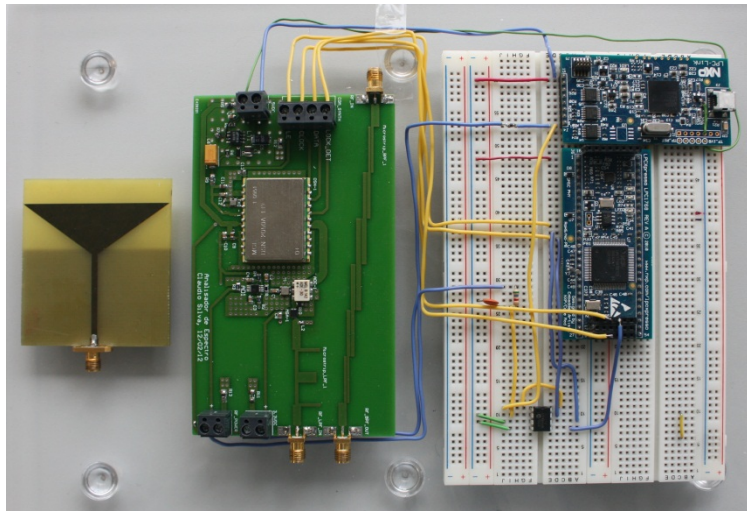


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia de Electrónica e
Telecomunicações e de Computadores



**Analizador de espectro de baixo custo com frequência
de operação entre 2 e 3GHz**

Cláudio Alves da Silva
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrónica e
Telecomunicações

Orientador:

Prof. Doutor Pedro Pinho

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Mário Véstias

Arguente: Prof. Doutor Nuno Borges Carvalho

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao meu orientador Eng^o Pedro Pinho pela ajuda e dedicação transmitida ao longo deste trabalho. Também gostaria de agradecer a todos os elementos do Instituto de Telecomunicações, polo de Aveiro, que duma maneira ou de outra tornaram este trabalho realizável.

Também gostaria de agradecer ao Eng^o João Casaleiro e colega Tiago Oliveira, Assistente do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, pela ajuda preciosa na parte de concepção da placa de recepção rádio. Ao Eng^o Carlos Mendes agradeço a ajuda na concepção e estudo da antena.

Queria também agradecer a todos os meus colegas desta jornada e em especial ao meu amigo João Nascimento pela interajuda ao longo de todo o curso. Sem ele esta etapa da minha vida não teria sido tão bem sucedida.

Aos meus pais, irmão e futuros sogros o meu agradecimento por não me deixarem desistir contra todas a adversidades que foram surgindo. Sempre me ajudaram a seguir em frente e fizeram-me sonhar para conseguir sempre mais e melhor.

Por fim, à minha namorada Rute Marques por tudo o que ela significa para mim e ajuda fundamental na concepção deste documento.

A todos o meu Muito Obrigado!

Resumo

Com o surgimento de novos sistemas de telecomunicações sem fios, que necessitam de maiores potências de emissão e largura de banda disponível, surgem os regulamentos que controlam as emissões rádio. Só assim estas tecnologias podem coexistir em bandas próximas, com o máximo desempenho e com a garantia que os níveis de poluição electromagnética não são ultrapassados. Cada vez mais, regulamentos que limitam a potência da transmissão têm em vista questões de saúde pública e por isso devem ser estritamente respeitados.

Para se poder controlar as emissões rádio é necessário um dispositivo que consiga analisar o espectro rádio. Um dos instrumentos fundamentais na metrologia de radiofrequência é o analisador de espectros, que tem como principal função apresentar a potência de porções do espectro em função da frequência. Existem vários tipos de analisadores espectrais, que se baseiam em arquiteturas de recepção distintas. O tipo de analisador define a sua complexidade e o tipo de análises que consegue fazer.

Com esta dissertação pretende-se mostrar a implementação de um analisador de espectro portátil, de baixo custo, baseado num receptor heteródino e com uma frequência de operação compreendida entre os 2 e os 3 GHz. Este projecto abrange diversas áreas, desde o *hardware* de recepção rádio, passando pelo microcontrolador que faz a aquisição de dados e comunicação com o computador, acabando na aplicação que foi desenvolvida em *Java* para permitir ao utilizador uma interface de utilização simples e funcional. Foi também desenvolvida com sucesso uma antena impressa adequada à banda de frequência referida.

Embora tenham existidos problemas simples, um na localização do filtro passa-banda e o outro na resposta do filtro intermédio, os objectivos foram alcançados obtendo-se um analisador de espectro portátil, funcional e de baixo custo, conforme pretendido. O analisador tem um erro máximo na detecção de potência de 2,5 dB e o tempo de varrimento máximo é cerca de 16 segundos com 500 pontos de resolução. Foram realizadas várias medições e uma comparação com um analisador de espectros comercial, para demonstrar o funcionamento e desempenho do analisador desenvolvido, tendo os resultados sido bastante promissores. A funcionalidade deste analisador medir a potência do sinal ao longo do tempo é uma mais-valia face ao analisador comercial utilizado para a comparação.

Palavras-Chave

Analisador de espectro, espectro rádio, arquiteturas de recepção rádio, antena, sem fios, filtros, detecção de potência, portátil, baixo custo, microcontrolador, Java

Abstract

With the emergence of new wireless telecommunications systems, that require higher transmission power and bandwidth availability, it appears regulations that control radio emissions. So these technologies can coexist in close bands with maximum performance and ensuring the levels of electromagnetic pollution is not exceeded. Regulations that limit the power of the radio communications is increasing, because public health issues must be strictly respected. In order to control radio emissions a device is required to analyze the radio spectrum. One of the tools is the spectrum analyzer, whose main function is to exhibit the power of portions of the spectrum as a function of the frequency. There are various types of spectrum analyzers, which are based on distinct architectures of reception. The type of analyzer sets its complexity and the type of analysis it can do.

This dissertation shown the implementation of a low cost, portable spectrum analyzer, based on a heterodyne receiver with an operating frequency between 2 GHz and 3 GHz. This project covers many fields, since the hardware for radio receipt, through the microcontroller which makes data acquisition and communication with the computer, ending in the Java application that was developed to allow a user friendly and functional interface. It has also been successfully developed a broadband printed antenna, suitable for the operating bandwidth.

Although there have existed problems in the disposal of the band-pass filter and in the response of the intermediate filter. The objectives have been achieved, obtaining a portable spectrum analyzer, functional and low cost as desired. The analyzer has a maximum error accuracy in detecting power of 2.5 dB and maximum sweep time is about 16 seconds with 500 resolution points. There were made several measurements and a comparison with a commercial spectrum analyzer, to demonstrate the operation and performance of the analyzer developed and the results were very promising. The feature of this analyzer that measure the signal strength over time is an advantage over the commercial analyzer used for comparison.

Keywords

Spectrum analyzer, radio spectrum, radio reception architectures, antenna, wireless, filters, power detection, portable, low-cost, microcontroller, Java

Índice

Índice ix

Índice Figuras	xi
Índice Tabelas	xv
Lista de Acrónimos	xvii
1. Introdução.....	1
1.1. Objectivos.....	2
1.2. Organização do documento	3
2. Arquitecturas de recepção rádio	5
2.1. Receptor heteródino	8
2.1.1. Problema da banda imagem.....	10
2.1.2. Problema da parte espectral negativa	13
2.2. Receptor homodino	15
2.2.1. Sincronismo do oscilador local.....	17
2.2.2. Componente contínua.....	18
2.2.3. Problema da conversão directa	19
2.3. Receptores rejeita-imagem	20
2.3.1. Receptor Digital- <i>IF</i>	21
2.4. Tipos de analisadores de espectro	22
2.4.1. Analisador de espectro <i>FFT</i>	26
2.4.2. Analisador de espectro heteródino	27
2.4.3. Analisador de Espectro <i>VSA</i>	29
3. Implementação Andar de Recepção	31
3.1. Filtro de entrada.....	33
3.1.1. Medições	35
3.2. Amplificador de baixo ruído.....	37
3.2.1. Medições	39
3.3. Misturador	40
3.4. Oscilador Local.....	42
3.4.1. Alimentação da <i>PLL</i>	43
3.5. Filtro <i>IF</i>	44
3.6. Detector de potência.....	46
3.7. Resultados	48
4. Antena	53
4.1. Estudo paramétrico	55
4.1.1. Variação da altura da antena (<i>L</i>).....	55
4.1.2. Variação da largura da antena (<i>W</i>).....	57
4.1.3. Variação da largura do plano de massa da antena (<i>W_ground</i>)	60
4.1.4. Variação da altura do plano de massa da antena (<i>L_ground</i>).....	62

4.1.5.	Varição da interface da antena com a linha de transmissão	64
4.1.6.	Varição do tamanho da linha de transmissão (L_Trans).....	66
4.2.	Dimensionamento e simulação	69
4.3.	Implementação e resultados medidos.....	76
5.	Interface gráfica e controlo do sistema	81
5.1.	Unidade de comunicação e controlo	83
5.1.1.	Programação do sintetizador.....	84
5.1.2.	Comunicação entre microcontrolador e aplicação	87
5.2.	Aplicação.....	90
5.2.1.	Calibração.....	92
5.2.2.	Utilização	94
5.3.	Resultados	95
5.3.1.	Análise de sinais no domínio da frequência	96
5.3.2.	Análise de sinais no domínio do tempo.....	102
6.	Conclusões.....	105
6.1.	Trabalho Futuro	106
A.	Esquemas Eléctricos e <i>PCB</i>	107
A.1.	Andar de Entrada	107
A.2.	Andar de rádio	108
A.3.	Andar de detecção.....	109
A.4.	Alimentação.....	110
A.5.	Esquemas globais.....	111
B.	Análise de custo	115
	Referências... ..	117

Índice Figuras

Figura 1 - Diagrama de atribuição de frequências (extraído de [1]).....	1
Figura 2 - Diagrama de blocos de um receptor rádio genérico com antena	5
Figura 3 – Transmissor de um <i>front end</i> de um <i>transceiver wireless</i>	6
Figura 4 - Receptor de um <i>front end</i> de um <i>transceiver wireless</i>	6
Figura 5 - Rejeição necessária de um hipotético filtro passa-banda de um <i>front-end</i>	7
Figura 6- Efeito da não linearidade na cadeia de recepção	8
Figura 7 - Conversão para baixa frequência no receptor heteródino	9
Figura 8 - Diagrama blocos do receptor heteródino genérico	9
Figura 9 - Problema da banda imagem no receptor heteródino.....	10
Figura 10 - Diagrama blocos do receptor heteródino com filtro rejeita-imagem	11
Figura 11 - Rejeição da imagem versus atenuação da interferente para uma frequência intermédia elevada	11
Figura 12 - Rejeição da imagem versus atenuação da interferente para uma frequência intermédia baixa.....	12
Figura 13 - Guia para selecção de filtros do fabricante <i>MtronPTI</i> , frequência em GHz (extraído de [2]).....	13
Figura 14 - Sobreposição espectral inexistente com escolha correcta da frequência intermédia.....	14
Figura 15 - Sobreposição espectral com escolha incorrecta da frequência intermédia.....	14
Figura 16 – Diagrama blocos do receptor homodino genérico.....	15
Figura 17 - Processo de conversão homodino.....	16
Figura 18 - Receptor homodino com estágio de processamento de banda base	17
Figura 19 - Processo de conversão homodino com desvio em frequência no oscilador local	18
Figura 20 – Fenómenos de automistura no receptor homodino	18
Figura 21 - Circuito inversor de fase a 90° (extraído de [3]).....	20
Figura 22 - Inversão de fase a 90° no tempo (a) e no domínio da frequência (b) (extraído de [3])	21
Figura 23 - Receptor <i>Digital-IF</i> (extraído de [3])	22
Figura 24 - Analisador de espectro de secretaria da <i>Agilent</i> (extraído de [4])	23
Figura 25 - Analisador de espectro portátil da <i>Aaronia</i> (extraído de [5]).....	23
Figura 26 - Domínio do tempo versos domínio da frequência (extraído de [4])	24
Figura 27 - Diagrama de blocos de um analisador de espectro <i>FFT</i> genérico.	26
Figura 28 - Diagrama de blocos básico do analisador de espectro heteródino (extraído de [4])	27
Figura 29 - Diagrama de blocos básico do analisador de espectro <i>VSA</i> (extraído de [6]).....	29
Figura 30 - Diagrama de blocos do andar de recepção implementado	31
Figura 31 - <i>PCB</i> do andar de recepção com identificação dos blocos, vista de cima	33
Figura 32 - <i>PCB</i> do andar de recepção, vista de baixo	33
Figura 33 - Parâmetros S_{21} e S_{11} da simulação do filtro de entrada, filtro passa-banda.....	34
Figura 34 – Parâmetros S_{21} e S_{11} da simulação do filtro de entrada, filtro passa-baixo	35
Figura 35 - Parâmetros S_{21} e S_{11} do filtro passa-banda implementado.....	36
Figura 36 – Parâmetros S_{21} dos valores medidos e simulados do filtro passa-banda.....	36
Figura 37 - Circuito do <i>LNA MGA-21108</i> (extraído de [10]).....	37
Figura 38 - Parâmetros S do <i>LNA MGA-21108</i> (extraído de [10])	38

