se constatar que este protótipo 2 apresenta tensões de saída DC e eficiência global de rectificação superiores ao protótipo 1 isto para uma carga de $100 \text{ k}\Omega$ que



Figura 5.3: Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 2 desenvolvido.

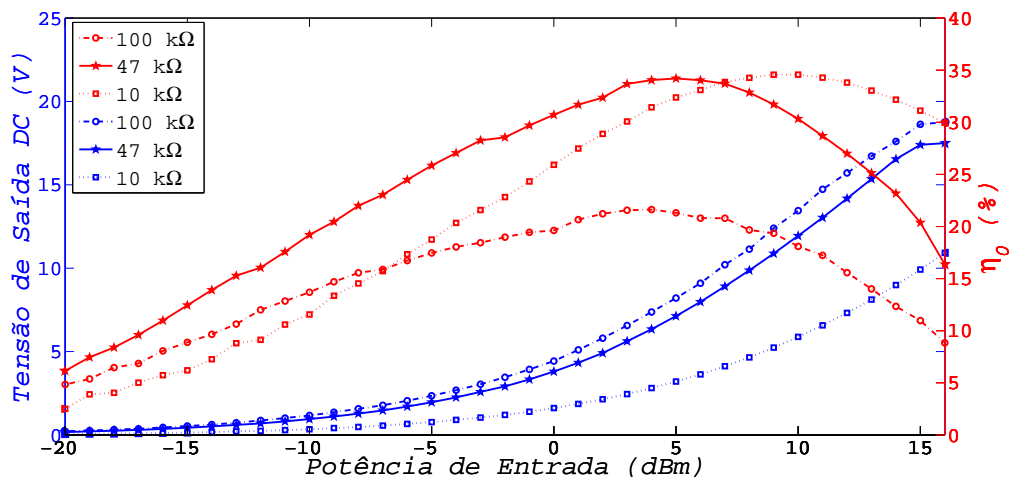


Figura 5.4: Resultado experimental da tensão de saída da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 2 para valores de carga de 10 k Ω (linhas a tracejado e com quadrados), 47 k Ω (linhas contínuas e com estrelas) e 100 k Ω (linhas a tracejado e com círculos).

foi o único valor utilizado no protótipo 1. Comparando os três valores de cargas utilizados no protótipo 2, observou-se que o pico máximo de eficiência de global de rectificação foi de aproximadamente 34 % para as cargas de 10 k Ω e 47 k Ω , para potências de entrada de 10 dBm e 5 dBm, respectivamente. Quando se utilizou uma carga de 100 k Ω , o pico máximo de eficiência de global de rectificação foi de aproximadamente 22 %, o que corresponde a uma potência de entrada de 3 dBm. Nesse ponto a tensão de saída DC obtida foi de aproximadamente 7 V.

5.2.2 Protótipo Com Adaptação de Impedâncias

O protótipo 3 foi desenvolvido com uma malha de adaptação de impedâncias no substrato RO4003 tendo em conta a resposta em termos de impedância do circuito do protótipo 2, ou seja, uma vez medida a impedância do protótipo 2 ($Z_{in} = 130 + j10.5 \Omega$), o que se fez, foi adicionar uma malha de adaptação, que permitisse colocar a impedância do circuito em 50Ω . Para realizar esta tarefa, através do *software* ADS, mais especificamente através da sua ferramenta *Smith Chart*, foi projectado um *single stub* em circuito aberto, que permitiu adaptar a impedância medida do protótipo 2 à impedância característica de 50Ω . Na Figura 5.5 apresenta-se uma imagem da ferramenta de desenvolvimento (*Smith Chart*) considerada no ADS.

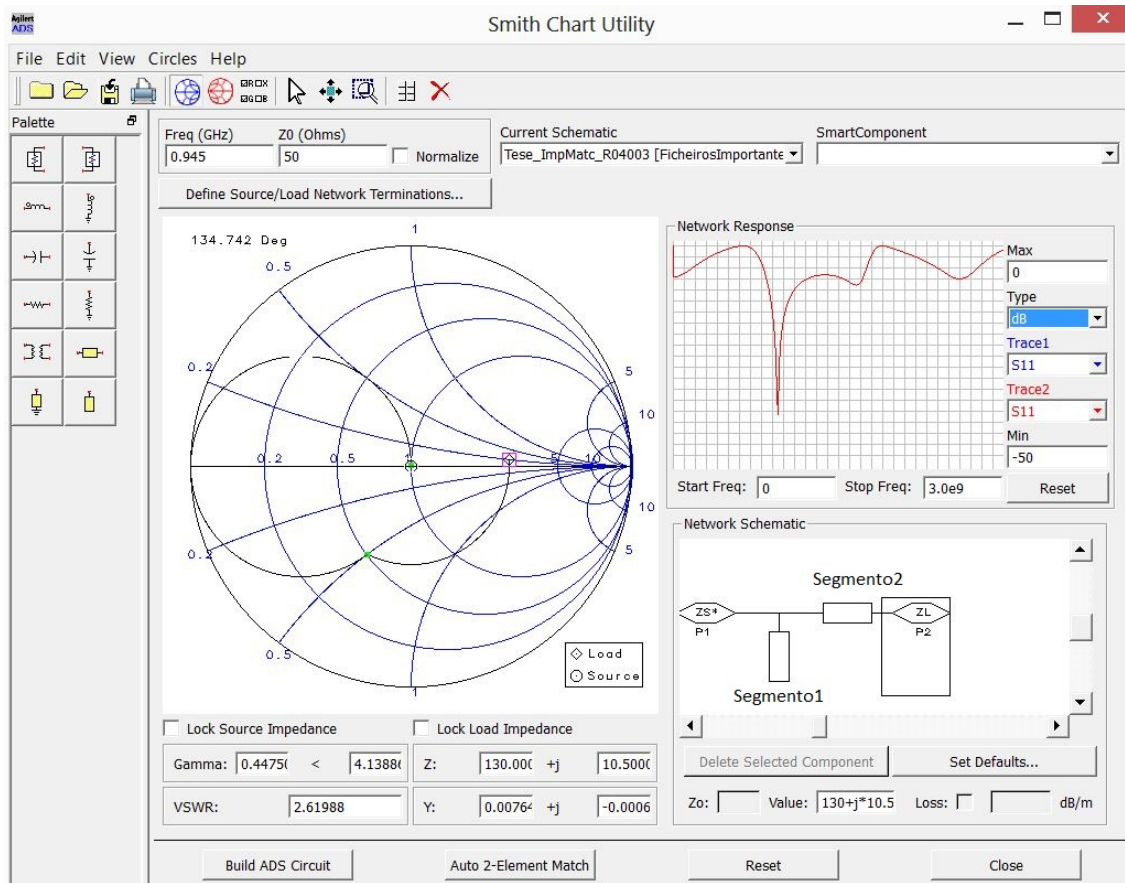


Figura 5.5: Ferramenta *Smith Chart* do ADS que foi considerada para projectar a malha de adaptação de impedâncias.

Como se pode observar na Figura 5.5, a malha de adaptação consiste em dois segmentos de linhas de transmissão do tipo *microstrip*, ligados entre si e caracterizados por dois parâmetros, a impedância característica e o ângulo eléctrico. A ferramenta *Smith Chart* do ADS fornece-nos esses dois parâmetros. A impedância característica faz variar a espessura dos segmentos das linhas de transmissão enquanto que o valor do ângulo eléctrico faz variar o comprimento dos segmentos das linhas de transmissão. Para calcular os valores de espessura e de comprimentos dos dois segmentos, utilizou-se outra ferramenta do ADS, o *Line Calc* (Figura 5.6), que permite calcular a espessura e o comprimento da linha de acordo com o tipo de substrato e frequência que se estão a utilizar. Dado que se pretende obter uma impedância característica para os dois segmentos de 50Ω , a espessura dos dois segmentos é a mesma e através do *Line Calc*. Obteve-se 3.36 mm para o substrato RO4003 e a uma frequência de 945 MHz. Os valores do

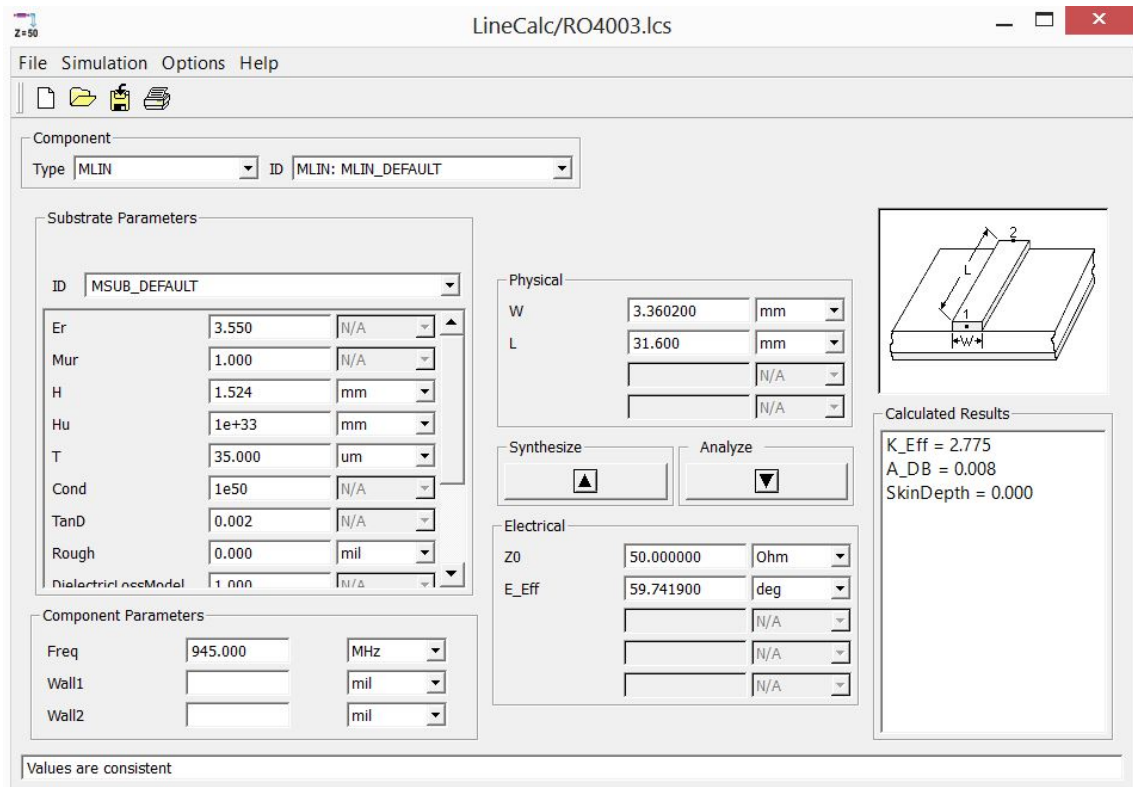


Figura 5.6: Ferramenta *Line Calc* do ADS que foi utilizada para calcular a espessura e comprimento dos segmentos que constituem a malha de adaptação de impedâncias.

comprimentos dos dois segmentos são diferentes uma vez que os ângulos eléctricos também o são. Desta maneira, e segundo as mesmas condições anteriores, para o segmento 1 e para o segmento 2 obtiveram-se comprimentos de 71.6 mm e 31.6 mm, respectivamente.

