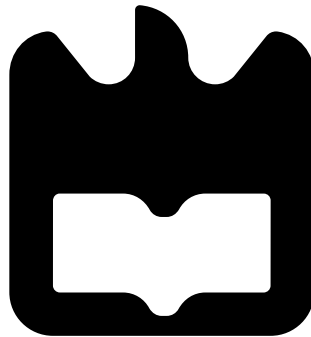




Daniel Gil Belo

**Otimização de Sistemas de Transmissão de Energia
sem Fios**





Daniel Gil Belo

**Otimização de Sistemas de Transmissão de Energia
sem Fios**

(Optimization of Wireless Power Transmission Systems)

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Nuno Borges de Carvalho, Professor Catedrático com agregação do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri / the jury

presidente / president

Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (por delegação da Reitora da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

Prof. Dr. Nuno Borges de Carvalho

Professor Catedrático com agregação do Departamento de Engenharia Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)

Prof. Dr. Pedro Renato Tavares de Pinho

Professor Adjunto da área Departamental de Engenharia Eletrónica, Telecomunicações e de Computadores do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

**agradecimentos /
acknowledgements**

Agradeço a todos os que me ajudaram na elaboração desta dissertação, destacando o Prof. Dr. Nuno Borges de Carvalho pela orientação do meu trabalho. Um obrigado ao Instituto de Telecomunicações, seus colaboradores e colegas pelas excelentes condições de trabalho e pela ajuda que obtive sempre que foi necessário. Agradeço à minha família pelo o apoio que sempre me deram e em especial à memória de meu pai, pois sem ele a minha passagem pela Universidade de Aveiro não teria sido possível.

Palavras chave

conversor RF-DC, radiação eletromagnética, retificador de tensão, multiplicador de tensão, transferência de energia sem fios, retificador de banda dupla, sinais de radar, multisenos

Resumo

Na área de transmissão de energia sem fios por radiofrequência, grande esforço tem sido dedicado ao desenvolvimento e estudo de formas de onda apropriadas para aumento da eficiência de conversão de energia de radiofrequência em energia DC, usada para alimentar os nossos dispositivos eletrónicos. Tal aumento de eficiência é obtido usando formas de onda que possuem uma elevada relação entre a potência de pico e a sua média. Os recetores destes sistemas são normalmente circuitos detetores de pico pelo que sinais de natureza multi-portadora são frequentemente usados para obter elevado *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) permitindo ultrapassar a barreira de potencial dos díodos retificadores para potências inferiores, resultando num aumento de eficiência quando comparados com o cenário tradicional de uma única portadora. O aumento de eficiência de conversão traduz-se, por exemplo, num aumento da distância de comunicação de um sensor passivo.

Com esta dissertação pretende-se efetuar um estudo ao nível de possíveis formas de onda a utilizar num transmissor de um sistema de transferência de energia sem fios por forma a aumentar a eficiência de conversão. Sinais inovadores como sendo multisenos harmonicamente espaçados e sinais de radar são pela primeira vez explorados nesta área e as suas vantagens/desvantagens são reportadas. Verifica-se que aplicando a técnica de compressão de pulsos, tipicamente usada em sistemas de radares, a um sinal do tipo chirp resulta num sinal cujo PAPR pode ser controlado através de parâmetros inerentes ao sinal chirp utilizado e pode assumir um valor arbitrário. Por forma a testar sinais multisenos harmonicamente espaçados, o projeto de um conversor RF-DC de banda dupla é apresentado.

Keywords

RF-DC converter, electromagnetic radiation, voltage rectifier, voltage multiplier, wireless power transmission, radar waveforms, multisines

Abstract

Recently, in wireless power transmission field, many efforts were made in order to study and develop new waveforms that can boost the efficiency conversion of radio frequency energie into DC energie, which can be used to power up our electronics without cables. This efficiency boost is typically achieved by using waveforms that assumes a high peak power when compared with its average. The receivers are usually simple peak detectors and then, signals with multicarrier nature are widely used to achieve high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) that enables us to activate a rectifying diode with less average power, when compared with the traditional single carrier case. This power conversion efficiency boost leads, for example, to an increase in the distance that a passive sensor can effectively communicate.

This dissertation provides a study of several waveforms that can be used on a wireless power transmission system's transmitter that can actually further increase the power conversion efficiency of most RF to DC converters. Innovating signals such as harmonically spaced multisines and radar signals are exploited, for the first time, on wireless power transmission field and its advantages/disadvantages are reported. Moreover, if pulse compression technique is applied to a chirp signal, typically used on radar systems, we end up with a time domain waveform with a very high PAPR and it is possible to control its value adjusting some of the basic chirp signal parameters. In order to test harmonically spaced multisines, a dual band RF to DC converter is proposed and designed.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	vii
Lista de Acrónimos	ix
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Estrutura da Dissertação	2
2 Técnicas baseadas em WPT	5
2.1 Breve Introdução Histórica	5
2.2 Métodos de Transmissão de Energia sem Fios	8
2.2.1 Acoplamento Indutivo	8
2.2.2 Acoplamento Indutivo Ressonante	8
2.2.3 Radiação Eletromagnética (Lasers e RF)	10
2.2.4 Comparação das três técnicas de WPT	11
2.3 <i>Energy Harvesting vs WPT</i>	13
2.4 Elementos de um Sistemas WPT por RF	14
3 Conversores RF-DC	15
3.1 Díodo como elemento retificador	15
3.2 Eficiência de conversão RF-DC	17
3.3 Díodo <i>Schottky</i> e suas características	17
3.3.1 Tensão de condução V_T e Tensão de <i>breakdown</i> V_{br}	19
3.3.2 Capacidade da junção C_j	22
3.3.3 Resistência série R_S	23
3.3.4 Corrente de saturação inversa I_S	24
3.3.5 Parasitas dos dispositivos	24
3.4 <i>Matching</i> de impedâncias	25
3.5 Geração de conteúdo harmônico	26
3.6 Topologias de conversores RF-DC	27
3.6.1 Díodo paralelo com linha $\lambda/4$	27
3.6.2 Duplicador de tensão	28

3.6.3	<i>Charge pump</i> de Dickson	29
3.6.4	<i>Charge pump</i> de Villard	30
4	Formas de onda otimizadas para sistemas baseados em WPT por RF	33
4.1	Sinais Multiseno	33
4.1.1	Número de subportadoras <i>vs</i> PAPR	34
4.1.2	Aproximação de Taylor	35
4.1.3	Sincronização de fases	37
4.1.4	Espaçamento de frequência entre subportadoras	37
4.1.5	Multiseno <i>vs</i> V_T e V_{br} dos díodos	38
4.1.6	Sinais multiseno com Δf elevado	41
4.1.7	Sinais multiseno em bandas harmonicamente espaçadas	42
4.1.8	Combinação espacial de multisenos	44
4.2	Ruído branco	46
4.3	Oscilador caótico	46
4.4	Sinais de radar	48
4.5	Transmissão Impulsiva	52
4.6	Sinais modulados	53
5	Procedimentos Experimentais e Resultados	55
5.1	Adaptação de impedâncias para um conversor RF-DC de banda dupla	56
5.2	Sinais de teste e <i>setup</i> laboratorial	60
5.3	Desempenho perante sinais CW	61
5.4	Desempenho perante sinais não convencionais	62
6	Conclusão e trabalho futuro	69
	Bibliografia	71

Lista de Figuras

1.1	Elevado número de dispositivos eletrônicos conectados entre si constituindo a Internet of Things (IoT). Retirado de [1].	2
2.1	a) Nikola Tesla [10]. b) Demonstração do helicóptero de William C. Brown. Retirado de [11]. c) Esquema de um sistema SBSP [12].	6
2.2	Exemplo ilustrativo do método de acoplamento indutivo para leitura de cartões passivos sem contacto. Retirado e adaptado de [18].	9
2.3	Adição de condensadores às bobinas primária e secundária originando acoplamento indutivo ressonante [21].	9
2.4	Exemplos de aplicações de acoplamento indutivo ressonante.	10
2.5	a) SHARP (<i>Stationary High Altitude Relay Platform</i>), um pequeno avião alimentado por feixes RF a 2.45 GHz em 1987, Retirado de [17]. b) ESA <i>rover</i> autônomo alimentado por um feixe laser, Retirado de [19].	11
2.6	Comparação da eficiência de conversão dos vários métodos de transmissão de energia sem fios em função da distância entre transmissor e receptor. Retirado e adaptado de [20].	12
2.7	Diagrama de blocos de um sistema WPT.	14
3.1	Curva I-V típica de um diodo.	16
3.2	Circuito retificador com um único diodo.	16
3.3	Esquemático de um retificador básico usado em ADS para verificar o impacto da eficiência de conversão quando os parâmetros do diodo HSMS-2850 variam.	19
3.4	Simulação do circuito retificador básico (a) Verificação da melhor carga (antes da construção da malha de adaptação) (b) S11 depois de adaptado c) Eficiência de conversão RF-DC do circuito final em função da potência do sinal de entrada.	19
3.5	Impacto na eficiência de conversão para vários valores da tensão de condução V_T do diodo do circuito da figura 3.3	21
3.6	Impacto na eficiência de conversão para vários valores da tensão de <i>breakdown</i> V_{br} do diodo do circuito da figura 3.3	21
3.7	Impacto na eficiência de conversão para vários valores da capacidade da junção C_j do diodo do circuito da figura 3.3	22
3.8	Efeito da variação do valor da resistência série R_s na eficiência de conversão.	23
3.9	Modelo ADS dos diodos hsms-2852, package SOT-23.	24
3.10	Modelo equivalente de um diodo <i>Schottky</i> , retirado de [31]	25

3.11	Simulação da variação da frequência e potência de entrada. a) Carta de Smith das impedâncias ($500MHz < freq < 1.3GHz$, $-30dBm < pin < 10dBm$) b) Eficiência de conversão em função da potência e frequência do sinal de entrada.	25
3.12	Geração harmônica. a) Espectro do sinal de entrada. b) Espectro do sinal de saída sem filtragem. c) Espectro do sinal de saída filtrado.	27
3.13	Retificador básico com diodo paralelo.	27
3.14	Retificador/Multiplicador de tensão de um estágio.	28
3.15	Retificador/Multiplicador de tensão de um estágio.	29
3.16	<i>charge pump</i> de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 em função da resistência de carga para maximização da eficiência de conversão.	29
3.17	<i>Charge pump</i> de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 com $R_L = 6.8, 13.8, 28.9, 44.8$ e 61.5 KOhm, respetivamente. a) Eficiência de conversão. b) Tensão DC obtida.	30
3.18	<i>Charge pump</i> de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 com a mesma resistência de carga, $R_L = 6.8$ KOhm. a) Eficiência de conversão. b) Tensão DC obtida.	31
3.19	<i>Charge pump</i> de Villard.	31
4.1	Exemplos de sinais do tipo multiseno com $\Delta f = 1$ MHz e a mesma potência média. a) CW ($N=1$) b) $N=2$, c) $N=3$, d) $N=4$.	35
4.2	Impacto das fases relativas entre subportadoras no sinal resultante. a) Fases Sincronizadas. b) Fases aleatórias.	37
4.3	Impacto do espaçamento de frequências. a) $\Delta f = 1MHz$, b) $\Delta f = 5MHz$	38
4.4	Comportamento de um retificador simples usando um multiseno sem atingir a zona de <i>breakdown</i> do diodo. a) Sinais de entrada no domínio do tempo. b) Curva I-V do diodo HSMS-2850 simulada em ADS. c) Tensão gerada numa carga de $1 K\Omega$	39
4.5	Comportamento de um retificador simples usando um multiseno com energia suficiente para atingir a zona de <i>breakdown</i> do diodo. a) Sinais de entrada no domínio do tempo. b) Curva I-V do diodo HSMS-2850 simulada em ADS. c) Tensão gerada numa carga de $1 K\Omega$	40
4.6	Comparação de formas de onda. a) CW 900 MHz. b) Multiseno de banda simples, 900 e 901 MHz, $\Delta f = 1$ MHz. c) Multiseno de 900 e 1000 MHz, $\Delta f = 100$ MHz.	41
4.7	Exemplos de sinais do tipo multiseno em bandas harmonicamente espaçadas, $f_c = 900$ MHz e mesma energia. a) CW ($N=1$) b) $N=2$, c) $N=3$, d) $N=4$.	43
4.8	Tensão DC gerada em função da resistência de carga para uma potência média de entrada de 0 dBm e para diferentes sinais de entrada. a) Conversor simples com diodo série. b) Potência DC em função da resistência de carga. c) Sinal de saída no domínio.	43
4.9	Simulação da tensão DC de saída em função da potência de entrada.	44
4.10	Arquitetura tradicional para obtenção de sinais com potência elevada através da técnica de combinação de potência. Retirado e adaptado de [41].	45
4.11	Arquitetura para obtenção de sinais multiseno com elevado PAPR através da técnica de combinação de potência espacial. Retirado e adaptado de [51].	45
4.12	Ruído branco. a) Espectro. b) Sinal no domínio do tempo.	47

4.13	Oscilador Colpitts caótico. a) Esquema de um oscilador em configuração Colpitts com comportamento caótico e 433 MHz de frequência central. b) Espectro do sinal de saída c) Forma de onda no domínio do tempo. Retirado e adaptado de [58]	47
4.14	Radares pulsados. a) Exemplo para cálculo da distância ao objecto. b) Efeito da duração do pulso na resolução espacial do radar. Retirado e adaptado de [60]	49
4.15	Frequência instantânea e amplitude do sinal no domínio do tempo para pulsos <i>chirp</i> linearmente modulados na frequência.	50
4.16	Processo de compressão de pulsos <i>chirp</i>	51
4.17	<i>Chirp</i> comprimido. a) Pulso <i>chirp</i> comprimido no domínio do tempo visualizado num osciloscópio RF. b) Conteúdo espectral do sinal apresentado em a).	51
4.18	<i>Chirps</i> comprimidos no domínio do tempo em função de τ simulados em Matlab.	52
4.19	Sinal OFDM, 2048 subportadoras, modulação QPSK, 20 MHz largura de banda. a) Espectro do sinal em banda base. b) Sinal no domínio do tempo. c) CCDF do PAPR do sinal ser superior a um certo valor x dB.	53
5.1	Conversor RF-DC básico com díodo série.	55
5.2	Variação da tensão e potência DC de saída com a variação da resistência de carga.	56
5.3	Malha de adaptação de banda dupla. Retirado de [66].	57
5.4	Circuito final com linhas microstrip e malha de adaptação.	57
5.5	S11 experimental VS simulado. Resultados obtidos para -10dBm de potência média de entrada.	58
5.6	Comportamento do coeficiente de reflexão experimental para várias potências do sinal de entrada ($700\text{MHz} < \text{freq.} < 2.2\text{GHz}$).	59
5.7	Layout do circuito.	59
5.8	Conversor RF-DC de banda dupla.	60
5.9	<i>Setup</i> experimental.	61
5.10	Tensão DC obtida usando uma única portadora em cada banda.	62
5.11	Eficiência de conversão.	62
5.12	Tensão DC obtida usando os sinais multiseno da tabela 5.3 como sinais de excitação.	63
5.13	Eficiência de conversão RF-DC.	63
5.14	Dependência da tensão DC em função das fases relativas entre subportadoras para $P_{in} = -14\text{dBm}$	65
5.15	Tensão DC de saída em função da potência do sinal de entrada.	65
5.16	Eficiência de conversão RF-DC.	66
5.17	Tensão DC de saída em função da potência do sinal de entrada.	67
5.18	Eficiência de conversão RF-DC.	68

Lista de Tabelas

2.1	Equações de Maxwell e sua interpretação física.	7
2.2	Estimação da energia capturada das várias fontes disponíveis. Retirado de [24]	13
3.1	Parâmetros SPICE do diodo HSMS-2850. [28]	20
5.1	Características do substracto FR4 utilizado para implementação do conversor RF-DC.	56
5.2	Impedância característica Z_K e comprimento eléctrico Θ_K dos vários pedaços de linha da malha de adaptação.	58
5.3	Caraterísticas dos sinais utilizados para avaliação do conversor de banda dupla.	60
5.4	Caracerísticas do sinal gerado pelo conversor para vários valores de τ e mesma potência média.	67

Lista de Acrónimos

AC Alternating Current

ADS Advanced Design System

CCDF Complementary Cumulative Distribution Function

CMOS Complementary Metal-Oxide Semiconductor

CW Continuous Wave

DC Direct Current

ESA European Space Agency

FFT Fast Fourier Transform

FPGA Field Programable Gate Array

HB Harmonic Balance

HD High Definition

IFFT Inverse Fast Fourier Transform

IoT Internet of Things

LFM Linear Frequency Modulation

LSSP Large Signal S Parameters

M2M Machine to Machine

MIT Massachusetts Institute of Technology

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAPR Peak-to-Average Power Ratio

PCB Printed Circuit Board

PWM Pulse Wide Modulation

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

RF Radio Frequency

RFID Radio Frequency Identification

SAW Surface Acoustic Wave

SBSP Space Based Solar Power

SHARP Stationary High Altitude Relay Platform

UWB Ultra Wide Band

UHF Ultra High Frequency

VHF Very High Frequency

VNA Vector Network Analyser

WPT Wireless Power Transmission

WSN Wireless Sensor Network

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Energia é um bem essencial à manutenção da vida humana. O mercado de dispositivos eletrônicos tem vindo a crescer exponencialmente e são inúmeros os dispositivos alimentados a baterias. Seria perfeito um mundo onde se prescindisse de cabos dedicados para carregamento dessas baterias ou até mesmo ausência delas. Com o aumento da necessidade de tornar os dispositivos eletrônicos autónomos devido, por exemplo, ao difícil acesso de um sensor que torna impraticável a reposição de baterias e à diminuição da poluição associada a estas, levou a um correspondente interesse em desenvolver tecnologias que permitam tal autonomia. Os avanços ao nível da miniaturização e da nanotecnologia significam que cada vez mais pequenos objetos terão a capacidade de interagir e se conectar. A combinação destes desenvolvimentos criará uma *Internet of Things* (IoT) (figura 1.1) [1] que liga os objetos do mundo de um modo sensorial e inteligente. Assim, com os benefícios da informação integrada, os produtos industriais e os objetos de uso diário poderão vir a ser equipados com sensores que detetam mudanças físicas à sua volta. Prevê-se um futuro em que poderemos usar roupa inteligente que se adapta às características da temperatura ambiente, a passagem por um sensor irá indicar-nos qual a manutenção que o nosso carro necessita, poderemos usar os óculos de sol para receber uma chamada vídeo e os cuidados médicos poderão ser prestados antecipadamente, graças a diagnósticos mais eficientes e rápidos. A IoT irá sofrer de um problema bastante complexo que será a necessidade de energia para o correto funcionamento dos mais variados dispositivos podendo a técnica de transmissão de energia sem fios ser uma solução bastante viável e eficiente.

1.2 Objetivos

O principal objetivo desta dissertação prende-se com o aumento da eficiência de conversão RF-DC em sistemas baseados em transmissão de energia sem fios utilizando radiofrequência. Nos últimos tempos, várias técnicas têm sido exploradas e aplicadas aos recetores destes sistemas para aumento dessa eficiência esquecendo o lado do transmissor. Assim, pretende-se fazer um estudo não só ao nível da arquitetura dos recetores mas também dos transmissores

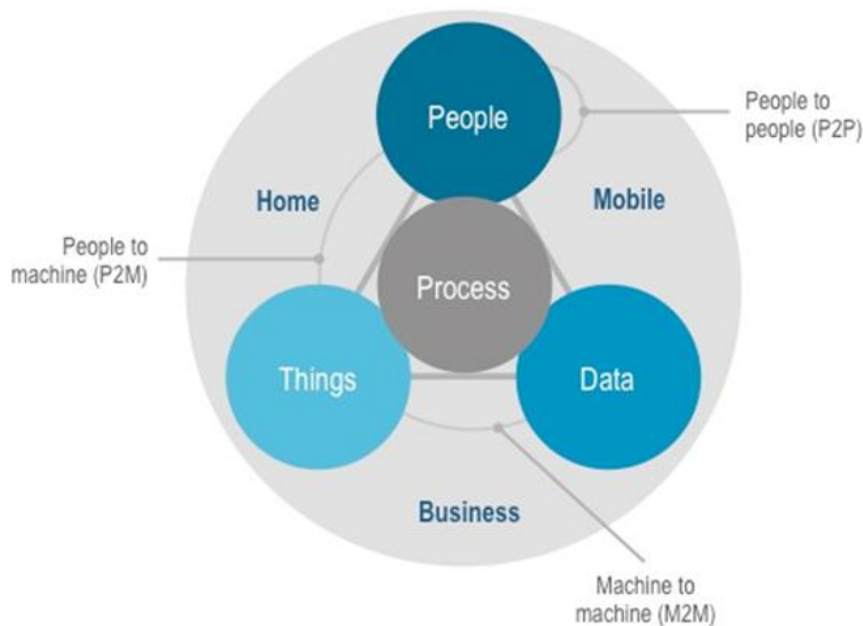


Figura 1.1: Elevado número de dispositivos eletrônicos conectados entre si constituindo a IoT. Retirado de [1].

de modo a gerar sinais que excitam os circuitos recetores da melhor forma. Estes circuitos recetores são normalmente caracterizados por serem constituídos por díodos retificadores e *charge pumps* verificando-se que a sua eficiência de conversão RF-DC aumenta com o aumento do PAPR do sinal apresentado à sua entrada, produzindo mais energia DC.

Apresenta-se de seguida, uma lista de objetivos para esta dissertação:

- Compreensão das não-linearidades adjacentes aos circuitos conversores RF-DC;
- Estudo de sinais apropriados para transmissão de energia sem fios por RF;
- Projeto e implementação de um circuito conversor RF-DC de banda dupla;
- Desenvolver soluções inovadoras para futuras investigações.

1.3 Estrutura da Dissertação

Depois deste capítulo introdutório seguem-se os seguintes capítulos:

- O **capítulo 2** apresenta uma breve descrição histórica da transferência de energia sem fios, quais os métodos atualmente existentes, suas aplicações, vantagens e desvantagens.
- No **capítulo 3**, será dada uma descrição detalhada de circuitos conversores RF-DC cujo elemento principal são os díodos *Schottky*. Veremos qual o seu comportamento perante

sinais de entrada com vários níveis de potência de entrada e frequências de operação e também o seu desempenho quando as principais características do elemento retificador são alteradas. Este capítulo será acompanhado de simulação em ADS de um conversor RF-DC básico com diodo serie.

- Com o **capítulo 4** pretende-se discutir formas de onda apropriadas para excitar os circuitos conversores RF-DC, como gerá-las e de que forma poderão aumentar a eficiência de conversão. Serão apresentados alguns destes sinais utilizando o ambiente Matlab e algumas simulações em ADS.
- Por fim, no **capítulo 5**, o projeto de um conversor RF-DC de banda dupla é descrito e o seu desempenho é avaliado quando excitado por vários sinais estudados no capítulo 4.

É ainda importante referir que o desenvolvimento desta dissertação deu origem à submissão/publicação de artigos científicos:

- Daniel Belo and Nuno B. Carvalho, "Behaviour of Multi-band RF-DC Converters in Presence of Modulated Signals for Space based Wireless Sensors", Asia-Pacific Microwave Conference, October 2014.
- Alírio Boaventura, Daniel Belo, Ricardo Fernandes, Ana Collado, Apostolos Georgiadis and Nuno B. Carvalho, "Boosting efficiency: Unconventional Waveform Design for Efficient Wireless Power Transfer", IEEE Microwave Magazine, accepted for publication.
- Daniel Belo, Nuno B. Carvalho, José Ferraras and Roberto Garcia, "Exploiting Radar Waveforms for Wireless Power Transmission", International Microwave Symposium, 2015, submitted for publication.

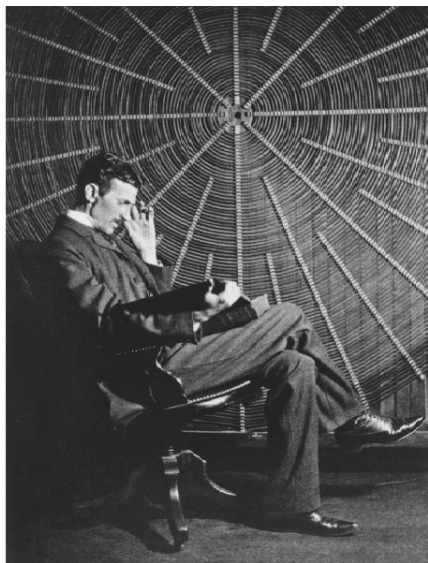
Capítulo 2

Técnicas baseadas em WPT

2.1 Breve Introdução Histórica

Em 1846 o inglês Michael Faraday descobre que tanto a luz como as ondas rádio são parte do espectro eletromagnético [2]. Em 1864, James Clerk Maxwell publica as equações sobre o campo eletromagnético, as quais são chamadas de Leis de Maxwell e que dada a sua extrema importância são apresentadas na tabela 2.1. O desenvolvimento das equações de Maxwell e o entendimento do eletromagnetismo, contribuíram significativamente para toda uma revolução tecnológica iniciada no final do século XIX e continuada durante as décadas seguintes até aos nossos dias. A transferência de energia sem fios data dos fins deste século. Depois de enviar o primeiro sinal elétrico pelo Atlântico, Nikola Tesla (figura 2.1 a)), um pioneiro em engenharia elétrica, construiu uma torre em *Long Island, Nova York*, para distribuição de energia sem fios [3]. Ele planeou usar essa torre chamada *Wardenclyffe*, para transmitir não só sinais mas também energia mas infelizmente, devido aos elevados campos elétricos que diminuía a eficiência da transmissão, a sua invenção nunca foi posta em prática. Em 1893, de novo Nikola Tesla demonstrou na exposição "*World's Columbian Exposition*", lâmpadas a serem acesas sem a ajuda de condutores [4]. Em 1964, William C. Brown demonstrou na "*CBS News*" um pequeno helicóptero que recebia a energia necessária ao voo através de um feixe de micro-ondas, sendo esta energia convertida por um conjunto de *rectennas* (antenas seguidas de retificadores) (figura 2.1 b)) [5]. Em 1975, William C. Brown foi diretor de um projeto no qual conseguiu transmitir um feixe micro-ondas a uma distância de 1,6 Km tendo sido interceptado por um circuito retificador e convertido para DC com uma eficiência de 84% [6]. Devido à segunda guerra mundial, a tecnologia de Identificação por Radiofrequência (RFID), a qual se baseia em transmissão de energia sem fios, surgiu da necessidade de identificar aviões enquanto eles ainda estavam bastante distantes. Assim, os alemães descobriram que se os seus pilotos girassem os aviões quando estavam a regressar à base iriam alterar um sinal rádio que seria refletido de volta ao radar alertando-os da presença de aviões alemães [8]. Por outro lado, a ideia de recolher energia no espaço proveniente da luz solar, onde ela existe constantemente e transmiti-la para a terra tem sido estudada desde os anos 60. No contexto do aumento da necessidade de energia e das mudanças climáticas devido à sua produção,

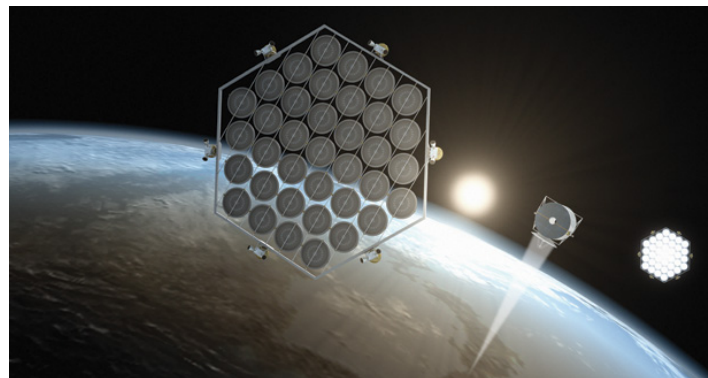
tem havido um elevado interesse nas últimas décadas no chamado *Spaced Based Solar Power* (SBSP) [7]. Métodos tradicionais de recolha de energia solar têm como desvantagens a perda de energia quando a luz atravessa a nossa atmosfera devido a absorções/reflexões e ao período noturno. Assim, a energia é recolhida no espaço, convertida para micro-ondas fora da atmosfera e radiada para a superfície desta onde será recolhida recorrendo a *arrays* de antenas que retificam essa energia, convertendo-a em energia utilizável. A agência espacial japonesa JAXA, que lidera o desenvolvimento deste tipo de sistemas, afirma que em breve o SBSP será uma realidade e que em 2030 será desenvolvido um sistema que poderá gerar tanta energia como uma central nuclear [9].



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1: a) Nikola Tesla [10]. b) Demonstração do helicóptero de William C. Brown. Retirado de [11]. c) Esquema de um sistema SBSP [12].

Nome	Forma integral	Forma diferencial	Interpretação física
Lei de Faraday - 1ª Equação de Maxwell	$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$	$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	Um campo magnético variável no tempo induz um campo eléctrico também ele variável no tempo e vice-versa
Lei de Ampère generalizada - 2ª Equação de Maxwell	$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S}$	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	Campos magnéticos podem ser gerados por cargas em movimento (lei de Ampère) ou por campos eléctricos variáveis no tempo (correção de Maxwell).
Lei de Gauss - 3ª Equação de Maxwell	$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho \cdot dV$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	O fluxo eléctrico através de uma superfície fechada é proporcional à carga contida nessa superfície
Lei da conservação do fluxo magnético - 4ª Equação de Maxwell	$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	Não existem "cargas magnéticas"

Onde:

\vec{E} - Vetor campo eléctrico (V/m);

\vec{B} - Vetor campo magnético (T ou $V \cdot s/m^2$);

\vec{D} - Vetor deslocamento eléctrico (C/m^2) ($\vec{D} = \epsilon \vec{E}$, ϵ - permissividade do meio);

\vec{H} - Vetor intensidade magnética (A/m) ($\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu}$, μ - permeabilidade do meio);

ρ - Densidade volúmica de carga (C/m^3);

\vec{J} - Densidade de corrente (A/m^2) ($\vec{J} = \sigma \vec{E}$).