Figura 39 - Parâmetros S_{21} da conjugação filtro passa-baixo e <i>LNA</i>	39
Figura 40 - Parâmetros S_{21} da conjugação dos filtros passa-banda, passa-baixo e <i>LNA</i>	40
Figura 41 – Problema do isolamento do misturador entre <i>LO</i> e <i>IF</i> não ser perfeito	41
Figura 42 - Esquema simplificado do sintetizador <i>DSN-2050A-119+</i> (extraído de [11]).....	43
Figura 43 – Resposta do filtro <i>Epcos B3715</i> de 500MHz a 1,2GHz (extraído de [13]).....	45
Figura 44 - Resposta do filtro <i>Epcos B3715</i> de 840MHz a 900MHz (extraído de [13]).....	45
Figura 45 - Resposta do detector de potência <i>AD8313</i> (extraído de [14])	46
Figura 46 - Distancia entre o sinal do sintetizador e o filtro passa-banda.....	48
Figura 47 - Espectro obtido na saída do <i>LNA</i> utilizando o filtro passa-banda com sinal sinusoidal de entrada a 2,5 GHz. 49	49
Figura 48 - Espectro obtido na saída do <i>LNA</i> sem filtro passa-banda, com sinal sinusoidal de entrada a 2,5 GHz.....	49
Figura 49 - Espectro obtido em vazio, sem calibração	50
Figura 50 - Resposta estimada para o filtro <i>Epcos B3715</i> (500 MHz a 1,5 GHz).....	51
Figura 51 – Diversos tipos de antenas impressas (extraído de [15]).....	54
Figura 52 - Geometria da antena simulada	55
Figura 53 – Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho L da antena.....	56
Figura 54 - Gráfico de variação da parte real da impedância em função do tamanho L da antena	56
Figura 55 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho L da antena	57
Figura 56 - Gráfico da variação do <i>VSWR</i> em função do tamanho L da antena	57
Figura 57 - Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho W da antena	58
Figura 58 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função do tamanho W da antena.....	58
Figura 59 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho W da antena	58
Figura 60 - Gráfico da variação do <i>VSWR</i> em função do tamanho W da antena	59
Figura 61 – Diagrama polar da directividade em função do tamanho W da antena no plano xOz	59
Figura 62 - Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho W_{ground} da antena	60
Figura 63 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função do tamanho W_{ground} da antena	61
Figura 64 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho W_{ground} da antena.....	61
Figura 65 - Gráfico da variação do <i>VSWR</i> em função do tamanho W_{ground} da antena	61
Figura 66 – Diagrama polar da directividade em função do tamanho W_{ground} da antena xOz	62
Figura 67 - Gráfico da variação dos parâmetros S_{11} em função do tamanho L_{ground} da antena	63
Figura 68 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função variação do tamanho L_{ground} da antena	63
Figura 69 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho L_{ground} da antena.....	64
Figura 70 - Gráfico da variação do <i>VSWR</i> em função do tamanho L_{ground} da antena	64
Figura 71 - Módulo do parâmetro S_{11} para várias medidas da interface relativamente à largura W_{trans}	65
Figura 72 – Parte real da impedância de entrada para valores de factor diferentes	65
Figura 73 - Parte imaginária da impedância de entrada para valores de factor diferentes	66
Figura 74 - <i>VSWR</i> para valores de factor diferentes	66
Figura 75 - Módulo do parâmetro S_{11} para vários comprimentos da linha de transmissão	67
Figura 76 - Parte real da impedância de entrada para vários comprimentos da linha de transmissão.....	67
Figura 77 - Parte imaginária da impedância de entrada para vários comprimentos da linha de transmissão	68
Figura 78 - <i>VSWR</i> para diferentes valores da linha de transmissão	68
Figura 79 - Diagrama polar da directividade para vários comprimentos da linha de transmissão no plano xOz	69
Figura 80 - Diagrama polar da directividade para vários comprimentos da linha de transmissão no plano xOy	69

Figura 81 - Módulo do parâmetro S_{11} da antenna simulada.....	71
Figura 82 - Fase do parâmetro S_{11} da antenna simulada	71
Figura 83 - Parte real da impedância Z_{11} da antenna simulada.....	71
Figura 84 - Parte imaginária da impedância Z_{11} da antenna simulada	72
Figura 85 – $VSWR$ da antenna simulada.....	72
Figura 86 - Distribuição do módulo da densidade de corrente da antenna simulada.....	73
Figura 87 - Diagrama de radiação 3D da antenna simulada para 2 GHz com directividade máxima de 3,234 dBi	73
Figura 88 - Diagrama de radiação polar do plano yOz da antenna simulada para 2 GHz.....	74
Figura 89 - Diagrama de radiação polar do plano xOy da antenna simulada para 2 GHz	74
Figura 90 - Diagrama de radiação 3D da antenna simulada para 2,5 GHz com directividade máxima de 4,020 dBi.....	74
Figura 91 - Diagrama de radiação polar no plano yOz da antenna simulada para 2,5 GHz.....	75
Figura 92 - Diagrama de radiação polar no plano xOy da antenna para 2,5 GHz	75
Figura 93 - Diagrama de radiação 3D da antenna simulada para 3 GHz com directividade máxima de 4,129 dBi	75
Figura 94 - Diagrama de radiação polar no plano yOz da antenna para 3 GHz	76
Figura 95 - Diagrama de radiação polar no plano xOy da antenna simulada para 3 GHz	76
Figura 96 - Antena construída, vista de cima.....	76
Figura 97 - Antena construída, vista de baixo.....	76
Figura 98 - Parâmetro S_{11} da antenna com valores simulados e medidos.....	77
Figura 99 - Parâmetro S_{11} com valores simulados para diferentes valores de ϵ_r	78
Figura 100 - Representação da antenna com ficha SMA (visualização 1).....	78
Figura 101 - Representação da antenna com ficha SMA (visualização 2).....	78
Figura 102 - Foto da ficha SMA (visualização 1).....	78
Figura 103 - Foto da ficha SMA (visualização 2).....	78
Figura 104 - Parâmetro S_{11} com valores simulados para a antenna com e sem conector SMA.....	79
Figura 105 - Diagrama de blocos global do sistema.....	81
Figura 106 - Forma espectral e evolução no tempo de dois sinais	83
Figura 107 - <i>Kit</i> de desenvolvimento <i>LPXpresso LPC1868</i> (extraído de [19]).....	84
Figura 108 - Diagrama de blocos da <i>PLL ADF4113</i> (extraído de [20]).....	85
Figura 109 - Registos ‘ <i>Initialization Latch</i> ’ e ‘ <i>Function Latch</i> ’ da <i>PLL ADF4113</i> (extraído de [20]).....	85
Figura 110 – Registo ‘ <i>N Counter Latch</i> ’ da <i>PLL ADF4113</i> (extraído de [20]).....	85
Figura 111 - Registo ‘ <i>Reference Counter Latch</i> ’ da <i>PLL ADF4113</i> (extraído de [20]).....	86
Figura 112 - Fluxograma para utilização da unidade de comunicação e controlo.....	88
Figura 113 - Fluxograma explicativo dos procedimentos para a análise do domínio da frequência e do tempo.....	89
Figura 114 - Aspecto gráfico da aplicação desenvolvida.....	90
Figura 115 - <i>UML</i> com as principais classes, atributos e métodos da aplicação desenvolvida	91
Figura 116 - Funcionalidades no manuseio dos gráficos obtidos pela aplicação	92
Figura 117 - Controlos da aplicação relativos à conectividade	92
Figura 118 - Fluxograma explicativo da calibração do analisador de espectro.....	94
Figura 119 - Espectro obtido com o analisador de espectro em vazio.....	96
Figura 120 - Medição do analisador <i>Signal Hound</i> de um sinal sinusoidal com frequência 2,1 GHz e -20 dBm de potência	97

Figura 121 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,1 GHz e -20 dBm de potência	97
Figura 122 - Medição do analisador <i>Signal Hound</i> de um sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e -40 dBm de potência	98
Figura 123 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e -40 dBm de potência	98
Figura 124 - Medição do analisador <i>Signal Hound</i> de um sinal sinusoidal com frequência 2,8 GHz e -20 dBm de potência	99
Figura 125 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,9 GHz e -20 dBm de potência	99
Figura 126 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,9 GHz e -50 dBm de potência	100
Figura 127 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena, transmissão de sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e 10 dBm de potência 1m de distância	101
Figura 128 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena com transmissão de dois sinais na frequência de 2,4 GHz e 2,81 GHz	101
Figura 129 - Medição do Analisador desenvolvido com antena na frequência 2,437 GHz no domínio do tempo, elementos <i>wireless</i> desligados	102
Figura 130 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,45 GHz no domínio do tempo, rato <i>wireless</i> ligado a 40 cm da antena	103
Figura 131 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,437 GHz no domínio do tempo, a 80 cm do router em comunicação com computador	103
Figura 132 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,435 GHz no domínio do tempo, com transmissão entre telemóveis por <i>Bluetooth</i>	104
Figura 133 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,1 GHz no domínio do tempo, telemóveis a fazer uso do tecnologia <i>UMTS</i>	104
Figura 134 - Esquema do filtro passa-banda	107
Figura 135 - <i>Layout</i> do filtro passa-banda	107
Figura 136 - Esquema do filtro passa-baixo	107
Figura 137 - <i>Layout</i> do filtro passa-baixo	107
Figura 138 - Esquema eléctrico do circuito do <i>LNA</i>	108
Figura 139 - Esquema eléctrico do circuito do misturador	108
Figura 140 - Esquema eléctrico do circuito do sintetizador	108
Figura 141 - Esquema eléctrico do circuito do oscilador	109
Figura 142 - Esquema eléctrico do circuito do filtro intermédio	109
Figura 143 - Esquema eléctrico do circuito do detector de potência	109
Figura 144 - Esquema eléctrico do circuito do circuito de alimentação da <i>PLL</i>	110
Figura 145 - Esquema global do andar de recepção	111
Figura 146 - <i>Layout</i> global do andar de recepção (vista de cima)	112
Figura 147 - <i>Layout</i> global do andar de recepção (vista de baixo)	113

Índice Tabelas

Tabela 1 - Factores correctivos do <i>AD8313</i> (extraído de [14])	47
Tabela 2 - Medição de potência da portadora do sintetizador em diversas zonas do circuito	50
Tabela 3 - Tabela de verdade para selecção de registo da <i>PLL ADF4113</i> (extraído de [20]).....	86
Tabela 4 - Palavras de comando do protocolo de comunicação entre o microcontrolador e a aplicação.....	88
Tabela 5 - Custo total do analisador de espectro desenvolvido.....	115

Lista de Acrónimos

3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
ADC	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
API	Application Programming Interface
DAC	Digital to Analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processor
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
GSM	Global System for Mobile <i>Communications</i>
iDEN	Integrated Digital Enhanced Network
IF	Intermediate Frequency
IM	Inter Modulation
IP3	Third Interception Point
IS-95	Interim Standard 95
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LTE	Long Term Evolution
PCB	Printed Circuit Board
PDC	Personal Digital Cellular
PFD	Phase Frequency Detector
PLL	Phase-locked Loop
QPSK	Quadrature Phase Shift Key
RBW	Resolution Bandwidth
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RMS	Root Mean Square
SAW	Surface acoustic wave
SMA	Sub-Minature version A
SNR	Signal to Noise Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface

UART	Asynchronous Receiver/Transmitter's
UML	Unified Modeling Language
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USB	Universal Serial Bus
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VSA	Vector Signal Analyser
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network

Capítulo 1

Introdução

Nas últimas duas décadas os sistemas de comunicações sem fios têm crescido substancialmente. Com o emergir destes, surgem também um número infindável de novos *standards* e protocolos. Observando o diagrama de distribuição do espectro radioelétrico, figura 1, percebe-se que existem muitas bandas a ser utilizadas simultaneamente e que para a mesma banda existe várias formas de modelar o sinal para se adequar às condições de propagação. Um exemplo disto são os sistemas de telecomunicações móveis.