O tipo de *stub* utilizado poderia ter uma configuração em circuito aberto (*open*) ou em fechado (*short*). A escolha inicial recaiu por uma configuração em aberto, uma vez que este tipo de configuração é o mais indicado quando se utilizam linhas de transmissão *microstrip* dado que não é necessário efectuar a ligação através de uma pequena abertura (furo) no substrato para o plano massa. Na Figura 5.7 apresenta-se as perdas de retorno do protótipo 3, valores de simulação obtidos através do ADS e valores experimentais obtidos através do *Spectrum Analyser* FSH8, já com o *single stub* em aberto aplicado.

Analisando a Figura 5.7, podemos observar que o resultado experimental, apesar de não conseguir atingir um pico de perdas de retorno tão elevado como se obteve no resultado de simulação, obteve-se valores bastante bons, com um pico de -22 dB, aproximadamente. A largura de banda experimentalmente obtida foi maior que o valor de simulação obtido, conseguindo-se cobrir toda a banda GSM900 (880 a 960 MHz). A largura de banda que o protótipo 3 apresenta é de, aproximadamente, 135 MHz (entre 830 MHz e 965 MHz), como se pode observar mais detalhadamente na Figura 5.8, extraída do *Spectrum Analyser* FSH8. A impedância medida do protótipo 3 foi de, $Z_{in} = 34.9 + j1.66 \Omega$.

A Figura 5.9 apresenta a tensão de saída DC e a eficiência global de rectificação, η_0 , em função da potência de entrada para o protótipo 3 desenvolvido para diferentes valores de cargas. Observando a Figura 5.9, pode-se constatar que o protótipo 3 apresenta tensões de saída DC mais

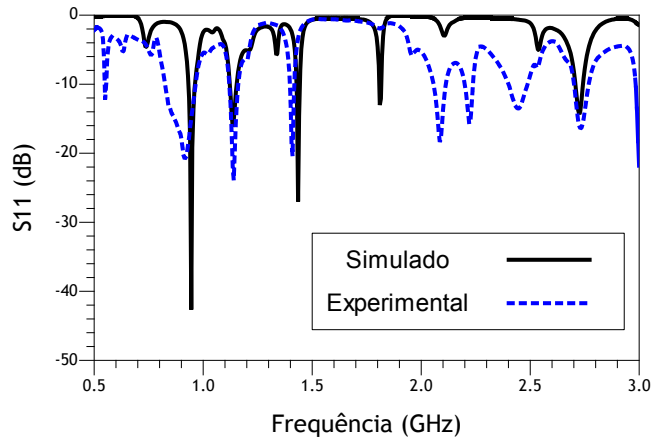


Figura 5.7: Perdas de retorno, S_{11} , simulado (preto) e experimental (azul) do protótipo 3 que inclui a malha de adaptação de impedâncias.

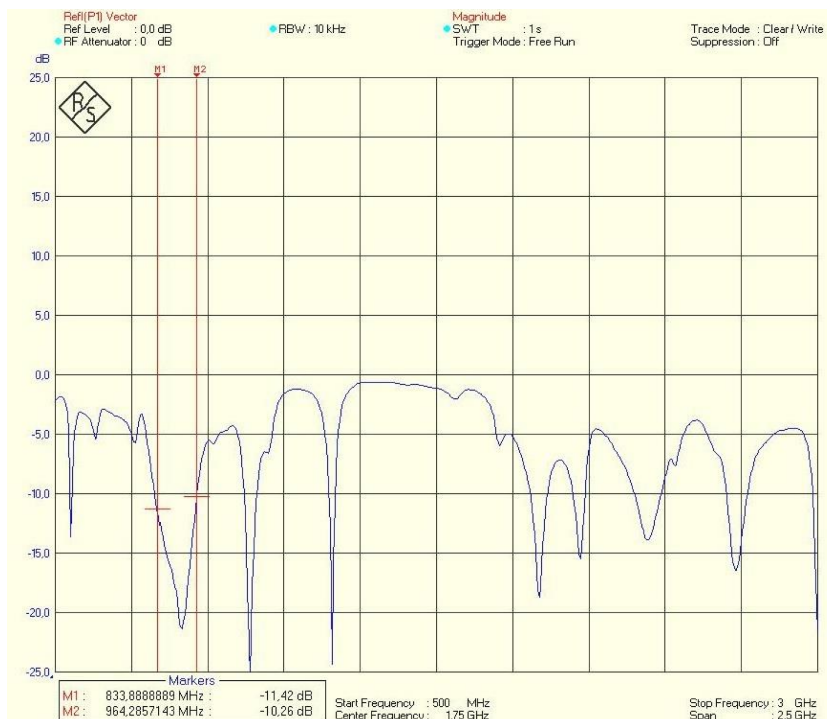


Figura 5.8: Resultado experimental das perdas de retorno, S_{11} , para o protótipo 3.

elevadas à medida que a carga também apresenta valores mais elevados. Contudo, deve-se ter em conta que a corrente que atravessa as cargas com valores elevados também é inferior à corrente que atravessa as cargas com valores reduzidos, o que pode ser uma limitação consoante os requisitos da carga a alimentar. A eficiência global de rectificação tem um comportamento inverso ao da tensão de saída DC, ou seja, para cargas mais elevadas a eficiência é mais reduzida. Comparando os quatro valores de cargas utilizados no protótipo 2, observou-se que o pico máximo de eficiência de global de rectificação foi de aproximadamente 26 % para a carga de 47 k Ω , isto para uma potência de entrada de 0 dBm. Quando se utilizou uma carga de 100 k Ω , o pico máximo de eficiência de global de rectificação foi de aproximadamente 22 %, o que corresponde a uma potência de entrada de 0 dBm. Nesse ponto, a tensão de saída DC obtida foi de aproximadamente 4 V. A razão de fazer variar a potência de entrada apenas entre -20 e 0 dBm deve-se ao facto de, para potências superiores, correr-se o risco do protótipo 3 ficar da-

nificado em algum dos seus cinco estágios e, desta maneira, como medida de segurança apenas se variou a potência de entrada na gama de valores apresentados.

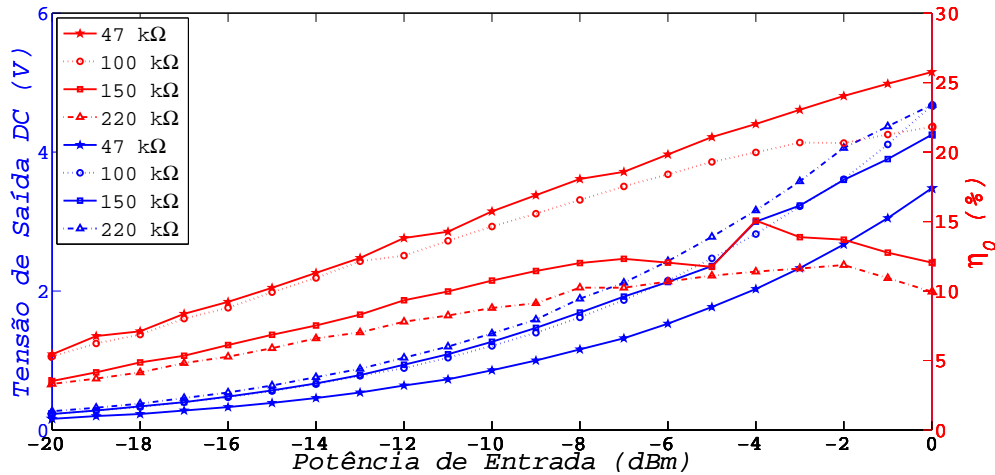


Figura 5.9: Resultado experimental da tensão de saída e da eficiência global de rectificação, η_0 , do protótipo 3 para valores de carga de 47 k Ω (linha contínua e com estrelas), 100 k Ω (linhas a tracejado e com círculos), 150 k Ω (linha contínua e com quadrados) e 220 k Ω (linhas a tracejado e com triângulos).

5.3 Comparação entre os Resultados Experimentais e os Resultados de Simulação

Nesta Secção, apresenta-se a comparação entre os resultados experimentais dos três protótipos desenvolvidos e os resultados de simulação obtidos através do ADS. Dadas as especificações de consumo das plataformas de RSSF apresentadas na Secção 4.6 é apenas considerado o seguinte cenário: alimentar o estado *sleep* de um nó sensor de uma plataforma de RSSF que como se mediu em [NMLC12] corresponde a uma carga de 100 k Ω . O cenário considerado pode ter dois níveis de tensão de alimentação: a tensão de alimentação mínima que consegue operar a plataforma ($V_{CC} = 1.8$ V) e a tensão de alimentação recomendável ($V_{CC} = 3$ V), ambos marcados na Figura 5.10 a tracejado e com uma cor laranja. Desta maneira, nas Figura 5.10 e 5.11, apresentam-se o impacto da tensão de saída DC e da eficiência global de rectificação nos três protótipos desenvolvidos e nos resultados de simulação obtidos através do ADS, respectivamente, para uma carga de 100 k Ω .

Observando a Figura 5.10, pode concluir-se que o protótipo 1 apresenta um desvio médio entre os valores de tensão de saída DC simulados e experimentais de aproximadamente 59 %, enquanto que o valor experimental de saturação ocorreu para uma potência de entrada de 16 dBm. Os protótipo 2 e 3 apresentam uma resposta bastante similar, com ligeira vantagem para o protótipo 3 que apresenta uma malha de adaptação de impedâncias. Relativamente a estes dois protótipos o desvio médio entre os valores de tensão de saída DC simulados e experimentais é de aproximadamente 24 %. Como já foi referido, para o protótipo 3 não foram alcançados os valores de saturação uma vez que pretendeu-se preservar as condições do mesmo. Relativamente ao protótipo 2, a saturação ocorreu a partir dos 15 dBm.