Tabela 2.1: Equações de Maxwell e sua interpretação física.

2.2 Métodos de Transmissão de Energia sem Fios

Existem vários métodos que permitem a transmissão de energia sem fios, métodos de campo próximo e campo distante e podem ser divididos em três grandes grupos:

- Acoplamento indutivo;
- Acoplamento indutivo ressonante;
- Radiação eletromagnética.

Nesta secção pretende-se explicar o funcionamento de cada um deles, dando especial ênfase ao método de transmissão de energia sem fios através de radiação eletromagnética, o qual será objeto de estudo ao longo desta dissertação.

2.2.1 Acoplamento Indutivo

A técnica de acoplamento indutivo funciona por indução de campo magnético, isto é, uma corrente AC gerada por uma fonte de sinal percorre a bobina do primário gerando um campo magnético variável no tempo que induz uma tensão aos terminais da bobina secundária que se encontra no recetor. Um bom exemplo desta técnica é um transformador elétrico tradicional, o qual permite isolamento elétrico e redução/aumento de tensão/corrente. Dada a sua simplicidade, a técnica de transferência de energia sem fios por acoplamento indutivo tornou-se bastante importante e popular. Atualmente podemos encontrar este método aplicado a vários produtos, por exemplo plataformas para carregamento de telemóveis e computadores portáteis, implantes biomédicos, entre outros [13] [14].

Infelizmente à medida que a distância entre as bobinas do transmissor e recetor aumenta, a eficiência da transferência da energia diminui drasticamente. Este tipo de sistema funciona correctamente quando o transmissor e recetor estão bastante próximos, geralmente a uma distância menor que o diâmetro das bobinas, tipicamente na ordem dos centímetros. Para se conseguir distâncias superiores será necessário recorrer a elementos com dimensões superiores, o qual se poderá refletir num aumento significativo de volume e peso. Dadas estas limitações, este método não será o mais apropriado quando a distância entre o transmissor e o recetor é elevada, como por exemplo em *Wireless Sensor Networks* (WSN). Um exemplo ilustrativo deste método é apresentado na figura 2.2 a qual consiste num esquema de um leitor de cartões passivos sem contacto.

2.2.2 Acoplamento Indutivo Ressonante

Um outro método para transferência de energia sem fios é chamado de acoplamento indutivo ressonante. Este método baseia-se no princípio de acoplamento ressonante e consiste em ter duas bobinas que operam à mesma frequência de ressonância, pelo que se apresentam fortemente acopladas através de indução magnética ressonante. Esta técnica é bastante

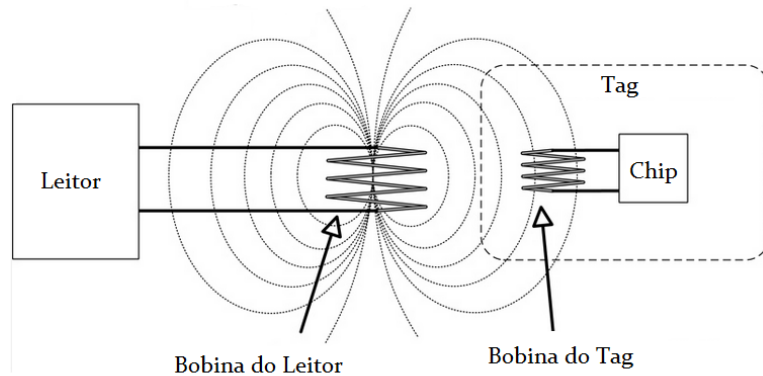


Figura 2.2: Exemplo ilustrativo do método de acoplamento indutivo para leitura de cartões passivos sem contacto. Retirado e adaptado de [18].

semelhante com a de acoplamento indutivo e pode ser considerada um caso especial de acoplamento indutivo onde se adicionam condensadores nas bobinas primária e secundária de modo a criar ressonância (figura 2.3). Em comparação com a técnica de acoplamento indutivo, esta permite obter maior eficiência de transferência de energia bem como a possibilidade de se obter maiores distâncias. Experiências desenvolvidas em *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) lideradas por A. Kurs demonstraram ser possível alimentar uma lâmpada de 60W a uma distância de dois metros, com cerca de 40% de eficiência (figura 2.4 b)) [15]. Desde a primeira demonstração de A. Kurs em 2007, novos avanços têm ocorrido para se poder comercializar aplicações usando esta tecnologia. Em 2008, engenheiros da Intel demonstraram acoplamento magnético ressonante usando bobinas planas sendo estas perfeitas para incorporar em dispositivos móveis. Em 2010, *Haier America Digital Products Group* demonstrou o funcionamento de uma televisão HD sem cabos de alimentação/sinal usando acoplamento indutivo ressonante (figura 2.4 a)) [16].

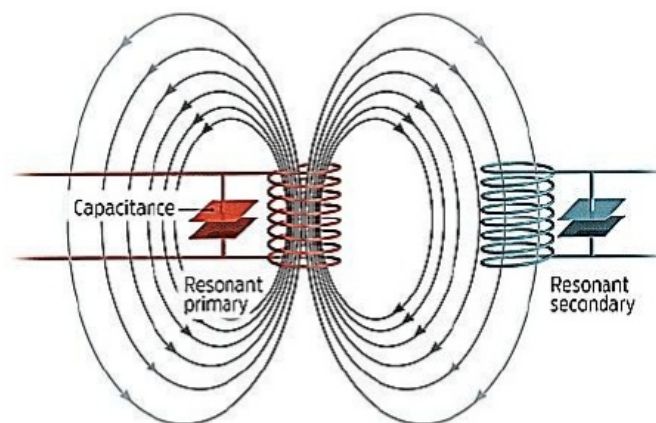


Figura 2.3: Adição de condensadores às bobinas primária e secundária originando acoplamento indutivo ressonante [21].



(a) Haier HDTV alimentada sem fios. Retirado de [16]



(b) Experiência de A. Kurs. Retirado de [22]

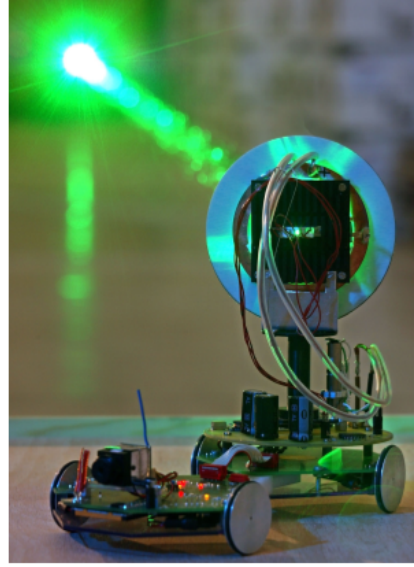
Figura 2.4: Exemplos de aplicações de acoplamento indutivo ressonante.

2.2.3 Radiação Eletromagnética (Lasers e RF)

Quando a distância entre o emissor e o recetor é muito maior que o comprimento de onda do sinal, técnicas de campo distante deverão ser utilizadas. Nestas condições a transferência de energia deverá ser feita através de propagação de ondas eletromagnéticas. A densidade de radiação eletromagnética, de acordo com a equação de Friiz, diminui com o quadrado da distância sendo uma melhoria em relação aos métodos indutivos no qual se verifica uma dependência mais acentuada. Uma outra vantagem deste método encontra-se no tamanho das antenas do sistema sendo tanto menores quanto maior a frequência de operação, tornando possível a construção de dispositivos bastante compactos. Os circuitos recetores deste tipo de transmissão de energia são simples antenas conectadas a díodos que permitem a retificação dos sinais RF convertendo-os em energia DC através de filtragem. Normalmente estes circuitos são construídos em paralelo/série de modo a gerar tensões/correntes superiores necessárias para alimentar dispositivos eletrónicos, tipicamente 3.3V necessários para a tecnologia CMOS. Esta será a técnica de transmissão de energia sem fios que será abordada ao longo desta dissertação. Radiação laser é um outro tipo de fonte eletromagnética que opera a comprimentos de onda bem mais pequenos do que radiofrequência. Devido ao pequeno comprimento de onda de um laser, é possível usar antenas de dimensões bastante pequenas. Em contra partida, a radiação laser sofre elevada atenuação, interferência e difração pelas partículas constituintes da atmosfera. Comparando com o estado da arte de sistemas WPT, o laser apresenta desvantagens significativas. As figuras 2.5 a) e 2.5 b) representam exemplos de aplicações onde esta técnica é utilizada.



a)



b)

Figura 2.5: a) SHARP (*Stationary High Altitude Relay Platform*), um pequeno avião alimentado por feixes RF a 2.45 GHz em 1987, Retirado de [17]. b) ESA *rover* autônomo alimentado por um feixe laser, Retirado de [19].

2.2.4 Comparação das três técnicas de WPT

A transferência de energia sem fios através de acoplamento indutivo é uma técnica de campo próximo e é geralmente usada em aplicações onde a distância entre transmissor e receptor é da ordem do comprimento de onda usado. No campo próximo, apesar de a energia ser considerada não radiativa, algumas perdas ocorrem por radiação. Assim sendo, a distância entre as bobinas deverá ser pequena de modo a produzir um fator de acoplamento elevado permitindo obter elevadas eficiências. O aumento da distância entre transmissor e receptor provoca uma diminuição drástica do fluxo magnético que atravessa a bobina do receptor diminuindo a eficiência da transmissão de energia. O uso de ressonâncias através da adição de capacidades permite aumentar a distância entre transmissor e receptor, mantendo a mesma eficiência. Quando a distância é muito maior que as dimensões dos componentes do sistema, o método de acoplamento indutivo torna-se ineficiente e técnicas de campo distante deverão ser utilizadas, fazendo uso de radiação eletromagnética. A expressão 2.1 indica a dependência da eficiência com a distância entre bobinas transmissora e receptora para métodos de acoplamento indutivo [20]:

$$\eta = \frac{P_r}{P_t} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{1}{D^6} g}} + \frac{2D^6}{g} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{D^6} g}} + 1 \right)} \quad (2.1)$$

onde D é a distância entre as bobinas primária e secundária, g é uma variável intrínseca à estrutura das bobinas e contabiliza todos os parâmetros independentes da distância e P_r/P_t representa a relação entre a potência recebida e a transmitida. Desta expressão é possível

observar uma dependência do inverso da distância de ordem elevada, em contraste com a dependência quadrática das perdas em meio livre de radiação eletromagnética, onde a equação de Friis é aplicável. Esta equação é dada por 2.2:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.2)$$

onde, P_r/P_t é a relação entre a potência recebida e a potência transmitida, G_r e G_t representam os ganhos das antenas recetora e transmissora respetivamente, λ o comprimento de onda da radiação e R a distância entre antenas. A figura 2.6 pretende comparar qualitativamente a eficiência de transmissão dos vários métodos em função da distância entre transmissor e recetor, verificando-se que a técnica de radiação eletromagnética permite obter maior eficiência de transferência para maiores distâncias. Uma das principais razões pelas quais é possível alcançar distâncias superiores prende-se com o facto de em campo distante ser possível moldar o diagrama de radiação de uma antena, fazendo com que grande parte da energia atinja o recetor e seja efetivamente convertida em energia DC.

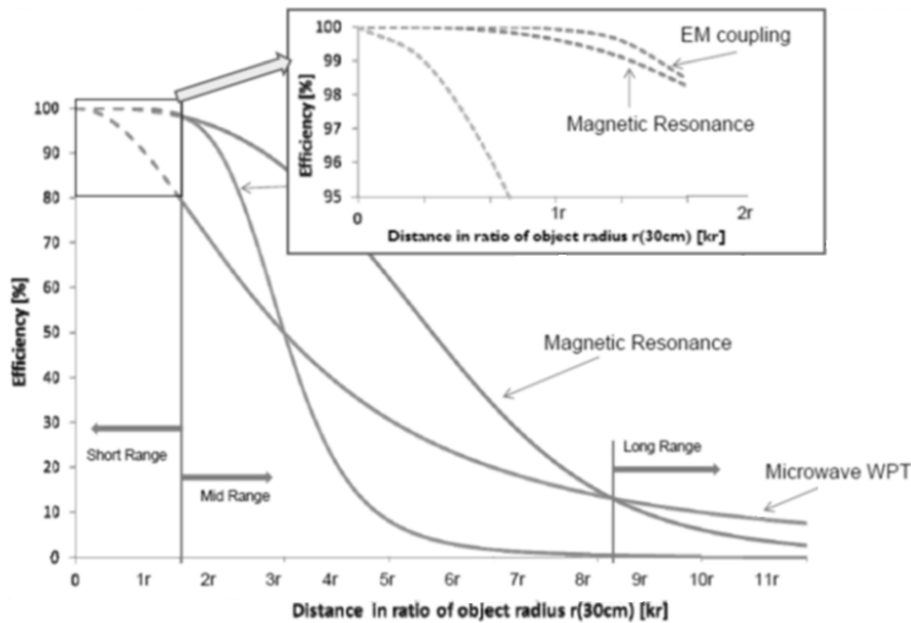


Figura 2.6: Comparação da eficiência de conversão dos vários métodos de transmissão de energia sem fios em função da distância entre transmissor e receptor. Retirado e adaptado de [20].

Apesar de o método indutivo ser ineficiente para distâncias muito superiores às dimensões dos componentes do sistema, a transferência de energia sem fios em campo próximo permite penetrar/contornar obstáculos. De facto, o campo magnético próximo apresenta várias propriedades que fazem com que este método seja extensivamente usado em aplicações comerciais e/ou industriais. A maior parte dos edifícios e alguns materiais como sendo, madeira, plásticos, têxteis, etc., apresentam-se como sendo transparentes a campos magnéticos permitindo a transferência eficiente de energia através deles. Na técnica de transmissão de energia

sem fios por raiofrequência tal não acontece, sendo necessária linha de vista entre transmissor e recetor para máxima transferência de energia.

2.3 *Energy Harvesting vs WPT*

Extrair energia do ambiente que nos rodeia é normalmente chamado de *energy harvesting*. Esta tecnologia tem atraído bastante interesse a nível industrial como sendo uma potencial fonte de energia para dispositivos de baixo consumo. Geralmente, a energia disponível para extrair do meio ambiente é bastante pequena e provém essencialmente de quatro tipos de fontes: luz, movimento, variações de temperatura e ondas eletromagnéticas. As densidades de energia provenientes destas fontes no meio ambiente são apresentadas na tabela 2.2.

Fonte de Energia	Características	Potência Capturada
Luz	<i>Outdoor - Indoor</i>	$10mW/cm^2 - 10\mu W/cm^2$
Movimento	Humano - Industria	$4\mu W/cm^2 - 100\mu W/cm^2$
Temperatura	Humano - Industria	$25\mu W/cm^2 - 1 - 10mW/cm^2$
RF	GSM - WiFi	$0.1\mu W/cm^2 - 0.001\mu W/cm^2$

Tabela 2.2: Estimação da energia capturada das várias fontes disponíveis. Retirado de [24]

Com o avanço da tecnologia, os dispositivos eletrónicos tendem a consumir cada vez menos energia e o número de dispositivos portáteis tem aumentado, fazendo com que exista um maior interesse em desenvolver técnicas de *energy harvesting* para tornar estes dispositivos autónomos. Devido ao facto da fonte de energia ser em muitas situações desconhecida, a otimização de um sistema de *energy harvesting* é um desafio. Considerando energia RF, inúmeras estações rádio *broadcast* existem pelo mundo como sendo as estações base de comunicações móveis, televisão, rádio, etc. Desta forma, ondas rádio estão presentes universalmente numa vasta gama de frequências e potências especialmente em zonas urbanas bastante populadas, fazendo com que sejam uma fonte de energia que pode ser efetivamente capturada e convertida em energia DC para alimentar dispositivos de baixo consumo. Em algumas aplicações, o simples prolongamento do ciclo de vida de uma bateria ou a diminuição da corrente de *sleep mode* de um microcontrolador é suficiente para se justificar a adição de um sistema de *energy harvesting*. Por outro lado, WPT parte do principio de que existe uma fonte de energia dedicada, cujas características são bem conhecidas em termos de frequência e potência de sinal, permitindo uma fácil otimização dos circuitos conversores RF-DC, alcançando eficiências de conversão superiores.

2.4 Elementos de um Sistemas WPT por RF

Os sistemas baseados em WPT são constituído por vários componentes que permitem que a energia seja transferida de um ponto para outro. Estes componentes são ilustrados na figura 2.7.

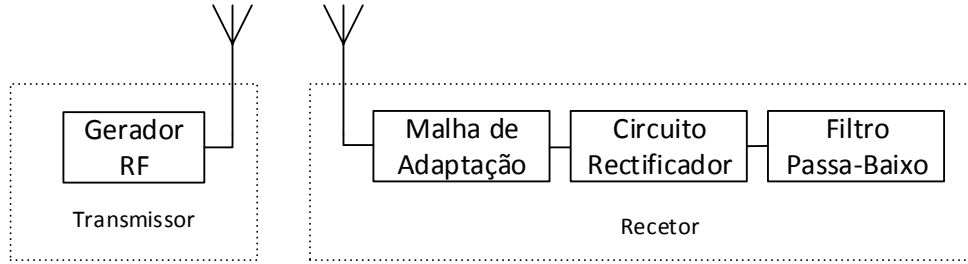


Figura 2.7: Diagrama de blocos de um sistema WPT.

O sistema consiste numa fonte que gera energia sob a forma de ondas eletromagnéticas que é conectada a uma antena que poderá ser direcional ou não, dependendo da aplicação. Depois de a energia ser radiada na antena transmissora, esta propaga-se no meio livre até alcançar o circuito recetor. Este circuito é constituído por uma antena recetora, uma malha de adaptação, um elemento retificador e um filtro passa baixo. A malha de adaptação tem como função adaptar a antena ao circuito retificador minimizando as reflexões por desadaptação e garantir que não existe energia rerradiada para o meio livre. O circuito recetor pode assumir variadas topologias mas o seu objetivo é retificar as ondas eletromagnéticas presentes à sua entrada. Finalmente um filtro passa baixo é usado para remover a frequência fundamental e suas harmónicas, obtendo-se energia DC. Através da equação de Friiz dada por 2.2, verifica-se que existe uma perda significativa na transferência de energia no meio livre que depende do inverso do quadrado da distância. Desta forma, todos os elementos constituintes de um sistemas WPT deverão ser otimizados de forma a maximizar a eficiência de conversão DC-RF no transmissor e a eficiência de conversão RF-DC no recetor. De notar ainda que a fórmula de Friis indica que a quantidade de potência transferida entre duas antenas é proporcional ao produto dos seus ganhos pelo que deficiências de baixo ganho em antenas de transmissão podem ser compensadas com um ganho elevado nas antenas de receção ou vice-versa. Esta é uma característica bastante importante em certas aplicações dado que por vezes é necessário ter uma antena de baixo ganho devido a restrições de tamanho, peso ou potência disponível podendo ser compensado pelo ganho da segunda antena.

Capítulo 3

Conversores RF-DC

Existem vários tipos de conversores RF-DC mas todos eles usam semicondutores como elementos retificadores. Estes semicondutores possuem, geralmente, bom comportamento quando excitados por sinais com baixa potência, o seu baixo custo e o seu tamanho reduzido fazem deles ideais para muitas aplicações. Diodos *Schottky* são geralmente escolhidos em vez dos tradicionais diodos de junção pn, pois apresentam uma menor tensão de condução permitindo operar de modo eficiente para baixas potências e também uma menor capacidade de junção permitindo usá-los a frequências mais elevadas. Transístores em configuração de diodo são também por vezes utilizados. Com este capítulo pretende-se familiarizar o leitor com as principais características dos diodos *Schottky*. De notar que a elaboração deste capítulo teve como base principal o trabalho reportado em [42].

3.1 Diodo como elemento retificador

Os diodos são normalmente modelados por uma relação não linear representada pela equação 3.1, conhecida como a equação de Richardson [33]:

$$I(V) = I_S(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1), \quad (3.1)$$

onde $I(V)$ é a corrente no diodo em função da tensão aplicada aos seus terminais V , I_S é a corrente de saturação inversa, q a carga do eletrão, n o fator de idealidade, k a constante de Boltzman e T a temperatura absoluta em Kelvin. Esta relação não linear é representada na figura 3.1.

A curva I-V de um diodo é caracterizada por três regiões, dependendo da tensão aplicada aos seus terminais:

- **Zona de Condução:** Quando a tensão aos terminais do diodo é positiva, este conduz. A tensão deverá ser superior à sua tensão de condução de modo a produzir uma corrente significativa;

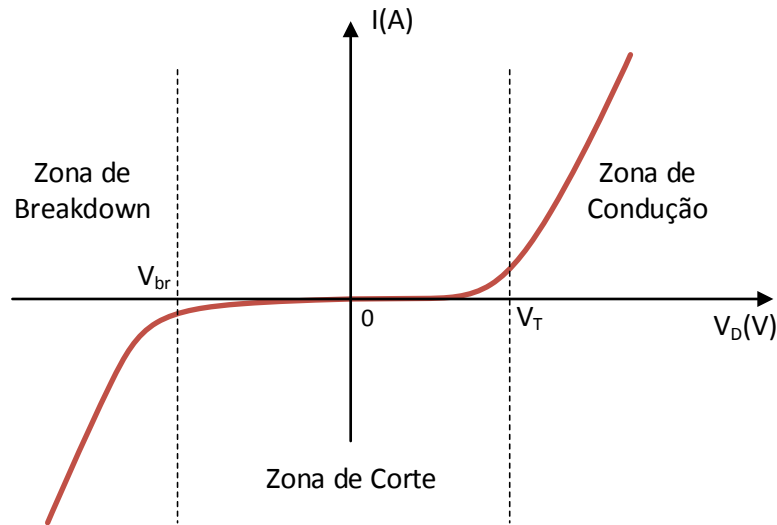


Figura 3.1: Curva I-V típica de um diodo.

- **Zona de Corte:** Região na qual o diodo se diz "cortado". A tensão aplicada é menor que a sua tensão de condução e menor em módulo que a tensão de *breakdown*. Nesta região uma pequena corrente atravessa o diodo no sentido inverso denominada de corrente inversa;
- **Zona de Breakdown:** Quando a tensão aplicada é maior em módulo que a tensão de *breakdown*. Um diodo polarizado nesta região conduz uma corrente significativa no sentido inverso.

Os diodos são os elementos que permitem retificação e este processo é representado na figura 3.2:

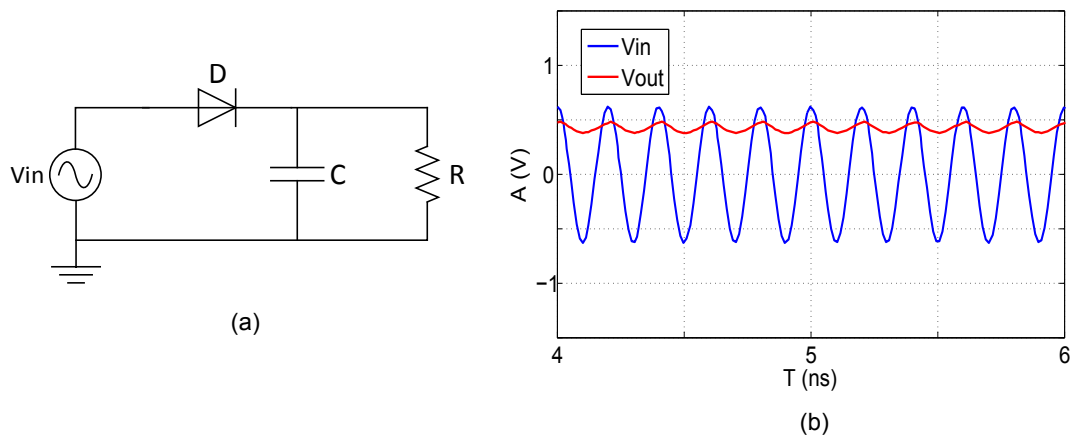


Figura 3.2: Circuito retificador com um único diodo.

Aplicando um sinal RF com tensão de pico $V_{P,RF}$ superior à tensão de condução e assumindo que não existe carga inicial no condensador de saída pertencente ao filtro passa-baixo, corrente irá fluir no sentido direto criando uma tensão DC no condensador de saída. À medida que V_P do sinal RF aumenta, mais corrente irá atravessar o diodo e mais tensão DC

estará disponível na saída. Esta tensão DC irá aumentar enquanto $V_{P,RF} - V_{DC} > V_T$ e irá estabilizar desde que a potência do sinal de entrada se mantenha constante. De notar que se a tensão de pico do sinal de entrada atingir em módulo a tensão de *breakdown*, corrente significativa irá percorrer o diodo no sentido inverso e a tensão DC não irá aumentar mais, estabilizando num determinado valor. Um comportamento semelhante mas inverso pode ser obtido quando a tensão de pico do sinal RF diminui, isto é, a potência do sinal de entrada diminui. Assim, quando $V_{P,RF} - V_{DC} > V_T$ não é satisfeita, a tensão DC à saída diminui, pois o condensador descarrega através da carga e quando a tensão do sinal à entrada volta a ultrapassar a tensão de condução do diodo, este volta a conduzir carregando de novo o condensador. Assim, energia AC disponível à entrada é convertida em energia DC utilizável.

3.2 Eficiência de conversão RF-DC

Uma métrica bastante importante em circuitos conversores RF-DC é a sua eficiência de conversão. Esta métrica pode ser caracterizada pela relação entre a potência total disponível à entrada, $P_{in,RF}$, e a potência DC, $P_{out,DC}$, disponível à saída. A potência $P_{out,DC}$ disponível é dada pela equação 3.2

$$P_{out,DC} = \frac{V_{out,DC}^2}{R_L} \quad (3.2)$$

Se a potência disponível à entrada do retificador for dada por $P_{in,RF}$ então a eficiência do circuito retificador é dado por:

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{out,DC}}{P_{in,RF}} = \frac{V_{out,DC}^2}{R_L \times P_{in,RF}} \quad (3.3)$$

A expressão 3.3 representa a eficiência de conversão do processo de retificação e não contabiliza qualquer outro fenómeno, como por exemplo, possíveis perdas por desadaptação. Esta é a definição para eficiência de conversão que será usada ao longo deste documento.

3.3 Diodo *Schottky* e suas características

Díodos *Schottky* são preferíveis para aplicações RF. Díodos de junção *pn* são normalmente rejeitados para estas aplicações devido à sua elevada capacidade de junção. De modo a resolver este problema, Walter Schottky estudou um novo tipo de junção para construir um diodo que em vez de usar uma junção de materiais do tipo *p* e materiais do tipo *n*, usou uma junção entre materiais do tipo *n* e um metal. Devido ao facto de não haver recombinação de portadores minoritários e majoritários, pois o metal não possui portadores minoritários, a zona de depleção é bem mais pequena comparada com as junções *pn*, consequentemente uma menor capacidade de junção e uma menor tensão de condução, fazendo com que estes dispositivos sejam preferidos para aplicações RF [25] [26]. Dependendo do tipo de material,

tipo p ou tipo n , e do tipo de metal usados para construção do diodo *Schottky* é possível alterar as suas características. Em geral, diodos construídos com materiais do tipo p originam barreiras de potencial pequenas, permitindo valores de corrente de saturação elevadas, ideais para aplicações de baixa potência mas apresentam uma resistência série considerável. Diodos construídos com materiais do tipo n , resultam em barreiras de potencial mais elevadas mas apresentam uma baixa resistência série, sendo ideais para aplicações de *mixing* [27]. A curva $I(V)$ típica de um diodo *Schottky* é bastante semelhante à de um diodo pn à exceção de:

- A tensão de *breakdown* de um diodo *Schottky* é tipicamente bastante inferior em módulo e a sua corrente inversa superior quando comparado com um diodo pn com a mesma resistividade do material semiconductor;
- A tensão de condução para uma determinada corrente é inferior à de um diodo pn . Um diodo *Schottky* possui tipicamente 0.3-0.6V de tensão de condução enquanto um diodo pn apresenta 0.6-1V.

Sendo os diodos *Schottky* os componentes essenciais dos circuitos conversores RF-DC e dado que existem muitos tipos de materiais usados na sua construção, fornecedores e *packages*, é importante escolher o diodo mais apropriado para a aplicação em causa. As principais características a ter em consideração são:

- Tensão de condução V_T e tensão de *breakdown* V_{br} ;
- Capacidade total C_t ;
- Resistência serie R_s ;
- Corrente de saturação I_S .

Segue-se uma descrição mais detalhada sobre estes parâmetros acompanhada de simulação em ADS, variando cada parâmetro mantendo os restantes constantes de modo a observar o impacto na eficiência de conversão. Para tal o circuito escolhido para simulação foi um retificador de meia onda que se apresenta na figura 3.3, o qual é constituído por um único diodo retificador HSMS-2850 da Avago Technologies [28], cujos parâmetros SPICE são apresentados na tabela 3.1 [28]. O circuito foi projetado tendo em conta os seguintes passos:

- Definição da frequência e potência de entrada de trabalho (900 MHz , $P_{in}=-10\text{dBm}$);
- Verificação do comportamento do circuito perante várias cargas (figura 3.4 a));
- Construção da malha de adaptação (figura 3.4 b)).

O circuito foi devidamente adaptado para 900 MHz e -10 dBm de potência média de entrada usando um *stub* paralelo em curto-circuito para efetuar a adaptação de impedâncias entre o gerador e o circuito conversor.