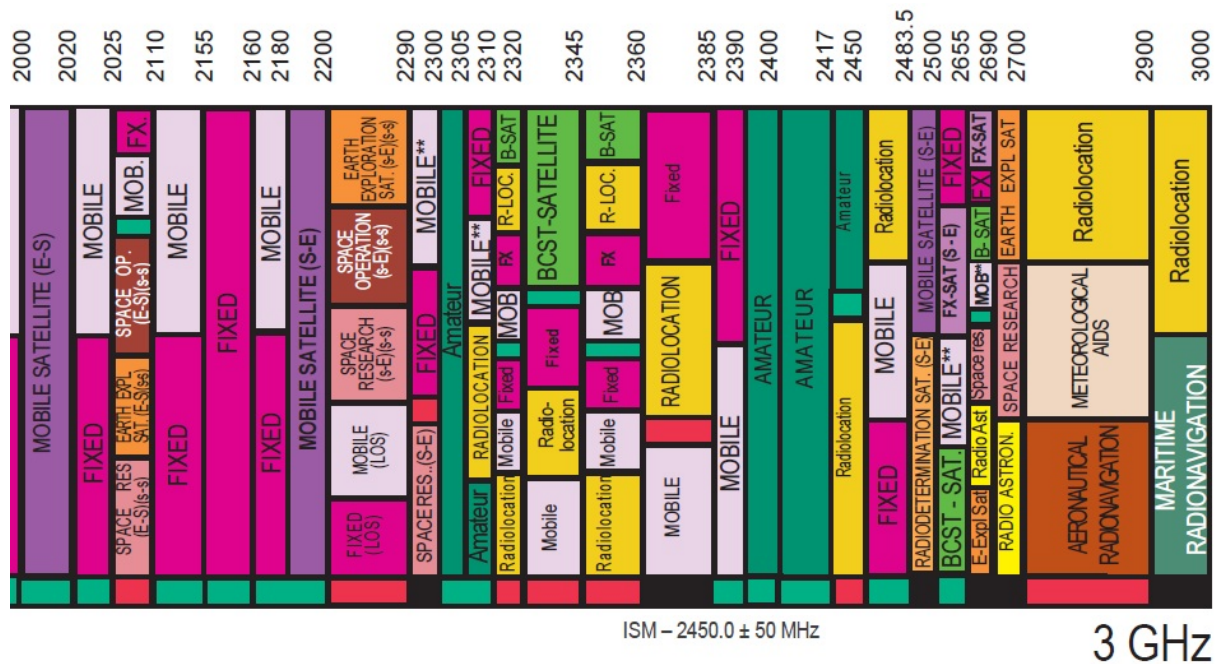


Figura 1 - Diagrama de atribuição de frequências (extraído de [1])

A Segunda Geração (2G) opera em Portugal na banda dos 900 e 1800 MHz e tem de suportar vários *standards* tal como o GSM (*Global System for Mobile Communications*), IS-95 (*Interim Standard 95*), PDC (*Personal Digital Cellular*) e iDEN (*Integrated Digital Enhanced Network*). A Terceira Geração (3G) opera na banda dos 2100 MHz e o LTE (*Long Term Evolution*), vulgo 4G (Quarta Geração), utiliza uma banda em torno dos 2600 MHz. Além das redes móveis têm-se também outros sistemas de comunicação tais como as redes sem fios WLAN (*Wireless Local Area Network*), a tecnologia Bluetooth ou protocolos

proprietários para outro tipo de dispositivos, como por exemplo para um rato sem fios. Este tipo de sistemas operam na banda de rádio livre, que se situa na banda dos 2,4 GHz.

Para que todos estes sistemas possam coabitar, torna-se premente que existam mecanismos para controlar quer a largura de banda quer a potência do espectro com que é feita a emissão. Para além da problemática da funcionalidade dos sistemas põe-se ainda implicações de carácter legal que têm de ser tidas em conta. Existem agências reguladoras, em Portugal a ANACOM, que gerem as diferentes frequências para vários serviços, como as estações de rádio, difusão de televisão, telecomunicações móveis, sistemas das forças de seguranças ou de outro tipo. Deste modo é crítico garantir que os vários serviços operam na frequência que lhes foi destinada e utilizando apenas a largura de banda que lhes foi atribuída. Procedendo deste modo garante-se que todos os sistemas funcionem em conjunto e com o desempenho desejado. Para tal é também importante garantir que a interferência electromagnética gerada pelos diversos equipamentos não ultrapassa os limites impostos por lei. No desenho e fabrico de equipamentos é necessário testar os níveis de emissão em função da frequência de acordo com regulamentos estabelecidos, deste modo torna-se necessário um dispositivo que consiga medir e analisar o espectro. Um destes dispositivos é o analisador de espectros.

O analisador de espectro é um dispositivo fundamental em qualquer laboratório de rádio comunicações, é utilizado para testar equipamento rádio ou desenvolver equipamento para novas tecnologias. A arquitectura utilizada define o tipo e características do analisador, desta forma torna-se fundamental percebê-las para compreender o seu funcionamento.

Para que o analisador de espectro consiga medir sinais que se propagam num meio não guiado é necessário a existência de uma antena. A antena é responsável por transformar as ondas electromagnéticas num sinal eléctrico para que possa depois ser analisado. Deste modo a antena é um dispositivo essencial para que o analisador consiga medir o espectro de um determinado local.

1.1. Objectivos

O objectivo desta Dissertação de Mestrado consiste no dimensionamento, implementação e teste de um analisador de espectros com capacidade de medir potência. Pretende-se que seja de baixo custo, com uma gama de frequências de operação entre os 2 e

os 3 GHz e com uma frequência intermédia adequada. Será necessário implementar todo o *hardware*, incluindo uma antena adequada à banda de frequências referida e também o *software* necessário para o controlo e interface de todo o sistema. Por fim será feita uma comparação com um analisador de espectros comercial.

1.2. Organização do documento

O capítulo 1 consiste numa introdução onde é explicado, de forma resumida, o que é um analisador de espectro e qual a motivação da existência deste tipo de dispositivo.

No capítulo 2 explica-se os principais tipos de cadeias de recepção de sinais *RF* (Rádio Frequência). A arquitectura heteródina, por ser a mais utilizada é a implementada neste trabalho, sendo alvo de uma explicação mais detalhada. Neste capítulo explica-se também os tipos de analisadores de espectros baseados nas arquitecturas de recepção rádio descritas, as suas vantagens, desvantagens e problemáticas de implementação.

O capítulo 3 é dedicado à simulação e implementação da antena adequada à banda de frequência pretendida. É feito um estudo paramétrico sobre os parâmetros fundamentais da antena para perceber o seu comportamento com a variação da sua geometria. É feito também um estudo para tentar compreender as diferenças obtidas entre a simulação e os resultados medidos da antena.

No capítulo 4 explica-se a implementação do andar de recepção rádio, quais os componentes utilizados e a sua razão. É também analisado os problemas que surgiram e as soluções adequadas para os corrigir.

No capítulo 5 analisa-se a implementação que foi utilizada para realizar o controlo do sistema, assim como a interface gráfica, desenvolvida em *Java*, para interacção com o utilizador. Mostram-se também os resultados obtidos do analisador de espectro desenvolvido, os problemas que possui e as suas características principais. Neste ponto é feito também uma comparação entre o analisador desenvolvido e um analisador comercial do mesmo tipo.

Por ultimo, no capítulo 6, expõem-se as conclusões desta dissertação e sugere-se algumas propostas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Arquitecturas de recepção rádio

A arquitectura de recepção é responsável pela recepção de um canal de rádio desejado e transforma-lo de forma a conseguir obter a informação que nele existe. Este processo pode ser complexo uma vez que é necessário fazer mistura e filtragem no domínio da frequência. O processo de mistura é uma convulsão na frequência e consiste em deslocar todo o espectro de modo a ficar centrado na frequência da portadora (de notar a existência de parte negativa do espectro). Relativamente à filtragem, têm de existir filtros selectivos devido à existência de canais adjacentes que podem interferir com o canal desejado. O processo de recepção é alvo de efeitos não lineares que afectam o desempenho da arquitectura tais como produtos de intermodulação, efeitos harmónicos, existência de banda imagem ou efeitos de realimentação pelo oscilador local devem ser tidos em conta quando se está a projectar um sistema de recepção rádio, pois podem prejudicar a recepção.

Existem vários tipos de cadeias de recepção porém têm geralmente em comum três blocos, como ilustra a figura 2: o *LNA* (*Low Noise Amplifier*), misturador e oscilador local (*LO*). Estes blocos são caracterizados pelo *SNR* (*Signal to Noise Ratio*) que é diferente em cada bloco. O *SNR* final, denominado por *SNR_o*, é o resultante da degradação que o sinal sofre ao passar pelos vários blocos, pelo que deverá existir a maior *SNR* possível em cada um dos estágios para se obter a melhor qualidade de sinal possível.

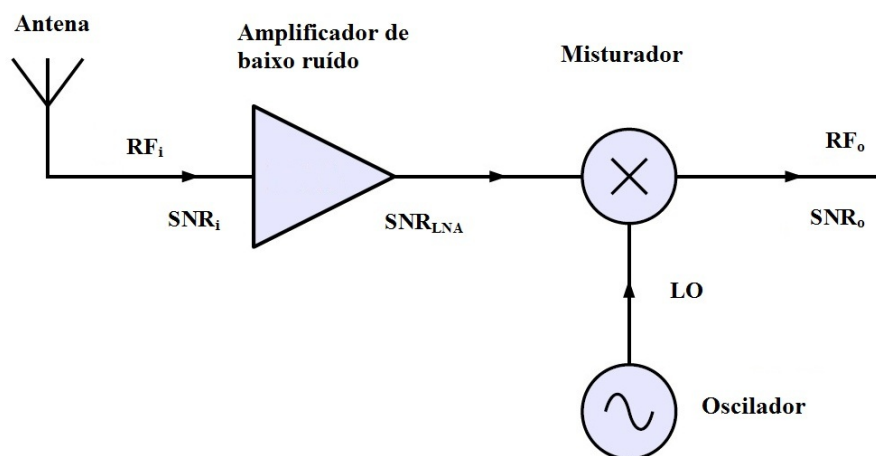


Figura 2 - Diagrama de blocos de um receptor rádio genérico com antena

Os filtros utilizados nestas aplicações têm como obstáculo o facto de terem muitas vezes que ser implementados em alta frequência, com bastante selectividade e rejeição. Para melhor se perceber esta problemática analise-se o caso de uma transmissão e recepção de acordo com o apresentado na figura 3 e figura 4. A largura de banda disponível para a transmissão tem impacto no desenho do sistema rádio. O transmissor deve implementar uma modulação, amplificação e filtragem de banda estreita para evitar que exista uma sobreposição do canal de interesse com os canais adjacentes. Ao nível do receptor, este tem de ser capaz de processar o canal desejado com suficiente rejeição para atenuar os interferentes vizinhos.