Observando a Figura 5.11 pode-se concluir que o protótipo 1 apresenta um desvio médio entre os valores de eficiência global de rectificação, η_0 , simulados e experimentais de aproximadamente

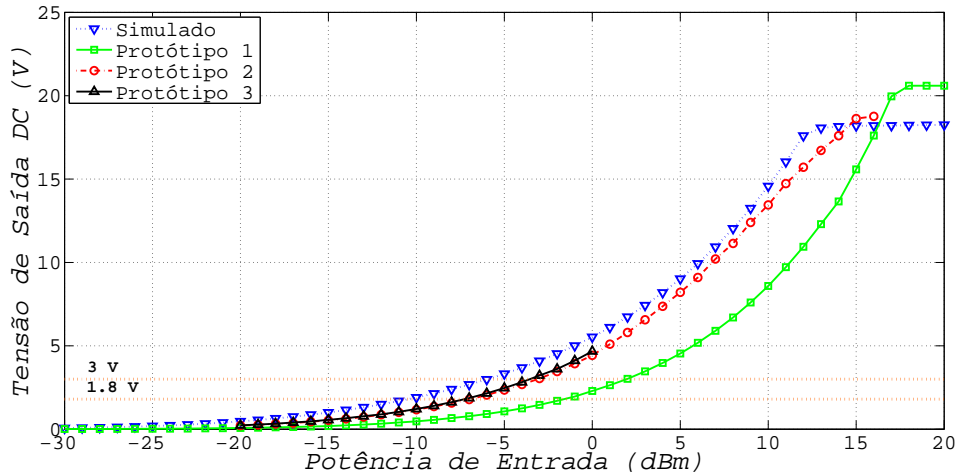


Figura 5.10: Impacto da tensão de saída DC nos três protótipos desenvolvidos e nos resultados de simulação para um valor de carga de 100 k Ω .

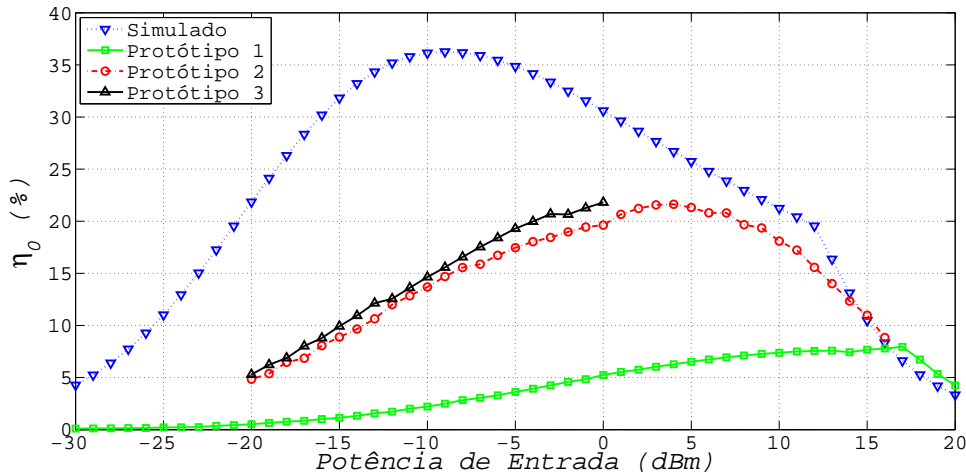


Figura 5.11: Impacto da eficiência global de rectificação, η_0 , nos três protótipos desenvolvidos e nos resultados de simulação para uma valor de carga de 100 k Ω .

75 %, sendo a eficiência máxima global de rectificação de 8 %. O protótipos 2 e 3 apresentam um desvio médio entre os valores de eficiência global de rectificação simulados e experimentais de aproximadamente 40 %, sendo que a eficiência máxima global de rectificação é de 22 %, isto para potências de entrada de 3 dBm e 0 dBm, para os protótipos 2 e 3, respectivamente.

No global, os resultados experimentais estão de acordo com os resultados simulados, contudo, era expectável que o protótipo 3, que inclui uma malha de adaptação de impedâncias obtivesse uma eficiência ainda mais elevada, relativamente ao protótipo 2, que não tinha qualquer malha de adaptação. Apesar da diferença entre o protótipo 2 e 3 ser pouco significativa, o mesmo já não acontece relativamente ao protótipo 1. Relativamente ao protótipo 1, o protótipo 3 apresenta um aumento de cerca de 15 % relativamente ao pico máximo de eficiência global de rectificação. Este aumento é explicado pela utilização de um tipo de substrato específico para aplicações de RF no protótipo 3 e também pela adaptação do comprimento das linhas de transmissão *microstrip* utilizadas, ou seja, enquanto que no protótipo 1, o comprimento das

linhas de transmissão utilizado tinha como objectivo reduzir as dimensões do circuito, no protótipo 3, o comprimento das linhas de transmissão foi optimizado, neste caso, aumentado, para conseguir obter um circuito melhor adaptado em termos de impedância.

As diferenças que existem, em termos de simulação e resultados experimentais, são explicadas pelo fabrico manual das placas de circuito impresso em laboratório e por não conhecer os parâmetros reais dos díodos utilizados. No laboratório, o processo de impressão em acetato pode influenciar a qualidade das linhas do circuito; a sensibilização das PCBs pode ter um tempo mais longo ou mais curto, influenciando também a qualidade final das linhas de transmissão *microstrip*. O mesmo ocorre na remoção do excesso de cobre através do ácido, que por vezes corroeu uma pequena parte das linhas de transmissão afectando ligeiramente o desempenho final do circuito. Por último, nas simulações foram utilizados os parâmetros dos díodos fornecidos pelo fabricante, os parâmetros reais não são conhecidos e, desta maneira, este desconhecimento ou não caracterização dos díodos é uma fonte de erro, que pode explicar as diferenças entre os resultados experimentais e de simulação.

Relativamente ao cenário apresentado anteriormente, e considerando, $V_{CC} = 3\text{ V}$, para um nó sensor da plataforma de RSSF, o protótipo 1 consegue alimentar o referido nó sensor quando temos uma potência de entrada de 2 dBm, existindo nesse ponto uma eficiência global de rectificação de cerca de 6 %. Já o protótipo 2 consegue alimentar o nó sensor com uma potência de entrada de -3 dBm, alcançando uma eficiência global de rectificação de 18 %. Por fim o protótipo 3 é capaz de fornecer uma tensão de 3 V para uma potência de entrada de -4 dBm com uma eficiência global de rectificação de 20 %.

Quando $V_{CC} = 1.8\text{ V}$, os protótipos 1, 2 e 3 conseguem fornecer a tensão necessária ao nó sensor para potências de entrada de -1 dBm, -7 dBm e -8 dBm, respectivamente. Nesses três pontos, a eficiência global de rectificação é de 5, 16 e 17 %, respectivamente.

Tendo em conta estes resultados, e segundo o que foi apresentado na Secção 4.2, onde se apresentaram as oportunidades espectrais, é possível que os níveis de potência recolhida do ambiente RF não sejam suficientes para conseguir atingir o objectivo proposto, isto é, alimentar um nó sensor numa WBAN. Segundos os dados apresentados, os níveis máximos de potência recolhidos rondam os -27 dBm, o que é insuficiente para gerar tensões de saída de 1.8 V. Como foi observado nesta secção, são pelo menos necessários -8 dBm para conseguir alimentar um nó sensor de uma plataforma de RSSF com o protótipo 3 proposto.

A solução para este problema passa por utilizar emissores dedicados já existentes no mercado. A solução encontrada consiste em combinar o sistema de recolha de energia RF aqui apresentado, que é baseado no multiplicador de tensão de Dickson com 5 estágios, com o emissor de radiofrequência TX91501 desenvolvido pela Powercast[®] com uma potência de saída de 3 W. Desta maneira são adicionadas novas capacidades de recolha de energia RF ao nó sensor, obtendo-se um sistema de recolha de energia previsível e confiável, que utiliza emissores de energia RF sem fios para carregar um sistema baseado numa bateria ou num sistema de armazenamento de energia híbrido como o que foi apresentado no Capítulo 3 ou então alimentar directamente um nó sensor.

Na Figura 5.12, apresenta-se a potência de entrada disponível para a recolha de energia RF

considerando a expressão (2.1) apresentada na Secção 2.4, onde a potência isotrópica radiada efectiva (*Effective Isotropic Radiated Power, EIGP*), $P_t \cdot G_t$, é 3 W, G_r é 3.98 e a frequência de operação é de 945 MHz.

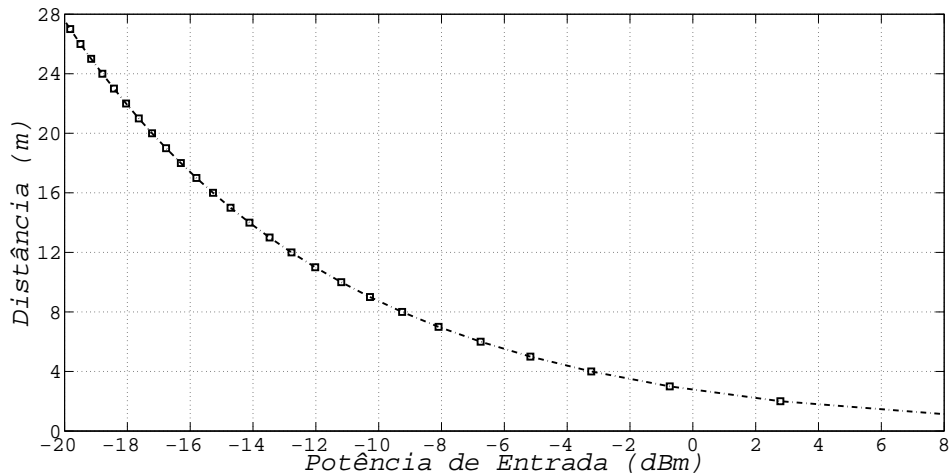


Figura 5.12: Distância entre o nó sensor em função da quantidade de potência recolhida (potência de entrada) pelo multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios.

Através da análise da Figura 5.12, e analisando os resultados experimentais obtidos dos três protótipos desenvolvidos para o cenário em que o nó sensor é alimentado com a tensão mínima, 1.8 V, pode-se concluir que para o protótipo 1, o emissor de potência dedicado pode ser utilizado para alimentar um nó sensor a uma distância inferior a 3 metros um do outro (corresponde a -1 dBm de potência de entrada). Já para os protótipos 2 e 3, a distância máxima a que o emissor de potência dedicado deve estar do nó sensor, para o conseguir alimentar através de energia RF, é 6 e 7 metros, respectivamente (correspondendo a -7 e -8 dBm de potência de entrada, respectivamente).

5.4 Sistema de Recolha de Energia RF: Antena e Multiplicador de Tensão

Nesta Secção apresenta-se a integração das antenas com o circuito com malha de adaptação (protótipo 3). Na Figura 5.13 apresenta-se uma fotografia do protótipo 3 e da antena com duas bandas apresentada na Secção 4.3.2.

Para avaliar o desempenho do sistema foram efectuadas medidas de campo exteriores, isto é, testou-se a viabilidade do sistema em certas localizações na cidade da Covilhã. O local escolhido para testar o sistema foi nas proximidades de três antenas GSM900, localizadas na Rua Morais do Covento - Covilhã, perto da cantina e residências de Santo António. Segundo dados disponibilizados pelo ICP-ANACOM, as três antenas anteriores têm as seguintes coordenadas: 007W3023.000 40N1632.000 (Anexo A.4). Na Figura 5.14 apresenta-se uma imagem retirada do *Google Earth*, onde se apresenta a localização das três antenas a operar na banda GSM900 e três posições específicas onde foram efectuadas medidas ao sistema proposto.