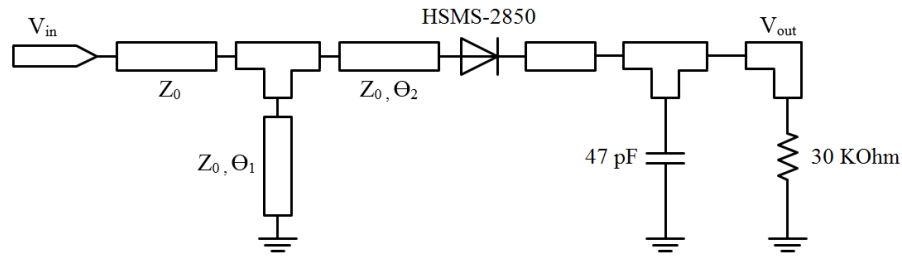


Figura 3.3: Esquemático de um retificador básico usado em ADS para verificar o impacto da eficiência de conversão quando os parâmetros do díodo HSMS-2850 variam.

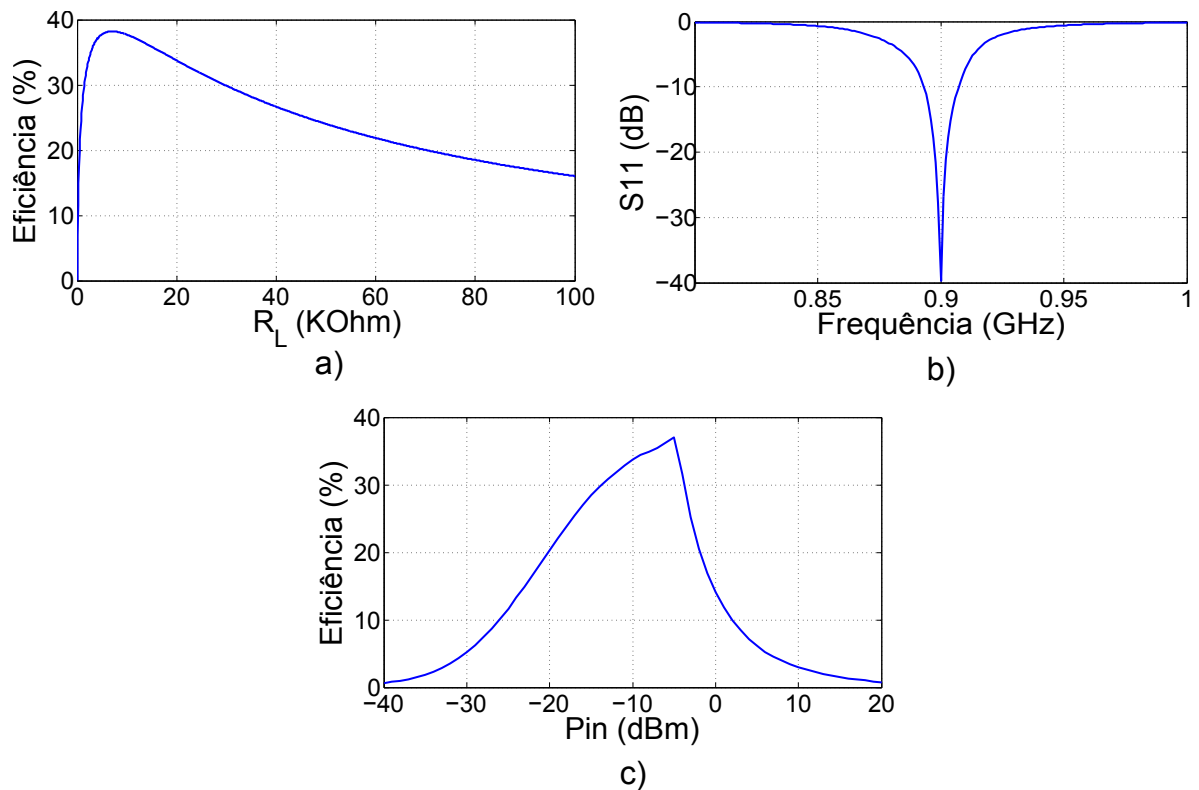


Figura 3.4: Simulação do circuito retificador básico (a) Verificação da melhor carga (antes da construção da malha de adaptação) (b) S11 depois de adaptado (c) Eficiência de conversão RF-DC do circuito final em função da potência do sinal de entrada.

3.3.1 Tensão de condução V_T e Tensão de *breakdown* V_{br}

Para que o díodo passe a *on*, apenas uma pequena barreira de potencial entre o metal e o semiconductor necessita de ser ultrapassada e depende do tipo de material usado para

Símbolo	SPICE	Descrição	Valor
I_S	Is	Corrente de saturação	$3\mu A$
R_S	Rs	Resistência ôhmica série	25Ω
N	N	Coefficiente de emissão	1.06
C_j	Cjo	Capacidade da junção	0.17pF
V_T	Vj	Tensão de condução	0.35 V
m	M	Coefficiente de classificação	0.5
V_{br}	Bv	Tensão de <i>breakdown</i>	3.8 V
I_{br}	Ibv	Corrente de <i>breakdown</i>	0.3mA
W_g	Eg	Energia de Gap	0.69 eV
p_t	Xti	coeficiente de temperatura de I_S	2

Tabela 3.1: Parâmetros SPICE do díodo HSMS-2850. [28]

construir a junção. O valor deste parâmetro é dado por 3.4 [25]:

$$V_T = \frac{1}{q} [\Phi_B - (E_c - E_F)_{FB}], \quad (3.4)$$

onde Φ_B é o potencial da barreira do metal que bloqueia a passagem dos elétrons para o semicondutor, $\Phi_B - (E_c - E_F)_{FB}$ é a diferença entre a banda de condução E_c e o nível de Fermi do material semicondutor, considerando estas bandas constantes.

A tensão de condução limita a eficiência destes circuitos para potências de entrada baixas, pois se o sinal de entrada não possuir energia suficiente para ultrapassar a tensão de condução do díodo, não haverá transporte de energia para carregar o condensador de saída. Por outro lado, a tensão de *breakdown* penaliza a eficiência para potências de entrada elevadas, pois se o sinal de entrada atingir a zona de *breakdown*, demasiada corrente irá fluir no sentido inverso resultando numa perda de eficiência. Geralmente, quanto menor a tensão de condução de um díodo menor o módulo da sua tensão de *breakdown*, existindo um compromisso entre estes dois parâmetros. A tensão de *breakdown* é inversamente proporcional à dopagem do semicondutor N_b e é dada por 3.5 [25]:

$$V_{br} = \frac{1}{N_b} \quad (3.5)$$

Quando um díodo é usado como retificador, a máxima tensão DC que é possível obter aos seus terminais é limitada pela tensão de *breakdown* e é dada por 3.6:

$$V_{max} = \frac{V_{br}}{2} \quad (3.6)$$

A forma de onda do sinal de entrada é geralmente simétrica pelo que a tensão pico-a-pico que maximiza a tensão DC disponível à saída é igual à tensão de *breakdown* do díodo. Se a tensão pico-a-pico do sinal de entrada for superior a este valor, o díodo entra na região de *breakdown* originando corrente no sentido inverso fazendo com que a tensão DC gerada estabilize num valor dado pela expressão 3.6. Consequentemente, a máxima potência DC

que pode ser produzida é dada por:

$$P_{DC,max} = \frac{\left(\frac{V_{br}}{2}\right)^2}{R_L} = \frac{V_{br}^2}{4R_L} \quad (3.7)$$

Variando a tensão de condução e a tensão de *breakdown* do díodo do circuito da figura 3.3 separadamente, obtemos os resultados das figuras 3.5 e 3.6, respectivamente:

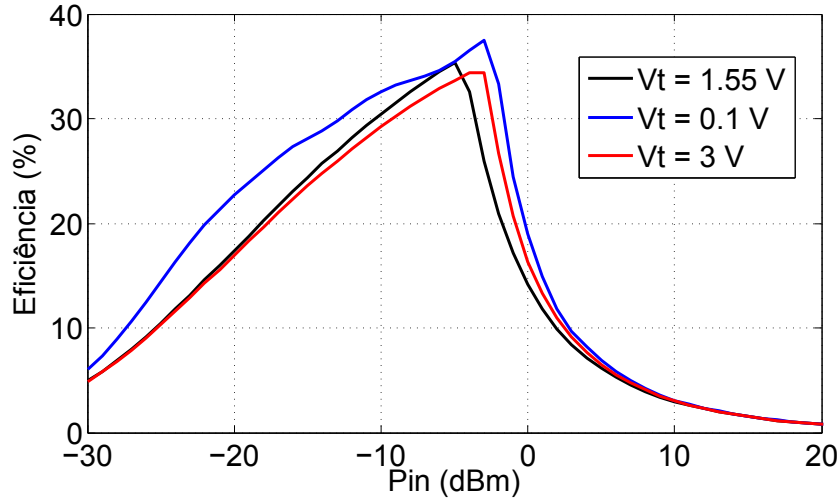


Figura 3.5: Impacto na eficiência de conversão para vários valores da tensão de condução V_T do díodo do circuito da figura 3.3

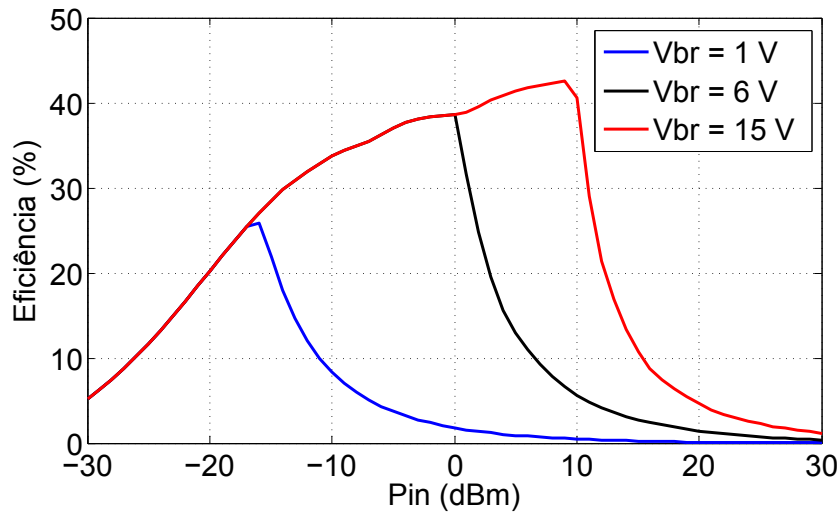


Figura 3.6: Impacto na eficiência de conversão para vários valores da tensão de *breakdown* V_{br} do díodo do circuito da figura 3.3

Da figura 3.5 a) verifica-se que a eficiência de conversão aumenta para potências inferiores à medida que a tensão de condução do díodo diminui, pois o sinal de entrada possui energia suficiente para ultrapassar a barreira de potencial do díodo mais facilmente. Por outro lado,

na figura 3.6, a tensão de *breakdown* limita a eficiência do circuito para potências do sinal de entrada elevadas, isto é, o diodo entra na região de *breakdown* estabilizando a sua tensão DC de saída no valor $V_{br}/2$.

3.3.2 Capacidade da junção C_j

A capacidade total que o diodo apresenta é o parâmetro mais importante para aplicações RF. Normalmente as áreas das junções nos diodos *Schottky* são pequenas permitindo baixas capacidades permitindo comutações rápidas. Valores típicos estão na ordem de algumas décimas de picofarads. Como a capacidade depende da área de depleção, esta deve ser indicada dependendo da tensão aplicada ao diodo. A carga acumulada numa junção *Schottky* pode ser dada por [26]:

$$Q_j(V) = \frac{-C_{j0}}{1-\gamma} \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{1-\gamma} \quad (3.8)$$

pelo que a capacidade da junção é expressa por:

$$C_j(V) = \frac{dQ}{dV} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (3.9)$$

onde ϕ é o potencial de difusão, C_{j0} representa a capacidade da junção sem aplicação de potencial externo e γ é um coeficiente que depende da concentração de dopagem do semicondutor e que para uma dopagem uniforme, $\gamma = 0.5$. Trata-se pois de uma capacidade com características não lineares. Fazendo variar a capacidade da junção do diodo do circuito da figura 3.3 obtém-se os resultados da figura 3.7 onde é possível observar uma diminuição de eficiência com o aumento da capacidade da junção.

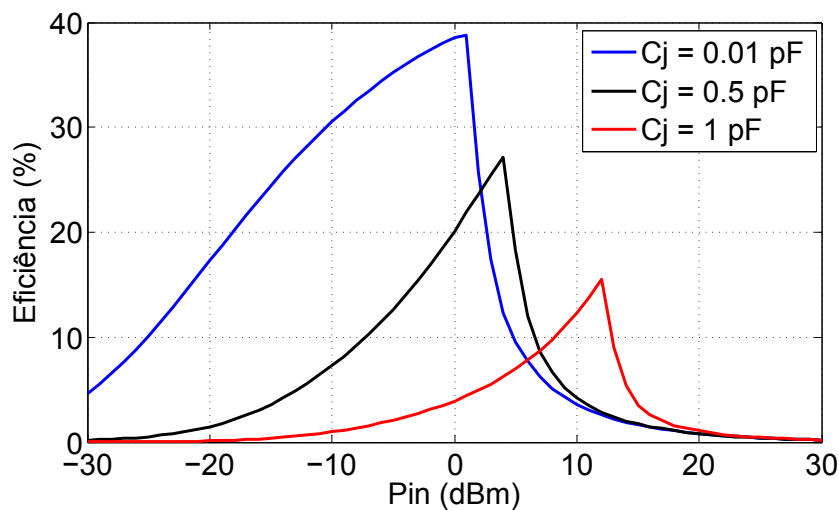


Figura 3.7: Impacto na eficiência de conversão para vários valores da capacidade da junção C_j do diodo do circuito da figura 3.3

3.3.3 Resistência série R_S

Este é um outro parâmetro que limita a eficiência de conversão. Trata-se de uma resistência que se encontra no caminho do sinal e que provoca uma queda de tensão, dissipando potência que se pode tornar significativa á medida que a potência do sinal de entrada aumenta. Esta resistência representa a distribuição ohmica do díodo vista pelos seus terminais e consiste nas perdas ohmicas dos contactos, resistências parasitas dos *packages*, resistência interna dos materiais utilizados e até mesmo a própria resistência da junção R_j . O seu valor pode ser dado por [29]:

$$R_S = R_{s1} + R_{s2} \quad (3.10)$$

onde R_{s1} representa a resistência da região fora da zona de depleção e R_{s2} a resistência relacionada com o substrato onde o díodo é construído e os seus valores são dados por 3.11 e 3.12:

$$R_{s1} = \frac{1}{q\mu_e N_D A} \quad (3.11)$$

e

$$R_{s2} = \frac{\rho S}{2d} = \left(\frac{\rho S}{4}\right) \cdot \left(\frac{\pi}{A}\right) \quad (3.12)$$

onde μ_e representa a mobilidade dos eletrões no semiconductor (material do tipo n neste caso), A a área da junção *Schottky*, N_D a densidade de doadores, ρ a resistividade do substrato e d o diâmetro da junção (*epitaxial layer*). Variando o valor da resistência série do díodo do retificador da figura 3.3 obtêm-se os resultados apresentados na figura 3.8:

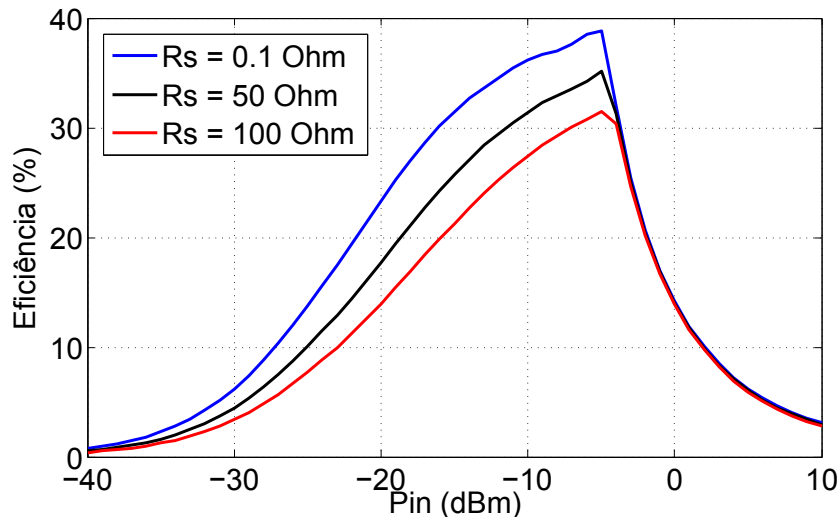


Figura 3.8: Efeito da variação do valor da resistência série R_s na eficiência de conversão.

Verifica-se uma diminuição de eficiência mais significativa para potências mais elevadas do sinal de entrada devido à potência dissipada por esta resistência.

3.3.4 Corrente de saturação inversa I_S

A constante I_S apresentada na equação característica do díodo (equação 3.1) é chamada de corrente de saturação inversa devido ao facto de $I(V) = I_S$ quando $V \rightarrow -\infty$. Uma expressão para o seu valor é:

$$I_S = A^{**} T^2 W_j e^{\frac{q\phi_b}{KT}} \quad (3.13)$$

A^{**} representa a constante de Richardson, T a temperatura em Kelvin, W_j a área da junção, q a carga do eletrão e K a constante de Boltzmann. Estudos indicam que quanto maior for a corrente de saturação, mais facilmente ocorre condução para potências de entrada baixas mas em contrapartida, um aumento da corrente de saturação implica um aumento do valor da resistência série [30].

3.3.5 Parasitas dos dispositivos

A figura 3.9 apresenta o modelo ADS do *package* SOT-23 dos díodos hsms-2852 da Avago Technologies contendo os parâmetros parasitas associados. É possível observar a existência de capacidades e indutâncias parasitas associadas aos pinos do *package* que deverão ser tidos em conta no desenho do circuito retificador. Além dos parasitas mencionados, o substrato e o comprimento das linhas de transmissão usadas são também uma fonte importante de perdas.

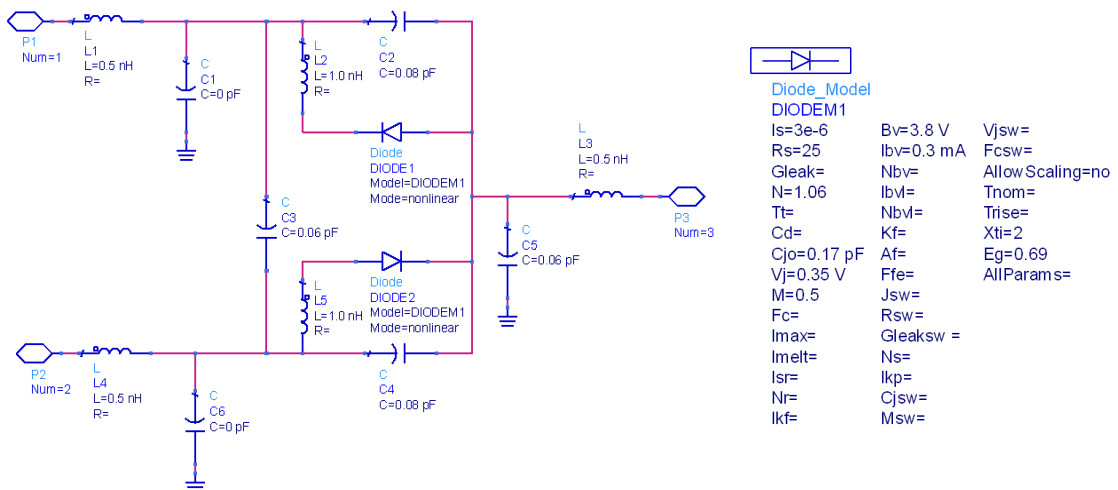


Figura 3.9: Modelo ADS dos díodos hsms-2852, package SOT-23.

3.4 Matching de impedâncias

Se o circuito retificador não estiver devidamente adaptado à sua antena receptora, parte da potência incidente é refletida e radiada de novo para o meio não sendo aproveitada para conversão. O modelo equivalente típico de um diodo *Schottky* representa-se na figura 3.10 e indica-nos a existência de parâmetros que variam não só com a frequência de operação mas também com a potência do sinal de entrada. Dada esta dependência, geralmente os conversores RF-DC são otimizados para frequências e potências de entrada pré-definidas. Na figura 3.11 a) está representado a carta de Smith das impedâncias de entrada do circuito retificador básico da figura 3.3 quando se varia a potência e frequência de operação. A elevada gama de coeficientes de reflexão faz com que o circuito seja normalmente projetado para uma frequência e potência de entrada fixas.

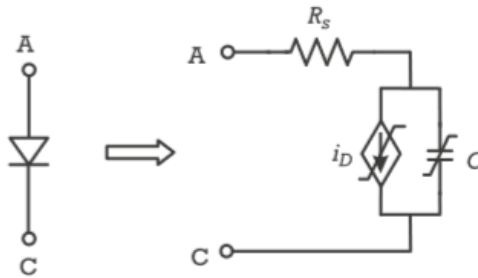


Figura 3.10: Modelo equivalente de um diodo *Schottky*, retirado de [31]

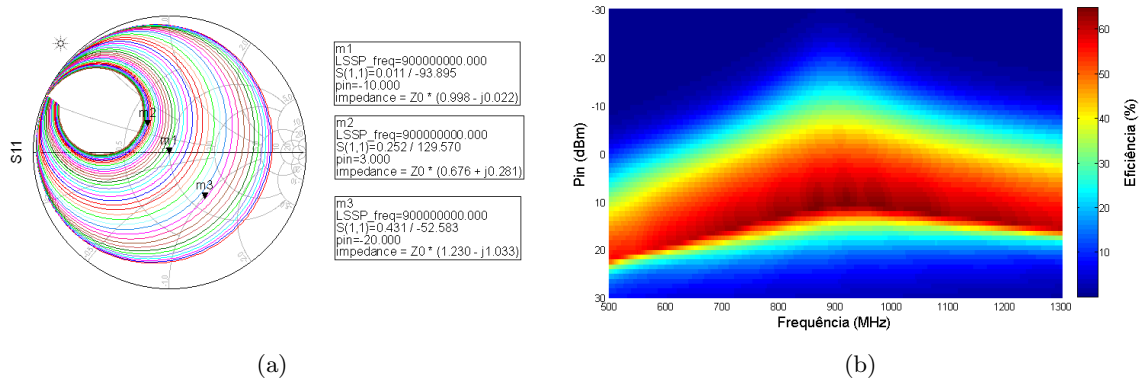


Figura 3.11: Simulação da variação da frequência e potência de entrada. a) Carta de Smith das impedâncias ($500\text{MHz} < \text{freq} < 1.3\text{GHz}$, $-30\text{dBm} < \text{pin} < 10\text{dBm}$) b) Eficiência de conversão em função da potência e frequência do sinal de entrada.

3.5 Geração de conteúdo harmónico

Anteriormente assumiu-se que apenas DC e a frequência fundamental existiam no circuito. No entanto, a característica não linear dos díodos retificadores produz não só uma componente DC mas também componentes espectrais múltiplas da frequência fundamental. Trata-se pois de energia que acaba por ser desperdiçada, não sendo aproveitada para conversão DC. Aumentando a potência do sinal de entrada aumenta o conteúdo harmónico que vai ser gerado. Para uma aproximação de pequeno sinal, onde V é a tensão aplicada ao díodo temos:

$$V = V_0 + v \quad (3.14)$$

onde V_0 é a tensão de polarização DC aos terminais do díodo e v é a tensão AC. Expandido a expressão 3.1 em série de Taylor [32]:

$$I(V) = I_0 + i \approx I_0 + vG_d + \frac{v^2}{2!}G'_d + \frac{v^3}{3!}G''_d + \dots \quad (3.15)$$

onde $I_0 = I(V_0)$ é a corrente de polarização DC, $G_d = \alpha I_S e^{\alpha V_0} = \frac{1}{R_j}$, $G'_d = \alpha G_d$, $G''_d = \alpha^2 G_d$ e R_j é a resistência da junção. Assumindo uma senoide como sinal de entrada, $v = A \cos(\omega_0 t)$, a corrente no díodo será dada por 3.16 [32]:

$$I(V) = I_0 + \frac{G'_d A^2}{4} + \left[G_d A + \frac{G''_d A^3}{8} \right] \cos(\omega_0 t) + \frac{G'_d A^2}{4} \cos(2\omega_0 t) + \frac{G''_d A^3}{24} \cos(3\omega_0 t) + \dots \quad (3.16)$$

A equação 3.16 mostra então o aparecimento de não só uma componente DC, como esperado, mas também componentes múltiplas da frequência fundamental. Porém, a utilização do filtro passa baixo ilustrado na figura 2.7 permite a eliminação destas componentes adicionais. De modo a verificar este comportamento, uma simulação *Harmonic Balance* (HB) no ADS ao circuito da figura 3.3 foi efetuada.

Na figura 3.12 a) apresenta-se o espectro do sinal de entrada onde a maior parte da energia se encontra a 900 MHz. Na figura 3.12 b), espectro do sinal de saída, pode observar-se a geração de conteúdo harmónico sendo este mais significativo para as primeiras harmónicas, facto que pode ser comprovado pela equação 3.16 onde os termos de maior ordem apresentam pesos menos significativos. Esta energia é desperdiçada não sendo convertida em energia DC, diminuindo a eficiência de conversão. Finalmente, a figura 3.12 c) apresenta o espectro do sinal de saída quando aplicado um filtro passa baixo. Observa-se uma componente DC como desejado e uma forte atenuação do conteúdo harmónico do sinal. De notar que existe diferença no valor da componente DC no sinal de saída filtrado e não filtrado que se explica devido ao facto da malha de adaptação estar otimizada para o circuito com condensador de filtragem, resultando numa pequena desadaptação quando este condensador não está presente. Existem técnicas para contornar este problema como as reportadas em [34] e [35] onde terminações harmónicas, semelhantes às de amplificadores onde o ângulo de condução é baixo, são usadas para aumentar a eficiência de conversão RF-DC. De notar ainda que o espectro do sinal de entrada (3.12 a)) deveria ser constituído apenas por uma componente à frequência fundamental. As componentes espectrais adicionais resultam de eventuais reflexões devido a desadaptação e ao próprio processo de retificação não sendo possível separar estas componentes do sinal de entrada numa simulação do tipo HB.

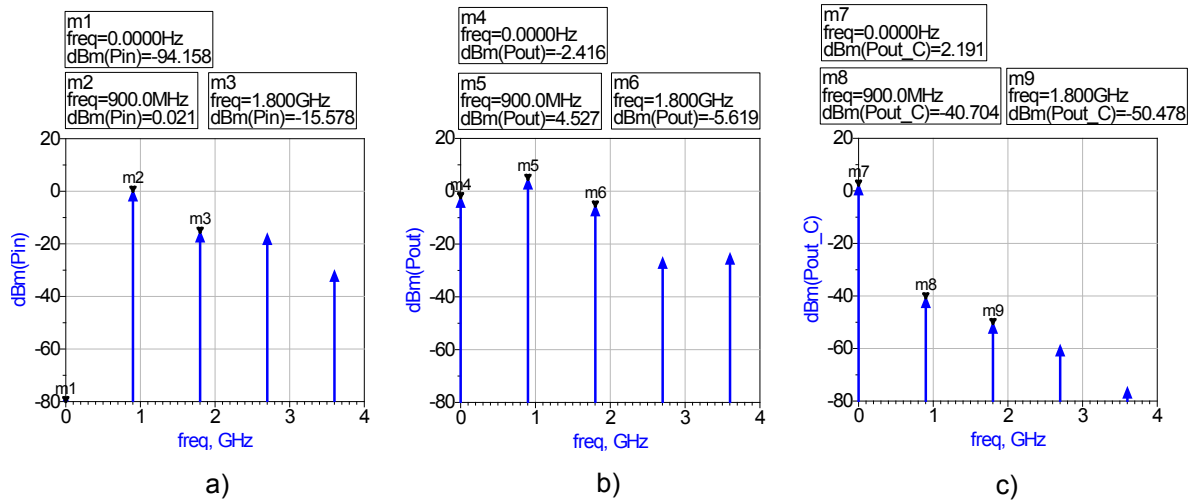


Figura 3.12: Geração harmónica. a) Espetro do sinal de entrada. b) Espetro do sinal de saída sem filtragem. c) Espetro do sinal de saída filtrado.

3.6 Topologias de conversores RF-DC

Para além da topologia mais vulgar representada anteriormente na figura 3.3, a qual consiste num único díodo série e o qual já foi alvo de algum estudo, existem outras topologias que dependem da configuração dos díodos retificadores. Embora existam várias, o seu objetivo é o mesmo: Converter energia RF em energia DC [36].

3.6.1 Díodo paralelo com linha $\lambda/4$

A figura 3.13 apresenta um outro tipo de conversor RF-DC que usa um único díodo:

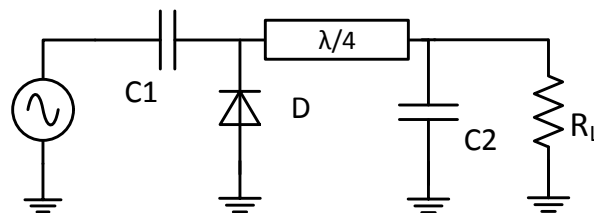


Figura 3.13: Retificador básico com díodo paralelo.

Este circuito é composto por um díodo e um condensador em paralelo conectados a uma linha de transmissão de comprimento $\lambda_g/4$, onde λ_g é o comprimento de onda efetivo da onda eletromagnética incidente. Esta linha de transmissão e o condensador paralelo funcionam em

conjunto constituindo o filtro de saída. A impedância Z apresentada à entrada da linha de transmissão é dada por [32]:

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (3.17)$$

Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão, l o comprimento, β a constante de fase ($\beta = 2\pi/\lambda_g$) e ω representa a frequência angular da onda incidente. Todos os outros parâmetros estão definidos na figura 3.13. Se assumirmos um diodo ideal e um condensador de filtragem com capacidade infinita, este filtro apresentará uma impedância infinita à frequência fundamental e às harmônicas ímpares enquanto às harmônicas pares apresentará uma impedância nula. Esta característica torna o funcionamento deste retificador bastante semelhante ao de um amplificador em classe F. Idealmente, a corrente no diodo terá a forma de meia senoide enquanto a tensão será uma onda quadrada não havendo sobreposição das duas, eliminando a dissipação interna do diodo retificador, podendo atingir eficiências de conversão bastante próximas dos 100% [37] [38].