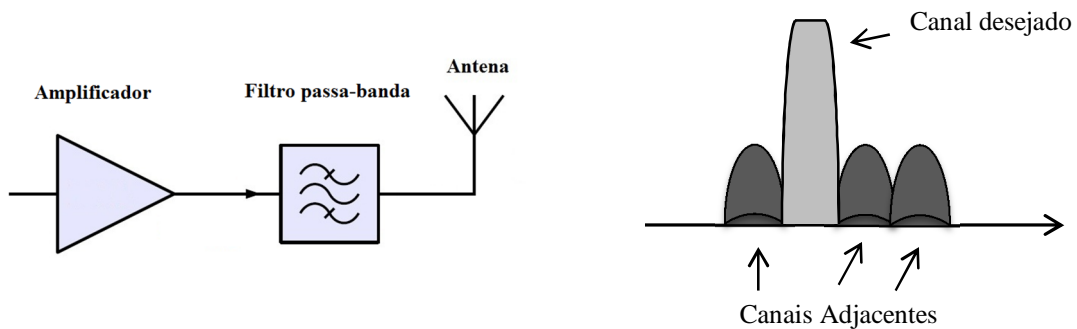


Figura 3 – Transmissor de um *front end* de um *transceiver wireless*

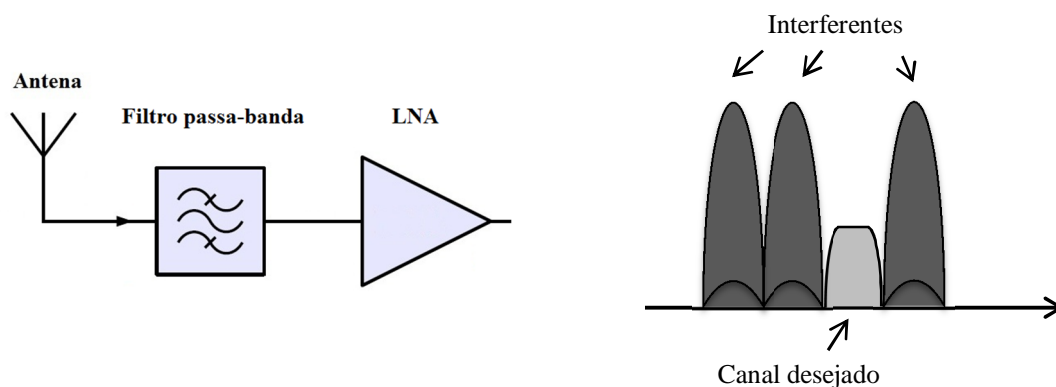


Figura 4 - Receptor de um *front end* de um *transceiver wireless*

Analisando com mais detalhe a parte de recepção, figura 4, suponha-se que um receptor à frequência de 900 MHz tem um filtro passa-banda para filtrar um canal de 30 kHz que tem canais interferentes que distam deste 45 kHz, como se mostra na figura 5. Se um filtro simples do tipo *LC* conseguir obter uma atenuação de 60 dB a 45kHz do seu centro, é o equivalente a

ter um factor de qualidade (Q) na ordem de 10^7 , um valor difícil de conseguir mesmo com um filtro do tipo *SAW* (*surface acoustic wave*). É importante notar que os filtros devem apresentar um compromisso entre as perdas e o factor de qualidade, uma vez que um depende do outro reciprocamente.

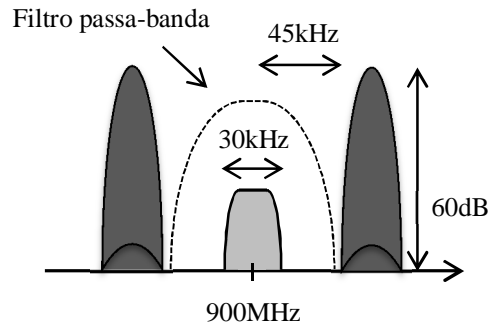


Figura 5 - Rejeição necessária de um hipotético filtro passa-banda de um *front-end*

Se no receptor da figura 4 o filtro apresentar perdas de 2 dB e o *LNA* uma figura de ruído de 2 dB, a figura de ruído global ascende aos 4 dB. Deste modo a escolha do filtro passa-banda é regida pelas perdas que apresenta na banda de passagem, de forma a reduzir a figura de ruído total do sistema e pela rejeição que apresenta fora da banda para conseguir eliminar as interferentes.

Pelas limitações na implementação deste tipo de filtros torna-se necessário que por vezes a filtragem tenha de ser feita ao nível digital. Como a frequência dos canais radio está normalmente acima das capacidades do processamento digital, devido às limitações dos *DAC's* (*Digital Analog Converters*) e *DSP's* (*Digital Signal Processors*), é necessário deslocar a frequência do canal para um valor mais baixo.

A frequência do canal rádio deverá ser, pelo menos, metade da frequência de amostragem do *DAC*, só assim se garante que é cumprido o limite de *Nyquist-Shannon* e o sinal consegue ser correctamente representado após a digitalização. Os *DAC's* e *DSP's* actuais têm uma frequência de amostragem máxima de aproximadamente 1,2 GHz pelo que o canal rádio nunca deverá ter uma frequência máxima superior a 600 MHz.

Outro aspecto importante nos sistemas rádio, e particularmente nas arquitecturas de recepção, são os fenómenos de intermodulação (*IM*). De uma forma resumida, este fenómeno aparece quando dois sinais de diferentes frequências são aplicados a um sistema não linear,

observando-se na saída outras componentes espectrais que são harmónicas dos sinais presentes à entrada. Este ocorrem particularmente nos *LNA's* e nos misturadores. Como se mostra na figura 6, os produtos de intermodulação são responsáveis pelo aparecimento de componentes espectrais que podem surgir em cima do canal desejado. Neste tipo de sistemas a distorção de terceira ordem é geralmente dominante, assim o *IP3* (*Third Interception Point*) de cada estágio deve ser suficientemente grande para evitar a ruptura do sinal por um produto de intermodulação. Este fenómeno é importante, mesmo que o sinal transporte informação apenas em fase ou frequência, uma vez que o ponto de passagem por zero também é afectado pelo produto de intermodulação.

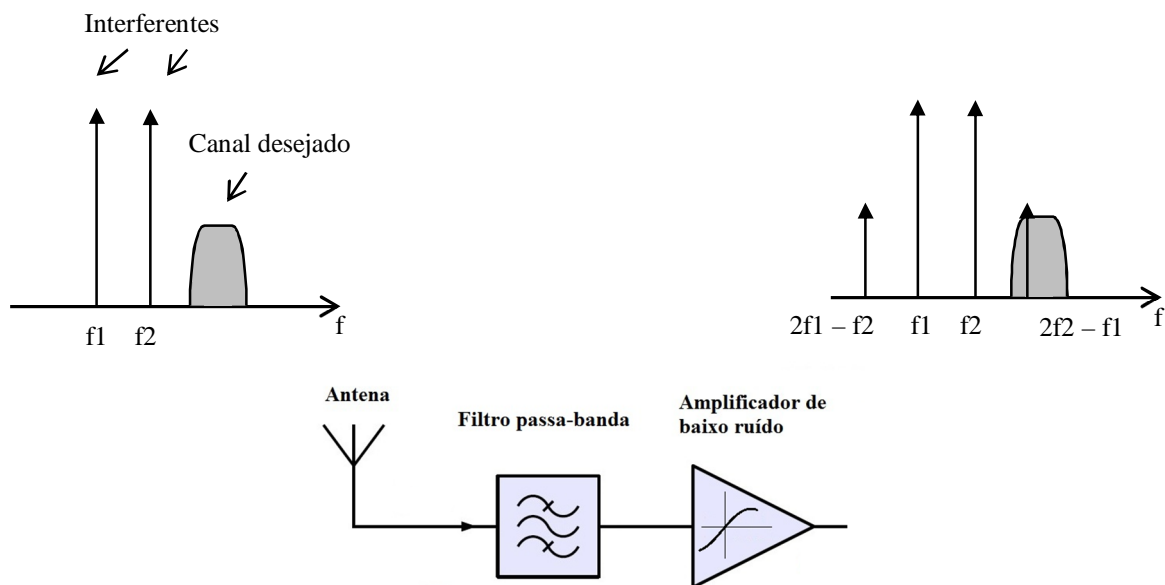


Figura 6- Efeito da não linearidade na cadeia de recepção

Neste capítulo são abordadas as arquiteturas de recepção heteródina, homodina, rejeita-imagem e a *digital-IF* (*Intermediate Frequency*). Existem outras arquiteturas, porém estas são as mais utilizadas nos produtos actuais, uma análise detalhada dos problemas de implementação e das vantagens/ desvantagens que apresentam ajudam a perceber a sua corrente utilização e o seu potencial para novas aplicações.

2.1. Receptor heteródino

O princípio de funcionamento de um receptor heteródino é o deslocar do espectro do sinal recebido para uma frequência intermédia, aproveitando a diferença entre a frequência do canal rádio (f_{RF}) e a frequência do oscilador local (f_{LO}), conforme se explica na figura 7. Na

recepção heteródina como o sinal é deslocado para uma frequência muito menor o filtro necessário para filtrar o canal desejado é implementado a uma frequência inferior, pelo que o factor de qualidade necessário poderá ser mais baixo. Para seleccionar um canal basta mudar a frequência central do oscilador.

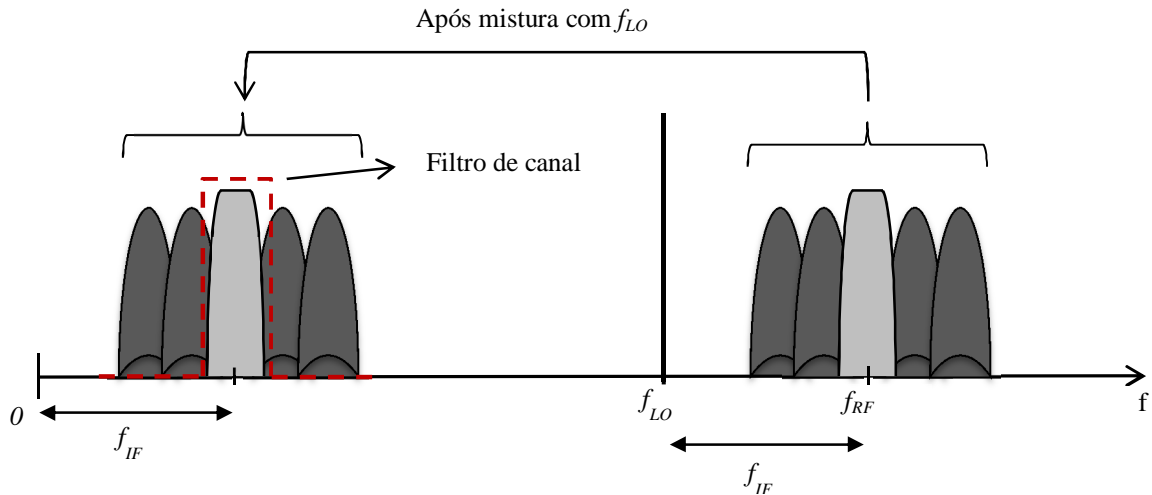


Figura 7 - Conversão para baixa frequência no receptor heteródino

O diagrama de blocos genérico deste tipo de receptor é o apresentado na figura 8. Do processo de conversão o sinal f_{RF} vai passar a estar centrado na frequência denominada IF . Esta frequência é um parâmetro crítico, se não for escolhida correctamente pode implicar uma sobreposição espectral da banda desejada com a banda imagem ou com a parte negativa do espectro, como veremos de seguida.

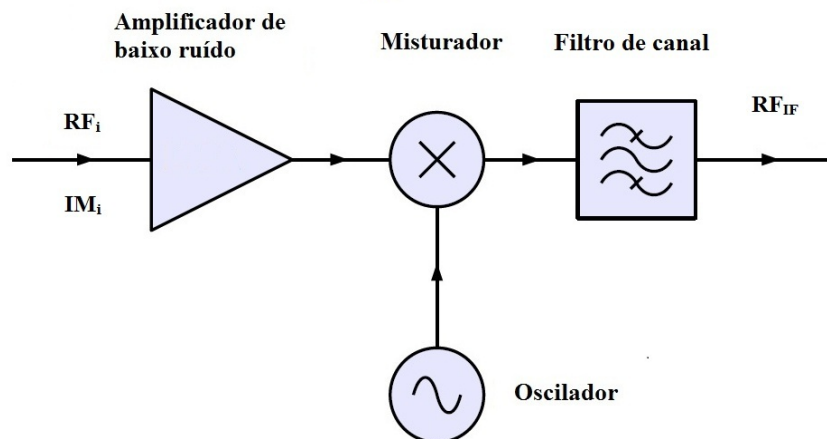


Figura 8 - Diagrama blocos do receptor heteródino genérico

2.1.1. Problema da banda imagem

A escolha da frequência do oscilador e da frequência intermédia tem influência na existência da banda imagem. A banda imagem é uma componente espectral que dista da frequência do oscilador (f_{IF}) e que após o processo de mistura vai coexistir com o canal desejado na frequência IF . Note-se que este fenómeno existe porque o multiplicador analógico não preserva a polaridade da diferença entre duas frequências.