Na Tabela 5.3 apresenta-se as distâncias, em metros, entre as três antenas e as três posições. Os resultados experimentais relativamente à tensão de saída DC variaram bastante em função

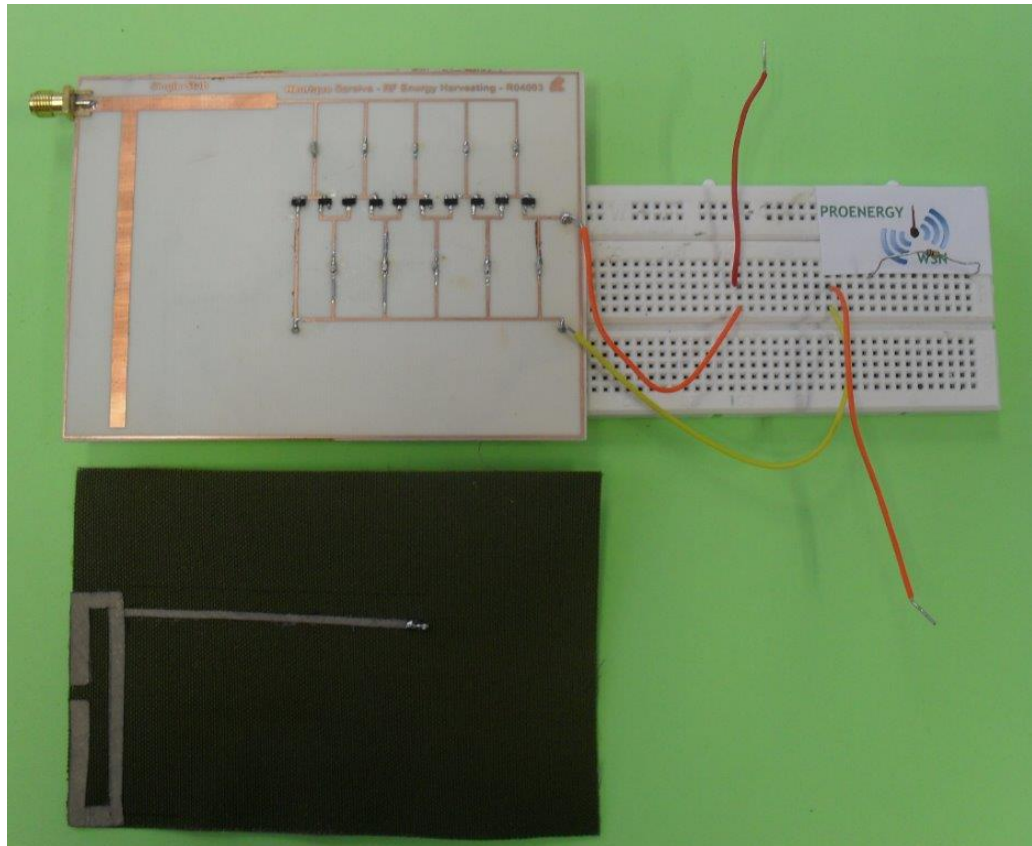


Figura 5.13: Protótipo 3, composto pelo no multiplicador de tensão de *Dickson* com 5 estágios e antena de duas bandas, GSM900 e GSM1800.



Figura 5.14: Localização das três antenas GSM900 na Rua Morais do Convento - Covilhã e posições onde se efectuaram medidas ao sistema proposto.

Tabela 5.3: Distância, em metros, entre as três antenas GSM900 e as três posições onde foram efectuadas as medidas.

	Antena 1	Antena 2	Antena 3
Posição 1	35 m	21 m	10 m
Posição 2	29 m	18 m	18 m
Posição 3	25 m	37 m	50 m

da distância a que o sistema se encontrava das 3 antenas GSM900. Foram testadas as duas antenas propostas nas Secções 4.3.1 e 4.3.2. A antena que juntamente com o circuito de recolha de energia apresentou tensões de saída DC mais elevadas foi a antena com duas bandas, GSM900 e GSM1800.

Relativamente à posição 1, marcada na Figura 5.14, os níveis de tensão de saída DC rondaram os 0.5 V, isto com o circuito em aberto, ou seja, não tendo sido colocada nenhuma carga à saída do circuito. Na posição 2, os valores de tensão de saída DC foram ligeiramente superiores, a rondar os 0.8 V, isto também com o circuito sem carga. Na posição 3 foi onde se obtiveram os resultados mais promissores. Nesta localização, o sistema, constituído pela antena de duas bandas e pelo multiplicador de tensão de Dickson de 5 estágios com a malha de adaptação conseguiu obter uma tensão máxima de saída DC de 2.98 V em circuito aberto, como se pode observar na Figura 5.15, e cerca de 1.4 V com uma carga de 100 k Ω , como se pode observar na Figura 5.16.

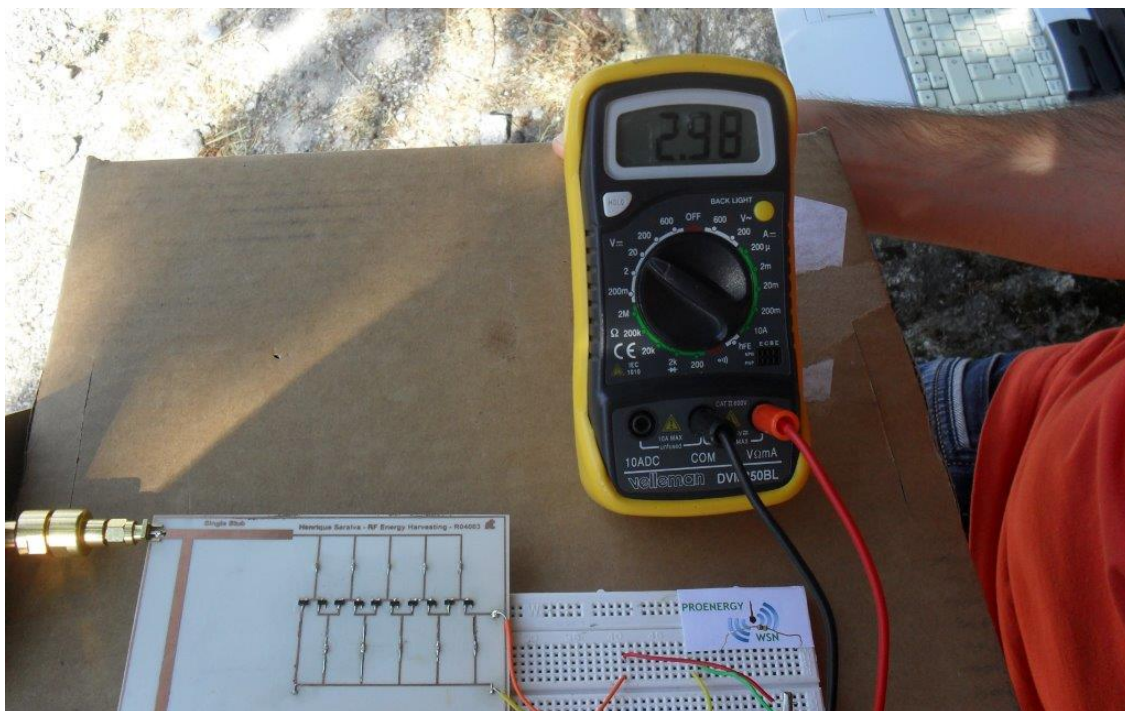


Figura 5.15: Medida de campo com a antena de duas bandas e com o protótipo 3, em circuito aberto, na posição 3.

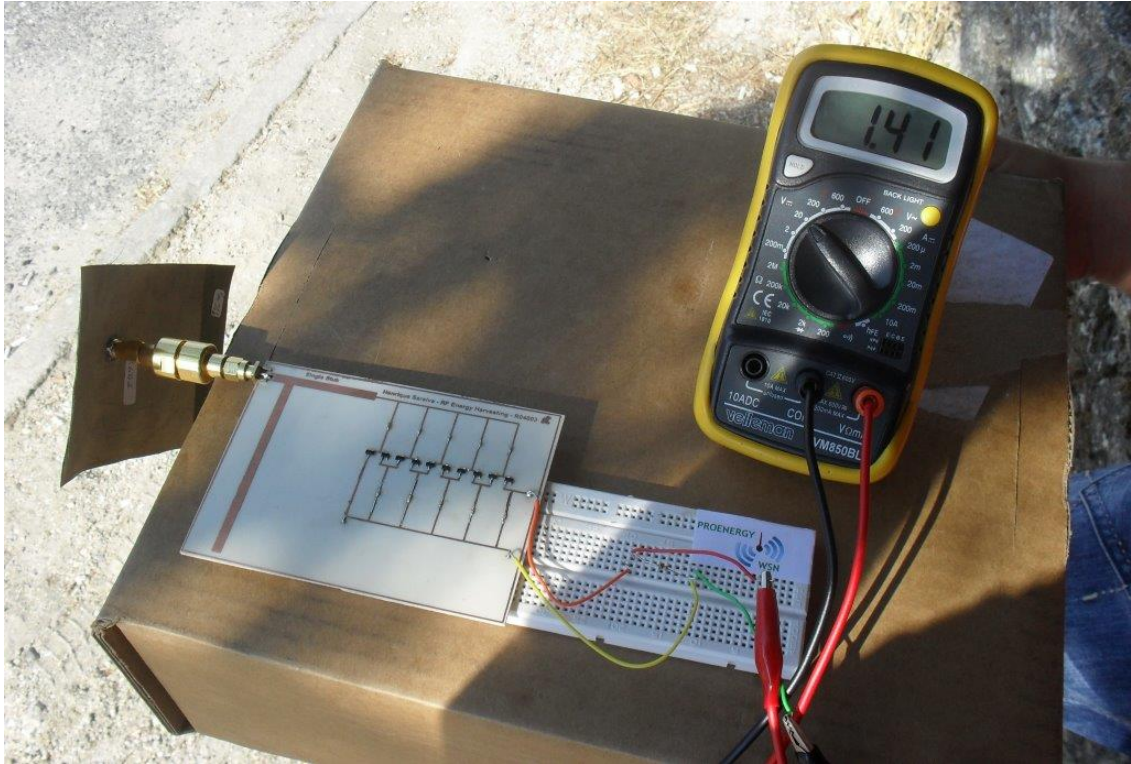


Figura 5.16: Medida de campo com a antena de duas bandas e com o protótipo 3, com uma carga de $100\text{ k}\Omega$, na posição 3.