3.6.2 Duplicador de tensão

Um outro tipo de conversor RF-DC bastante utilizado é apresentado na figura 3.14. Trata-se de um multiplicador de tensão de um único estágio que, idealmente, produz uma tensão de saída que será o dobro da tensão de pico do sinal de entrada. Nos semi-ciclos negativos do sinal de entrada o diodo $D2$ conduz carregando o condensador $C2$ com a tensão de pico do sinal de entrada menos a tensão de condução do diodo. Quando o sinal de entrada passa para o seu semi-ciclo positivo, o condensador $C2$ previamente carregado comporta-se como uma fonte de tensão em série com o sinal de entrada duplicando assim a tensão do sinal que por fim será retificado pelo diodo $D1$. Este circuito produz mais tensão DC de saída do que os retificadores que usam um único diodo mas a sua eficiência é menor para potências do sinal de entrada pequenas, pois existe um diodo adicional que influencia o seu desempenho. Algumas simulações foram realizadas por forma a avaliar o desempenho de multiplicadores de tensão as quais são discutidas na próxima subsecção.

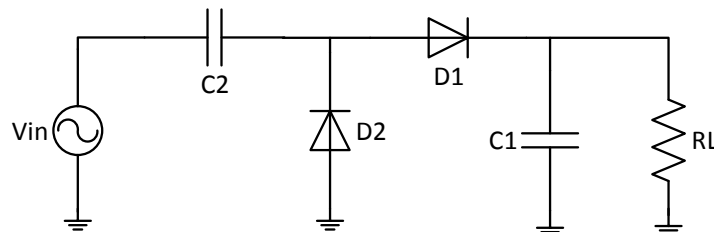


Figura 3.14: Retificador/Multiplicador de tensão de um estágio.

3.6.3 Charge pump de Dickson

Se se colocar vários circuitos multiplicadores de tensão iguais aos da figura 3.14 em cascata obtemos o chamado *Dickson charge pump* [39] e que se apresenta na figura 3.15. Esta cascata de multiplicadores permite obter tensões DC de saída superiores. De modo a observar o comportamento deste tipo de conversor RF-DC em termos de eficiência, simularam-se vários circuitos com diferentes números de estágios ($N=1,2,3,4$) e verificou-se qual a carga que maximiza a sua eficiência para uma potência de entrada fixa, -10 dBm. Os resultados apresentam-se na figura 3.16. De notar que nesta experiência não foi usado qualquer tipo de malha de adaptação entre a fonte de sinal e o circuito conversor.

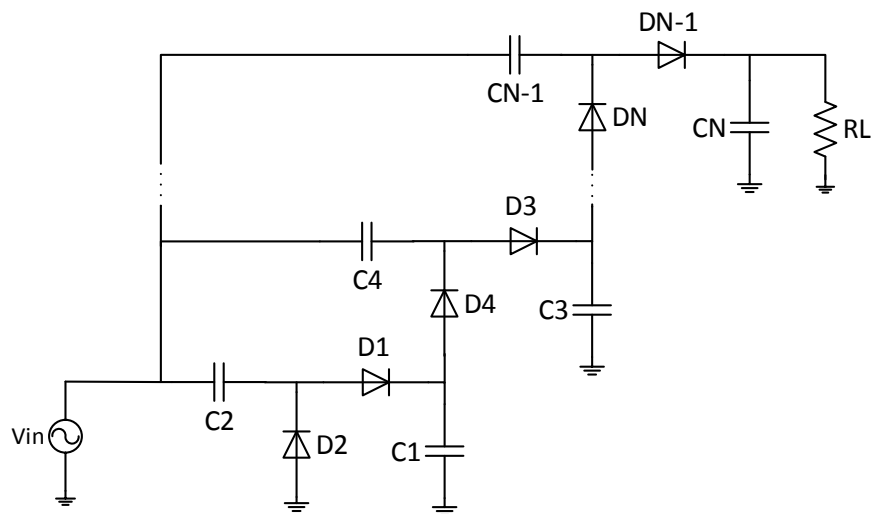


Figura 3.15: Retificador/Multiplicador de tensão de um estágio.

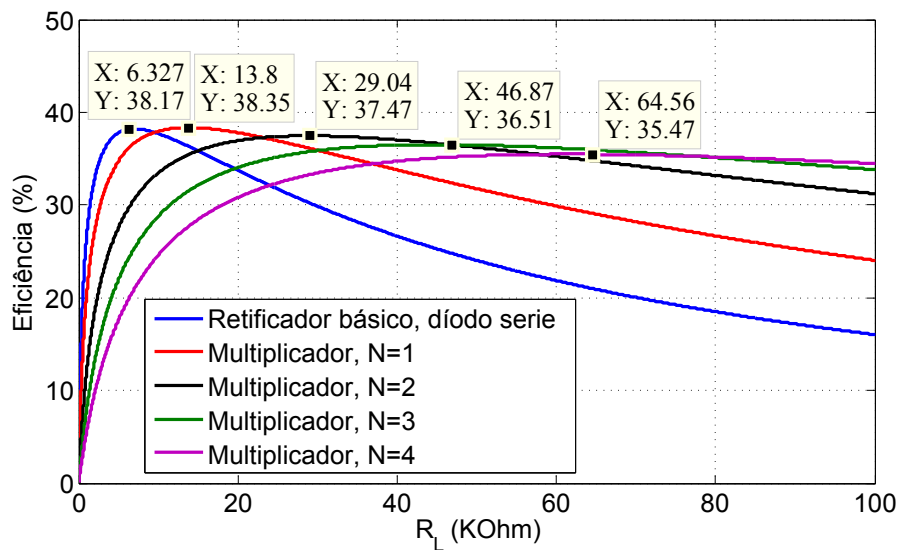


Figura 3.16: *charge pump* de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 em função da resistência de carga para maximização da eficiência de conversão.

Depois de ser verificado qual a carga que maximiza a eficiência de conversão para cada tipo de conversor, procedeu-se à adaptação dos circuitos com um *stub* paralelo em curto-circuito, semelhante ao conversor básico apresentado anteriormente.

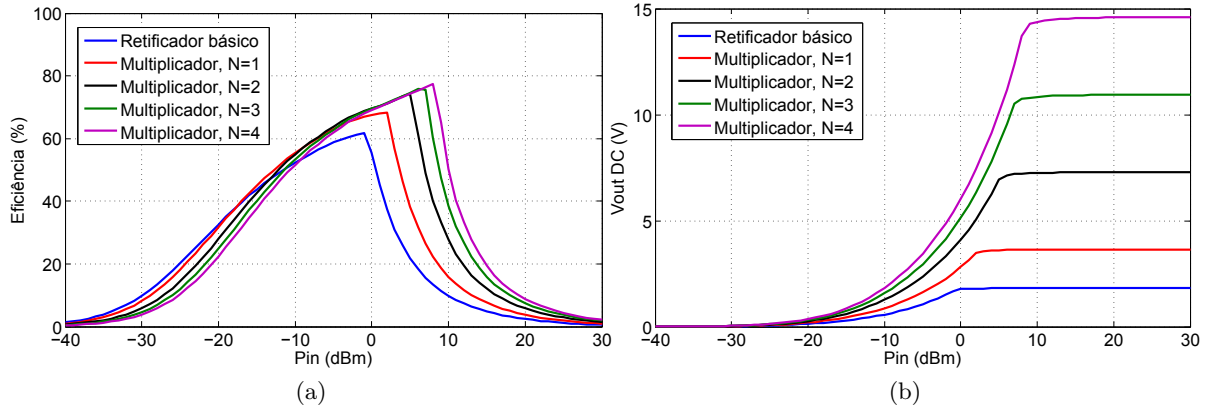


Figura 3.17: *Charge pump* de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 com $R_L = 6.8, 13.8, 28.9, 44.8$ e 61.5 KOhm, respetivamente. a) Eficiência de conversão. b) Tensão DC obtida.

Da figura 3.17 a) é possível verificar que para potências baixas do sinal de entrada a eficiência de conversão diminui com o aumento do número de estágios devido ao aumento do número de díodos envolvidos e as suas tensões de condução mas, por outro lado, para potências de entrada elevadas a eficiência aumenta com o aumento do número de estágios, pois as tensões de condução dos vários díodos é bastante inferior quando comparada com a tensão DC à sua saída. Outro aspeto importante prende-se com o facto de a tensão de *breakdown* do conjunto aumentar em módulo com o aumento do número de estágios do circuito, permitindo obter tensões DC superiores como pode ser observado na figura 3.17 b). Se a resistência de carga for a mesma para $N=1,2,3$ e 4 , a máxima eficiência alcançável será a mesma para todos os casos mas será necessário mais potência de entrada para a atingir conforme mostram as figuras 3.18 a) e 3.18 b).

3.6.4 *Charge pump* de Villard

Um outro circuito conversor RF-DC é apresentado na figura 3.19 que de acordo com [40] o seu funcionamento e desempenho é bastante semelhante ao *charge pump* de Dickson. Neste caso, em vez de acoplar o sinal RF aos díodos através de condensadores em paralelo como no *charge pump* de Dickson, o sinal é acoplado aos díodos através de condensadores série. Esta característica faz com que os condensadores apenas tenham de suportar uma porção da tensão DC gerada ao longo da cadeia fazendo com que este circuito apresente uma menor capacidade de *drive* de corrente em comparação com o *charge pump* de Dickson.

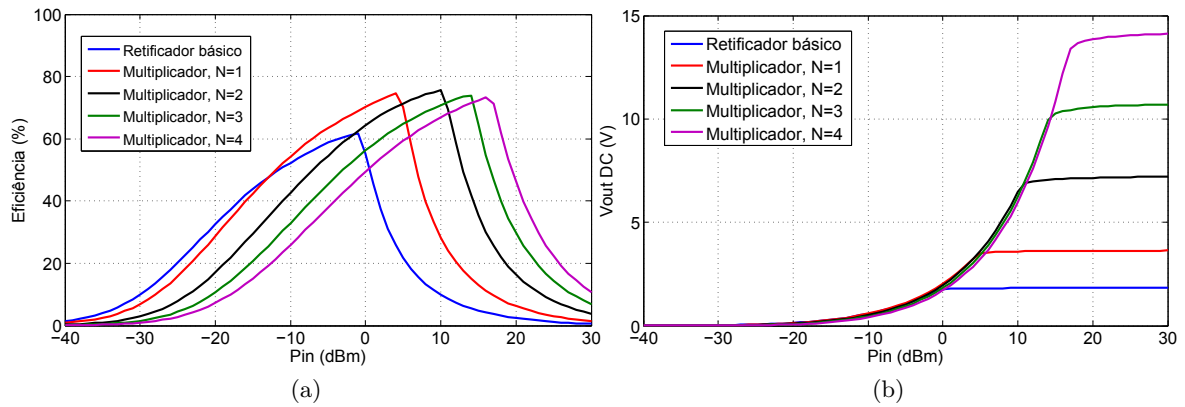


Figura 3.18: *Charge pump* de Dickson para $N=1,2,3$ e 4 com a mesma resistência de carga, $R_L= 6.8$ KOhm. a) Eficiência de conversão. b) Tensão DC obtida.

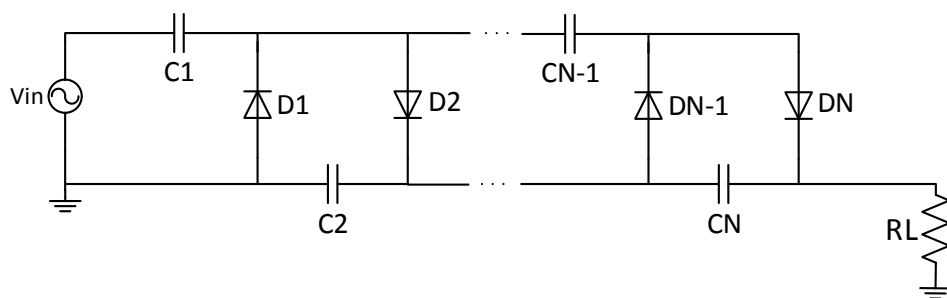


Figura 3.19: *Charge pump* de Villard.

Capítulo 4

Formas de onda otimizadas para sistemas baseados em WPT por RF

Toda a análise feita no capítulo anterior apenas se considerou o caso de portadora única estudando apenas as características inerentes aos conversores RF-DC. De facto, é bem sabido que sinais multi-portadora, como é o caso do OFDM muito popular em telecomunicações, apresentam um PAPR bastante superior ao de uma portadora única, beneficiando a eficiência de conversão quando este sinal atinge o receptor. Estes sinais são caracterizados por apresentarem uma envolvente que varia com o tempo em amplitude podendo surgir pequenos intervalos de tempo onde a energia do sinal é concentrada. Este *burst* de energia vai atingir o conversor explorando as não linearidades dos díodos retificadores fazendo-os gerar muito mais DC, sustendo-o através do filtro passa baixo. Estes tipos de sinais têm como objetivo ultrapassar o potencial de condução do díodo para potências inferiores quando comparado com o caso de portadora única permitindo, por exemplo, um aumento da distância a que um *tag* RFID pode estar do seu leitor para ser corretamente ativado e lido [41][43] [44] ou para aumento da distância a que um sensor *wireless* pode estar da sua fonte de energia [45]. Embora o PAPR de um sinal seja desejado para baixas potências, poderá não o ser para potências elevadas ou até mesmo na perspectiva da arquitetura do emissor. Sinais com elevado PAPR são difíceis de amplificar podendo sofrer *clipping*, provocando distorção não linear e conseqüente aumento da largura de banda. Neste capítulo dedicaremos o estudo de sinais multi portadora, quais as suas características, vantagens/desvantagens e possíveis soluções para minimizar o impacto das suas desvantagens.

4.1 Sinais Multiseno

Um sinal do tipo multiseno não é mais do que um sinal composto por várias subportadoras, igualmente espaçadas na frequência de um valor Δf em Hertz [46]. Desta forma o seu espectro vai ser mais largo comparado com o caso de portadora única. A envolvente é um sinal periódico que apresenta um PAPR superior ao caso de portadora única e o seu valor depende dos vários

parâmetros que definem o sinal. A sua expressão matemática pode ser dada por 4.1:

$$X(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^N A \cos(\omega_c + k\Delta\omega)t + \phi_k), k = 1, 2, \dots, N \quad (4.1)$$

onde N é o número de subportadoras, A_k são os pesos atribuídos a cada uma delas, f_c a subportadora de frequência mais baixa e ϕ_k a fase inicial de cada uma. A atribuição dos pesos de cada portadora pode seguir determinadas regras, dando origem a sinais com diferentes formas. Tendo em conta [41][47], uma atribuição de pesos no espectro do sinal correspondente a uma distribuição gaussiana gera um sinal no domínio do tempo com um PAPR superior. Nesta dissertação apenas se considera o caso onde todas as subportadoras possuem pesos iguais, $A_{k+1} = A_k$, pelo que o fator $1/\sqrt{N}$ foi adicionado à expressão 4.1 por forma a que um multisenso de N subportadoras apresente a mesma potência média que uma portadora única ($N=1$).

4.1.1 Número de subportadoras vs PAPR

A expressão 4.1 mostra então que um sinal do tipo multisenso é constituído pela soma de N sinusoides. Verifica-se que o PAPR do sinal resultante no domínio do tempo aumenta linearmente com o aumento do número de portadoras, conforme apresentado na figura 4.1 e que faz com que o conversor RF-DC seja mais eficiente [47]. Para efeitos comparativos, a tensão eficaz de uma senoide é dada por:

$$V_{A_{rms}} = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

onde A representa o valor da amplitude da onda em Volts. Assim, a potência média gerada numa carga R pode ser expressa por:

$$P_{A_{av}} = \frac{V_{rms}^2}{R} \quad (4.3)$$

Para que um multisenso de N subportadoras, cada uma com amplitude B Volts, apresente a mesma potência média que uma única senoide de amplitude A será necessário que:

$$N \times P_{B_{av}} = P_{A_{av}} \Rightarrow B = \frac{A}{\sqrt{N}} \quad (4.4)$$

A figura 4.1 pretende demonstrar o impacto do número de subportadoras no PAPR do sinal resultante. Todos os sinais apresentam a mesma potência média. A sua potência média e potência de pico são dadas por:

$$P_{av} = \frac{1}{2}A^2 \quad ; \quad P_{pico} = A^2N \quad (4.5)$$

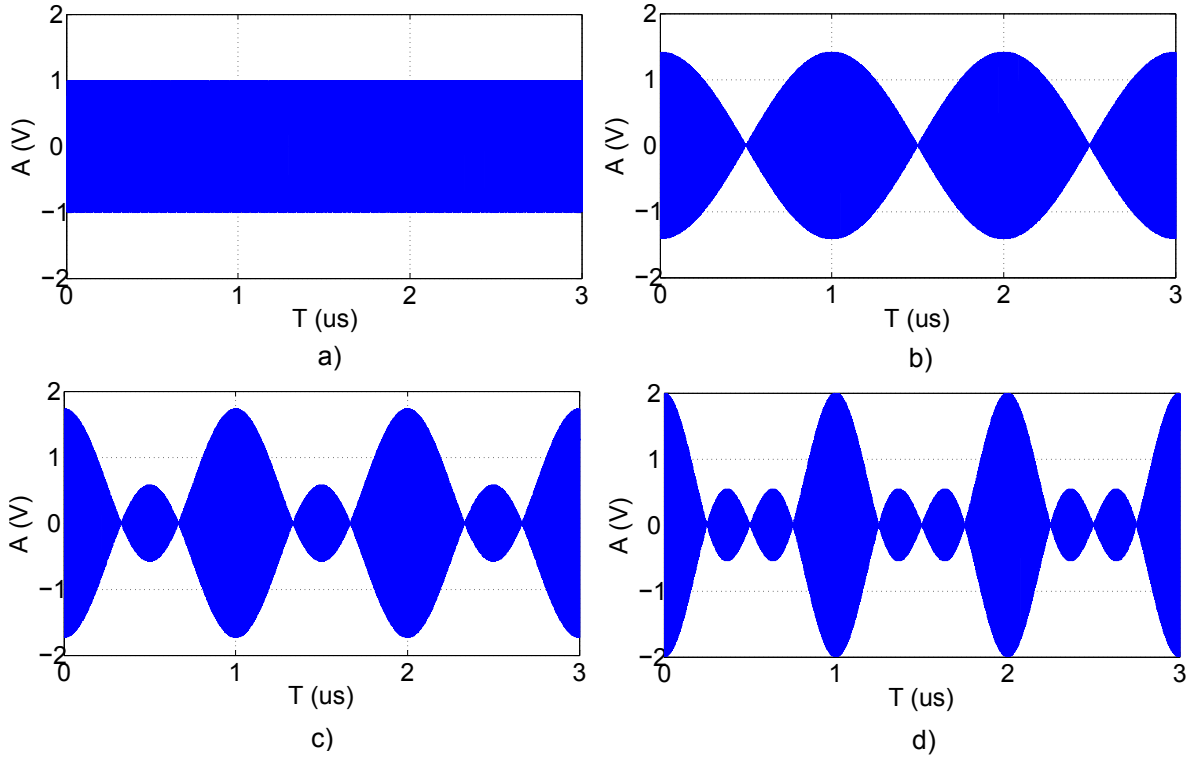


Figura 4.1: Exemplos de sinais do tipo multiseno com $\Delta f = 1$ MHz e a mesma potência média. a) CW ($N=1$) b) $N=2$, c) $N=3$, d) $N=4$.

peço que o PAPR do sinal resultante é expresso por:

$$PAPR = 2N \quad (4.6)$$

4.1.2 Aproximação de Taylor

O comportamento não linear da corrente num díodo pode ser decomposto por uma expansão polinomial em série de Taylor de acordo com a expressão 4.8.

$$I(V) = I_S(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1) \approx K_1V + K_2V^2 + K_3V^3 + K_4V^4 + \dots \quad (4.7)$$

Considerando uma portadora única sinusoidal, $v(t) = A \cos(\omega t + \phi)$, substituindo-a na expressão 4.8 e aplicando um filtro passa baixo ideal, $RC \rightarrow \infty$, de forma a filtrar todas as componentes exceto a componente DC obtemos os termos de ordem par, pois os termos de ordem ímpar terão dependência com a frequência. Esta componente DC é proporcional à

corrente que passa pelo díodo e é dada por 4.8:

$$V_{DC} \propto \sum_{n=1}^N K_{2n} \cdot v(t)^{2n} \quad (4.8)$$

onde

$$K_{2n} = \frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n I(v)}{\partial v^n} \right|_{v=v_q} \quad (4.9)$$

pelo que desenvolvendo temos:

$$V_{DC_{1TOM}} \propto K_2 \frac{A^2}{2} + K_4 \frac{3A^4}{8} + K_6 \frac{10A^6}{32} + \dots \quad (4.10)$$

Por outro lado, considerando um multisenso de duas subportadoras, $V(t) = B \cos(\omega t + \phi_1) + B \cos((\omega + \Delta\omega)t + \phi_2)$, aplicando o mesmo raciocínio que no caso de portadora única temos:

$$V_{DC_{2TOM}} \propto K_2 B^2 + K_4 \frac{9B^4}{4} + K_6 \frac{25B^6}{4} + \dots \quad (4.11)$$

Analisando as expressões 4.10 e 4.11 e sabendo que ambos os sinais possuem a mesma potência média, ou seja, $B = A/\sqrt{N}$ (N=2), conclui-se que:

$$V_{DC_{2TOM}} \propto K_2 \frac{A^2}{2} + K_4 \frac{9A^4}{16} + \dots > K_2 \frac{A^2}{2} + K_4 \frac{3A^4}{8} \dots \propto V_{DC_{1TOM}} \quad (4.12)$$

isto é, um sinal multisenso de apenas duas subportadoras faz com que o conversor RF-DC produza mais tensão DC quando comparado com o resultado de uma única portadora usando a mesma energia média. Até agora apenas se considerou o impacto do número de subportadoras no PAPR do sinal resultante. Se o número de subportadoras for superior a dois, o parâmetro ϕ_k torna-se um parâmetro de extrema importância. Considere-se um multisenso de três e quatro subportadoras igualmente espaçadas na frequência de Δf e amplitude C e D Volts, respectivamente. Aplicando o filtro passa baixo á expressão resultante da expansão de Taylor obtemos um número maior de termos independentes da frequência, os quais representam DC:

$$V_{DC_{3TOM}} \propto K_2 \frac{3C^2}{2} + K_4 C^4 \left(\frac{45}{8} + \frac{3}{2} \cos(\phi_1 - 2\phi_2 + \phi_3) \right) + \dots \quad (4.13)$$

$$V_{DC_{4TOM}} \propto K_2 D^2 + K_4 D^4 \left(\frac{21}{2} + \frac{3}{2} \cos(\phi_1 - 2\phi_2 + \phi_3) + \frac{3}{2} \cos(\phi_2 - 2\phi_3 + \phi_4) + 3 \cos(\phi_1 - \phi_2 - \phi_3 + \phi_4) \right) \quad (4.14)$$

4.1.3 Sincronização de fases

Das expressões 4.13 e 4.14 verifica-se que o aumento do número de subportadoras provoca o aparecimento de termos DC que dependem dos valores das fases iniciais de cada subportadora. De facto, para que o sinal resultante apresente o seu máximo PAPR é necessário uma combinação de fases iniciais que faça com que o argumento dos cossenos nas expressões anteriores sejam um múltiplo de 2π de modo a maximizar o valor desses termos. As figuras 4.2 a) e 4.2 b) pretendem demonstrar este fenómeno.

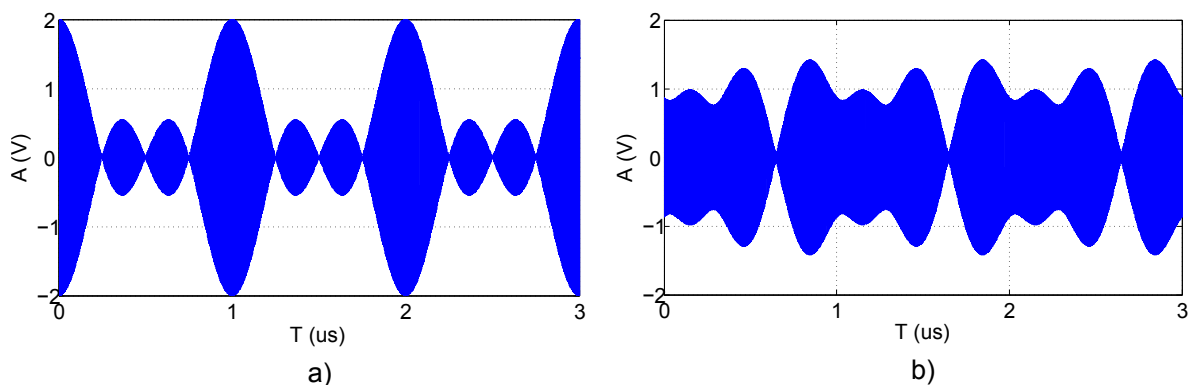


Figura 4.2: Impacto das fases relativas entre subportadoras no sinal resultante. a) Fases Sincronizadas. b) Fases aleatórias.

A figura 4.2 b) representa um multiseno de $N=4$ subportadoras cujas fases iniciais foram definidas aleatoriamente. Em comparação com a figura 4.2 a), onde o mesmo sinal foi usado mas definindo as fases iniciais com o mesmo valor, verifica-se uma degradação do PAPR do sinal resultante. Este fenómeno pode ser corrigido recorrendo a um mecanismo externo de sincronização de fases no transmissor. Voltaremos a este assunto mais à frente neste capítulo.

4.1.4 Espaçamento de frequência entre subportadoras

O último parâmetro a ter em conta neste tipo de sinais é o espaçamento de frequência entre subportadoras. A envolvente do sinal resultante é periódica e o seu período é dado pelo inverso do espaçamento de frequências, $T = 1/\Delta f$. Como o sinal é constituído por N subportadoras, produtos de intermodulação irão aparecer a baixas frequências. Para criar um sinal multiseno de elevado PAPR será necessário um número elevado de subportadoras mas se o espaçamento de frequência entre elas for demasiado elevado poderá levar a que o sinal não se apresente devidamente adaptado no circuito recetor, devido ao seu aumento de largura de banda. O impacto do espaçamento de frequências entre subportadoras é demonstrado na figura 4.3.

O sinal representado na figura 4.3 a) consiste num multiseno de quatro subportadoras com $\Delta f = 1MHz$ e a figura 4.3 b) o mesmo sinal mas com $\Delta f = 5MHz$. O segundo sinal apresenta uma largura de banda cinco vezes superior ao primeiro. Neste caso, malhas de adaptação *wideband* como em [48] deverão ser consideradas. Por outro lado, se o espaçamento

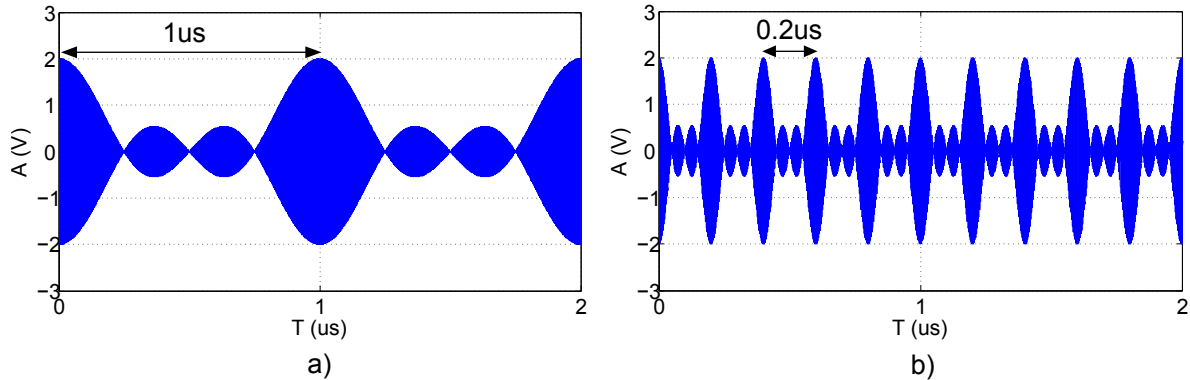


Figura 4.3: Impacto do espaçamento de frequências. a) $\Delta f = 1\text{MHz}$, b) $\Delta f = 5\text{MHz}$

entre frequências for demasiado pequeno poderá dificultar o desenho do filtro passa baixo de saída devido ao facto de aparecerem componentes espectrais de baixa frequência que podem não ser totalmente filtradas. Desta forma, constantes de tempo demasiado longas poderão ser necessárias. A maioria dos conversores RF-DC comerciais, como sendo os tags RFID, são constituídos em geral por um filtro passa baixo RC na sua saída, devido à sua simplicidade e baixo custo. Se as componentes de baixa frequência não forem devidamente filtradas, estas irão aparecer na saída traduzindo-se numa tensão de *ripple* que irá diminuir o nível médio do sinal gerado. O aumento da constante de tempo do filtro passa baixo pode ser ajustado aumentando o valor resistivo da carga. No capítulo anterior verificou-se que existe uma carga que otimiza a eficiência de conversão e dependendo da aplicação nem sempre é possível alterar o valor da carga. O aumento do valor da capacidade do condensador também poderá não ser uma boa solução pois os condensadores de valor elevado possuem baixas frequências de ressonância apresentando mau comportamento para frequências elevadas. Existe pois um compromisso entre número de portadoras e o espaçamento de frequências entre elas.