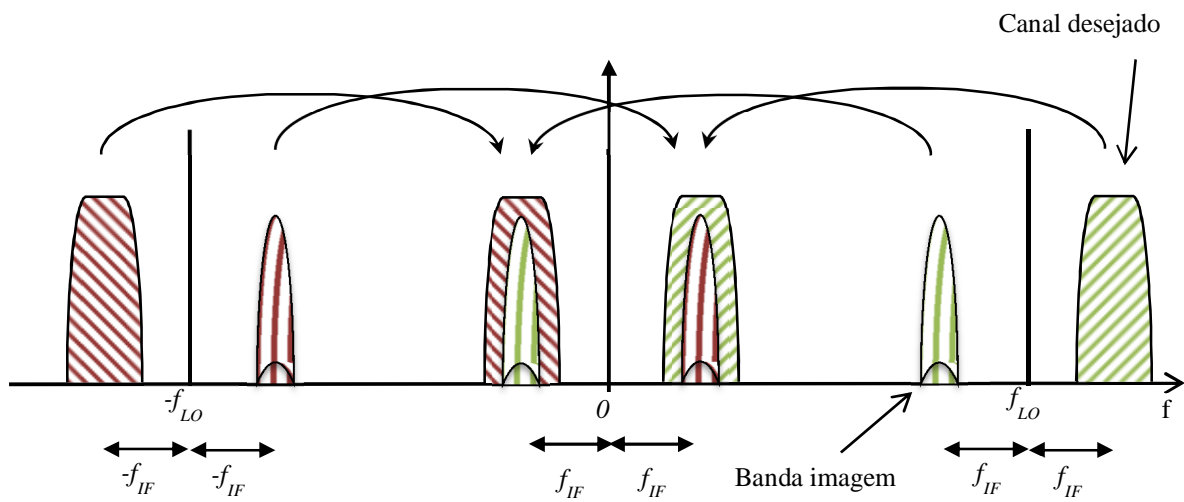


Figura 9 - Problema da banda imagem no receptor heteródino

Repare-se que a existência da banda imagem pode ser um problema mais complicado do que parece uma vez que as entidades reguladoras das comunicações sem fio podem atribuir frequências que são próximas. Essas frequências podem corresponder à banda imagem do sistema em questão e podem ainda ter uma potência bastante superior ao canal que pretendemos receber. Assim torna-se necessário suprimir a banda imagem o mais possível.

A solução mais comum para atenuar a banda imagem passa pela utilização de um filtro rejeita-imagem, colocado antes do misturador, de acordo com a figura 10. O filtro deverá ser desenhado para ter perdas baixas na zona de passagem e a maior atenuação possível fora da banda de interesse. Estas duas características só poderão ser cumpridas se a distancia entre a banda de interesse e a banda imagem for suficientemente grande, o que implica por sua vez um valor mais alto para a frequência intermédia.

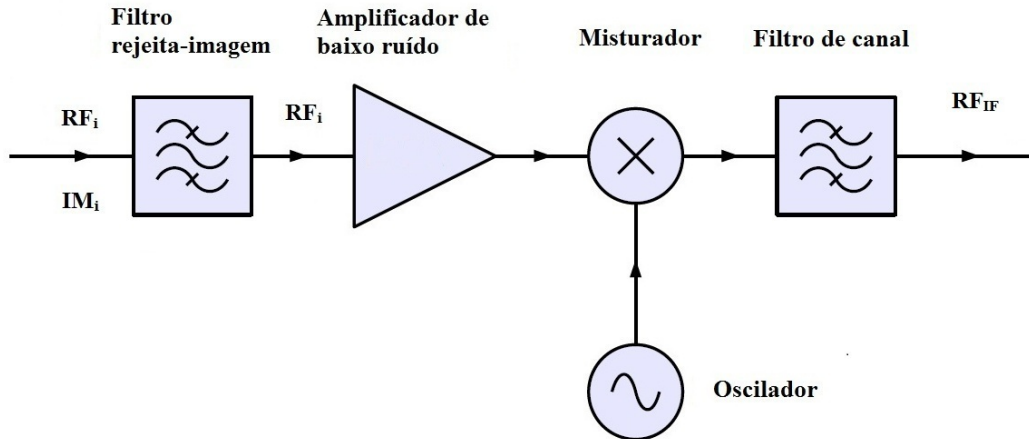


Figura 10 - Diagrama blocos do receptor heteródino com filtro rejeita-imagem

A escolha da frequência intermédia resulta de uma solução de compromisso entre o valor admissível para processar o canal de interesse e a implementação e exigência do filtro rejeita- imagem e de canal. Como se pode ver na figura 11 se a distância entre a banda desejada e a banda imagem for grande, o filtro rejeita-imagem, que é implementado em alta frequência, vai apresentar uma maior rejeição na banda imagem. Porém implica que a frequência intermédia seja mais elevada aumentando assim a exigência do filtro de selecção de canal, para poder atenuar as interferentes que possam existir.

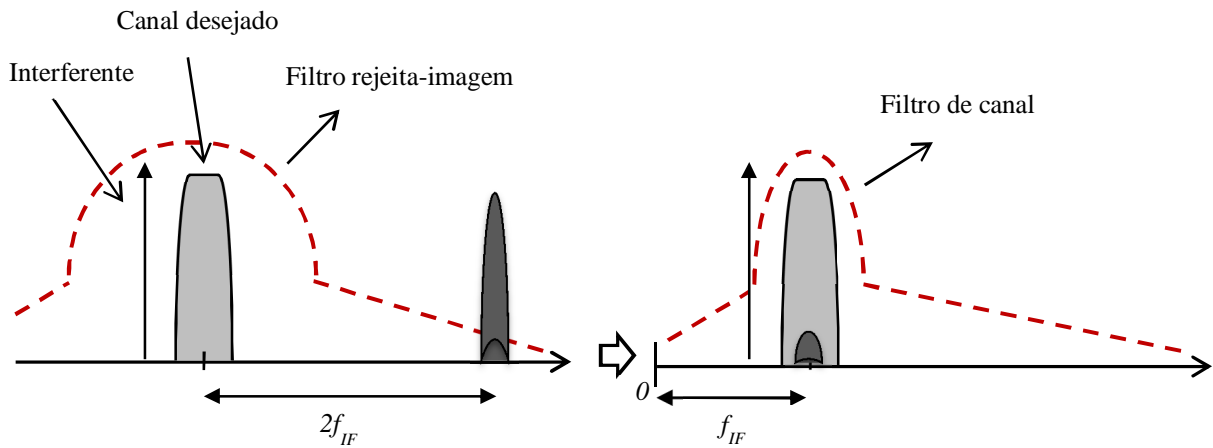


Figura 11 - Rejeição da imagem versus atenuação da interferente para uma frequência intermédia elevada

Na Figura 12 tem-se o caso contrario, ou seja, uma frequência intermédia mais baixa. Neste caso o filtro rejeita-imagem vai apresentar uma menor rejeição, obtendo-se assim uma

maior potência da banda imagem que se vai sobrepor no canal de interesse. Da perspectiva do filtro de canal como é implementado a uma frequência mais baixa, mantendo a sua ordem, vai ter uma maior selectividade e rejeição fora da banda de passagem.

Deste modo o processo de escolha da frequência intermédia não é trivial e depende da situação concreta, tendo-se como factores de decisão a frequência de processamento do canal e a implementação dos filtros rejeita-imagem e de selecção de canal. De considerar ainda o seguinte, para se poder ter uma frequência intermédia mais alta o oscilador local tem de ser capaz de gerar uma frequência superior, aumentando assim a complexidade da sua implementação.

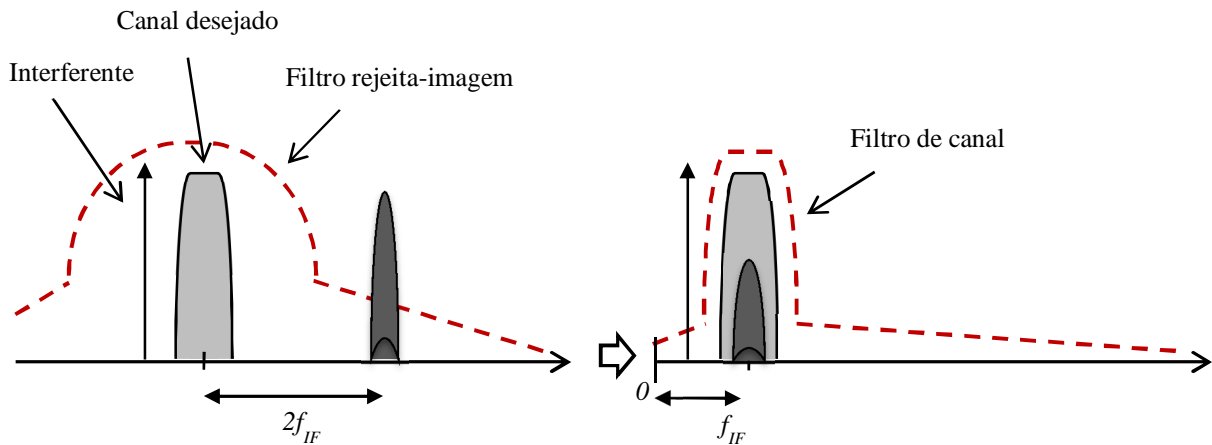


Figura 12 - Rejeição da imagem versus atenuação da interferente para uma frequência intermédia baixa

A escolha dos filtros é uma situação que deve ser analisada com algum detalhe. Como se pode observar pela figura 13 existe uma grande variedade de filtros dependendo das suas características ao nível da frequência central e largura de banda. O filtro rejeita-imagem sendo implementado em alta frequência é comum que seja do tipo *Planar*. Estes tipos de filtros podem ser implementados em frequências elevadas e com uma largura de banda bastante aceitável. Têm ainda a vantagem de poderem ser integrados numa placa de circuito impresso, porém, à que considerar a existência de espaço uma vez que este tipo de filtros pode ter dimensões consideráveis dependendo da sua ordem.

O filtro de selecção de canal é um filtro implementado a uma frequência mais baixa e com uma exigência de selectividade superior, é comum este tipo de filtros serem do tipo *SAW*. Caracterizam-se por possuírem uma faixa de operação que se encaixa perfeitamente nas

frequências intermédias comuns dos receptores heteródinos e por terem uma selectividade bastante elevada com baixas perdas na banda de passagem e grande rejeição fora dessa banda. Este tipo de filtro existe no mercado para varias frequências, são por norma pequenos, pelo que não existem constrangimentos ao nível de espaço aquando da sua integração.

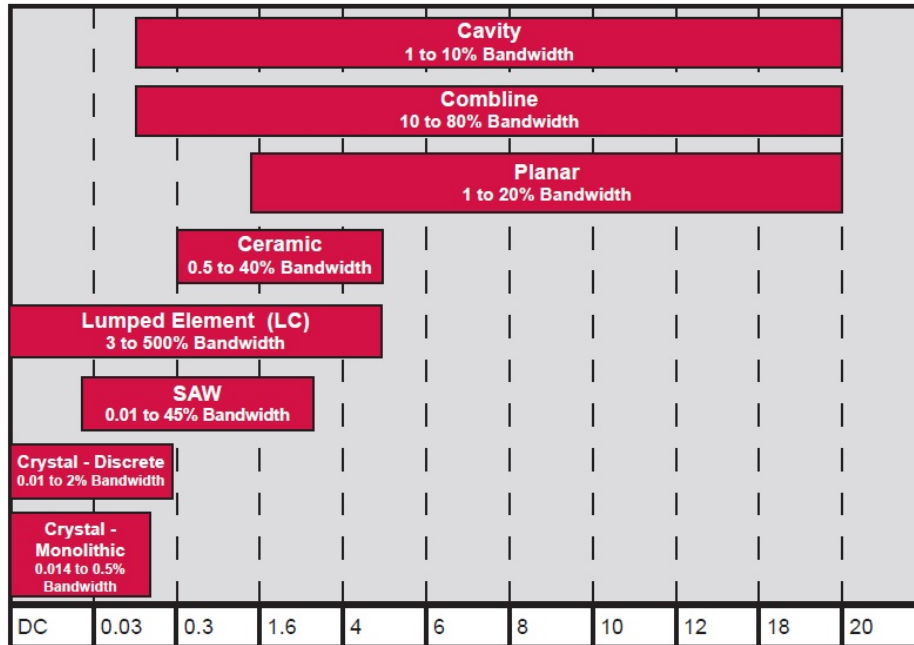


Figura 13 - Guia para selecção de filtros do fabricante *MtronPTI*, frequência em GHz (extraído de [2])

2.1.2. Problema da parte espectral negativa

Se a frequência intermédia for muito baixa, dependendo da frequência do canal desejado e da sua largura de banda, pode existir sobreposição espectral entre o canal desejado e o próprio canal resultante do processo de mistura.