5.5 Sumário e Conclusões

Neste Capítulo, foram apresentados os fundamentos para desenvolver e conceber PCB através de *software* e *hardware*. Foram apresentados e comparados os resultados de simulação obtidos no Capítulo 4 com o resultados experimentais dos três protótipos desenvolvidos. Foram testados os três protótipos (1, 2 e 3) com dois tipos de substratos diferentes, FR4 e RO4003, a 945 MHz , e com $Z_L = 100\text{ k}\Omega$. Para uma tensão de alimentação, V_{CC} , de 1.8 V (tensão mínima de um nó sensor), os três protótipos (1, 2 e 3) conseguem alimentar o estado de *sleep* do nó sensor para potências de entrada de -1 , -7 e -8 dBm , com eficiências globais de rectificação de 5, 16 e 17 %, respectivamente. Para $V_{CC} = 3\text{ V}$ (tensão de alimentação recomendável), os três protótipos (1, 2 e 3) conseguem alimentar o estado de *sleep* de um nó sensor para potência de entrada de 2 , -3 e -4 dBm , com eficiência global de rectificação de 6, 18 e 20 %, respectivamente.

Apresentou-se o sistema global de recolha de energia RF, constituído pela antena têxtil e protótipo 3, o qual, conseguiu fornecer uma tensão de 1.41 V para $Z_L = 100\text{ k}\Omega$ e uma tensão de 2.98 V , em circuito aberto, a uma distância de 25 metros da antena emissora de GSM900.

Após obter estes resultados, mostrou-se de uma forma preliminar a viabilidade e o potencial do sistema de recolha de energia RF aqui apresentado. Apesar de com uma carga de $100\text{ k}\Omega$ não se ter atingido 1.8 V , os resultados foram bastante próximos. Deve-se ter em conta que a distância por si só, não é o único factor que faz variar o desempenho do sistema proposto. Outro factor bastante importante é a directividade das três antenas GSM900 que estavam colocadas perto das posições onde se fizeram as medições. Quando o lóbulo principal da antena que constitui o sistema de recolha de energia RF estiver na direcção de radiação máxima das três antenas

GSM900, ocorre o pico máximo de tensão de saída DC no sistema de recolha de energia RF proposto.

Verifica-se que este sistema tem um potencial considerável de recolha de energia em ambientes exteriores, para alimentar nós sensores integrados em WBAN, através da utilização de antenas têxteis, mas também em ambientes interiores, possivelmente através da energia disponibilizada por emissores móveis, ou mesmo através da possível utilização de emissores de radiofrequência dedicados.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

O principal objectivo desta dissertação de mestrado consistiu em desenvolver um sistema de recolha de energia electromagnética, constituído por uma antena têxtil e um multiplicador de tensão, que fosse capaz de alimentar um dos estados de funcionamento de um nó sensor sem fios de uma RSSF de área corporal. Paralelamente a este objectivo, caracterizaram-se as oportunidades espectrais presentes no ambiente electromagnético em 40 localizações diferentes na cidade da Covilhã e de Lisboa, onde se efectuaram medidas da densidade de potência permitindo concluir que as bandas de frequências GSM900 e GSM1800 são as bandas do espectro electromagnético que permitem melhores oportunidades de recolha de energia de radiofrequência (RF), uma vez que apresentam densidades de potência mais elevadas.

O valor da potência recebida, calculado em função do valor de densidade de potência medido, mais elevado encontra-se na banda GSM900 e é de -27 dBm em ambientes interiores. Este valor é suficiente para alimentar pequenos circuitos que apresentam reduzidos valores de corrente e tensão para funcionar. Contudo, é bastante difícil, alimentar um nó sensor de uma RSSF de área corporal segundo os valores de potência recebidos do ambiente. Deve-se ter em conta que a reduzidas distâncias das fontes emissoras, o cenário pode ser favorável e neste caso a potência recolhida do ambiente pode ser suficiente para alimentar um nó sensor.

Dado que actualmente a maior parte dos dispositivos utilizados em RSSF de área corporal são alimentados por baterias, nesta dissertação também se propôs a utilização de um sistema de armazenamento de energia híbrido. Este tipo de sistema consegue fornecer correntes e potências mais elevadas do que com a utilização de uma bateria, o que pode ser uma mais valia para os nós sensores de uma RSSF, que conseguem prolongar o seu tempo de vida útil através da diminuição da queda de tensão interna. Concluiu-se que para além dos tempos de vida úteis serem mais elevados, as perdas de potência são mais reduzidas, o que contribui para o aumento da eficiência relativamente à transferência de energia extraída do sistema híbrido para o nó sensor.

Para conseguir recolher a energia RF presente no ambiente, mais especificamente na banda GSM900 foram desenvolvidos três protótipos baseados no multiplicador de tensão de *Dickson*, os quais foram otimizados para recolher energia na banda GSM900. Com o objectivo de alimentar o estado de *sleep* de um nó sensor sem fios, com 1.8 V, os três protótipos (1, 2 e 3) com graus de adaptação de impedâncias crescentes conseguem fornecer essa tensão de alimentação para potências de entrada de -1 dBm, -7 dBm e -8 dBm, respectivamente, alcançando eficiências global de rectificação de 5 %, 16 % e 17 %, respectivamente. Se se considerar a tensão de alimentação recomendável para os nós sensores, isto é, 3 V, os três protótipos (1, 2 e 3) conseguem alimentar o estado de *sleep* de um nó sensor para potência de entrada de 2 dBm, -3 dBm e -4 dBm, respectivamente, com eficiência global de rectificação de 6 %, 18 % e 20 %, respectivamente, onde a potência aplicada na carga de 100 k Ω é de 32 μ W, aproximadamente. Para a carga com impedância de 100 k Ω , a potência máxima recolhida pelo protótipo 2 e 3 foi de, aproximadamente, 3.5 mW e 220 μ W para potências de entrada de 16 dBm e 0 dBm.

Assumindo que a potência recolhida do ambiente não é suficiente para alimentar um nó sensor, foi apresentado como solução, utilizar emissores dedicados já existentes no mercado (TX91501 desenvolvido pela Powercast[®]). Através destes emissores dedicados, e utilizando o protótipo 3, constituído por uma malha de adaptação de impedâncias e o multiplicador de tensão de Dickson com 5 estágios, é possível alimentar um nó sensor de uma RSSF de área corporal, com uma potência recebida de -8 dBm, o que corresponde a uma distância máxima entre o emissor de potência dedicado e o nó sensor de 7 metros, aproximadamente.

O desempenho global do sistema de recolha de energia electromagnética, ou seja, constituído pela antena têxtil, malha de adaptação de impedâncias e multiplicador de tensão Dickson, consegue fornecer uma tensão de 1.41 V a uma impedância de carga de 100 k Ω e 2.98 V em circuito aberto, isto para uma distância de 25 metros entre o sistema e a antena emissora de GSM900.

Estes resultados mostram-se promissores e apresentam contribuições importantes para toda a comunidade científica relativa a esta área. É de realçar que, comparativamente com os protótipos apresentados em [NMLC12], que obtiveram 1.9234 V a -6 dBm com uma eficiência global de rectificação de 14.73 % para uma carga com impedância de 100 k Ω , o protótipo 3 apresentado na secção 5.2.2, segundo as mesmas condições, obteve uma tensão de saída DC de 2.15 V e uma eficiência global de rectificação de 18.40 %.

Como trabalho futuro, será importante conseguir implementar o sistema híbrido proposto num nó sensor de uma RSSF. Para além disso foram utilizadas antenas têxteis, pelo que a sua integração no vestuário será simples. Será também importante melhorar o processo de fabrico das placas de circuito impresso, a fim de melhorar a adaptação de impedâncias entre o circuito e antena podendo-se assim obter ganhos e a eficiências consideravelmente mais elevadas e mais próximas dos valores simulados.

A integração dos circuitos de recolha de energia electromagnética no vestuário será mais complicada e, para ultrapassar este desafio, a criação de linhas de transmissão têxteis que consigam transmitir os sinais eléctricos aos componentes electrónicos deve ser encarada como uma acção futura a desenvolver. Desta maneira, o sistema de recolha de energia electromagnética será totalmente constituído por materiais têxteis à excepção dos componentes electrónicos (díodos e condensadores) o que permitirá uma fácil integração no vestuário.

Apêndice A

Anexos

A.1 Protótipo 1

A Figura A.1 apresenta a *top layer* do *layout* desenvolvido para o protótipo 1. Na Figura A.2 apresenta-se a *bottom layer*, enquanto que a Figura A.3 apresenta uma imagem real do protótipo 1.

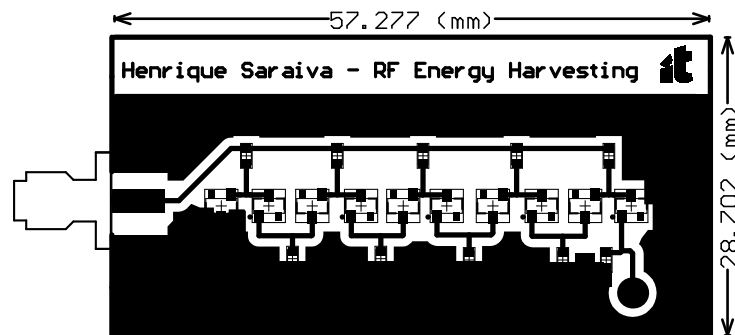


Figura A.1: *Top layer* do *layout* do protótipo 1.

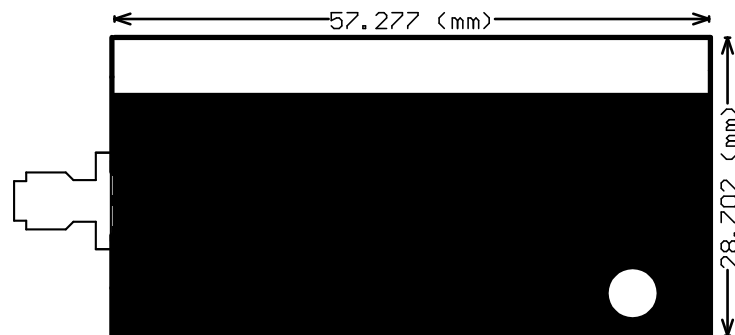


Figura A.2: *Bottom layer* do *layout* do protótipo 1.

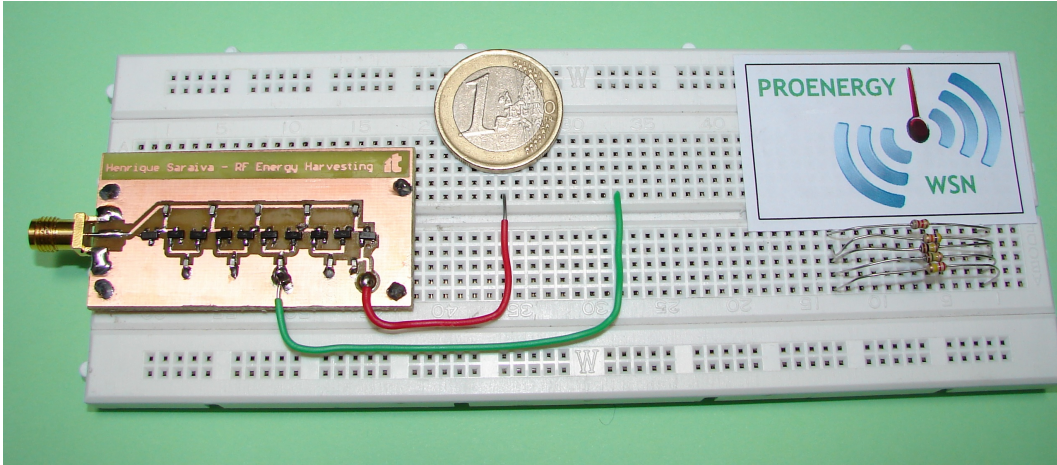


Figura A.3: Fotografia do protótipo 1.