4.1.5 Multiseno *vs* V_T e V_{br} dos díodos

Nas secções anteriores verificámos que sinais do tipo multiseno possuem elevado PAPR beneficiando a eficiência de conversão para potências inferiores quando comparado com uma única portadora. O elevado PAPR permite que o sinal de entrada ultrapasse a tensão de condução V_T do díodo para potências inferiores. Se o filtro passa baixo for devidamente desenhado, a tensão DC obtida será bastante próxima da tensão de pico do sinal de entrada. Na figura 4.4 podemos observar tal efeito. Um sinal multiseno de cinco suportadoras a $(900 + k\Delta f)$ MHz, $k = 1, 2, \dots, 5$ e $\Delta f = 1$ MHz e uma senoide simples a 900 MHz com a mesma energia foram usadas para excitar um díodo HSMS-2850 com uma carga de $1\text{K}\Omega$, produzindo uma certa tensão aos seus terminais. A curva I-V característica do díodo *Schottky* foi simulada em ADS e uma aproximação polinomial foi realizada, encontrando-se na figura 4.4 a).

Pela figura 4.4 c), verifica-se um PAPR elevado para o caso do multiseno, possuindo a mesma energia média que a senoide gerando uma tensão de pico superior. Uma desvantagem

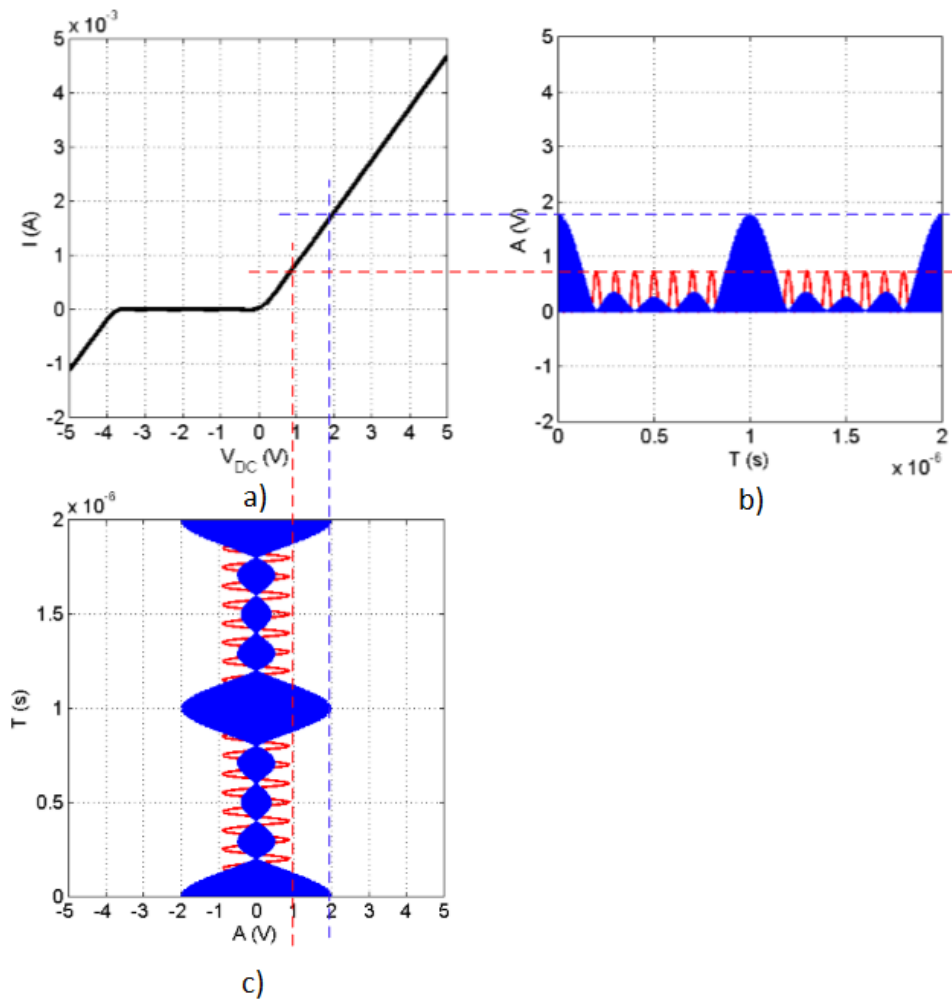


Figura 4.4: Comportamento de um retificador simples usando um multisenso sem atingir a zona de *breakdown* do díodo. a) Sinais de entrada no domínio do tempo. b) Curva I-V do díodo HSMS-2850 simulada em ADS. c) Tensão gerada numa carga de $1\text{ k}\Omega$.

gem é o facto das tensões de pico da envolvente apresentarem um período bem mais longo comparado com o de uma senoide simples à mesma frequência, sendo necessário um desenho cuidadoso do filtro de saída. Os sinais de elevado PAPR são perfeitos para potências reduzidas, pois ultrapassam a tensão de condução do díodo para potências inferiores, mas também atingem a tensão de *breakdown* para potências mais baixas. Este efeito pode ser observado na figura 4.5.

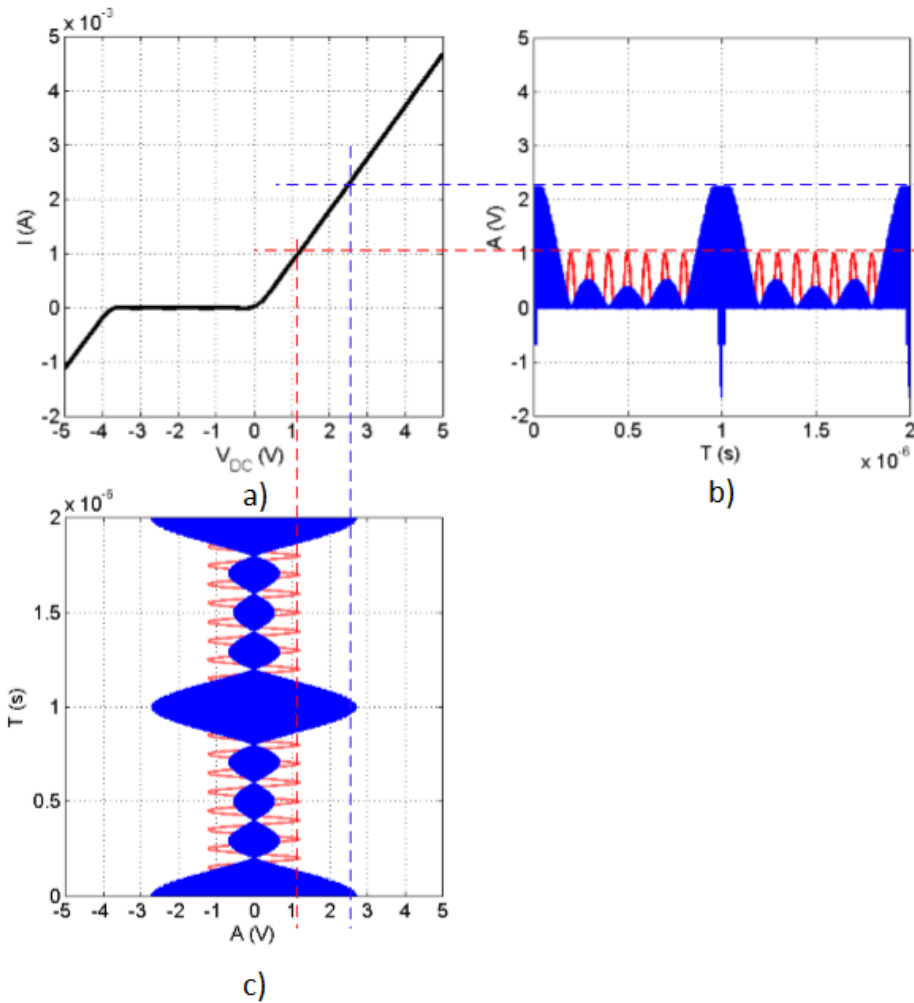


Figura 4.5: Comportamento de um retificador simples usando um multisenso com energia suficiente para atingir a zona de *breakdown* do díodo. a) Sinais de entrada no domínio do tempo. b) Curva I-V do díodo HSMS-2850 simulada em ADS. c) Tensão gerada numa carga de 1 K Ω .

Na situação representada na figura 4.5 c) o sinal multisenso possui energia suficiente para atingir a zona de *breakdown* do díodo pelo que em 4.5 b) verifica-se um corte nos picos do sinal. No capítulo anterior verificámos que a máxima tensão aos terminais de um díodo é de $V_{max} = V_{br}/2$, ocorrendo diminuição da eficiência de conversão para valores superiores a este. Se o sinal atingir a tensão de *breakdown* do díodo, corrente significativa vai fluir no sentido inverso provocando um tensão de sinal contrário conforme mostra a figura 4.5 b). Esta tensão

faz com que o nível médio do sinal de saída permaneça constante e igual a $V_{max} = V_{br}/2$. Como a tensão se mantém constante para além deste valor, pela equação 3.3 a eficiência diminui drasticamente com o aumento da potência de entrada.

4.1.6 Sinais multisenso com Δf elevado

Na secção anterior estudamos sinais do tipo multisenso onde o espaçamento de frequência entre subportadoras, Δf , é relativamente pequeno de modo a que a largura de banda do sinal se encontre totalmente adaptada no circuito conversor. Lembra-se ainda que se Δf for pequeno, a envolvente caracteriza-se por possuir um período bastante longo. Se a constante de tempo RC do filtro não for suficientemente elevada, ocorrerá *ripple* diminuindo o nível DC de saída. Se em vez de se considerar um conversor RF-DC de banda única considerar um conversor multibanda, fazendo com que Δf seja mais elevado, poderemos obter uma envolvente com um período bem mais inferior e desta forma impor menos restrições ao filtro passa baixo. A expressão matemática que descreve este sinal é a mesma que a de um multisenso de banda única e é dada por 4.18. Para efeitos comparativos, observe-se a figura 4.6.

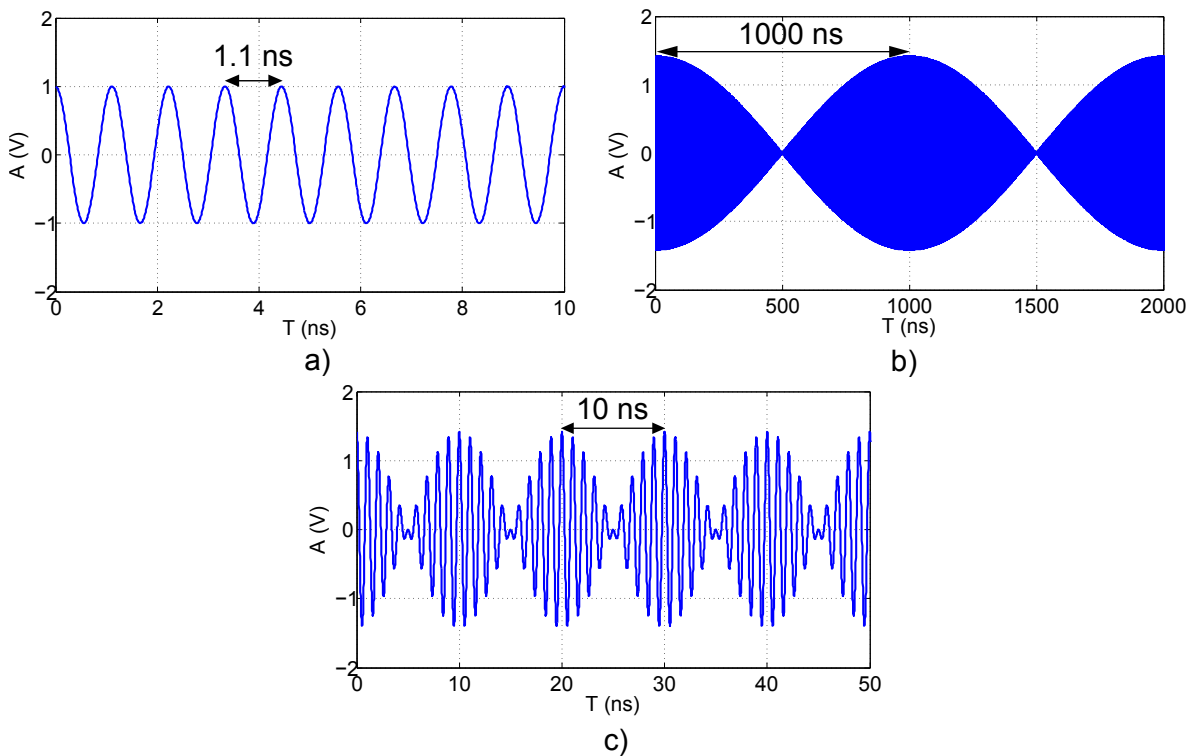


Figura 4.6: Comparação de formas de onda. a) CW 900 MHz. b) Multisenso de banda simples, 900 e 901 MHz, $\Delta f = 1$ MHz. c) Multisenso de 900 e 1000 MHz, $\Delta f = 100$ MHz.

De acordo com a figura 4.6, um multisenso com Δf elevado produz um sinal no domínio do tempo cuja tensão de pico é igual ao obtido com um multisenso tradicional mas a frequência da tensão de pico da envolvente é bastante superior.

4.1.7 Sinais multisenso em bandas harmonicamente espaçadas

Se as frequências entre subportadoras forem harmonicamente espaçadas, acabamos com um sinal no domínio do tempo com características bastante interessantes e que iremos discutir nesta secção. De facto, este novo tipo de sinal foi uma das principais motivações para o desenvolvimento desta dissertação. A sua expressão é bastante semelhante à de multisenos tradicionais e é dada por:

$$X(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N A \cos(k\omega_c t + \phi_k), k = 1, 2, \dots, N \quad (4.15)$$

ou seja, o sinal é constituído por N subportadoras espaçadas entre si de f_c e fases iniciais ϕ_k . Mais uma vez, o factor $1/\sqrt{N}$ é adicionado para que uma sinal com N suportadoras de amplitudes $A\sqrt{N}$ possua a mesma energia que uma única portadora de amplitude A , para efeitos comparativos. A expressão que define o PAPR do sinal resultante é a mesma que para multisenos tradicionais, $PAPR = 2N$. Realizando o mesmo procedimento que na secção 4.1.2 (Sinais Multisenso), ou seja, aplicando um filtro passa baixo ideal à expressão dada pela expansão de Taylor da corrente gerada por um díodo quando excitado por este tipo de sinal temos:

$$V_{DC_{2TOM}} \propto K_2 B^2 + K_4 \frac{9B^4}{4} + K_6 B^6 \left(\frac{25}{4} + \frac{15}{32} \cos(4\phi_1 - 2\phi_2) \right) + \dots \quad (4.16)$$

$$V_{DC_{3TOM}} \propto K_2 \frac{3C^2}{2} + K_4 C^4 \left(\frac{45}{8} + \frac{3}{2} \cos(\phi_1 - 2\phi_2 + \phi_3) + \frac{1}{2} \cos(3\phi_1 - \phi_3) \right) + \dots \quad (4.17)$$

Das expressões 4.16 e 4.17 é possível verificar a existência de um termo DC adicional que depende das fases quando comparadas com as expressões 4.11 e 4.12 de um multisenso de banda única, indicando que teoricamente é possível obter uma tensão DC ligeiramente superior. Da mesma forma que anteriormente, o PAPR do sinal resultante depende das fases iniciais e o melhor caso dá-se quando os argumentos dos cossenos das expressões anteriores são múltiplos de 2π .

A figura 4.7 pretende não só demonstrar o impacto do número de subportadoras na forma de onda resultante bem como outras características interessantes. A relação entre a tensão de pico e a média do sinal aumenta com o aumento do número de subportadoras, da mesma forma que os multisenos normais, possibilitando o aumento de eficiência para potencias baixas onde uma única senoide não terá energia suficiente para ultrapassar a barreira de potencial do díodo. A condição de subportadoras harmonicamente espaçadas confere ao sinal características específicas. A frequência da potência de pico resultante é igual à frequência de uma senoide com $f = f_c = \Delta f$ Hertz. Possuindo potência de pico superior e mesma energia mas a uma frequência mais elevada permite impor menos restrições no desenho do filtro passa baixo. De facto verifica-se que existe uma carga que otimiza a eficiência de conversão RF-DC para um dado tipo de conversor. Como exemplo, a figura 4.8 mostra a variação da potência DC de saída em função da carga para um retificador simples usando os vários sinais que se estudaram até agora.

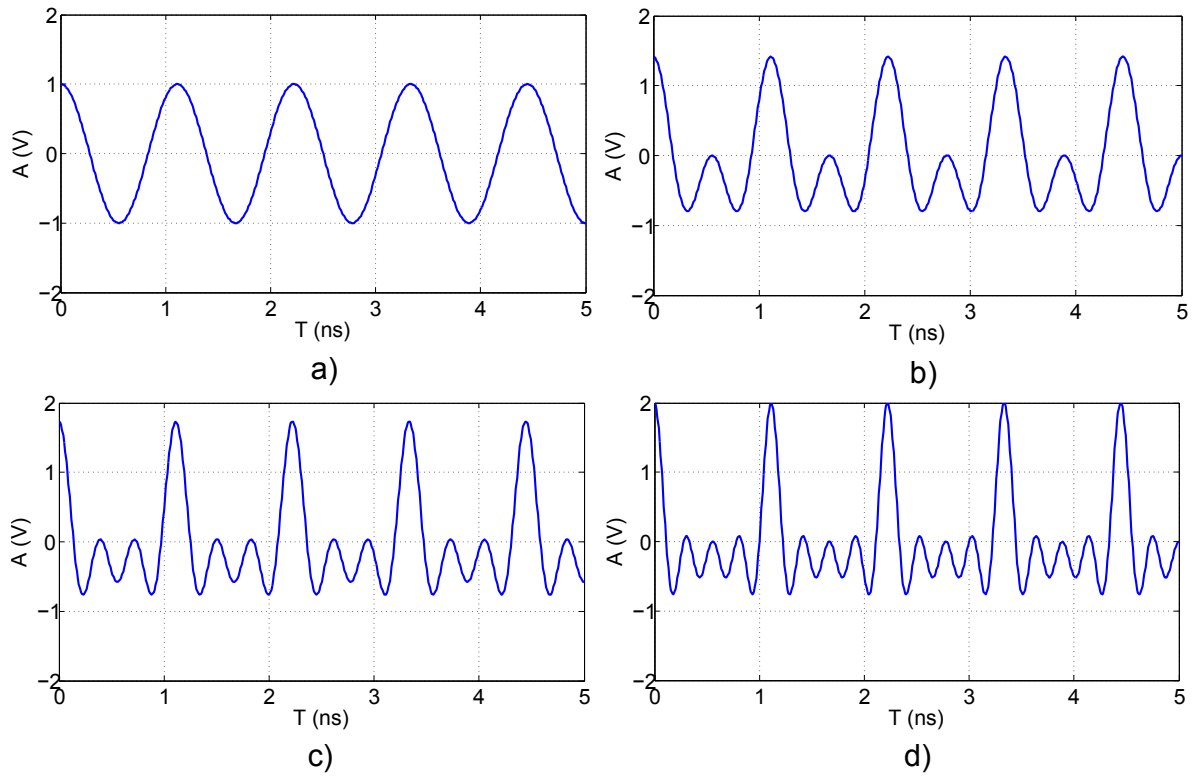


Figura 4.7: Exemplos de sinais do tipo multisenso em bandas harmonicamente espaçadas, $f_c = 900$ MHz e mesma energia. a) CW ($N=1$) b) $N=2$, c) $N=3$, d) $N=4$.

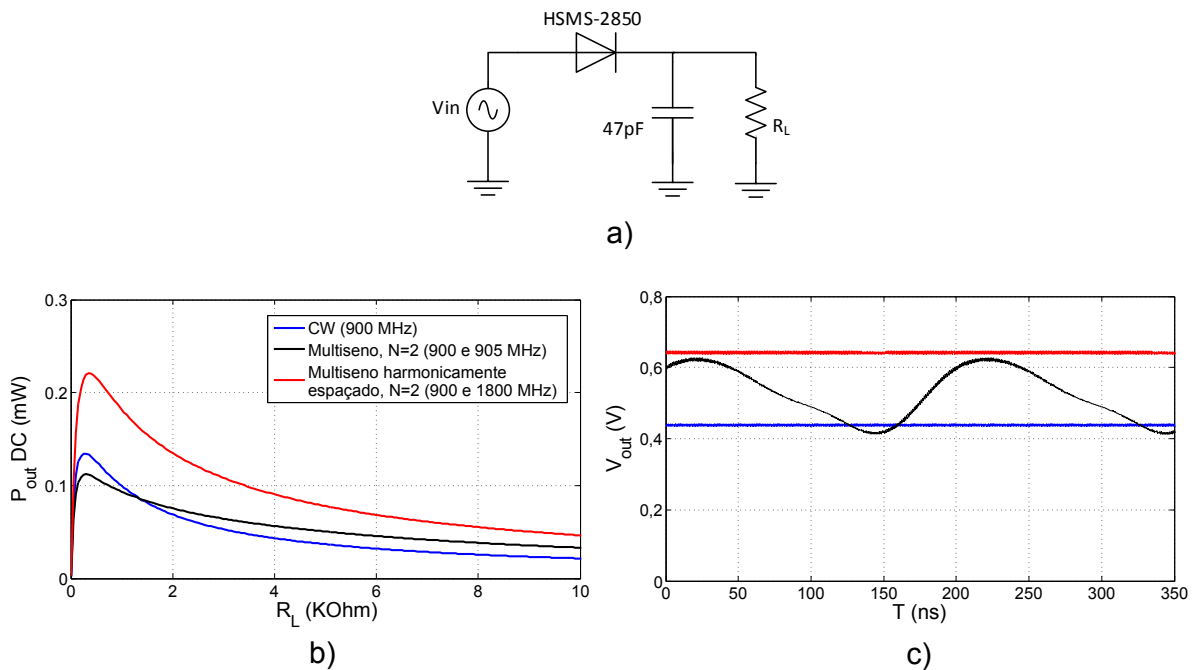


Figura 4.8: Tensão DC gerada em função da resistência de carga para uma potência média de entrada de 0 dBm e para diferentes sinais de entrada. a) Conversor simples com diodo série. b) Potência DC em função da resistência de carga. c) Sinal de saída no domínio.

Verifica-se que existe uma carga que maximiza a potência DC disponível e que esta diminui com o aumento da carga. De notar que o valor do condensador de filtragem é o mesmo em todos os casos. É possível ainda concluir que um multiseno de banda única só será mais eficiente que uma única senoide com a mesma potência média se o valor da carga for relativamente elevado, facto que se deve ao elevado nível de *ripple* que se obtém com cargas pequenas, isto é, a constante de tempo RC do filtro passa baixo é demasiado pequena proporcionando uma descarga significativa do condensador de filtragem.

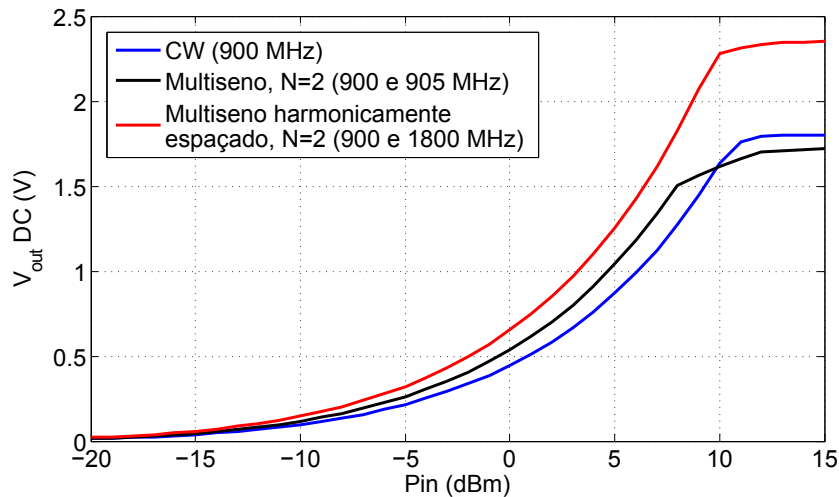


Figura 4.9: Simulação da tensão DC de saída em função da potência de entrada.

A figura 4.9 apresenta a tensão DC de saída quando o circuito da figura 4.8 a) é submetido aos diferentes sinais de excitação, usando uma carga de $6.8 K\Omega$. Devido aos produtos de intermodulação de baixa frequência que surgem de um multiseno de banda única, observa-se uma elevada tensão de *ripple* na saída que se traduz numa diminuição do valor médio do sinal de saída. Esta tensão de *ripple* pode ser eliminada aumentando o valor da carga. Por outro lado, o aumento da carga diminui a potência DC disponível significando uma diminuição da eficiência de conversão RF-DC. Relembre-se que se pretende manter o valor do condensador de filtragem baixo, pois valores elevados implicam mau comportamento a frequências elevadas. Para além deste comportamento, um multiseno com subportadoras em bandas harmonicamente espaçadas permite obter tensões DC de saída mais elevadas. Anteriormente viu-se que a tensão máxima aplicada a um díodo é de $V_{max} = V_{br}/2$ mas a característica assimétrica deste sinal permite estender o valor máximo da tensão DC de saída, conforme se observa na figura 4.9.

4.1.8 Combinação espacial de multisenos

Os sinais que foram introduzidos até agora baseiam-se em maximizar o PAPR do sinal resultante no domínio do tempo beneficiando a eficiência de conversão para potências do sinal de entrada pequenas. Enquanto esta característica é uma vantagem no lado do recetor, será uma desvantagem no lado do transmissor. Sinais com elevado PAPR são um desafio para amplificar, pois saturam os amplificadores facilmente, produzindo distorção e conseqüente au-

mento do espectro ocupado. Geralmente, os dispositivos usados em ondas milimétricas como sendo os amplificadores de potência têm dimensões muito pequenas, reduzindo a sua capacidade de dissipação e sendo por isso difícil de atingir potências consideráveis com um único dispositivo. Combinação de potência é uma técnica bastante usada em ondas milimétricas para alcançar elevadas potências [49]. A solução tradicional passa por dividir o sinal em N ramos, amplificá-los separadamente e combiná-los de volta para obter uma versão amplificada do sinal de entrada. Esta arquitetura é demonstrada na figura 4.10.

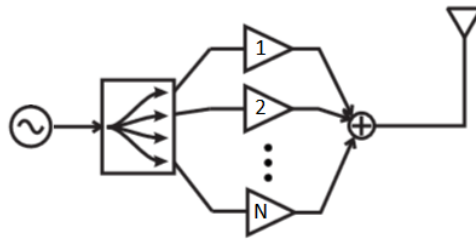


Figura 4.10: Arquitetura tradicional para obtenção de sinais com potência elevada através da técnica de combinação de potência. Retirado e adaptado de [41].

Esta arquitetura permite obter potências relativamente elevadas sem saturar os amplificadores. Apesar de intuitiva, esta técnica apresenta algumas desvantagens. Dado que o sinal é dividido em N ramos e combinado através de linhas de transmissão e outros dispositivos, as perdas associadas tornam-se significativas à medida que o número de ramos aumenta. De modo a contornar esta desvantagem, a combinação espacial de potência foi proposta em [49], [50] e [51]. Esta técnica evita as perdas introduzidas devido à combinação final, radiando cada ramo separadamente sendo a energia de cada componente do sinal combinada passivamente no meio livre. Sinais do tipo multiseno são caracterizados por serem constituídos por somas de sinusoides. Assim, cada componente do sinal poder ser gerada, amplificada e radiada separadamente evitando as perdas que seriam introduzidas usando a técnica tradicional e não apresenta limitações teóricas quanto ao número de ramos. Esta arquitetura é apresentada na figura 4.11.

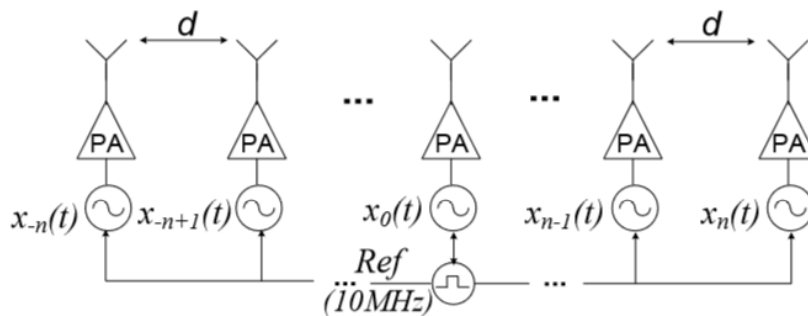


Figura 4.11: Arquitectura para obtenção de sinais multiseno com elevado PAPR através da técnica de combinação de potência espacial. Retirado e adaptado de [51].

Na subsecção 4.1.3, provou-se que o PAPR do sinal resultante depende das fases iniciais

das subportadoras para $N \geq 3$. Como cada subportadora é gerada separadamente, será necessário um método que permita a sincronização das várias fases de cada componente de um multiseno. O método mais simples é usar uma fonte externa como referência, conforme representado na figura 4.11. Métodos mais elaborados consistem em *arrays* de osciladores acoplados que se auto-sincronizam entre si através do acoplamento entre elementos adjacentes e que são reportados em [50] [52] e [53].

4.2 Ruído branco

O ruído branco é um tipo de ruído produzido pela combinação simultânea de componentes a todas as frequências. O adjetivo branco é utilizado para descrever este tipo de ruído em analogia ao funcionamento da luz branca, dado que esta é obtida por meio da combinação simultânea de todas as frequências cromáticas. Por outras palavras, um sinal diz-se ser ruído branco se o valor $w(t)$ para qualquer instante de tempo t for uma variável estatisticamente independente de todos os outros valores em instantes de tempo diferentes. Uma outra definição, embora menos elaborada, requer que pares de valores $w(t_1)$, $w(t_2)$ sejam descorrelacionados. Um caso especial deste sinal é o ruído branco gaussiano cuja função densidade de probabilidade segue uma distribuição normal, também chamada de distribuição Gaussiana, e é representada por:

$$P_G(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (4.18)$$

onde $P_G(z)$ representa a probabilidade de um certo valor z ocorrer, μ a média do sinal e σ a sua variância. Este sinal é caracterizado por possuir um espectro infinito e constante e um exemplo é apresentado na figura 4.12 a). Tem-se vindo a demonstrar ao longo desta dissertação, especialmente no caso de sinais do tipo multiseno, que o PAPR permite que os conversores RF-DC gerem mais tensão DC e conseqüentemente mais eficientes. De facto, a figura 4.12 b) representa ruído branco gaussiano no domínio do tempo e é possível verificar a existência de um PAPR considerável. No capítulo seguinte e experiências conduzidas em [54] revelam que este tipo de sinal é apropriado para aumento da eficiência de conversão RF-DC em sistemas de transmissão de energia sem fios. A sua propriedade de conteúdo espectral infinito torna necessário a utilização de filtros de modo a limitar a sua largura de banda.