Suponha-se um receptor heteródino em que se pretende receber canais que se encontram entre os 2 e 3 GHz, ou seja, uma largura de banda de 1 GHz. Se a frequência intermédia for de 800 MHz, a recepção de todos os canais contidos na largura de banda é feita sem sobreposição espectral, tal como se demonstra pela figura 14.

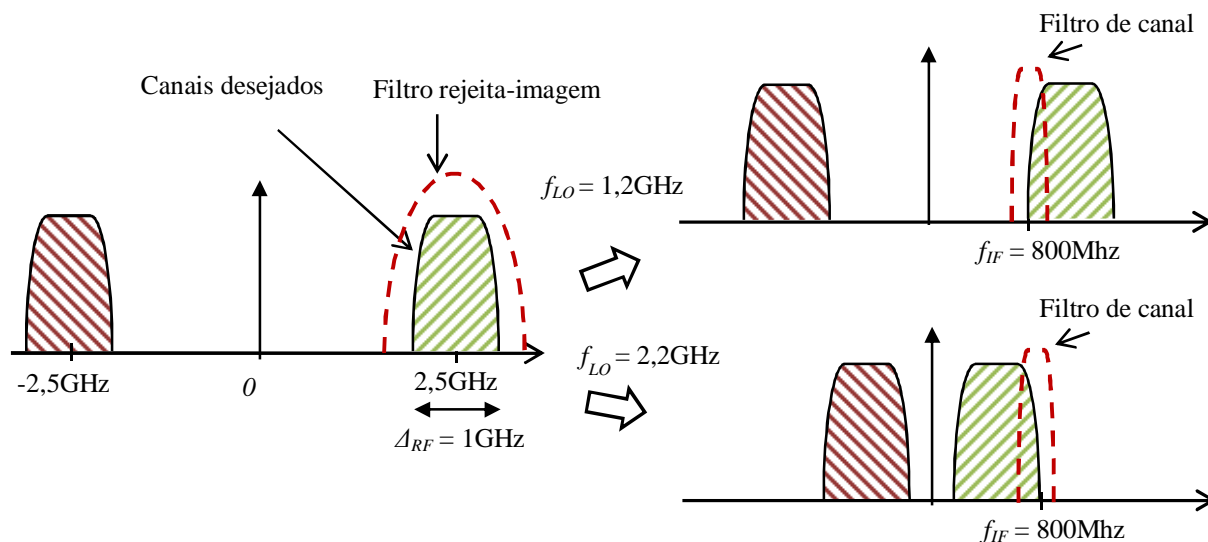


Figura 14 - Sobreposição espectral inexistente com escolha correcta da frequência intermédia

Se para o mesmo sistema de recepção for assumida uma frequência intermédia de 200 MHz, vai existir sobreposição espectral quando estiver a ser recebido o canal existente na frequência 2,4 GHz. Como se pode ver pela figura 15 é impossível receber todos os canais contidos na banda desejada, sem que exista sobreposição.

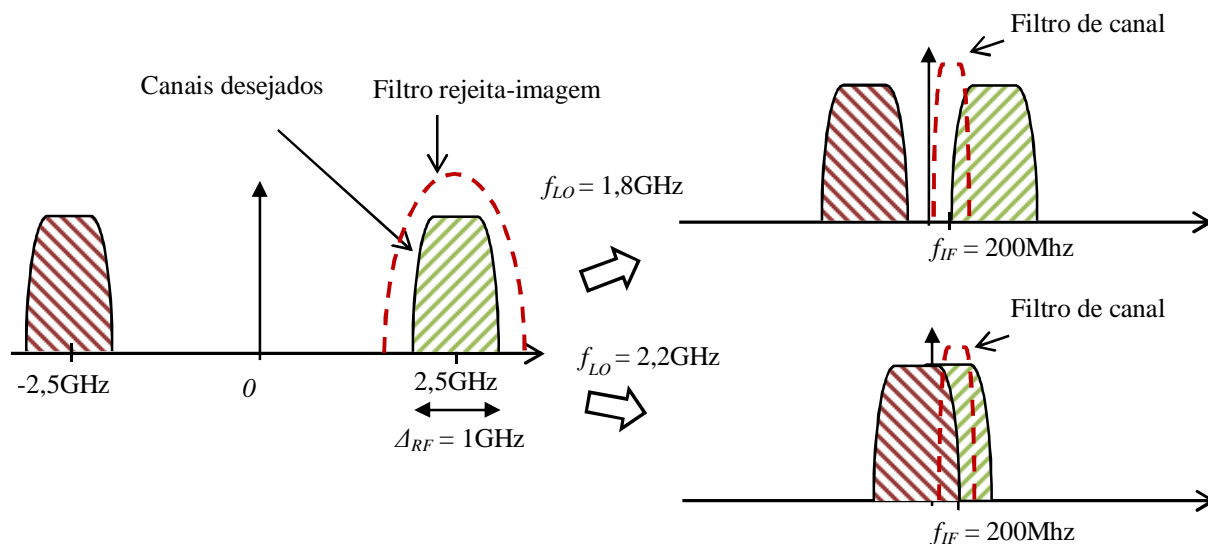


Figura 15 - Sobreposição espectral com escolha incorrecta da frequência intermédia

A presença da sobreposição espectral da banda negativa impõe um limite mínimo na escolha do valor para a frequência intermédia. Assumindo um filtro ideal e sabendo que a distância entre a banda e a sua imagem é de $2f_{IF}$, então a imagem pode ter uma largura de

banda máxima de $2f_{IF}$ para que não exista sobreposição com a banda desejada. Como a largura de banda desejada é igual à da banda imagem tem-se que:

$$B_{RF} \leq 2f_{IF} \Rightarrow f_{IF} \geq \frac{B_{RF}}{2} \quad (2.1)$$

Esta imposição faz com que o valor de frequência intermédia seja proporcional ao valor da largura de banda do canal que se pretende receber, o que pode ser uma limitação se este valor for alto. Assim torna-se importante que a escolha da frequência intermédia seja a adequada para o sistema pretendido, só assim se evita a sobreposição que impossibilita a recepção adequada dos canais pretendidos. Este fenómeno é mais crítico quando a largura de banda do canal desejado é elevado, tal como acontece em analisadores de espectro de banda larga que são implementados com uma arquitectura heteródina.

2.2. Receptor homodino

O receptor homodino, figura 16, também designado por conversão directa ou zero IF tem como objectivo deslocar o canal recebido directamente para banda base, como se mostra na figura 17. Este tipo de receptor não necessita de filtro rejeita-imagem, normalmente colocado no início da cadeia, uma vez que a imagem é o próprio canal, necessitando assim apenas de um filtro passa-baixo.

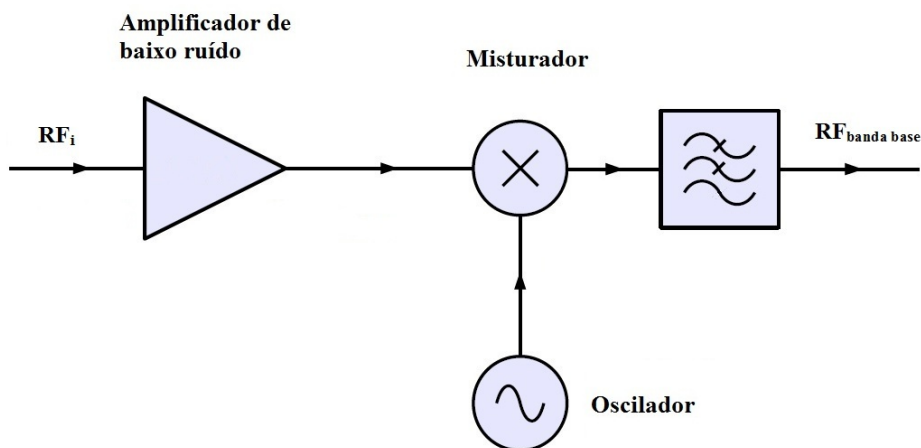


Figura 16 – Diagrama blocos do receptor homodino genérico

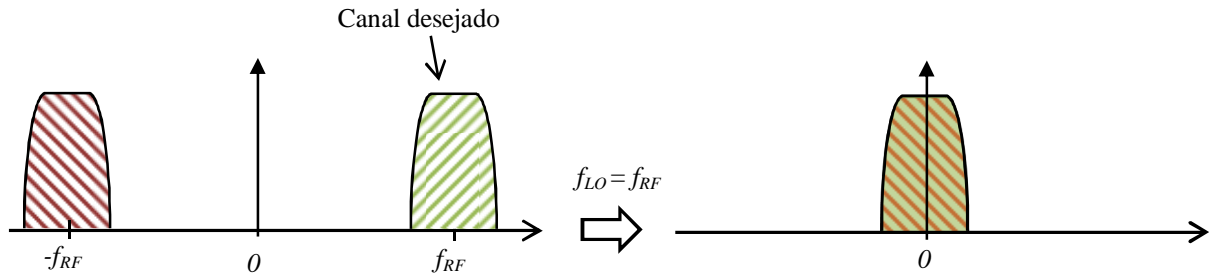


Figura 17 - Processo de conversão homodino

O esquema da figura 16 apenas funciona correctamente com sinais em *AM* (*Amplitude Modulation*) *double-sideband*, porque ele sobrepõe a parte negativa e positiva do espectro. Para sinais com modulação em frequência ou fase, a conversão para banda base deve ser feita com saída em quadratura para evitar perda de informação. Isto acontece porque nos sinais em *FM* (*Frequency Modulation*) ou *QPSK* (*Quadrature Phase Shift Key*) os dois lados têm informação diferente, devendo ser separados quando forem convertidos para banda-base.

A simplicidade do receptor homodino oferece duas vantagens importantes face ao heteródino. A primeira trata-se da banda imagem que neste caso é inexistente porque a frequência intermédia é zero, assim não existe a necessidade de ter um filtro rejeita-imagem. A segunda é a substituição do filtro de canal do tipo passa-banda apenas por um filtro passa-baixo. Esta simplicidade possibilita uma melhor integração num único componente. Apesar destas vantagens a translação directa do espectro para banda base acarreta alguns problemas que não acontecem com o receptor heteródino.

A escolha do canal no receptor homodino faz-se recorrendo apenas a um filtro passa baixo, porém pensando num receptor completo, após o filtro, pode existir ainda um amplificador de banda-base e um *ADC* (*Analog to Digital Converter*) para digitalizar o sinal. A posição que estes três módulos assumem no final da cadeia pode ser variável, apresentando cada uma das topologias vantagens e desvantagens específicas.

A primeira topologia, apresentada na figura 18, coloca o filtro de canal em primeiro lugar de forma a atenuar todas as interferentes que existirem fora da banda de interesse. Assim não existe a obrigatoriedade que o amplificador tenha que ser linear e o *ADC* poderá ter uma gama dinâmica moderada, normalmente a partir dos 4 bits de definição. Contudo esta topologia provoca que o filtro permita o aparecimento de ruído com todos os problemas que isso implica.

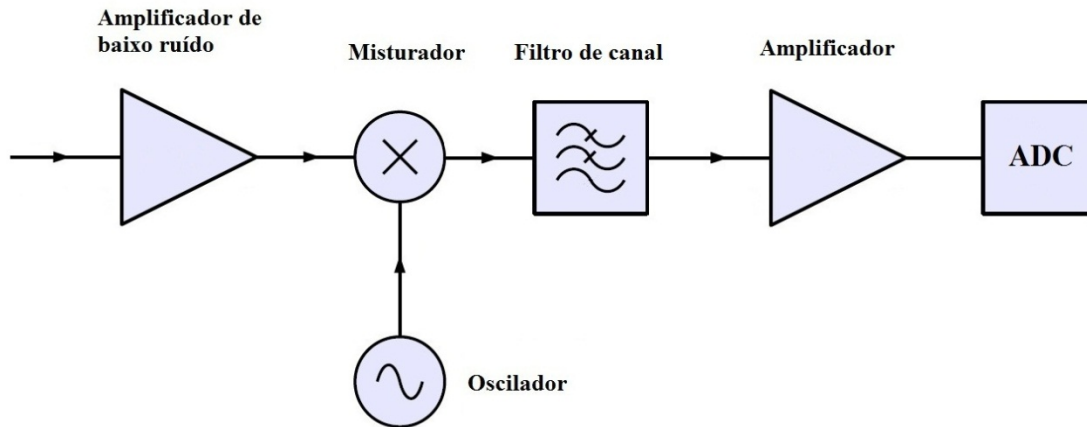


Figura 18 - Receptor homodino com estágio de processamento de banda base

A segunda topologia troca o filtro pelo amplificador, assim alivia a qualidade do filtro, porém passa essa responsabilidade para o amplificador, exigindo que este tenha de ser linear e diferencial, para poder dar algum ganho antes do sinal ser filtrado.