A.2 Protótipo 2

A Figura A.4 apresenta a *top layer* do *layout* desenvolvido para o protótipo 2. Na Figura A.5 apresenta-se a *bottom layer*, enquanto que a Figura A.6 apresenta uma imagem real do protótipo 2.

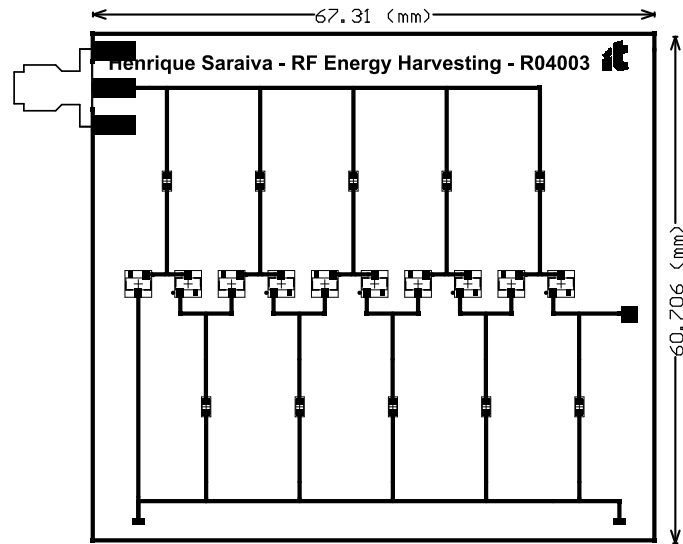


Figura A.4: *Top layer* do *layout* do protótipo 2.

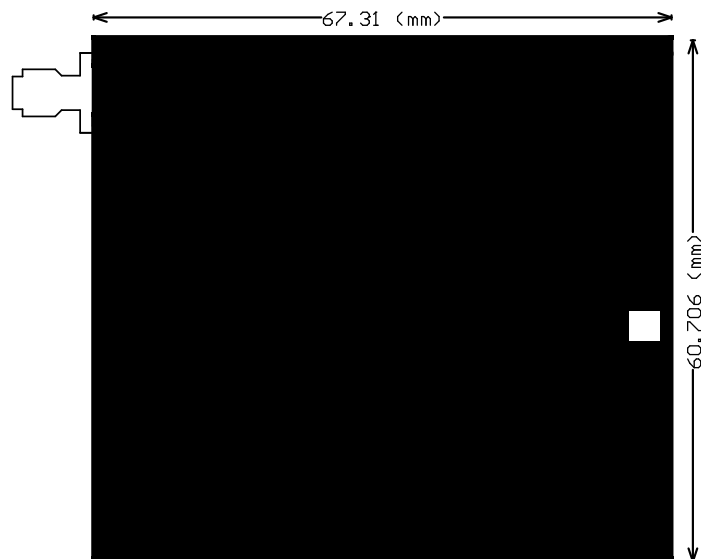


Figura A.5: *Bottom layer* do *layout* do protótipo 2.

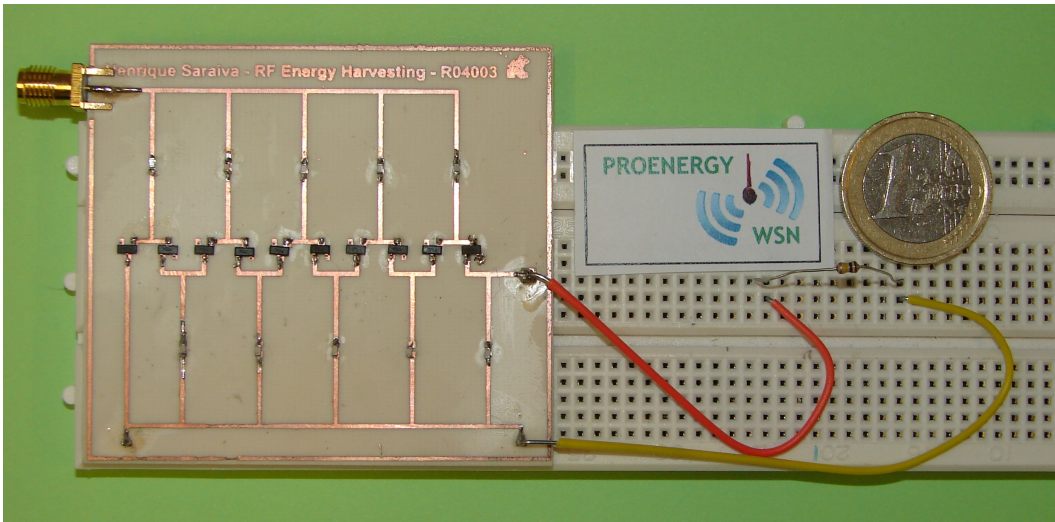


Figura A.6: Fotografia do protótipo 2.

A.3 Protótipo 3

A Figura A.7 apresenta a *top layer* do *layout* desenvolvido para o protótipo 3. Na Figura A.8 apresenta-se a *bottom layer*, enquanto que a Figura A.9 apresenta uma imagem real do protótipo 3.

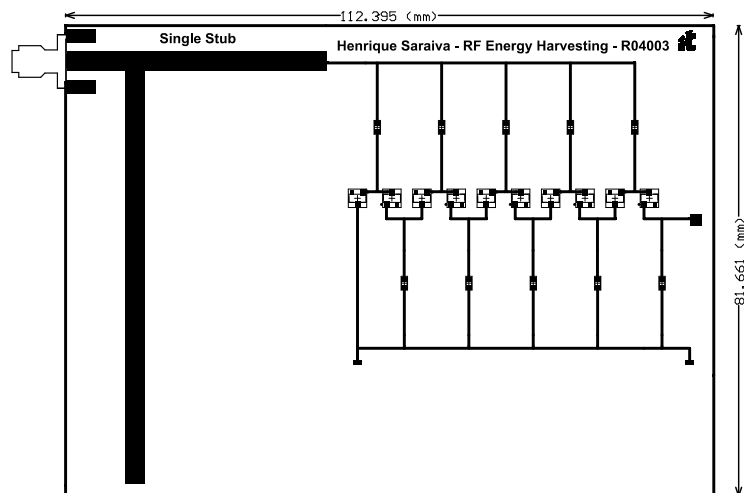


Figura A.7: *Top layer* do *layout* do protótipo 3.

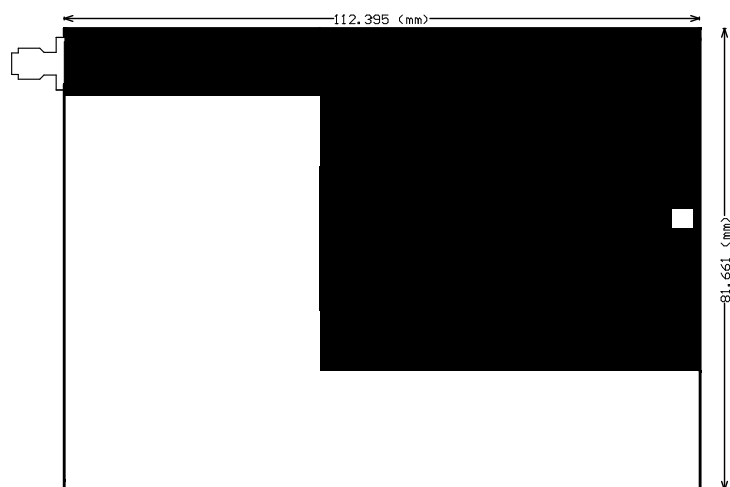


Figura A.8: *Bottom layer* do *layout* do protótipo 3.

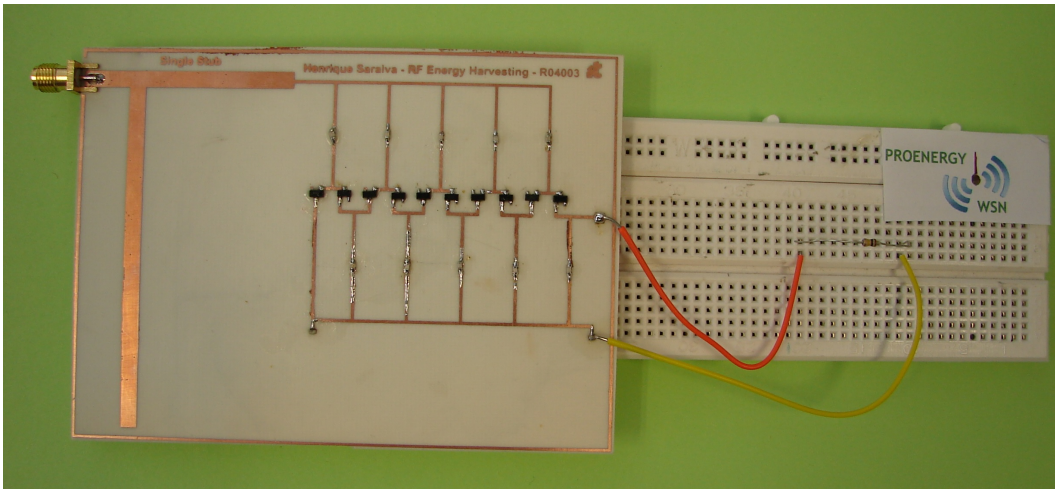


Figura A.9: Fotografia do protótipo 3.

A.4 Localizações das antenas GSM nas faixas 900 MHz e 1800 MHz a operar na Covilhã, Boidobra e Tortosendo

Localizações das antenas GSM nas faixas 900 MHz e 1800 MHz a operar na Covilhã, Boidobra e Tortosendo gentilmente fornecidas, através de mail, pelo ICP-ANACOM.