4.3 Oscilador caótico

Nos últimos anos, o efeito de caos tem recebido alguma importância e é considerado um futuro candidato a estabelecer comunicações seguras. Osciladores caóticos geram oscilações caóticas que servem como fontes de portadoras caóticas que podem ser usadas em várias aplicações, como sendo *signal masking* [55] e modulação caótica [56]. Este sinal caracteriza-se por possuir um elevado PAPR no domínio do tempo beneficiando a eficiência de conversão para potências relativamente baixas explorando as não linearidades dos conversores RF-DC [57] [58]. O seu espectro estende-se até ao infinito, contendo componentes a todas

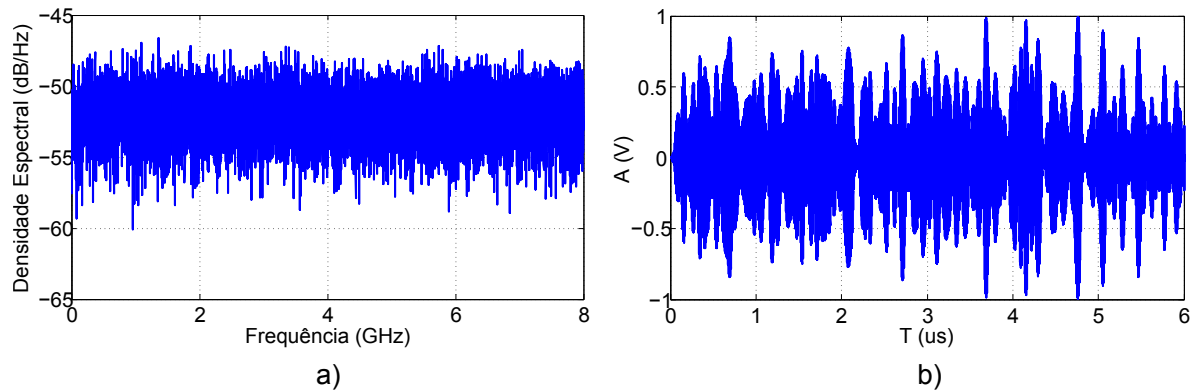


Figura 4.12: Ruído branco. a) Espectro. b) Sinal no domínio do tempo.

as frequências. De modo a ser possível a sua transmissão, um filtro deverá ser adicionado por forma a não corromper possíveis sinais de comunicação pré existentes no meio de transmissão. Prova-se que se os componentes de um oscilador forem adequadamente escolhidos poderá levar a que o oscilador apresente um comportamento caótico. A figura 4.13 apresenta um oscilador caótico em configuração Colpitts cujo espectro e forma de onda no domínio do tempo do sinal de saída são apresentados na figura 4.13 b) e 4.13 c), respetivamente.

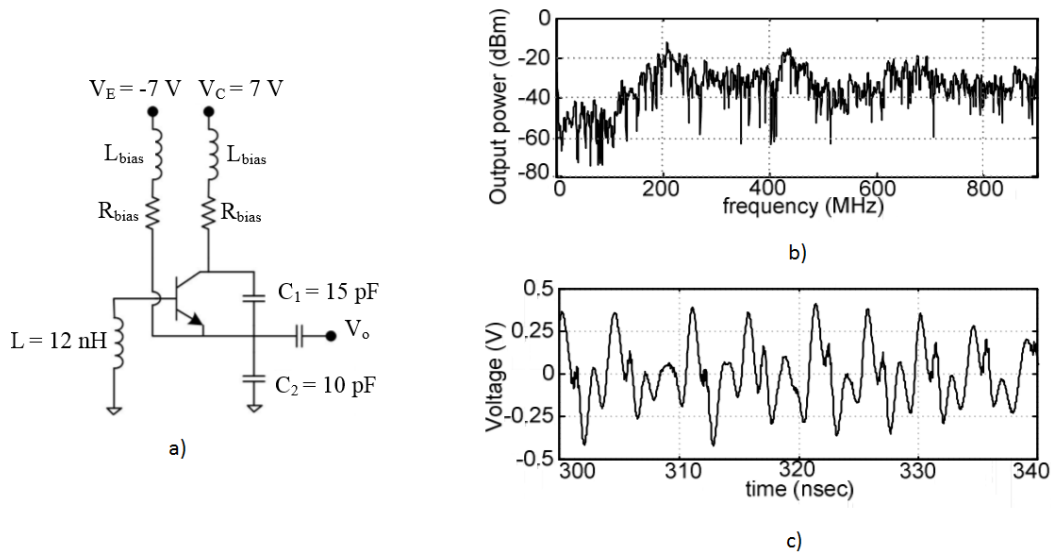


Figura 4.13: Oscilador Colpitts caótico. a) Esquema de um oscilador em configuração Colpitts com comportamento caótico e 433 MHz de frequência central. b) Espectro do sinal de saída c) Forma de onda no domínio do tempo. Retirado e adaptado de [58]

O comportamento caótico confere ao sinal um elevado PAPR que beneficia a eficiência de conversão para potências inferiores. Dado que o espectro deste tipo de sinal se estende até ao infinito, a eficiência será baixa na sua geração, isto é, na conversão DC-RF do transmissor dado que apenas uma porção da sua largura de banda é efetivamente usada, sendo a restante filtrada. Este problema poderá ser minimizado gerando um sinal de baixa potência, aplicar

o filtro e por fim amplificá-lo.

4.4 Sinais de radar

A história de radares teve o seu início com experiências de Heinrich Hertz ainda no século XIX quando demonstrou que ondas eletromagnéticas eram refletidas por objetos metálicos mas só começaram a ser usados na prática no início do século seguinte, depois de Christian Hülsmeier construir o primeiro dispositivo que permitia detectar a presença de objetos distantes [59]. Em termos gerais, os radares permitem medir distâncias e velocidades de objetos distantes através da análise do sinal que lhe é refletido. A medição destes parâmetros constitui um desafio no desenho de sistemas de radar e uma das suas principais características é a forma de onda utilizada para deteção. Tanto em aplicações militares como civis, formas de onda que permitam medir distâncias elevadas e com boa resolução em situações de vários alvos são desejadas. As formas de onda utilizadas em radares podem ser de dois tipos:

- Contínuas;
- Pulsadas.

Radares que usam formas de onda contínuas, como sendo puras sinusóides na forma $\cos(2\pi f_c t)$, fazem com que o espectro do sinal refletido por um objeto estacionário se concentre na frequência central f_c . Se o alvo se encontrar em movimento, o espectro do sinal recebido irá ser desviado da frequência central de um valor proporcional à sua velocidade, chamado de frequência de Doppler. Assim, medindo a diferença de frequência entre o sinal transmitido e refletido é possível medir com elevado grau de exatidão a velocidade de um objeto distante que é dada por 4.19 [60]:

$$v_r = -\frac{f_D \lambda}{2} \quad (4.19)$$

onde v_r representa a velocidade radial do objeto, f_D a frequência de Doppler e λ o comprimento de onda da radiação utilizada. Um radar que use este tipo de forma de onda transmite e recebe em todos os instantes de tempo, não sendo possível retirar informação acerca da distância a que o objeto se encontra [61], [62].

Para que seja possível a medição da distância, a forma de onda utilizada deverá ser alterada de forma a obter uma transmissão pulsada. A técnica baseia-se em transmitir pulsos repetidos a um intervalo T que são refletidos por obstáculos. Através da medição do tempo de propagação do pulso é possível retirar a distância a que o objeto se encontra de acordo com a equação 4.20 [60]:

$$R = \frac{c}{2} t \quad (4.20)$$

onde R representa a distância a que o objeto se encontra, c a velocidade da luz e t o tempo de propagação do pulso desde que é transmitido até ser recebido o seu eco. Um dos principais

parâmetros deste tipo de radar é a capacidade de detetar dois objetos que se encontrem relativamente próximos e é chamado de resolução espacial. Este parâmetro é condicionado pela duração do pulso τ . Considerando o caso mais simples, uma senoide contínua possui idealmente um espectro infinitesimal enquanto que uma senoide pulsada apresenta uma largura de banda que é inversamente proporcional à duração do pulso. A resolução espacial é dada por:

$$\Delta R = \frac{c}{2}\tau = \frac{c}{2B} \quad (4.21)$$

onde τ representa a duração do pulso e B a sua largura de banda [60]. A figura 4.14 pretende demonstrar tal efeito. Se o pulso for demasiado longo e os objetos estiverem muito próximos um do outro, os ecos P_{r1} e P_{r2} sobrepõem-se resultando na deteção do objeto que causa o eco mais forte ou na deteção de uma mistura de ambos podendo resultar na deteção errada de apenas um objeto.

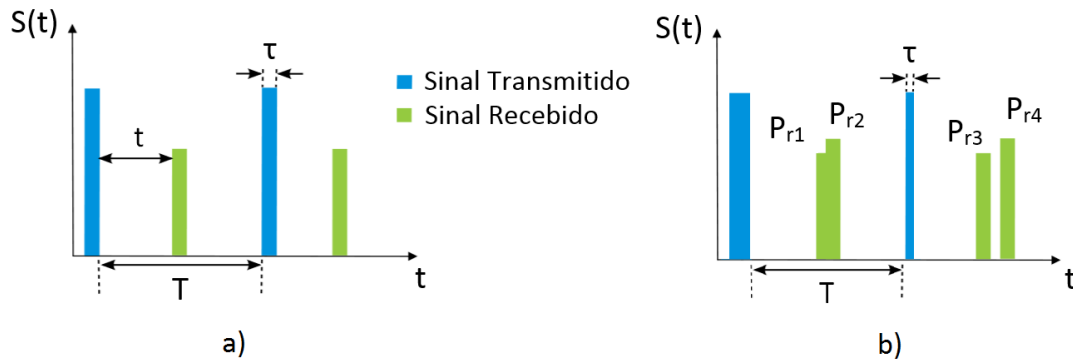


Figura 4.14: Radares pulsados. a) Exemplo para cálculo da distância ao objecto. b) Efeito da duração do pulso na resolução espacial do radar. Retirado e adaptado de [60]

Uma das formas de onda bastante populares em radares são as chamadas formas de onda linearmente moduladas em frequência (LFM) [61], [62], geralmente conhecidas como sinais do tipo chirp. O uso destes sinais em sistemas de radares permite uma boa resolução espacial e uma sensibilidade de Doppler bastante elevada. Este sinal pode ser descrito pela expressão 4.22 e uma representação gráfica é demonstrada na figura 4.15:

$$s(t) = A \cos \left(\omega_c t + \frac{K}{2} t^2 \right) \quad (4.22)$$

onde:

$$K = \frac{\omega_1 - \omega_0}{t} \quad (Hz/s) \quad (4.23)$$

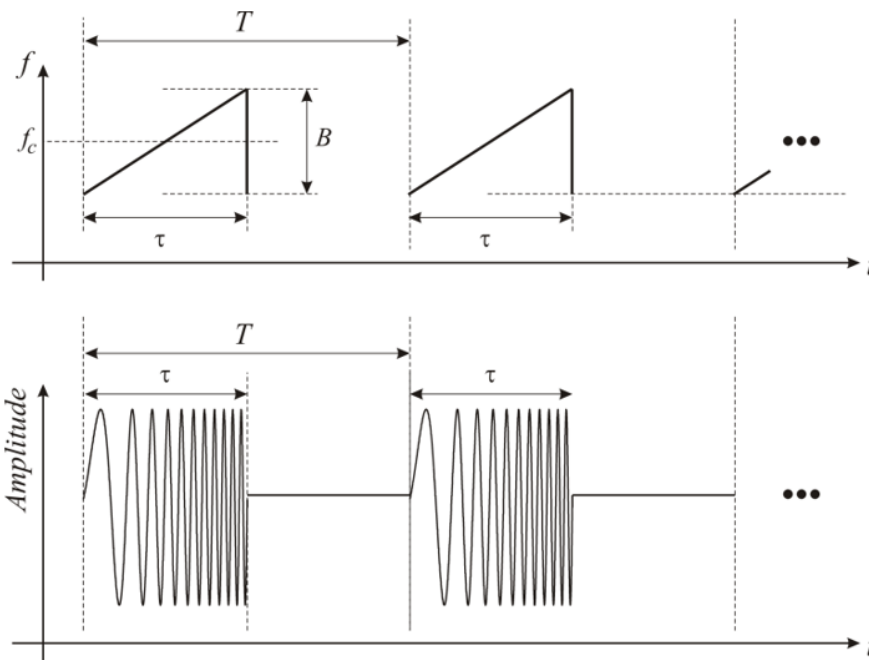


Figura 4.15: Frequência instantânea e amplitude do sinal no domínio do tempo para pulsos *chirp* linearmente modulados na frequência.

A figura 4.15 apresenta uma sequência de pulsos do tipo *chirp* repetidos a cada período T . A largura de banda do sinal é dado por B e f_c representa a frequência central de operação. A duração de cada pulso é dado por τ . De notar que a figura 4.15 representa simultaneamente a frequência instantânea e a amplitude do sinal em função do tempo para este tipo de sinal linearmente modulado na frequência.

De modo a obter boa resolução espacial e maiores distâncias de deteção, técnicas de compressão de pulsos são utilizadas. Esta técnica consiste em correlacionar o sinal recebido com o sinal que foi transmitido, aplicando uma convolução no domínio do tempo. Uma convolução no domínio do tempo pode ser realizada através de uma multiplicação no domínio da frequência pelo que o sinal recebido é convertido para o domínio da frequência através de FFT, multiplicado com o pulso transmitido também ele no domínio da frequência e de novo convertido para o domínio do tempo através de IFFT. Este processo é ilustrado na figura 4.16.

Este tipo de sinal pode ser gerado no domínio digital ou analógico, embora técnicas de compressão analógicas são baseadas em dispositivos *Surface Acoustic Wave* (SAW) e o seu projeto/implementação para grandes valores do produto entre tempo e largura de banda requeridos tornam este processo complexo. Por outro lado, a técnica digital oferece as vantagens de flexibilidade e facilidade através de programação, podendo ser implementadas em FPGA [63].

Se o suposto sinal recebido for um *chirp* e for exatamente igual ao transmitido mas numa versão temporal inversa, isto é, com uma modulação em frequência decrescente obtém-se o sinal *chirp* comprimido representado na figura 4.17 a). O sinal foi processado em Matlab e

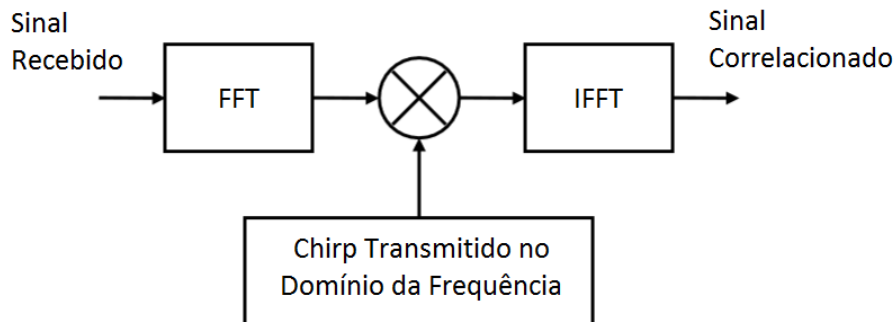


Figura 4.16: Processo de compressão de pulsos *chirp*.

carregado num gerador de formas de onda arbitrárias e o seu espectro, registado num analisador de espectros, é apresentado na figura 4.17 b). O sinal *chirp* comprimido no domínio do tempo apresenta um PAPR bastante elevado fazendo com que seja um possível sinal a utilizar em sistemas de transferência de energia sem fios. Esta técnica é bastante usada em radares para aumento da distância de deteção, evitando a utilização de transmissão de altas potências e ainda beneficiando de uma boa resolução espacial.

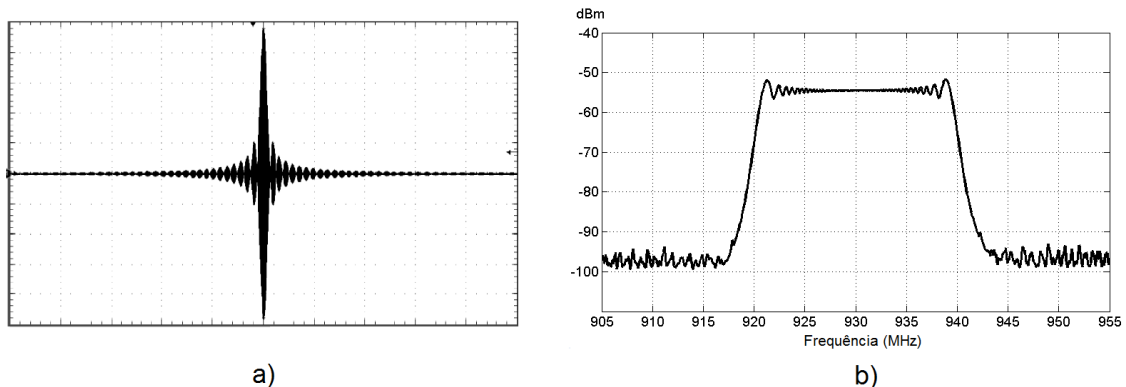


Figura 4.17: *Chirp* comprimido. a) Pulso *chirp* comprimido no domínio do tempo visualizado num osciloscópio RF. b) Conteúdo espectral do sinal apresentado em a).

De facto, pulsos de curta duração e elevada energia são desejáveis em sistemas de radares. O seu elevado PAPR no domínio do tempo e o seu espectro retangular despertou o interesse em estudar o comportamento dos conversores RF-DC perante este tipo de sinal. No entanto, algumas considerações deverão ser tomadas. Como descrito anteriormente, os conversores RF-DC são constituídos por um filtro passa baixo na sua saída definindo uma determinada constante de tempo RC. Verifica-se experimentalmente que o PAPR do sinal resultante aumenta com o aumento da duração do pulso *chirp* básico (τ), concentrando a energia num curto intervalo de tempo, onde a função de correlação apresenta valor máximo. Apesar de o PAPR ser desejável em transmissão de energia sem fios, o seu elevado valor implica pulsos *chirps* de longa duração que originam pulsos comprimidos a relativa baixa

frequência. Se essa frequência de pulso for demasiado baixa, elevada tensão de ripple ocorrerá diminuindo o nível de tensão DC gerada. Para efeitos comparativos, simularam-se vários chirps comprimidos com diferentes valores de τ , conforme mostra a figura 4.18, normalizados ao valor máximo do pulso com o maior valor de τ . Como veremos no capítulo seguinte, este tipo de sinal apresenta os melhores resultados em termos de tensão DC e eficiência de conversão, existindo, no entanto, um compromisso entre o PAPR do sinal (ou, por outras palavras, τ) e a constante de tempo RC do circuito conversor.

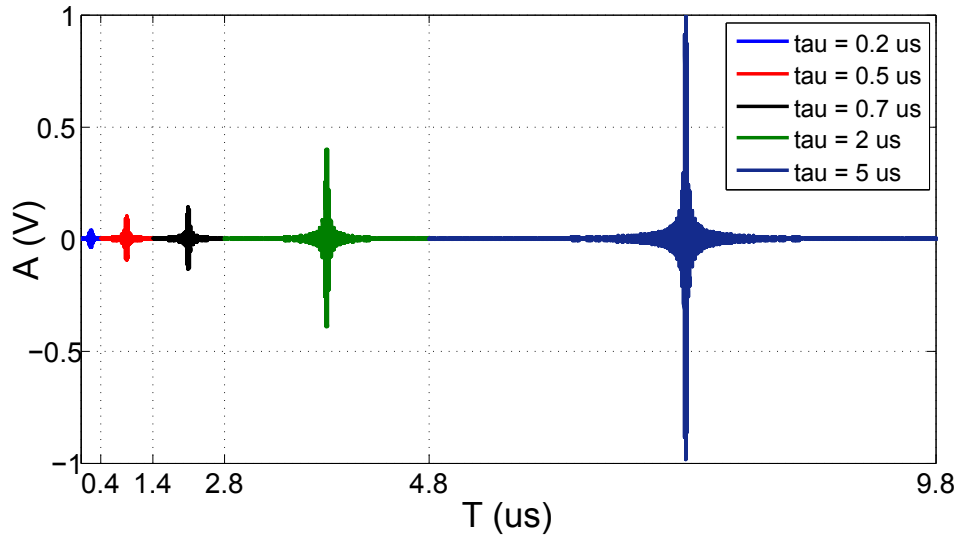


Figura 4.18: *Chirps* comprimidos no domínio do tempo em função de τ simulados em Matlab.

4.5 Transmissão Impulsiva

Esta técnica de transmissão de energia sem fios baseia-se na variação do *duty cycle* de uma onda pulsada para gerar um espectro *wideband*, em vez de uma única risca gerada por uma senoide. Trata-se de um sistema UWB pelo que os amplificadores e antenas deverão suportar tal característica. Prova-se que a potência DC gerada por um circuito conversor RF-DC aumenta com a diminuição do *duty cycle* da onda pulsada [64] [65]. O aumento da eficiência de conversão deve-se ao facto de no domínio do tempo a potencia ser concentrada e intensificada num pequeno intervalo de tempo. Quanto menor o *duty cycle*, menor o período de tempo do pulso e maior será a energia de pico nele contida, permitindo que uma maior porção da energia incidente ultrapasse a barreira de potencial dos díodos retificadores. Sinais PWM (*Pulse Wide Modulation*) são um exemplo típico deste tipo de sinal. Considerando o domínio da frequência, a diminuição do *duty cycle* significa um alargamento do espectro resultante que poderá constituir uma desvantagem no desenho da malha de adaptação de entrada do circuito recetor. À semelhança do que se descreveu anteriormente para sinais do tipo multiseno, se o *duty cycle* for demasiado pequeno, o tempo de carga do condensador de saída poderá ser demasiado curto e o tempo de descarga demasiado longo provocando uma diminuição da eficiência de conversão.

4.6 Sinais modulados

Sinais OFDM apresentam um elevado PAPR devido à sua natureza multi-portadora. Dependendo do número de subportadoras usadas, o máximo PAPR teórico deste sinal poderá ser igual ao número de subportadoras (N) se todas se somarem em fase num determinado instante [54]. Elevado PAPR em sinais de comunicação é geralmente evitado para que a sua amplificação não cause efeitos indesejados como sendo a distorção causada pela sua amplificação. De facto, as subportadoras de sinais OFDM são moduladas de forma a não haver demasiadas subportadoras que se somem em fase evitando elevado PAPR. Um exemplo de um sinal OFDM é apresentado na figura 4.19.

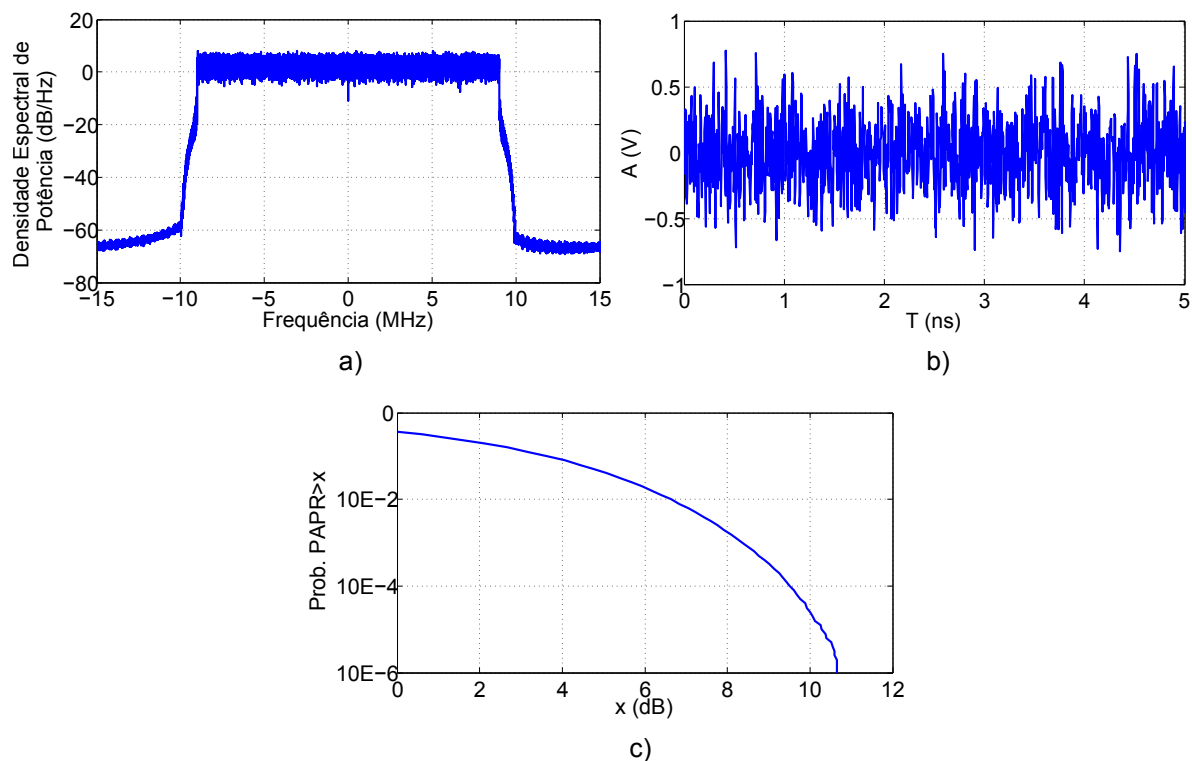


Figura 4.19: Sinal OFDM, 2048 subportadoras, modulação QPSK, 20 MHz largura de banda. a) Espectro do sinal em banda base. b) Sinal no domínio do tempo. c) CCDF do PAPR do sinal ser superior a um certo valor x dB.

Através da observação do sinal no domínio do tempo (figura 4.19 b)) verifica-se a existência de um valor considerável entre a potência média do sinal e a sua potência de pico, característica que permite que um conversor RF-DC seja mais eficiente. Dada as vantagens da utilização dos sinais OFDM em telecomunicações, estes sinais são abundantes no meio livre, fazendo com que sejam candidatos a sistemas de *energy harvesting* [54]. Sinais de comunicação são normalmente gerados de forma eficiente, isto é, símbolos que necessitem de maior potência de pico têm menos probabilidade de surgir. Esta particularidade pode levar a que o tempo de descarga do condensador do filtro passa baixo de um conversor seja demasiado longa, diminuindo o nível médio do sinal gerado. Desta forma, um sistema de *energy harvesting* para este tipo de sinal terá uma forte dependência da estatística do sinal

capturado. Quanto maior a largura de banda do sinal OFDM, maior o número de subportadoras que podem ser geradas e conseqüentemente maior PAPR será alcançado.

Capítulo 5

Procedimentos Experimentais e Resultados

Neste capítulo apresentam-se os procedimentos experimentais para a construção e teste de um circuito conversor RF-DC. Este circuito irá ser avaliado utilizando os sinais estudados no capítulo anterior, à exceção de formas de onda intermitentes e caóticas. Os dois resultados mais importantes a retirar deste capítulo são a tensão DC e a eficiência de conversão RF-DC obtidas para cada tipo de sinal. O circuito consiste num rectificador simples com um diódo série HSMS-2850 [27], conforme mostra a figura 5.1 de uma forma simplificada. O diódo escolhido apresenta uma tensão de condução V_t de aproximadamente 0.35V e uma capacidade de junção de 0.17pF, fazendo com que seja uma boa escolha para aplicações de baixa potência e frequências relativamente elevadas (UHF). O substrato utilizado para a construção da PCB foi FR4 com espessura de 0.8mm. Apesar de não ser um substrato com boas características para aplicações RF, a sua escolha deve-se essencialmente à sua disponibilidade e ao seu baixo custo. Os parâmetros que descrevem este tipo de substrato são fortemente dependentes do seu fabricante variando em torno dos valores apresentados na tabela 5.1, os quais foram usados para simulação.

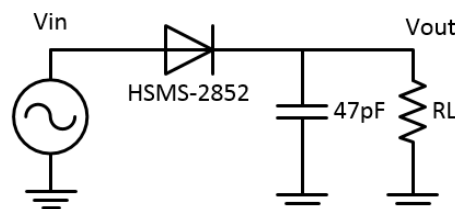


Figura 5.1: Conversor RF-DC básico com diódo série.

Como ponto de partida, fixou-se o valor do condensador do filtro passa baixo em 47pF e sem qualquer tipo de linhas/malha de adaptação verificou-se qual o efeito que o valor da carga resistiva provoca na potência e tensão DC obtida.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constante dieléctrica	ϵ_r	4.3
Tangente de perdas	$\tan \delta$	0.002
Espessura do dieléctrico	H	0.8 mm
Espessura do condutor	T	0.03 mm

Tabela 5.1: Características do substracto FR4 utilizado para implementação do conversor RF-DC.