A última disposição passa por colocar o amplificador no início e executar a filtragem ao nível digital. Neste caso, além do referido na segunda topologia para o amplificador, o ADC deve ter uma boa resolução e linearidade para que o sinal seja digitalizado com o mínimo de interferência e intermodulação. O nível de ruído térmico deverá ainda ser bastante menor que o apresentado pelo sinal, para que a digitalização seja boa.

2.2.1. Sincronismo do oscilador local

Uma das principais limitações deste tipo de arquitetura está no sincronismo do oscilador local com a portadora do canal recebido, em que deve existir um sincronismo perfeito em frequência e em fase. Só deste modo se assegura que a sobreposição seja perfeita entre a banda positiva e negativa do espectro. Se o sincronismo não for perfeito, figura 19, o sinal não fica perfeitamente alinhado, uma pequena desfasagem é o suficiente para distorcer o sinal original, degradando assim a sua recepção. Do ponto de vista das comunicações digitais actuais, organizadas em tramas, este tipo de sincronismo pode ser obtido através do preâmbulo dessas tramas, ainda assim o sintetizador tem de possuir uma grande precisão, visto que o desvio de frequência inerente do oscilador pode degradar a recepção.

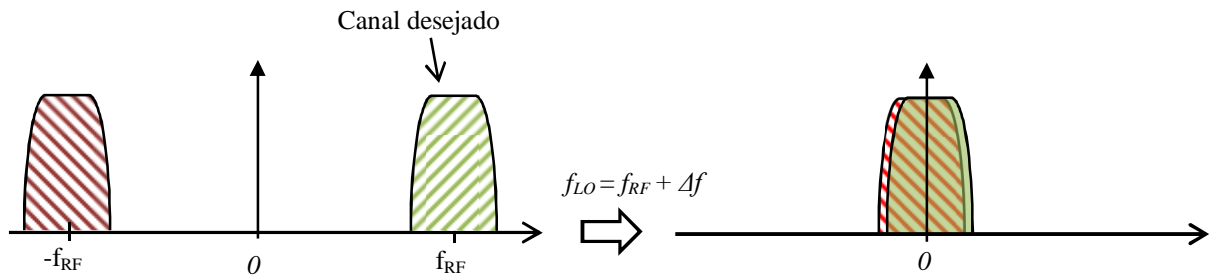


Figura 19 - Processo de conversão homodina com desvio em frequência no oscilador local

2.2.2. Componente contínua

Do processo de conversão directa para banda base resulta a possibilidade de existência de componentes de tensão contínuas que podem degradar o sinal ou saturar o estágio do amplificador que se segue. A origem desta componente indesejada está no facto de os componentes utilizados não serem ideais e por isso existe injeção de sinal do oscilador local para o início da cadeia. Pode também existir transferência do sinal de entrada para o oscilador local. As próprias linhas de transmissão que conduzem os sinais têm um comportamento de antena existindo por isso transmissão de sinal para outros elementos. A figura 20 ilustra a automistura existente entre o oscilador local e o sinal que entra no sistema, neste tipo de receptores.

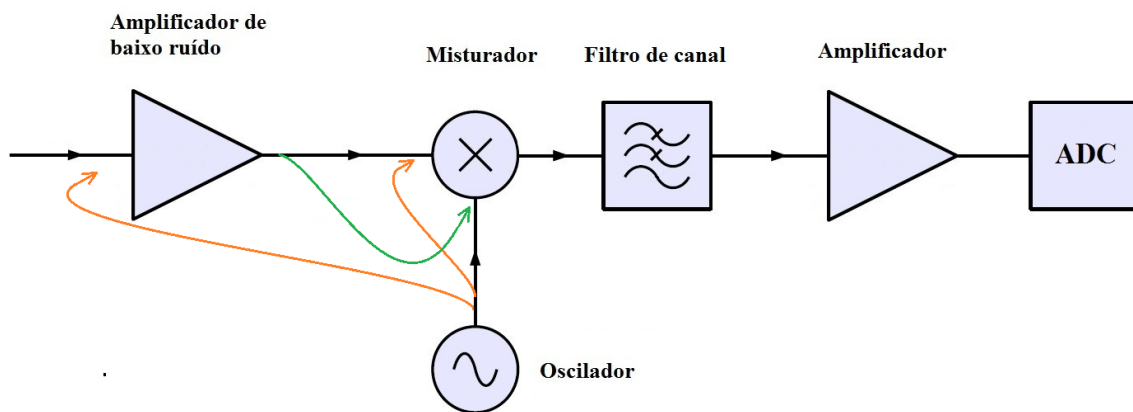


Figura 20 – Fenómenos de automistura no receptor homodino

Um tipo possível de automistura, assinalado a verde na figura 20, ocorre quando existe um interferente forte na entrada da cadeia. A interferente ao ser amplificada fica com uma potência que pode ser bastante elevada e da mesma ordem de grandeza do oscilador local.

Devido ao isolamento no misturador não ser perfeito existe um processo de automistura entre a interferente e o oscilador local.

Na figura 20, a laranja, demonstra-se outra causa para o aparecimento de componente continua neste tipo de arquitectura. Também devido ao isolamento no misturador não ser o ideal existe uma transferência do sinal do oscilador directamente para a entrada do misturador e até mesmo para a entrada do *LNA*. O processo de automistura origina que exista o mesmo sinal no oscilador e na entrada do sistema, originando assim uma componente continua quando o sinal for convertido para banda base.

Para tentar eliminar este problema a tendência natural é pensar na utilização de um filtro passa-alto, porém existem dois problemas que inviabilizam a aplicação desta técnica. Primeiro verifica-se que os sinais exibem bastante energia bastante próximo da frequência zero, ou seja, onde aparece a componente continua. Assim sendo um filtro de elevada ordem e boa qualidade iria atenuar uma quantidade significativa de sinal aumentando bastante a taxa de erros. O segundo problema tem a ver com a exigência de utilização de condensadores de grande capacidade. Por não permitirem a existência de variações rápidas da componente contínua o cancelamento não é perfeito.

Assim existem duas técnicas que permitem atenuar o problema da existência da componente contínua. A primeira passa pela utilização de uma codificação na transmissão que provoque a existência de muito pouca energia na zona próxima da componente contínua, após a conversão do sinal para banda base. A segunda técnica consiste na utilização de tempos mortos na transmissão digital que permitem que exista o cancelamento desta componente. Ainda assim a existência de interferentes fortes que podem aparecer em qualquer altura podem fazer com que esta técnica não tenha os resultados pretendidos.

2.2.3. Problema da conversão directa

Existem outros elementos que limitam este tipo de receptor tais como a existência do ruído rosa (ou ruído de $1/f$) e dos efeitos de não linearidade de segunda ordem no *LNA* e no misturador. O ruído $1/f$ aparece devido a ser feita uma conversão directa para banda base, este ruído vai contaminar o canal desejado. A forma de ultrapassar esta limitação consiste na utilização de um *LNA* com um ganho bastante alto para que o canal tenha uma potência suficiente para não ser afectado pelo ruído. As limitações tecnológicas dos amplificadores de

baixo ruído, nomeadamente para conseguir ganhos elevados a alta frequência, faz com que isto nem sempre seja possível de se realizar. Relativamente aos problemas de não linearidades, estes aparecem sempre que existe um canal interferente suficientemente forte tal que a sua automistura provoque interferência em banda base. Neste caso a solução passa por utilizar uma cadeia de recepção ajustável, de modo a minimizar o termo de segunda ordem.

Para eliminar os constrangimentos existentes neste tipo de receptor utiliza-se um receptor que faça a conversão para uma frequência intermédia, acima da influência do ruído $1/f$ e de modo a não estar limitado pela sobreposição da banda imagem no canal desejado. Uma hipótese é a utilização do receptor heteródino desde que exista uma escolha cuidadosa da frequência intermédia.

2.3. Receptores rejeita-imagem

Com os inconvenientes que existem nos receptores heteródinos, devido à existência da banda imagem, surge o desenvolvimento de diversas técnicas que permitem eliminar a banda imagem.

As técnicas de cancelamento assentam na ideia de processar a banda desejada e a imagem de maneira diferente. Através da mudança de fase de uma delas e junção com a original consegue-se o seu cancelamento.

Um circuito que é vulgarmente utilizado para inverter a fase de um sinal é o da figura 21. Na figura 22 mostra-se a diferença entre dois sinais com inversão de fase no domínio do tempo e no domínio da frequência.

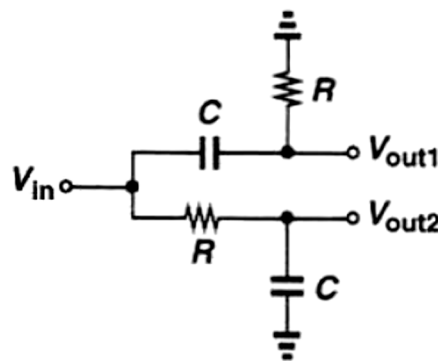


Figura 21 - Circuito inversor de fase a 90° (extraído de [3])

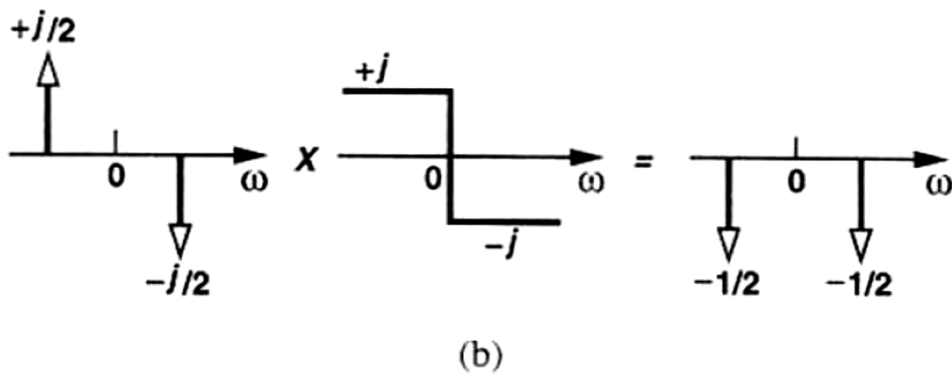
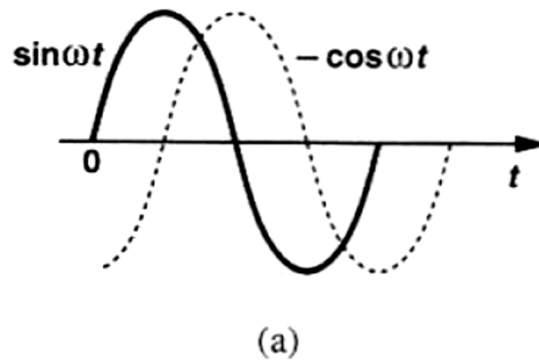


Figura 22 - Inversão de fase a 90° no tempo (a) e no domínio da frequência (b) (extraído de [3])

Existem várias arquitecturas que foram desenvolvidas que se baseiam nesta técnica, as mais importantes são a arquitectura de *Hartley* e a de *Weaver* [3].

2.3.1. Receptor Digital-IF

O receptor Digital-IF também pode ser chamado de receptor híbrido, uma vez que concilia o domínio analógico com o domínio digital no processo de conversão para baixa frequência. Este receptor possui dois estágios de conversão. O primeiro, puramente analógico, é semelhante ao heteródino, convertendo o sinal para uma frequência mais baixa denominada *IF*. O segundo estágio consiste primeiramente na digitalização do sinal, no domínio digital volta a ser misturado e filtrado, para o deslocar para a banda de interesse. O processo de mistura e filtragem é feito com muito mais eficiência no domínio digital, sendo esse o principal trunfo deste tipo de arquitectura. O esquema típico deste tipo de receptor é o que se apresenta na figura 23.