FAIXA DE FREQUÊNCIAS	MORADA	COORDENADAS
900 MHz	ESTRADA NACIONAL Nº 18-3 - RIBEIRA DE CARIA	007W2252.000 40N1801.000
900 MHz	ESTRADA NACIONAL Nº 18-3 - RIBEIRA DE CARIA	007W2252.000 40N1801.000
900 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
900 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
900 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
900 MHz	RESIDÊNCIA UNIVER. FEM. 1 - R. MORAIS DO CONVENTO	007W3023.000 40N1632.000
900 MHz	RESIDÊNCIA UNIVER. FEM. 1 - R. MORAIS DO CONVENTO	007W3023.000 40N1632.000
900 MHz	RESIDÊNCIA UNIVER. FEM. 1 - R. MORAIS DO CONVENTO	007W3023.000 40N1632.000
900 MHz	AVENIDA FREI HEITOR PINTO	007W3014.000 40N1700.000
900 MHz	AVENIDA FREI HEITOR PINTO	007W3014.000 40N1700.000
900 MHz	SÍTIO DE S. PEDRO, LADEIRA DO PISCO, FIPER	007W2740.000 40N1845.000
900 MHz	QUINTA DO PINHEIRO	007W3009.000 40N1617.000
900 MHz	R. ACESSO À ESTAÇÃO LOTE 1 E 2	007W2946.000 40N1645.000
900 MHz	R. ACESSO À ESTAÇÃO LOTE 1 E 2	007W2946.000 40N1645.000
900 MHz	SÍTIO DE S. PEDRO, LADEIRA DO PISCO, FIPER	007W2740.000 40N1845.000
900 MHz	AVENIDA FREI HEITOR PINTO	007W3014.000 40N1700.000
900 MHz	HOTEL DA SERRA DA ESTRELA	007W3257.000 40N1827.000
900 MHz	TRAVESSA DO PORTIGUINHO, CINETEATRO, 6200 COVILHÃ	007W3015.000 40N1652.000
900 MHz	MEIMOA, FUNDÃO	007W2947.000 40N1042.000
900 MHz	RUA CIDADE DO FUNDÃO - COVILHÃ	007W3008.000 40N1616.000
900 MHz	TRAVESSA DO PORTIGUINHO, CINETEATRO, 6200 COVILHÃ	007W3015.000 40N1652.000
900 MHz	MEIMOA, FUNDÃO	007W2947.000 40N1042.000
900 MHz	TRAVESSA DO PORTIGUINHO, CINETEATRO, 6200 COVILHÃ	007W3015.000 40N1652.000
900 MHz	CAMINHO DAS LAJES, 6205 TORTOSENDO	007W3139.000 40N1447.000
900 MHz	QUINTA DE S. PEDRO - 6200 TEIXOSO	007W2745.000 40N1842.000
900 MHz	EDIFÍCIO JARDIM - AVENIDA FREI HEITOR PINTO, LOTE 3B	007W3021.000 40N1703.000
900 MHz	RUA CIDADE DO FUNDÃO - COVILHÃ	007W3008.000 40N1616.000
900 MHz	MEIMOA, FUNDÃO	007W2947.000 40N1042.000
900 MHz	QUINTA DE S. PEDRO - 6200 TEIXOSO	007W2745.000 40N1842.000
900 MHz	EDIFÍCIO JARDIM - AVENIDA FREI HEITOR PINTO, LOTE 3B	007W3021.000 40N1703.000
900 MHz	CAMINHO DAS LAJES, 6205 TORTOSENDO	007W3139.000 40N1447.000
900 MHz	QUINTA DO CONVENTO DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3027.000 40N1629.000
900 MHz	EDIFÍCIO JARDIM - AVENIDA FREI HEITOR PINTO, LOTE 3B	007W3021.000 40N1703.000
900 MHz	QUINTA DO CONVENTO DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3027.000 40N1629.000
900 MHz	QUINTA DO CONVENTO DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3027.000 40N1629.000
900 MHz	CAMINHO DAS LAJES, 6205 TORTOSENDO	007W3139.000 40N1447.000
900 MHz	TALEFE - POÇO FRIO - PERÃ BOA	007W2534.000 40N1446.000
900 MHz	QUINTA DO SANGRINHAL - RUA DO SACO	007W3005.000 40N1547.000
900 MHz	QUINTA DO SANGRINHAL - RUA DO SACO	007W3005.000 40N1547.000
900 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
900 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
900 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
900 MHz	QUINTA DO ALVITO	007W2931.000 40N1558.000
900 MHz	QUINTA DO SANGRINHAL - RUA DO SACO	007W3005.000 40N1547.000
900 MHz	TALEFE - POÇO FRIO - PERÃ BOA	007W2534.000 40N1446.000
900 MHz	TALEFE - POÇO FRIO - PERÃ BOA	007W2534.000 40N1446.000
900 MHz	EN 18 - ENTRE FUNDÃO E COVILHÃ	007W3046.000 40N1203.000
900 MHz	QUINTA DO CARVALHAL, Nº 1204	007W2250.000 40N1755.000
900 MHz	BARROCA DO LOBO	007W3025.000 40N1719.000
900 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
900 MHz	CC DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3031.000 40N1631.000
900 MHz	RUA DE ACESSO À ESTAÇÃO, LOTE 1 E 2	007W2952.000 40N1639.000
900 MHz	AVENIDA VIRIATO - BLOCO VIRIATO 110	007W3126.000 40N1425.000

FAIXA DE FREQUÊNCIAS	MORADA	COORDENADAS
900 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000
900 MHz	QUINTA DO CARVALHAL, Nº 1204	007W2250.000 40N1755.000
900 MHz	RUA DE ACESSO À ESTAÇÃO, LOTE 1 E 2	007W2952.000 40N1639.000
900 MHz	BARROCA DO LOBO	007W3025.000 40N1719.000
900 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
900 MHz	HOTEL DA SERRA DA ESTRELA	007W3303.000 40N1827.000
900 MHz	AVENIDA 25 DE ABRIL - QTA DE S PEDRO	007W2747.000 40N1841.000
900 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000
900 MHz	EN 18 - ENTRE FUNDÃO E COVILHÃ	007W3046.000 40N1203.000
900 MHz	CC DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3031.000 40N1631.000
900 MHz	EN 18 - ENTRE FUNDÃO E COVILHÃ	007W3046.000 40N1203.000
900 MHz	ALAMEDA EUROPA	007W3004.000 40N1616.000
900 MHz	LUGAR Antigo aeródromo	007W2851.000 40N1557.000
900 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000
900 MHz	QUINTA DO CARVALHAL, Nº 1204	007W2250.000 40N1755.000
900 MHz	FOLHAS DO MEIO - VALES DE PERO VISEU	007W2523.000 40N1134.000
900 MHz	AVENIDA 25 DE ABRIL - QTA DE S PEDRO	007W2747.000 40N1841.000
900 MHz	EST NACIONAL 339 (ANTIGO SANATÓRIO)	007W3200.000 40N1730.000
900 MHz	AVENIDA VIRIATO - BLOCO VIRIATO 110	007W3126.000 40N1425.000
900 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
900 MHz	FOLHAS DO MEIO - VALES DE PERO VISEU	007W2523.000 40N1134.000
1800 MHz	QUINTA DO SANGRINHAL - RUA DO SACO	007W3005.000 40N1547.000
1800 MHz	QUINTA DO SANGRINHAL - RUA DO SACO	007W3005.000 40N1547.000
1800 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
1800 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
1800 MHz	RUA VISCONDE CORISCADA	007W3010.000 40N1656.000
1800 MHz	AVENIDA ZONA INDUSTRIAL	007W2922.000 40N1025.000
1800 MHz	EN 18 - ENTRE FUNDÃO E COVILHÃ	007W3046.000 40N1203.000
1800 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
1800 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
1800 MHz	RUA ANTÓNIO AUGUSTO AGUIAR, Nº 1	007W3017.000 40N1644.000
1800 MHz	AVENIDA 25 DE ABRIL - QTA DE S PEDRO	007W2747.000 40N1841.000
1800 MHz	AVENIDA VIRIATO - BLOCO VIRIATO 110	007W3126.000 40N1425.000
1800 MHz	AVENIDA VIRIATO - BLOCO VIRIATO 110	007W3126.000 40N1425.000
1800 MHz	AVENIDA VIRIATO - BLOCO VIRIATO 110	007W3126.000 40N1425.000
1800 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
1800 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000
1800 MHz	CC DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3031.000 40N1631.000
1800 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
1800 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000
1800 MHz	CC DE SANTO ANTÓNIO - SÃO MARTINHO	007W3031.000 40N1631.000
1800 MHz	PAVILHÃO DE EXPOSIÇÕES ANIL	007W2950.000 40N1613.000
1800 MHz	BAIRRO PENEDOS ALTOS, Nº BL 6	007W3009.000 40N1706.000

Bibliografia

- [ADSS13] Advanced Design System software, <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>, Jan. 2013.
- [AkKE09] O. B. Akan, O. Karli and O. Ergul, "Cognitive radio sensor networks," *IEEE Networks*, vol. 23, no. 4, pp. 34-40, July 2009.
- [ArBK11] M. Arrawatia, M. Baghini and G. Kumar, "RF energy harvesting system from cell towers in 900MHz band," in *Proc. of IEEE National Conference on Communications (NCC)*, Jan. 2011.
- [ASSC02] I. F. Akyildiz, Weilian Su, Y. Sankarasubramaniam and E. Cayirci, "A survey on sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 8, pp. 102-114, Aug. 2002.
- [BCAF11] J. S. Bellon, M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller and F. Penaranda-Foix, "Textile MIMO antenna for Wireless Body Area Networks," in *Proc. of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, Italy, Apr. 2011, pp. 428-432.
- [BCCG13] A. Boaventura, A. Collado, N. B. Carvalho and A. Georgiadis, "Optimum behavior: Wireless power transmission system design through behavioral models and efficient synthesis techniques," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 2, pp.26-35, Mar.-Apr. 2013.
- [BeWh10] S. Beeby and N. White, *Energy Harvesting for Autonomous Systems*, Artech House, Norwood, MA, USA, 2010.
- [BLDV10] D. Bouchouicha, M. Latrach, F. Dupont, and L. Ventura, "An experimental evaluation of surrounding RF energy harvesting devices," in *Proc. of IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, Sept. 2010, pp. 1381-1384.
- [BRBD04] S. Brebels, J. Ryckaert, C. Boris, S. Donnay, W. De Raedt, E. Beyne, R. P. Mertens, "SOP Integration and Codesign of Antennas," *IEEE Trans. Adv. Pack*, vol. 27, no. 2 pp. 341-351, May, 2004.
- [BSGT13a] N. Barroca, H. M. Saraiva, P. T. Gouveia, J. Tavares, L. M. Borges, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, R. C -Santiago and I. Balasingham "Antennas and Circuits for Ambient RF Energy Harvesting in Wireless Body Area Networks", in *Proc. of IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, United Kingdom, pp. 532-537, 8-11 Sept. 2013.
- [BSGT13b] N. Barroca, H. M. Saraiva, P. T. Gouveia, J. Tavares, L. M. Borges, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, R. C -Santiago and I. Balasingham "Antennas and Circuits for Ambient RF Energy Harvesting in Wireless Body Area Networks," *COST IC1004 - Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments 10th Management Committee Meeting*, TD(13)08068, Ghent, Belgium, Sept. 2013.