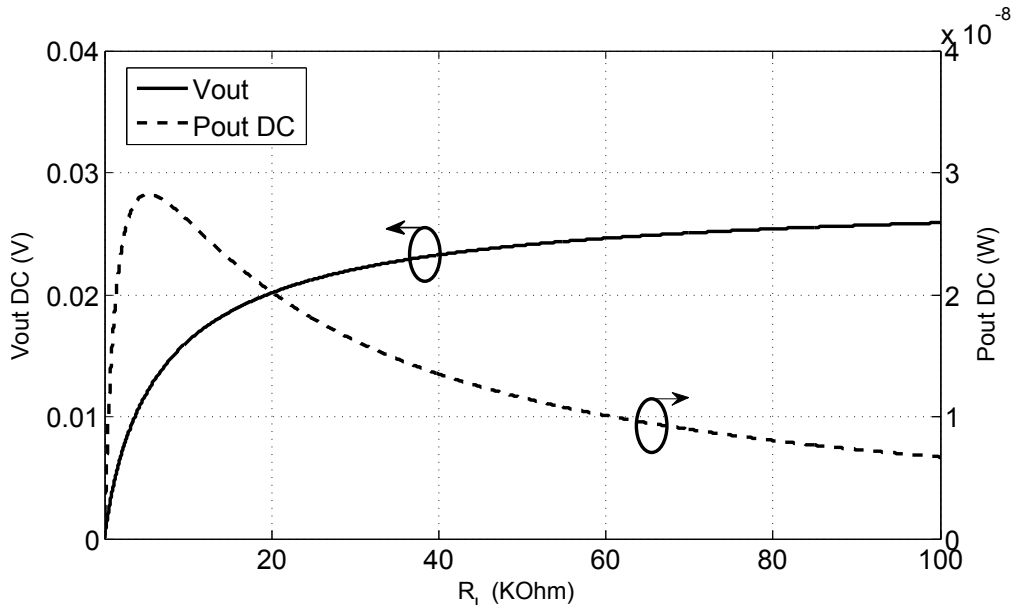


Figura 5.2: Variação da tensão e potência DC de saída com a variação da resistência de carga.

Através da figura 5.2, verifica-se que a tensão DC obtida é tanto maior quanto maior for o valor da carga. Por outro lado, a eficiência de conversão de potência RF em potência DC assume um máximo para $R_L \approx 8K\Omega$ e o seu valor decai a partir desse valor. Trata-se de um compromisso entre potência DC e tensão DC disponível. O valor da carga escolhido para o projecto do conversor foi de $30K\Omega$ pretendendo-se maximizar a tensão DC e sua eficiência de conversão, embora privilegiando a tensão DC.

5.1 Adaptação de impedâncias para um conversor RF-DC de banda dupla

Em electrónica, adaptação de impedâncias é o processo de alterar a impedância de entrada de uma carga eléctrica ou a impedância de saída de uma fonte de sinal para maximizar a transferência de energia entre elas e minimizar as reflexões originadas na carga. Por vezes, o mais importante é maximizar a tensão pelo que nestes casos a malha de adaptação deverá transformar a impedância de carga num valor bastante elevado, maximizando a transferência de tensão. No presente caso, a malha de adaptação tem como objetivo

maximizar a transferência de potência e minimizar as reflexões originadas pelo circuito conversor. De modo a testar o conceito de sinais do tipo multisenso harmonicamente espaçados, foi necessário o projecto de uma malha de adaptação de duas bandas cuja estrutura básica se apresenta na figura 5.3. Este circuito permitirá avaliar o desempenho do conversor perante um sinal multisenso harmonicamente espaçado de duas subportadoras.

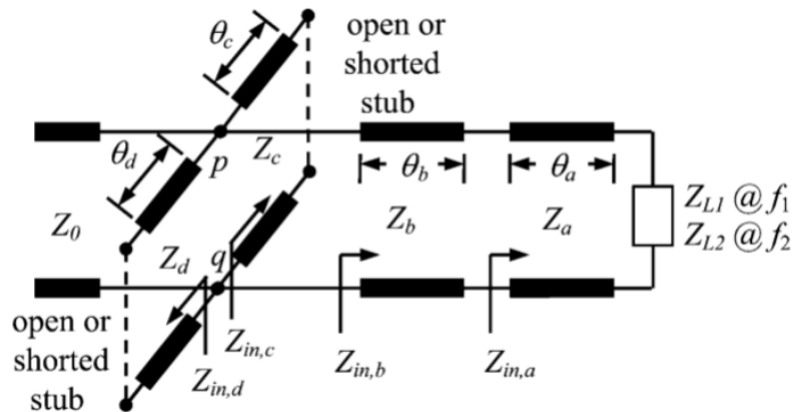


Figura 5.3: Malha de adaptação de banda dupla. Retirado de [66].

A malha de adaptação da figura 5.3 tem como objectivo transformar cargas complexas em cargas reais ou até mesmo complexas a duas frequências em simultâneo. Da mesma forma que na adaptação de impedâncias a uma determinada frequência utilizando um stub paralelo, neste exemplo duas linhas de transmissão são conectadas ao circuito transformando as suas impedâncias Z_{L1} à frequência f_1 e Z_{L2} à frequência f_2 em condutâncias unitárias, sendo posteriormente adicionados dois stubs paralelos por forma a cancelar as reactâncias às respectivas frequências simultaneamente [66]. Antes de se proceder à adaptação de impedâncias, linhas *microstrip* foram adicionadas para se poder soldar os componentes necessários. O circuito resultante apresenta-se na figura 5.4 e encontra-se pronto para se proceder à adaptação de impedâncias.

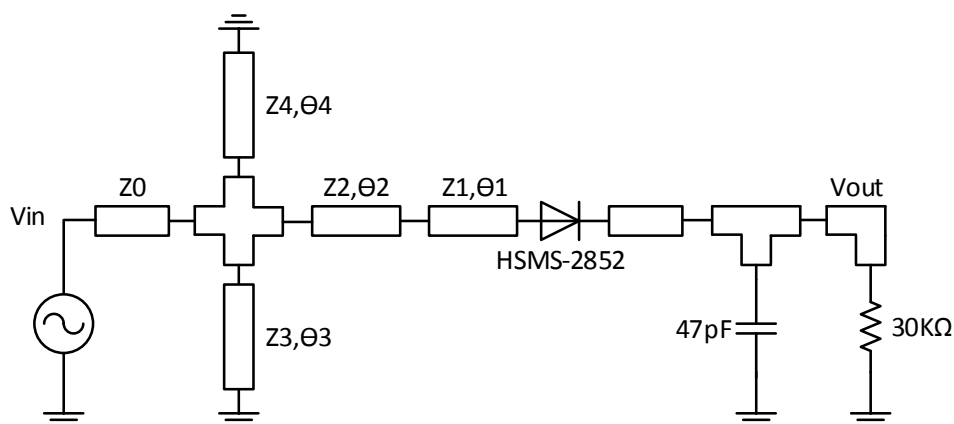


Figura 5.4: Circuito final com linhas microstrip e malha de adaptação.

As impedâncias características Z_1 , Z_2 , Z_3 e Z_4 e os seus respectivos comprimentos eléctricos θ_1 , θ_2 , θ_3 e θ_4 representam as variáveis a otimizar. Recorrendo à ferramenta de optimização do ADS e à sua funcionalidade de análise de parâmetros S de grande sinal (LSSP - *Large Signal S Parameters*), estes parâmetros foram calculados de forma a minimizar o coeficiente de reflexão à entrada do circuito a 900 e a 1800 MHz, para -10dBm de potência média de entrada, considerando um sistema de 50Ohm. A tabela 5.2 apresenta os valores para as impedâncias características e comprimentos eléctricos dos vários pedaços de linhas de transmissão que constituem a malha de adaptação e a figura 5.13 apresenta o coeficiente de reflexão experimental obtido num VNA.

	1	2	3	4
Z_K (Ω)	99.1	33.2	102.8	28.5
Θ_K ($^\circ$)	47.8	55.6	38.2	8.5

Tabela 5.2: Impedância característica Z_K e comprimento eléctrico Θ_K dos vários pedaços de linha da malha de adaptação.

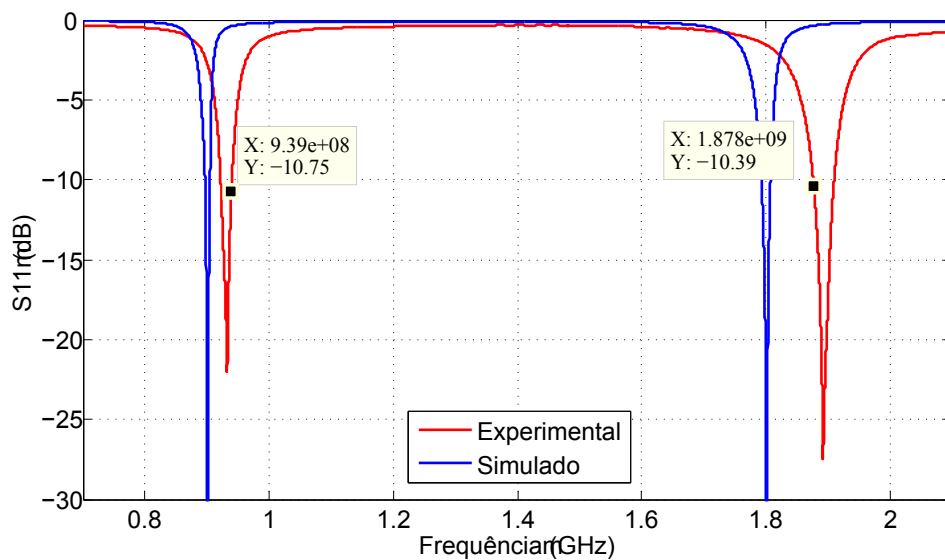


Figura 5.5: S11 experimental VS simulado. Resultados obtidos para -10dBm de potência média de entrada.

Devido à incerteza nos parâmetros característicos do substrato, os resultados experimentais apresentam um pequeno desvio em relação ao simulado. Este desvio deve-se principalmente ao erro associado à constante dieléctrica do substrato. Na verdade, alguns circuitos foram produzidos e medidos por forma a obter uma melhor aproximação da verdadeira constante dieléctrica. De qualquer forma, o circuito apresenta-se adaptado para poder ser submetido a um sinal do tipo multisenso harmonicamente espaçado de duas subportadoras com frequências centrais a 939 e 1878 MHz e larguras de banda a 10dB de 20 e 45 MHz, respetivamente. A figura 5.6 mostra ainda o comportamento da impedância de entrada na carta de Smith para vários valores da potência do sinal de entrada, concluindo-se que para valores mais elevados de potência de entrada resulta numa desadaptação entre o circuito

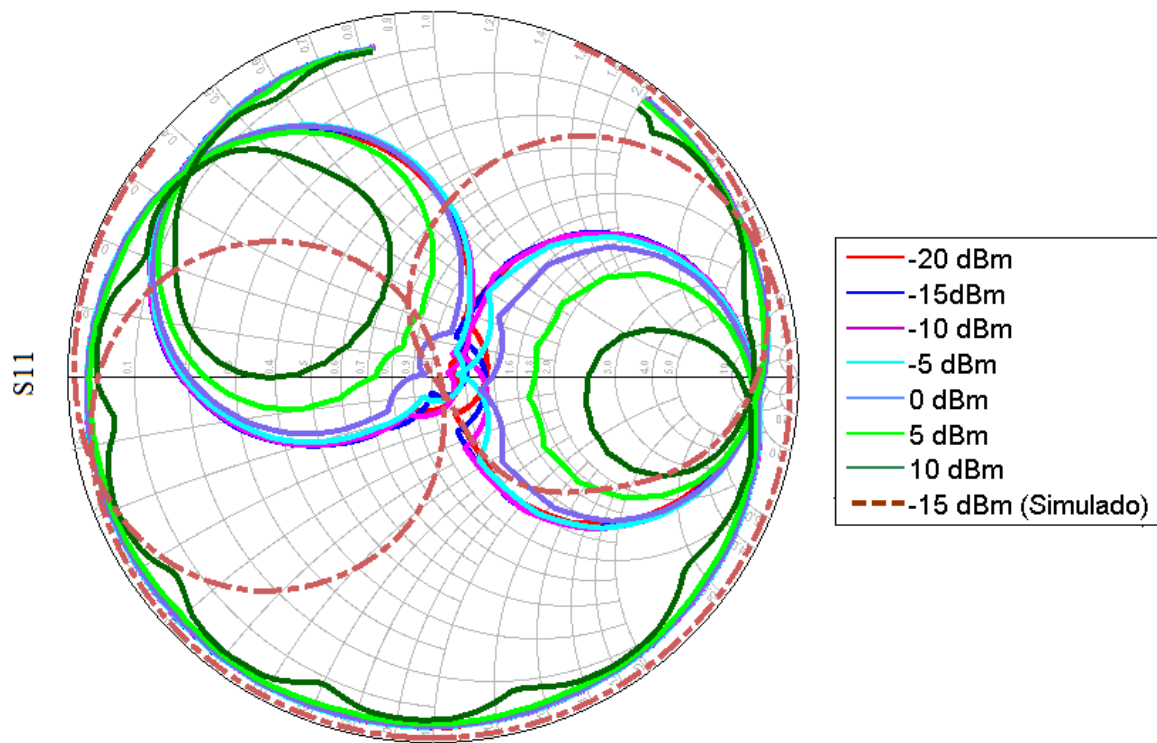


Figura 5.6: Comportamento do coeficiente de reflexão experimental para várias potências do sinal de entrada ($700\text{MHz} < \text{freq.} < 2.2\text{GHz}$).

receptor e a sua antena, apresentando-se otimizado para valores baixos de potência média do sinal de entrada. Por fim, a figura 5.7 apresenta o *layout* final do conversor RF-DC de banda dupla produzido.

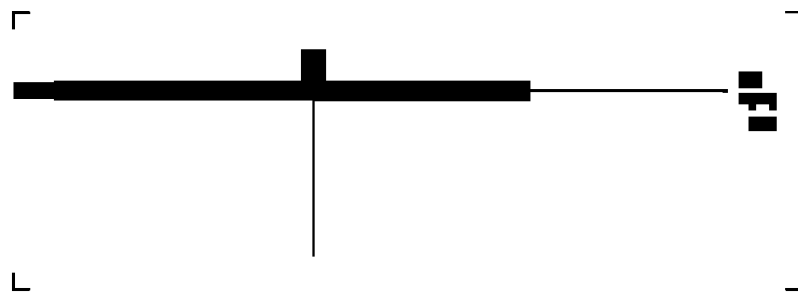


Figura 5.7: Layout do circuito.

A figura 5.8 apresenta o conversor de banda dupla implementado em PCB.

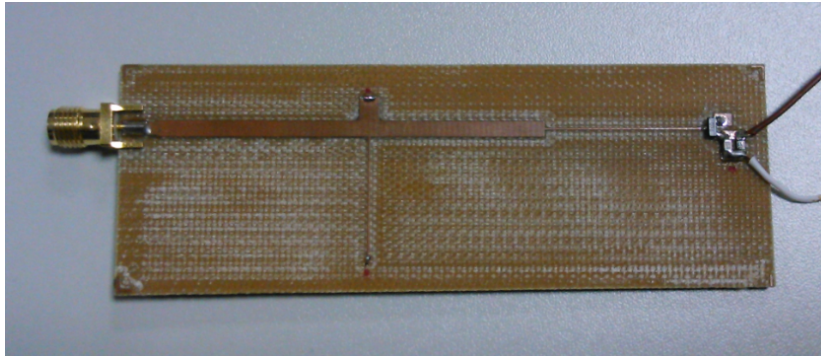


Figura 5.8: Conversor RF-DC de banda dupla.

5.2 Sinais de teste e *setup* laboratorial

Depois de construído, o conversor de banda dupla foi submetido a diferentes sinais de excitação, os quais foram introduzidos no capítulo anterior. A tabela 5.3 indica quais os sinais utilizados e suas características. De notar que ruído branco foi produzido e devidamente filtrado em Matlab de modo a possuir uma largura de banda de 20 MHz, a qual corresponde à largura de banda a 10dB do circuito conversor.

Sinal	Número de subportadoras (N)	Frequências de operação	Espaçamento entre frequências (δf)
CW1	1	939 MHz	--
CW2	1	1878 MHz	--
Multiseno	2	938 e 940 MHz	2 MHz
Multiseno	4	936, 937, 938 e 939 MHz	1 MHz
Multiseno	6	936, 936.5, 937, 937.5, 938 e 938.5 MHz	0.5 MHz
Multiseno harmonicamente espaçado	2	939 e 1878 MHz	900 MHz
Ruído branco	–	920 a 940 MHz (B = 20MHz)	–
Chirp comprimido (Radar)	–	920 a 940 MHz (B = 20MHz)	–

Tabela 5.3: Características dos sinais utilizados para avaliação do conversor de banda dupla.

A figura 5.9 representa um esquema do *setup* laboratorial utilizado. Sinais compostos por simples sinusoides foram gerados num R&S 7002A Vector Signal Generator o qual possui duas saídas RF de até 20GHz, fazendo com que seja ideal para o teste de um multiseno harmonicamente espaçado de duas subportadoras. Sinais mais complexos como ruído branco e sinais de radar foram processados em ambiente Matlab e carregados num Tektronix

70002A Arbitrary Waveform Generator com 16Gsamples/s. O *setup* é composto por um gerador de sinais seguido de um combinador de potência. De notar que o combinador de potência não pertence ao *setup* laboratorial nas experiências de sinais mais complexos. Em seguida é adicionado um atenuador variável com passos de 1dB, um amplificador e um acoplador direcional, conforme mostra a figura 5.9. O acoplador direcional permite conectar um medidor de potência ao sistema de modo a permitir a medição em tempo real da potência que se encontra efetivamente à entrada do conversor. Esta saída adicional permitiu também a fácil introdução de um analisador de espectros. Através de atenuadores fixos extras, foi possível gerar todos os sinais apresentados na tabela 5.3 com potências médias entre -20dBm e 3dBm.

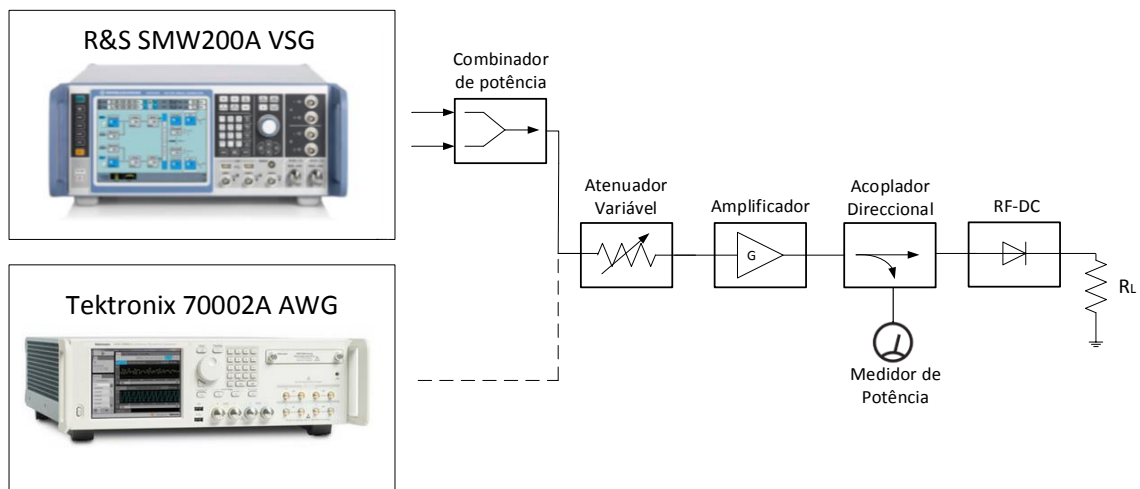


Figura 5.9: *Setup* experimental.

5.3 Desempenho perante sinais CW

A primeira experiência feita consiste em excitar o circuito conversor RF-DC com simples sinusoides nas frequências para o qual foi otimizado. A figura 5.10 apresenta os resultados em termos de tensão DC obtida e a figura 5.11 a eficiência de conversão de potência RF em potência DC.

É fácil concluir que o desempenho do circuito é bastante superior na banda inferior. Este facto deve-se essencialmente a duas causas:

- O substrato utilizado não é o melhor para aplicações RF. Se o seu desempenho não for o melhor a 939 MHz, muito pior será ao dobro desta frequência;
- A segunda causa deve-se ao facto de a capacidade da junção do diodo retificador começar a influenciar o desempenho a esta frequência.

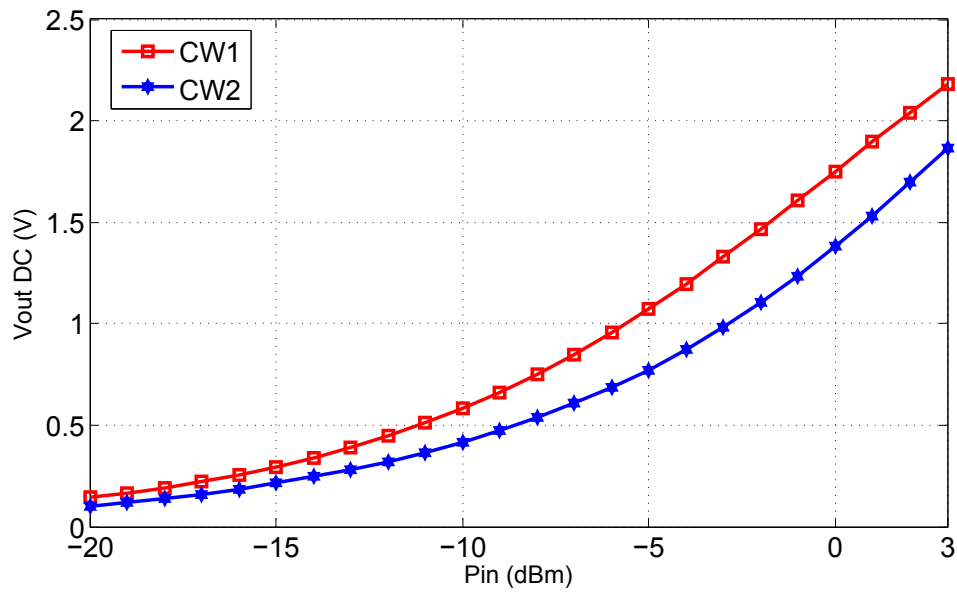


Figura 5.10: Tensão DC obtida usando uma única portadora em cada banda.

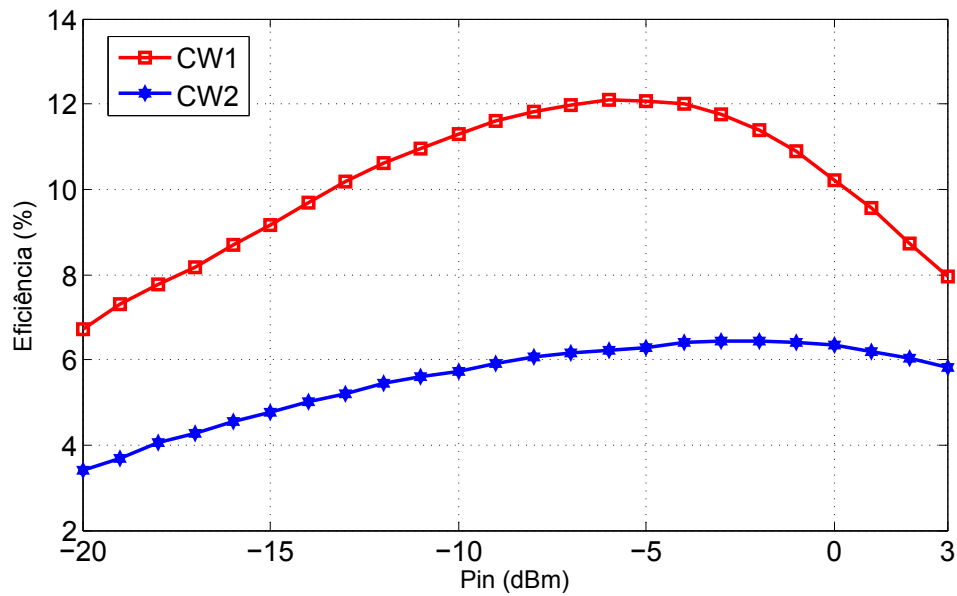


Figura 5.11: Eficiência de conversão.

5.4 Desempenho perante sinais não convencionais

- Multisenos em banda simples

Nesta subsecção estudaremos o comportamento do conversor perante sinais multisenos de banda única. As frequências das subportadoras foram escolhidas de forma a possuírem um coeficiente de reflexão no circuito recetor semelhante ao caso de um multisenos harmonicamente espaçado, para efeitos comparativos (tabela 5.3). Os resultados obtidos

apresentam-se na figura 5.12. As expressões 4.13 e 4.14 do capítulo 4 demonstram a dependência do PAPR com a fase relativa entre suportadoras verificando-se um máximo quando a combinação de fases nos argumentos dos cossenos se anulam ou assumem um valor múltiplo de 2π . Nesta experiência apenas se considerou o caso onde todas as suportadoras são transmitidas com a mesma fase relativa, maximizando este parâmetro.

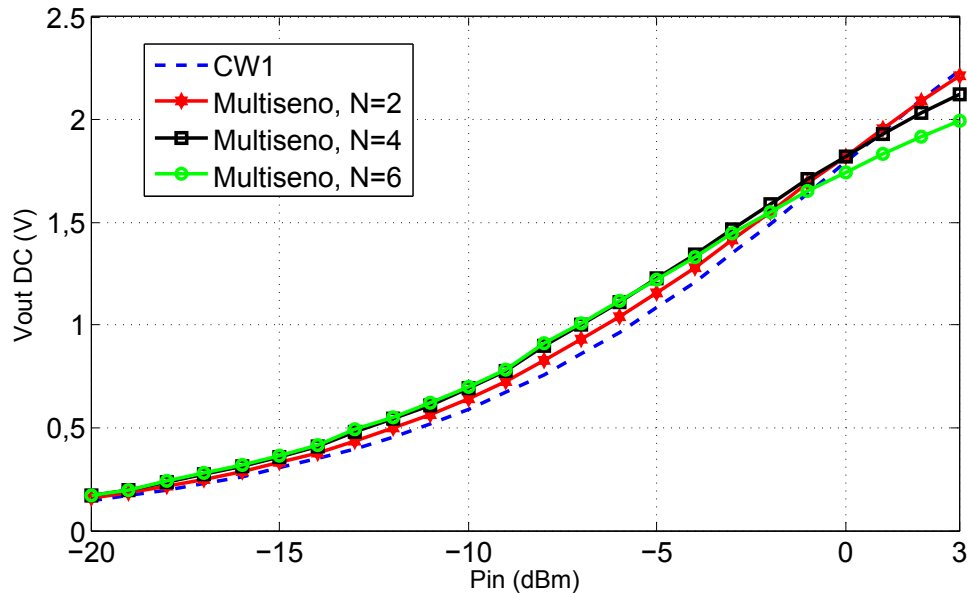


Figura 5.12: Tensão DC obtida usando os sinais multisenos da tabela 5.3 como sinais de excitação.

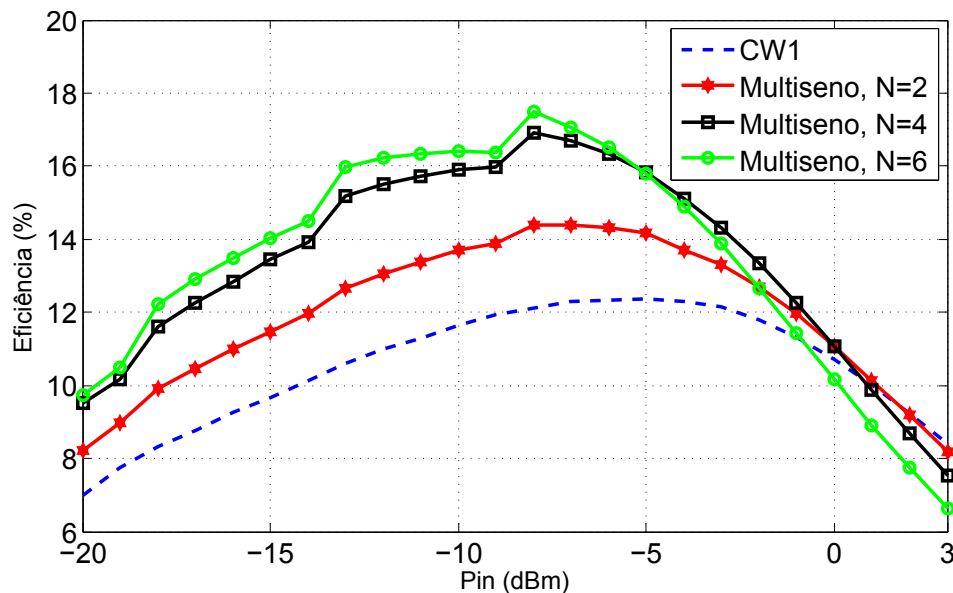


Figura 5.13: Eficiência de conversão RF-DC.

Conforme esperado, multisenos de ordem superior originam maior tensão DC e maiores eficiências de conversão quando comparados com o caso de uma única portadora, facto que

se deve ao seu elevado PAPR. No entanto, o espaçamento de frequências entre subportadoras apresenta impacto direto nos resultados. Na tentativa de fazer com que o coeficiente de reflexão seja semelhante em todas as experiências, o espaçamento de frequências entre subportadoras foi reduzido à medida que a ordem do multiseno aumenta, conforme representado na tabela 5.3. Um aumento da ordem de um multiseno implica um aumento da sua largura de banda. Relembra-se ainda que a frequência da envolvente resultante de um multiseno é igual ao espaçamento de frequências entre subportadoras e a redução do seu valor provoca o aparecimento de produtos de intermodulação a baixas frequências, originando elevada tensão de *ripple* na saída devido a uma filtragem menos eficaz. Este fenómeno pode ser observado pela eficiência de conversão onde é fácil visualizar que o ganho entre um multiseno de $N=2$, $\Delta f = 2MHz$ e o caso de CW1 é bastante superior quando comparado com o ganho entre um multiseno de $N=4$, $\Delta f = 1MHz$ e um multiseno de $N=6$ e $\Delta f = 0.5MHz$. Com estes resultados é ainda possível verificar que quanto maior for a ordem do multiseno, maior será o seu PAPR pelo que para potências elevadas do sinal de entrada a eficiência de conversão tende a diminuir mais rapidamente, pois o sinal possui energia suficiente para atingir a zona de *breakdown* do díodo retificador.