- [BTGV13] N. Barroca, J. Tavares, P. T. Gouveia and F. J. Velez, "Wireless Sensor Network Plataforms", *Internal Report under ProEnergy WSN project*, Covilhã, Portugal, Jun. 2013.
- [CJDD05] J. Curty, N. Joehl, C. Dehollain, and M. Declercq, "Remotely powered addressable UHF RFID integrated system", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 11, pp. 2193-2202, Nov. 2005.
- [CREa13] CREaTION, "Cognitive Radio Transceiver Design for Energy Efficient Data Transmission", <http://www.av.it.pt/creation/>, Jun. 2013.
- [DeDC12] K. K. A. Devi, N. Md. Din, C. K. Chakrabarty, "Optimization of the Voltage Doubler Stages in an RF-DC Converter Module for Energy Harvesting", *Open Access Journal of Circuits and Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 216-222, Jul., 2012.
- [DoLW02] R. A. Dougal, S. Liu and R. E. White, "Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids," *IEEE Trans. Components and Packaging Technologies*, vol. 25, no. 1, pp. 120-131, Mar. 2002.
- [Fang10] D. G. Fang, *Antenna Theory and Microstrip Antennas*, CRC Press, Boca Raton, Florida, United States of America, 2010.
- [Fink03] K. Finkenzeller, *RFID Handbook - Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, John Wiley & Sons Ltd, Chichester, West Sussex, England, 2003.
- [GaDL05] L. Gao, R. A. Dougal and S. Liu, "Power enhancement of an actively controlled battery/ ultracapacitor hybrid," *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 236-243, Jan. 2005.
- [GDGN12] W. M. D. R. Gunathilaka, H. G. C. P. Dinesh, G. G. C. M. Gunasekara, K. M. M. W. N. B. Narampanawe, and J. V. Wijayakulasooriya, "Ambient Radio Frequency energy harvesting," in *Proc. of IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2012, pp. 1-5.
- [HeRL07] C. Hertleer, H. Rogier and L. V. Langenhove, "A Textile Antenna for Protective Clothing," *IET Seminar on Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, vol., no., pp.44-46, Apr. 2007.
- [HSMS99] HSMS-2850 Series - *Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes*, Agilent Technologies, 1999.
- [HTCP09] D. C. Hoang, Y. K. Tan, H. B. Chng and S. K. Panda, "Thermal energy harvesting from human warmth for wireless body area network in medical healthcare system", in *Proc. of International Conference on Power Electronics and Drive Systems - PEDS*, pp. 1277-1282, 2-5 Nov. 2009.
- [HWDW02] C. E. Holland, J. W. Weidner, R. A. Dougal and R. E. White, "Experimental characterization of hybrid power systems under pulse current loads," *Journal of Power Sources*, vol. 109, no. 1, pp. 32-37, Jun. 2002.
- [JaSJ10] H. Jabbar, Y. Song, and T. Jeong, "RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.56, no. 1, pp. 247-253, Feb. 2010.

- [KaFi03] U. Karthaus and M. Fischer. "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7 μ W minimum RF input power", *IEEE Journal Solid State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602-1608, Oct. 2003.
- [KKSL11] D. Kumar, G. Kalaichelvi, D. Saravanan and T. K. Loheswari, "Spectrum opportunity in UHF-ISM band of 902-928 MHz for cognitive radio," in *Proc. of Third International Conference on Advanced Computing(ICoAC)*, pp. 282-286, Dec. 2011.
- [KuAh11] A. Kuperman and I. Aharon, "Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 2, Feb. 2011, pp. 981-992.
- [LiRe02] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*, 3rd ed. McGraw-Hill, New York, USA, 2002.
- [LKKT06] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein and G. Tröster, "Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas," *IEEE Transaction Adv. Pack*, vol. 29, no. 4, pp. 777-788, Nov. 2006.
- [LLQL11] N. Liu, Y. Lu, S. Qiu and P. Li, "Electromagnetic Properties of Electro-Textile for Wearable Antennas Applications," *Frontiers of Electrical and Electronic Engineering in China*, vol. 6, no. 4, pp. 563-566, 2011.
- [LLSP13] C. Lopes, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, F. Velez, J. Tavares and H. M. Saraiva, "Têxteis condutores - interface emergente entre indivíduo e ambiente," aceite para publicação em Designa 2013, Lisboa, Portugal, Nov. 2013.
- [MaCA11] D. Masotti, A. Costanzo and S. Adami, "Design and realization of a wearable multi-frequency RF energy harvesting system," in *Proc. of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Apr. 2011, pp.517-520.
- [MAVV12] V. Marian, B. Allard, C. Vollaïre and J. Verdier, "Strategy for Microwave Energy Harvesting From Ambient Field or a Feeding Source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4481-4491, Nov. 2012.
- [MiMa99] J. Mitola, G. Maguire, "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [Mura12] Murata Manufacturing Co., Ltd. *Chip Monolithic Ceramic Capacitors*, Oct. 2012.
- [NiGR12] A. Nimo, D. Grgic and L. M. Reindl, "Impedance optimization of wireless electromagnetic energy harvester for maximum output efficiency at μ W input power," in *Proc. of International Society for Optics and Photonics (SPIE)*, vol. 8341, Apr. 2012.
- [NMLC12] P. Nintanavongsa, U. Muncuk, D. R. Lewis and K. R. Chowdhury, "Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 24-33, March 2012.
- [OLCV10] U. Olgun, C.-C. Chen and J. Volakis, "Wireless power harvesting with planar rectennas for 2.45 GHz RFIDs," in *Proc. of URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, Aug. 2010, pp. 329-331.

- [PaSa06] F. Pan and T. Sammadar, *Charge Pump Circuit Design*, McGraw-Hill, New York, USA, 2006.
- [PBDC12] D. Pavone, A. Buonanno, M. D’Urso, and F. D. Corte, “Design considerations for radio frequency energy harvesting devices,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 45, pp. 19-35, 2012.
- [PeGa10] M.T. Penella and M. Gasulla, “Runtime extension of low-power wireless sensor nodes using hybrid-storage units,” *IEEE Transactions Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 4, pp. 857-865, Apr. 2010.
- [PWSN13] PROENERGY-WSN, “Prototypes for Efficient Energy Self-sustainable Wireless Sensor Networks”, <http://www.e-projects.ubi.pt/proenergy-wsn>, Apr. 2013.
- [QNAF11] Quadro Nacional de Atribuição de Frequências 2010/2011 Versão 1, *ICP-ANACOM Autoridade Nacional de Comunicações*, QNAF 2010/2011, Lisboa, Apr. 2012.
- [RoPl10] J. W. M. Rogers and C. Plett, *Radio Frequency Integrated Circuit Design*, Second Edition, Artech House, Norwood, Massachusetts, 2010.
- [RO4000] Datasheet-RO4000®*Series High Frequency Circuit Materials*, Rogers Corporation, 2010. Available: <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.aspx>
- [SaSm09] A. Sample and J. Smith, “Experimental Results with two Wireless Power Transfer Systems,” in *Proc. of IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Jan.2009, pp. 16-18.
- [SBBG13a] H. M. Saraiva, N. Barroca, L. M. Borges, P. T. Gouveia, J. Tavares, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, R. C -Santiago and I. Balasingham “Experimental Characterization of Wearable Devices for RF Energy Harvesting in WBANs”, submitted to the best paper award student for 7th *URSI Seminar of the Portuguese Committee (7º Congresso do Comité Português da URSI, Um mar sem fronteiras: desafios tecnológicos)*, Lisbon, Portugal, Nov. 2013.
- [SBBG13b] H. M. Saraiva, N. Barroca, L. M. Borges, P. T. Gouveia, J. Tavares, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, R. C -Santiago and I. Balasingham “Experimental Characterization of Wearable Antennas and Circuits for RF Energy Harvesting in WBANs”, submitted for 79th *Vehicular Technology Conference*, 18-21 May, Seoul, Korea, 2014.
- [SGHZ12] H. C. Sun, Y. -X. Guo, M. He and Z. Zhong, “Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.11, pp.929-932, 2012.
- [ShBh10] P. Sharma and T. S. Bhatti, “A review on electrochemical double-layer capacitors,” *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 12, Dec. 2010, pp. 2901-2912.
- [SiCh08] F. I. Simjee and P. H. Chou, “Efficient Charging of Supercapacitors for Extended Lifetime of Wireless Sensor Nodes,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1526-1536, May 2008.

- [SJMR08] V. A. Shah, J. A. Joshi, R. Maheshwari and R. Roy, "Review of Ultracapacitor Technology and its Applications," in *Proc. of Fifteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, IIT Bombay, Dec. 2008, pp. 142-147.
- [Stee10] M. Steer, *Microwave and RF Design - A Systems Approach*, Scitech Publishing, Raleigh, North Carolina, United States of America, 2010.
- [TBSB13a] J. Tavares, N. Barroca, H. M. Saraiva, L. M. Borges, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, "Spectrum Opportunities for Electromagnetic Energy Harvesting from 350 MHz to 3 GHz," *6th Meeting of the Management Committee of COST IC 1004 - Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments*, TD(13)06078, Málaga, Spain, Feb. 2013.
- [TBSB13b] J. Tavares, N. Barroca, H. M. Saraiva, L. M. Borges, F. J. Velez, C. Loss, R. Salvado, P. Pinho, R. Gonçalves, N. B. Carvalho, "Spectrum Opportunities for Electromagnetic Energy Harvesting from 350 MHz to 3 GHz", in *Proc. of 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology - ISMICT*, Tokyo, Japan, pp. 126-130, March, 2013.
- [TRHL06] A. Tronquo, H. Rogier, C. Hertleer, L. V. Langenhove "Applying Textile Materials for the Design of Antennas for Wireless Body Area Networks" In *Proc. of EuCap2006: First European Conference on Antennas and Propagation*, France, pp. 1-5, Nov. 2006.
- [UkSS12] L. Ukkonen, L. Sydanheimo and Y. R.-Samii, "Sewed textile RFID tag and sensor antennas for on-body use," in *Proc. of 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 3450-3454, March 2012.
- [ViRT08] H. J. Visser, A. C. F. Reniers, and J. A. C. Theeuwes, "Ambient RF energy scavenging: GSM and WLAN power density measurements," in *Proc. of 38th European Microwave Conference*, Oct. 2008, pp. 721-724.
- [YaZX06] Y. Y. Yao, D. L. Zhang and D. G. Xu, "A study of supercapacitor parameters and characteristics," in *Proc. International Conference on Power System Technology (PowerCon)*, Oct. 2006, pp. 1-4.
- [YiFC10] F. Yildiz, D. Fazarro and K. Coogler, "The Green Approach: Self-Power House Design Concept for Undergraduate Research," *Journal of Industrial Technology*, vol. 26, no. 2, pp. 1-10, Apr. 2010
- [YMAV05] H. Yan, J. G. M. Montero, A. Akhnoukh, L. C. N. de Vreede, and J. N. Burghart, "An integration scheme for RF power harvesting," in *Proc. of 8th Annual Workshop Semiconductor Advances Future Electron. Sensors*, Veldhoven, The Netherlands, 2005.