- **Multiseno harmonicamente espaçado (2 Subportadoras)**

A experiência que se segue e os seus resultados demonstram que este tipo de sinal excita o circuito conversor de uma forma mais eficiente, tanto para baixas potências como para altas potências. A sua característica de picos de tensão positiva elevada beneficiam a eficiência para baixas potências enquanto que a sua baixa tensão de pico negativo beneficia para potências mais elevadas. Além da propriedade assimétrica, um multiseno harmonicamente espaçado possui frequência de pico resultante igual à frequência fundamental utilizada permitindo uma filtragem RC mais eficiente. De notar que este sinal pode ser considerado um multiseno tradicional de $N=2$ e $\Delta f = 939MHz$. Devido à facilidade oferecida pelos instrumentos utilizados na medição no caso de duas subportadoras, nesta parte do trabalho procedeu-se à variação da fase relativa entre elas e a tensão DC gerada foi registada de acordo com a figura 5.14. A potência média utilizada à entrada do conversor foi de -14dBm. Os resultados obtidos indicam a existência de uma forte dependência com a fase relativa entre subportadoras e apresenta um máximo para uma fase relativa de 220° . Este valor foi obtido fixando a fase da portadora a 939MHz e variando a fase da portadora a 1878MHz. Analisando as expressões 4.16 e 4.17 (Capítulo 4), este resultado parece contraditório, pois subportadoras em fase constitui um dos melhores casos. De facto, quando o sinal emitido é capturado pela antena recetora (gerador de sinais neste caso), ele terá de percorrer a malha de adaptação onde cada subportadora irá sofrer desvios de fase diferentes, dado que se encontram relativamente distantes em frequência, destruindo o PAPR do sinal apresentado à entrada do díodo retificador. Fixando a fase relativa entre subportadoras igual a 220° , registou-se os dados das figuras 5.15 e 5.16, representando a tensão DC obtida e a eficiência de conversão respetivamente. Resultados do multiseno de banda simples com $N=2$ e $\Delta f = 2MHz$ e da CW1 são adicionados para efeitos comparativos.

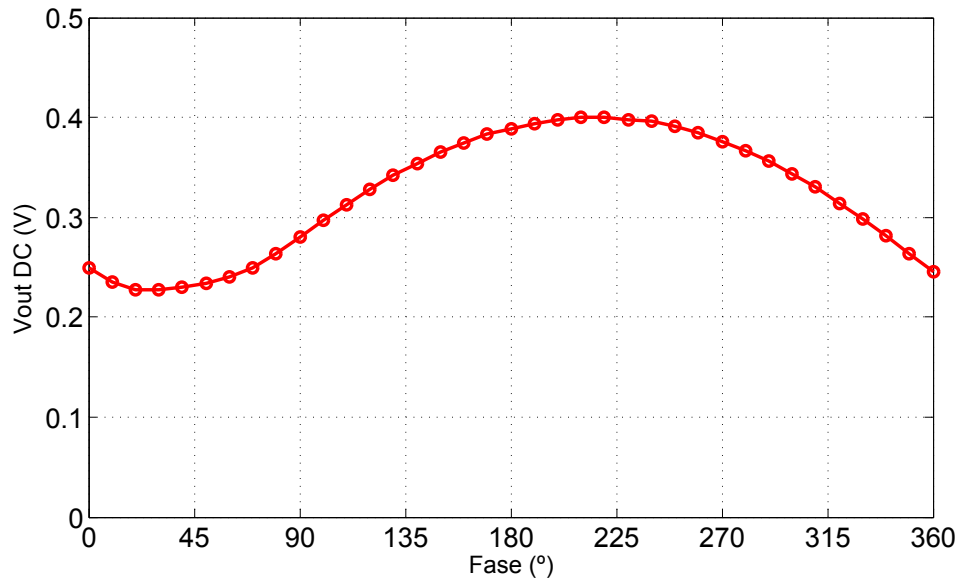


Figura 5.14: Dependência da tensão DC em função das fases relativas entre subportadoras para $P_{in} = -14dBm$.

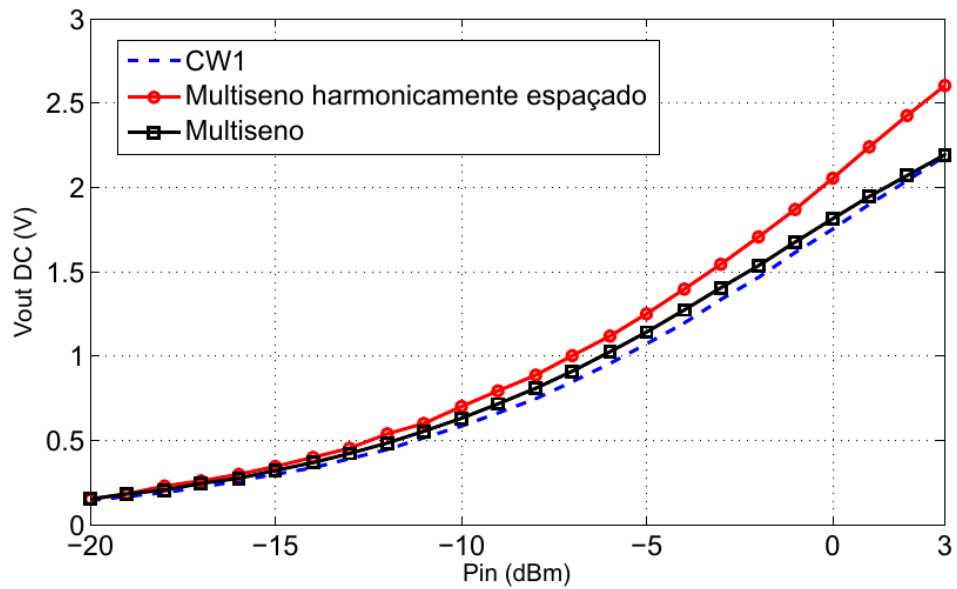


Figura 5.15: Tensão DC de saída em função da potência do sinal de entrada.

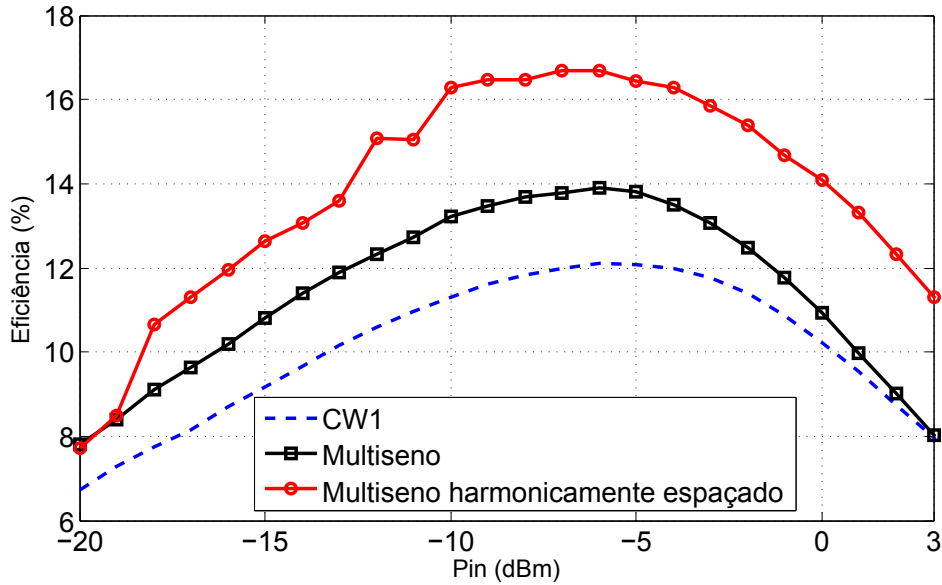


Figura 5.16: Eficiência de conversão RF-DC.

- Ruído branco e *Chirp* comprimido (Sinal de Radar)

Dadas as características no domínio do tempo do ruído branco gaussiano em termos do seu PAPR, procedeu-se à medição do comportamento do conversor quando excitado por este sinal e os resultados apresentam-se nas figuras 5.17 e 5.18. O sinal caracteriza-se por seguir uma distribuição gaussiana de média nula e variância unitária e foi devidamente processado de modo a poder ser usado para testes no conversor construído.

Em simultâneo apresenta-se os resultados obtidos quando um sinal típico de radar, mais concretamente um pulso *chirp* comprimido, é usado como sinal de entrada. Antes de efetuar estas medições algumas considerações foram tomadas. Sabendo que o PAPR resultante de um *chirp* comprimido aumenta com a duração do pulso *chirp* básico τ e que o tempo efetivo do pulso comprimido é inversamente proporcional à sua duração, vários testes foram realizados e os resultados são reportados na tabela 5.4 onde $V_{out,DC}$ representa a média do sinal obtido, $V_{out,max}$ o seu valor máximo, $V_{out,min}$ a tensão mínima e $V_{out,ripple}$ diferença entre a tensão máxima e mínima. Todas as versões deste sinal possuem -20dBm de potência média.

A tabela 5.4 compara os resultados do sinal de saída para os vários *bursts* de pulsos comprimidos à entrada do circuito retificador. Duas conclusões importantes a retirar são:

- O PAPR do sinal de excitação aumenta com o aumento da duração do pulso *chirp* básico. Esta propriedade já foi alvo de discussão no capítulo 4. De notar que a tensão de pico obtida aumenta com o aumento do PAPR do sinal;
- Apesar da característica de PAPR elevado ser desejada, o seu aumento não implica obter uma maior tensão DC na saída do conversor. Este facto deve-se à constante de tempo do filtro passa baixo RC que se encontra depois do díodo retificador. Maiores

B (MHz)	τ (μs)	PAPR (dB)	$V_{out,DC}$ (mV)	$V_{out,max}$ (mV)	$V_{out,min}$ (mV)	$V_{out,ripple}$ (mV)
20	10	14.3	70.9	567.2	0	567.2
20	5	13.1	91.6	409.2	0.9	408.3
20	2	11.3	125.7	268.4	41.2	227.2
20	1	9.9	155.2	230.8	96.2	134.6
20	0.5	8.6	177.5	216.7	144.8	71.9
20	0.28	7.4	187.3	208.1	171.1	37.0
20	0.1	5.2	174.1	180.3	169.3	11.0

Tabela 5.4: Características do sinal gerado pelo conversor para vários valores de τ e mesma potência média.

constantes de tempo levariam a um menor valor de tensão ripple, gerando mais tensão DC.

Ainda de acordo com a tabela 5.4, a duração do pulso *chirp* básico que revela o melhor resultado em termos de tensão DC gerada corresponde a $\tau = 0.28\mu s$. Pulsos longos originam oscilações não desejáveis na saída do conversor e pulsos demasiado curtos não possuem PAPR suficiente para excitar o diodo retificador de modo eficiente. Para o caso de $\tau = 0.28\mu s$, a tensão média de saída e a sua eficiência de conversão foram medidas em função da potência média apresentada à entrada do conversor. Estes valores são respetivamente reportados nas figuras 5.17 e 5.18, onde os resultados de sinais anteriores foram incluídos para efeitos comparativos.

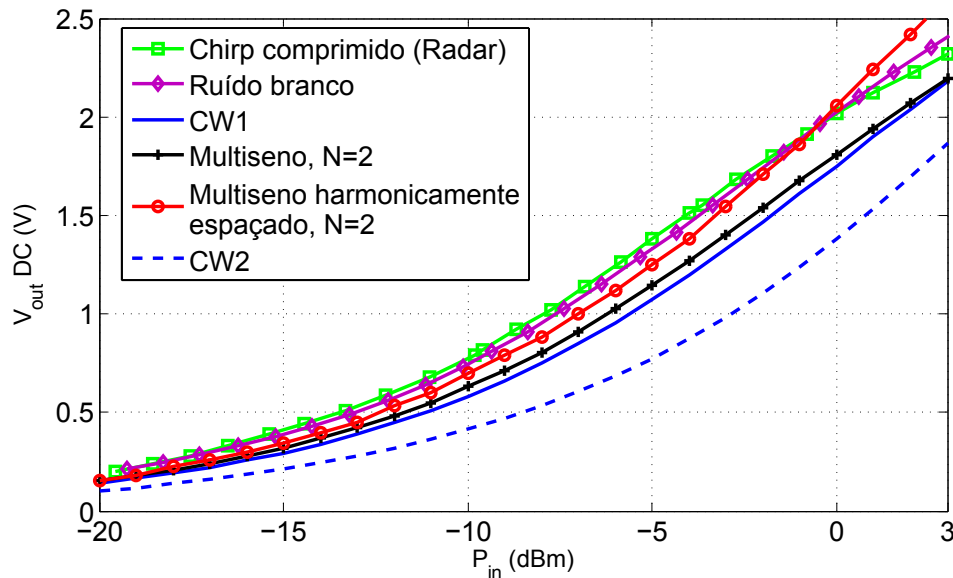


Figura 5.17: Tensão DC de saída em função da potência do sinal de entrada.

É fácil concluir que as formas de onda utilizadas em radares possuem os melhores resultados especialmente para baixas/médias potências. É necessário realçar que, apesar da demonstração da superioridade do desempenho de sinais do tipo *chirp* comprimido em termos de conversão de potência RF em potencia DC, o seu elevado PAPR faz com que

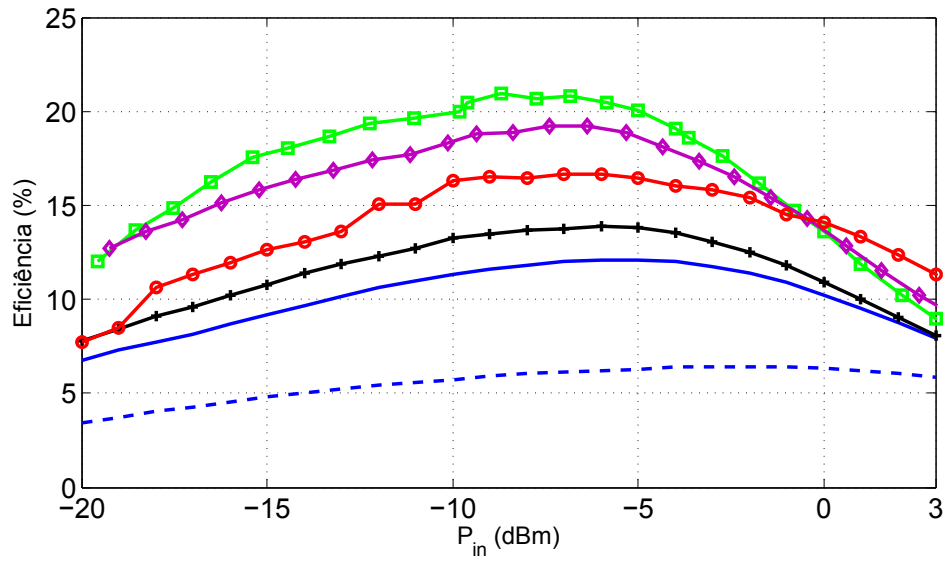


Figura 5.18: Eficiência de conversão RF-DC.

atinga a zona de *breakdown* do díodo para potências superiores quando comparado com outros sinais, provocando uma abrupta diminuição de eficiência de conversão para estas potências. A título de curiosidade, através da expressão 4.6, seria necessário um multisenso de $N=4$ subportadoras de fases sincronizadas para obter um sinal no domínio do tempo com um PAPR semelhante ao obtido com um *chirp* comprimido de duração $\tau = 0.28\mu s$. A utilização de ruído branco constitui também um dos melhores casos.

Capítulo 6

Conclusão e trabalho futuro

Novas técnicas de transmissão de energia sem fios baseadas em formas de onda de radares e multisenos harmonicamente espaçados foram propostas e experimentalmente validadas. Pulsos comprimidos de elevado PAPR resultantes de sinais do tipo *chirp* mostraram ser interessantes para aumento da eficiência de conversão de energia RF em energia DC quando comparados com o caso tradicional de portadora única. Os resultados obtidos neste capítulo experimental confirmam ser possível aumentar a eficiência de conversão RF-DC desenhando formas de onda apropriadas. Todos os sinais utilizados baseiam-se em obter um sinal no domínio do tempo com um PAPR elevado. Desta forma, em vez de se ter um sinal cuja energia está distribuída de igual forma ao longo do tempo, teremos sinais onde a sua energia se concentra periodicamente num curto intervalo de tempo. Como foi demonstrado, esta característica permite que os conversores RF-DC gerem mais tensão DC e sejam mais eficientes para baixas potências. Os sinais chirp pulsados e comprimidos apresentam os melhores resultados, verificando-se um aumento de eficiência de conversão de cerca de 10% em relação ao caso tradicional de portadora única. Em seguida segue-se o ruído branco gaussiano cuja característica de PAPR elevado permite que o conversor se torne mais eficiente. Apesar de estes sinais apresentarem os melhores resultados, não podemos esquecer as características dos sinais do tipo multisenos. Os multisenos apresentam a vantagem de poderem ser escalados, isto é, fazer uso de um maior número de subportadoras originando um sinal com um PAPR superior. O uso de um maior número de subportadoras implica um aumento de largura de banda do sinal resultante. De facto, o circuito conversor de banda dupla implementado apresenta uma largura de banda a 10 dB de aproximadamente 20 MHz, pelo que não foi possível testá-lo com multisenos de ordem elevada. O autor considera que o circuito apresenta uma largura de banda estreita e pela sua experiência, o aumento do número de bandas do conversor origina ressonâncias progressivamente mais estreitas. Embora não apresentado, uma malha de adaptação harmonicamente espaçada de tripla banda foi conseguida através de simulação. Outro parâmetro que influencia a largura de banda é a resistência de carga, verificando-se que para resistências de carga superiores, a largura de banda efetiva diminui. Esta característica não influencia o funcionamento de um multisenos harmonicamente espaçado, dado que apenas uma subportadora é usada em cada banda. Multisenos harmonicamente espaçados revelam excitar os díodos retificadores de forma eficiente. A sua característica de tensão de pico positiva elevada beneficia a eficiência de conversão para baixas potências enquanto a sua baixa tensão de pico negativo beneficia a eficiência para potências elevadas, evitando que o sinal atinja a zona de *breakdown* do díodo.

Outro aspeto importante e que requer alguma justificação é a resistência de carga utilizada no conversor implementado. Ao longo deste documento demonstrou-se que a carga resistiva que maximiza a transferência de energia é relativamente baixa (aproximadamente $7\text{ K}\Omega$ para o conversor projetado, figura 5.2). Por forma a obter um sinal DC considerável para efeitos comparativos entre os vários sinais de excitação, o valor escolhido para a carga foi de $30\text{ K}\Omega$. Este valor reflete-se diretamente na eficiência de conversão, resultando numa perda de aproximadamente 50% em relação à máxima eficiência que se poderia obter usando a carga resistiva ótima. Existe portanto, um compromisso entre eficiência e tensão DC gerada e o valor da carga resistiva. Conforme referido anteriormente, existe ainda uma outra justificação para o uso desta carga. Sendo um multisenso tradicional de banda única constituído por N subportadoras espaçadas entre si de Δf , onde $\Delta f \ll f_c$, através do processo de retificação produtos de intermodulação de baixa frequência vão ser adicionados ao sinal. Estas componentes de baixa frequência necessitam de um filtro passa baixo com uma constante de tempo RC elevada por forma a serem efetivamente removidas, obtendo-se um sinal DC com menos tensão de *ripple*.

Como trabalho futuro, malhas de adaptação alternativas deverão ser consideradas e exploradas por forma a obter um conversor multi-banda de ordem superior e desta forma verificar o comportamento dos conversores perante sinais multisenso harmonicamente espaçados de ordem superior a dois. Com o trabalho reportado em [43], uma demonstração analítica e experimental foi efetuada comprovando-se ser possível transmitir simultaneamente informação e energia através do uso de multisenos. Um multisenso harmonicamente espaçado possui uma expressão matemática semelhante à de um multisenso tradicional indicando ser possível a transmissão de informação. Desta forma, esta técnica poderá ser futuramente utilizada em sistemas de transmissão de energia sem fios onde a transferência de informação é também necessária, como sendo sistemas RFID ou WSN.

Bibliografia

- [1] Harrop P., Harrop J., Das R., "Internet of Things 2015-2025", IDTechEx webinar slides, May 2014
- [2] Hugo Miguel Cravo Gomes. "Construção de um sistema de RFID com fins de localização especiais", 2007.
- [3] N. Tesla, "Apparatus for transmitting electrical energy," US patent number 1,119,732, issued in Dez. 1914
- [4] Nikola Tesla, "The Transmission of Electrical Energy Without Wires as a Means for Furthering Peace," *Electrical World and Engineer*. Jan. 7, p. 21, 1905.
- [5] W.C. Brown, J.R. Mims and N.I. Heenan, "An Experimental Microwave-Powered Helicopter", 965 *IEEE International Convention Record*, Vol. 13, Part 5, pp.225-235
- [6] Brown., W. C. "The History of Power Transmission by Radio Waves". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 32 (Volume: 32, Issue: 9 On page(s): 1230-1242+ ISSN: 0018-9480): 1230, September 1984
- [7] [Online] <http://www.nss.org/settlement/ssp/>, Consultado em março de 2014
- [8] Alírio Boaventura, "Leitor/Gravador RFID – Banda HF (13.56 MHz)", 2009.
- [9] [Online] <http://spectrum.ieee.org/green-tech/solar/how-japan-plans-to-build-an-orbital-solar-farm>, Consultado em julho de 2014
- [10] Banco de imagens do Google. Pesquisado por "Nikola Tesla" em julho de 2014.
- [11] N. Shinohara, "Wireless Power Transmission for Solar Power Satellite (SPS)", Second Draft. Disponível em: <http://www.sspi.gatech.edu/wptshinohara.pdf>
- [12] Banco de imagens do Google. Pesquisado por "Space Based Solar Power" em julho de 2014.
- [13] C.G. Kim, D.H. Seo, J.S. You, J.H. Park, and B.H. Cho. "Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone", *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 48, No. 6, December 2001
- [14] S.Y.R. Hui and W.W.C. Ho, "A new generation of universal contactless Battery Charging platform for portable Consumer Electronic equipment", *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 20, No. 3, May 2005

- [15] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [16] [Online] <http://phys.org/news182608923.html>, Consultado em Agosto de 2014
- [17] Shyma.S, Sindhuja.E, "Wireless Power Transmission from Solar Power Satellite", *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Volume 5, Issue 2, February 2014.
- [18] Banco de imagens do Google. Pesquisado por "Inductive Coupling" em setembro de 2014.
- [19] Summerer Leopold, Purcell Oisin, "Concepts for Wireless Energy transmission via Laser", European Space Agency (ESA) - Advanced Concepts Team, 2009.
- [20] Kawasaki S., "Microwave Power Transmission in a Spacecraft and to a Rover", Presentation on International summer school on wireless power transmission for space applications, June 2014
- [21] Banco de imagens do Google. Pesquisado por "Resonant Inductive Coupling" em setembro de 2014.
- [22] [Online] <http://miniprojectsofelectronic.blogspot.pt/>, Consultado em Dezembro de 2014.
- [23] [Online] <http://spectrum.ieee.org/transportation/mass-transit/a-critical-look-at-wireless-power>, Consultado em Outubro de 2014
- [24] Energy Harvesting. "ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers." Texas Instruments White paper, 2010.
- [25] S. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [26] S. A. Maas, "Nonlinear Microwave and RF Circuits", 2nd edition, Artech House, 2003.
- [27] HSMS-2850 Series, Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diode, Technical Data, Agilent Technologies
- [28] HSMS-285x, Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes, Avago Technologies
- [29] MACOM Technology Solutions, "Principles, Applications and Selection of Receiving Diodes", Application Note, REV. V1
- [30] Designing the Virtual Battery: Application Note 1088, Avago Technologies
- [31] José Carlos Pedro and Nuno Borges Carvalho "Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits", Artech House, Norwood, 2003.
- [32] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition. John Wiley & Sons, Inc., 2005.

- [33] [Online] http://en.wikipedia.org/wiki/Thermionic_emission, Consultado em Outubro de 2014.
- [34] J. Guo, H. Zhang, X. Zhu, "Theoretical Analysis of RF-DC Conversion Efficiency for Class-F Rectifiers", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 62, no. 4, April 2014
- [35] M. Roberg, T. Reveyrand, I. Ramos, E. A. Falkenstein and Z. Popovic, "High efficiency harmonically terminated diode and transistor rectifiers" *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 12, pp. 4043-4052, Dec.2012.
- [36] Ohira T., "Power efficiency and optimum load formulas on RF rectifiers featuring flow-angle equations", *IEICE Electronics Express*, vol. 10, no. 11, pp. 1–9, 2013.
- [37] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, T. Seki and M. Kawashima, "Development of improved 24GHz band class-F load rectennas", in *Proc. IMWS-IWPT2012*, Kyoto, Japan, May 2012, pp.163–166.
- [38] D. Schmelzer and S. I. Long, "A GaN HEMT Class F Amplifier at 2 GHz with \geq 80% PAE," *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSIC)*, Nov. 2006, pp. 96–99.
- [39] J.F. Dickson, "On-Chip High-Voltage Generation in NMOS Integrated Circuit Using an Improved Voltage Multiplier Technique", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-11, No. 3, 1976.
- [40] H. Yan, J. G. M. Montero, A. Akhnoukh, L. C. N. de Vreede, and J. N. Burghart, "An integration scheme for RF power harvesting" presented at the 8th Annu. Workshop Semiconductor Advances Future Electron. Sensors, Veldhoven, The Netherlands, 2005.
- [41] M.S. Trotter, G.D. Durgin, "Survey of range improvement of commercial RFID tags with power optimized waveforms", *IEEE RFID Conference 2010*
- [42] C. R. Valenta and G. D. Durgin, "Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems", *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 108–120, Jun. 2014.
- [43] Boaventura, A.J.S.; Carvalho, N.B. "Extending Reading Range of Commercial RFID Readers", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, On page(s): 633 - 640 Volume: 61, Issue: 1, Jan. 2013
- [44] C.R.Valenta, G.D.Durgin, "Rectenna performance under power-optimized waveform excitation", *RFID IEEE International Conference*, pp. 237-244, April 2013.
- [45] R. Fernandes, A. S. Boaventura, N. Carvalho, and J. Matos, "Increasing the range of wireless passive sensor nodes using multisines," *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, pp. 549 – 553, September 2011.
- [46] Boaventura, A.J.S.; Carvalho, N.B. "Maximizing DC power in energy harvesting circuits using multisine excitation", *IMS2011- International Microwave Symposium*, Baltimore, USA, June 2011

- [47] M. S. Trotter, J. D. Griffin and G.D. Durgin "Power-Optimized Waveforms for Improving the Range and Reliability of RFID Systems", IEEE International Conference on RFID, 2009
- [48] Fuzy, C., Zolomy, A., "Design of Broadband Complex Impedance-Matching Networks and their Applications for Broadbanding Microwave Amplifiers", Microwave Radar and Wireless Communications, pages 1-4, June 2010
- [49] J. Harvey, E.R. Brown, D.B. Rutledge, R.A. York, "Spatial Power Combining for High Power Transmitters", IEEE Microwave Magazine, December 2000.
- [50] Boaventura, A.J.S., Collado, A., Georgiadis, A., Carvalho N.B., "Spatial Power Combining of Multi-Sine Signals for Wireless Power Transmission Applications", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Page(s):1022 - 1030 Volume:62 , Issue: 4, April 2014.
- [51] Boaventura, A.J.S.; Carvalho, N.B., "Spatially-Combined multisine transmitter for wireless power transmission", IEEE Wireless Power Transmission Conference 2013, Perugia, Italy, May 2013.
- [52] R.A. York, R.C. Compton, "Coupled-Oscillator Arrays for Milimeter-Wave Power-Combining and Mode-Locking", IEE International Microwave Symposium, California USA, 1992.
- [53] A. Georgiadis, A. Collado, "Mode locked oscillator arrays for efficient wireless power transmission", IEEE Wireless Power Transmission Conference 2013, pp. 73-75, Perugia, Italy, May 2013.
- [54] Collado, A., Georgiadis, A., "Optimal Waveforms for Efficient Wireless Power Transmission", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume.24 , Issue. 5, pp. 354 - 356, May 2014.
- [55] F. Dachselt and W. Schwarz, "Chaos and cryptography", IEEE Trans. on Circuits and Systems I, vol. 48, Dec. 2001.
- [56] M. Wada, J. Kawata, Y. Nishio, and A. Ushida, "Ber estimation on a chaos communication system including modulation demodulation circuits", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, Mar. 2000.
- [57] O. Tsakiridis, D. Syvridis, E. Zervas and J. Stonham, "Chaotic Operation of a Colpitts Oscillator in the Presence of Parasitic Capacitances", in Proc. EHAC'03, Salzburg, Austria, pp. 240-245, 2004.
- [58] A. Collado, A. Georgiadis, et al., "Improving wireless power transmission efficiency using chaotic waveforms", 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal, June 2012.
- [59] [Online] http://en.wikipedia.org/wiki/Christian_H%C3%BClsmeyer, Consultado em Outubro de 2014.
- [60] Heuel S., "Radar Waveforms for A&D and Automotive Radar", Rohde & Schwarz White Paper, November 2013.

- [61] M. I. Skolnik, Radar Handbook,3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2008.
- [62] M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, Principles of Modern Radar. Basic Principles,Edison, NJ: SciTech Publishing, 2010.
- [63] Patel, K. ,Neelakantan, U., Gangele, S., Vacchani, J.G., Desai, N.M. "Linear Frequency Modulation Waveform Synthesis", 2012 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science.
- [64] C. Lo, Y. Yang, C. Tsai, C. Lee, "Novel wireless impulsive power transmission to enhance the conversion efficiency for low input power", Microwave Workshop series on innovative wireless power transmission, 2011.
- [65] C. Lo, Y. Yang, C. Tsai, C. Lee, "Efficiency Improvement of the Impulsive Wireless Power Transmission Through Biomedical Tissues by Varying the Duty Cycle", Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International, pp . 175 - 178, May 2011
- [66] M. L. Chuang, "Dual-band impedance transformer using two section shunt stubs", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol.58, No.5, pp.1257-1263, 2010.