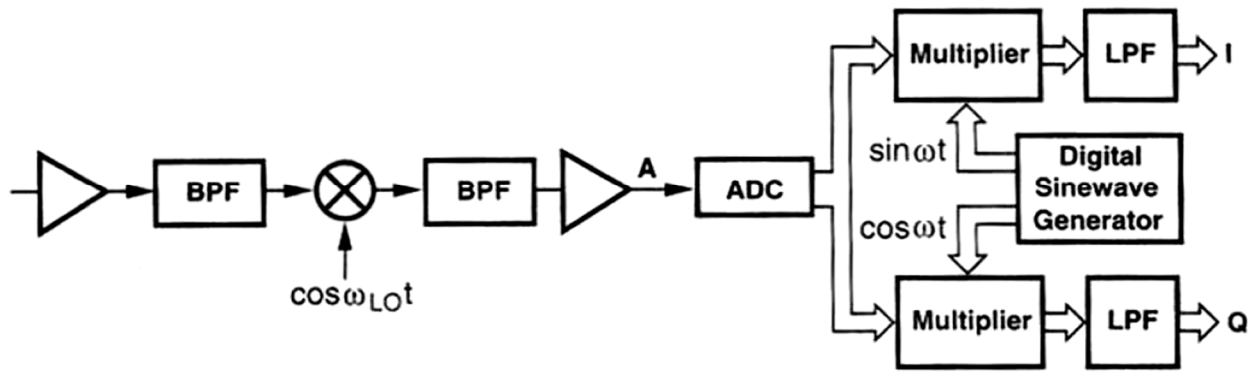


Figura 23 - Receptor *Digital-IF* (extraído de [3])

A principal limitação deste tipo de arquitectura prende-se com as características que são exigidas ao *ADC*. Primeiro tem de ter uma largura de banda grande o suficiente para poder digitalizar o sinal correctamente, no mínimo, duas vezes o valor de *IF* escolhido. Os valores típicos de frequência intermédia estão entre os 50 MHz e os 300 MHz pelo que obrigam a frequências de amostragem entre 100 MHz e 600 MHz. A outra limitação tem a ver com a gama dinâmica. O sinal que chega ao ponto A da figura 23 é da ordem de poucos microvolts, assim a gama dinâmica deveria ser dessa ordem de grandeza. A gama dinâmica típica dos *ADC* é da ordem de algumas centenas de milivolts, dificultando assim a digitalização do sinal, sendo por isso necessário que este possua uma precisão de pelo menos 14 bits.

Os efeitos não lineares do *ADC* deverão também ser suficientemente pequenos de modo a minimizarem a degradação do sinal por fenómenos de intermodulação. Todos os requisitos imputados ao *ADC* para que esta arquitectura tenha um bom desempenho são hoje em dia difíceis de obter mesmo que o seu custo ou dissipação de potência não sejam parâmetros críticos de decisão.

2.4. Tipos de analisadores de espectro

Os analisadores de espectro existem no mercado sobre diversas formas, desde instrumentos portáteis para se efectuar medições com mais liberdade, até instrumentos fixos que permitem analisar sinais com muito mais precisão. Um exemplo de cada tipo pode ser observado respectivamente na figura 24 e figura 25, no primeiro caso é um dispositivo da marca *Agilent* e no segundo da *Aaronia*.

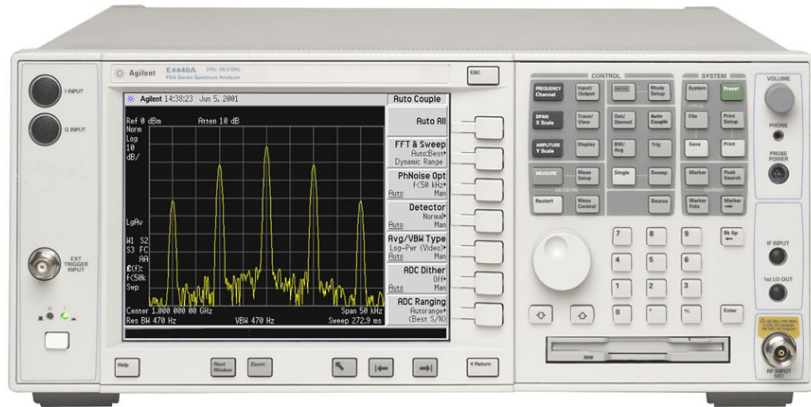


Figura 24 - Analizador de espectro de secretaria da Agilent (extraído de [4])



Figura 25 - Analizador de espectro portátil da Aaronia (extraído de [5])

O analisador de espectro recebe um sinal rádio e faz a conversão de um sinal do tempo para a frequência. A recepção do sinal rádio é feita à custa duma arquitectura de recepção, o tipo de arquitectura define o tipo e as características de cada analisador de espectro.

O domínio do tempo é normalmente a referencia mais utilizada para analisar sinais, a existência de eventos eléctricos modificam o sinal e essa modificação pode ser observada através do osciloscópio. O osciloscópio mostra a forma da onda no domínio do tempo, porém a complexidade dos sinais rádio faz com que por vezes o osciloscópio não consiga fornecer informação de interesse. Por isso por vezes é imprescindível analisar o sinal da perspectiva da frequência, ou seja, perceber todas as componentes espectrais e suas potências. Na figura 26, pode-se perceber como um sinal com apenas duas componentes espectrais no domínio do

tempo reflecte um sinal complexo. Porém se o mesmo sinal for analisado no domínio da frequência fica perceptível do tipo de sinal que está em causa.

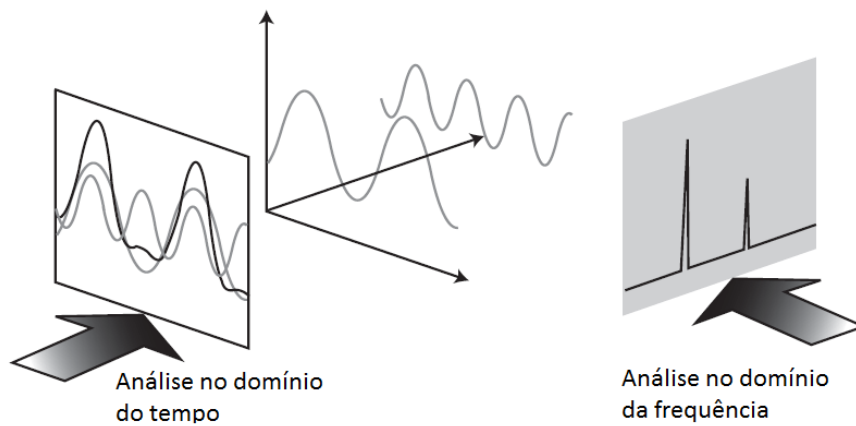


Figura 26 - Domínio do tempo versus domínio da frequência (extraído de [4])

Analisando um sinal no domínio da frequência é possível medir a amplitude do sinal nas suas componentes de frequência dentro de uma determinada faixa do espectro. O analisador de espectro é amplamente utilizado para medir a potência sobre frequência, ruído e a distorção em circuitos rádio pela comparação do sinal de entrada com o medido. Em telecomunicações é frequentemente utilizado para analisar o espectro rádio para determinar a largura de banda ocupada pelos sinais, composição espectral, potência, distorção, harmónicas ou interferências de outra espécie que possam estar a ser geradas e que não são analisáveis no domínio do tempo. Portanto numa perspectiva mais generalista o analisador de espectro faz a conversão de um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência permitindo estudar características que de outra forma não seria possível.

Existem dois grandes tipos de analisadores de espectros: analisador de espectro *FFT* (*Fast Fourier Transform*) e o heteródino. Da junção destes dois, de modo a aproveitar as suas vantagens, nasceu o analisador *VSA* (*Vector Signal Analyser*).

Estes tipos de analisadores espectrais conseguem efectuar vários tipos de medidas, porém o tipo de analisador específica o tipo de medidas que consegue fazer. Os tipos de medidas mais vulgares são a frequência, potência, ruído, distorção e modulação.

- **Frequência**

Os sistemas de comunicação operam em frequências específicas e com uma determinada largura de banda, é importante perceber com exactidão a sua frequência assim

como as várias componentes espectrais que podem estar a ser geradas. A frequência deve ser aquela para que foi projectada na medida em que todos os sistemas que vão comunicar entre si estejam perfeitamente síncronos nesse domínio. Por vezes os sinais injectados nas antenas podem conter harmónicas em frequências diferentes da do sistema, assim como componentes resultantes de produtos de intermodulação de terceira ordem que podem estar a acontecer e que causam distorção. É importante analisar estes fenómenos relativos à frequência, para perceber de que forma afectam os sistemas e de que modo podem ser eliminados ou atenuados.

- **Potência**

O espectro rádio é limitado e é um recurso partilhado, por isso é importante regular e controlar quem o usa e de que forma. Assim a medição de potência é uma ferramenta importante utilizada pelas agências para efeitos de gestão e regulação. Enquanto se monitoriza o espectro usado, pode-se medir a potência de cada componente de frequência para perceber se alguém está a transmitir acima do limite estabelecido pelos padrões das telecomunicações.

Para a indústria é de grande importância medir a potência transmitida nos seus equipamentos, não só para garantir que não excede os limites máximos impostos pelos reguladores, mas por uma questão de performance. Potência de transmissão demasiado baixas não garantem que as comunicações sejam estabelecidas, por outro lado, potências demasiado altas podem gastar as baterias mais rapidamente.

- **Ruído**

O ruído está presente em todos os circuitos eléctricos e não é desejável. Medir o nível da figura de ruído e a relação sinal ruído é importante para avaliar a performance de um equipamento e a sua contribuição geral para a performance do sistema.

- **Distorção**

Quase todos os sistemas existentes não são lineares, o que causa distorção. O excesso de distorção harmónica na transmissão pode interferir com sinais que transportam informação, ou interferir com outras bandas de comunicações. Na recepção é importante que o estágio de pré amplificação esteja isento de fenómenos de intermodulação para prevenir o efeito de *crosstalk*.

▪ Modulação

A modulação é o processo de variar uma ou mais propriedades de um sinal como a frequência, amplitude ou fase, para que ele possa ser fisicamente transmitido. Mudando as propriedades do sinal, é possível torna-lo mais robusto ao meio onde vai ser transmitido. Medir a modulação de um sistema pode ser utilizado para verificar se a informação está a ser correctamente transmitida.

2.4.1. Analisador de espectro *FFT*

O analisador de espectro *FFT* digitaliza directamente o sinal no tempo e transforma-o para o domínio da frequência utilizando a *DFT* (*Discrete Fourier Transform*). O sinal é digitalizado com recurso a um *ADC*, seguidamente é utilizado um processador de dados para executar o algoritmo da *DFT*, é vulgar a utilização de um *DSP* para este tipo de operações.

Neste tipo de analisadores o sinal rádio é filtrado com um filtro passa-baixo (*anti-aliasing*), a frequência de corte deste filtro é no máximo metade da frequência de amostragem (F_s) do *ADC*. Só assim se garante que o teorema de *Nyquist* seja cumprido e por outro lado, evita-se a existência de componentes de frequência devido a fenómenos de *aliasing*. Na prática utiliza-se *ADC*'s com uma frequência de amostragem superior ao dobro da frequência de corte do filtro.

Assim consegue-se a conversão do sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência. Na figura 27 pode-se observar um diagrama que representa um analisador de espectro *FFT* genérico.

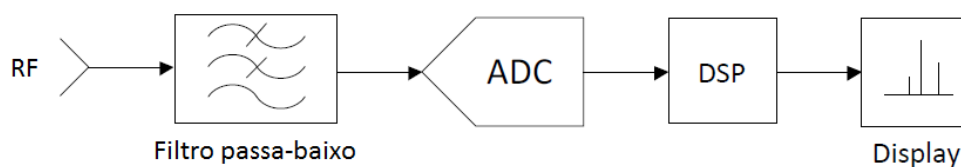


Figura 27 - Diagrama de blocos de um analisador de espectro *FFT* genérico.

A vantagem deste tipo de analisadores espectrais é a sua capacidade de obter uma resposta num curto espaço de tempo, uma vez que basta apenas uma porção de amostras do sinal para gerar uma resposta. Porém isto impossibilita a detecção de variações rápidas em frequência sempre que estas ocorrerem nos períodos de processamento, ou seja, fora dos

períodos de digitalização do sinal. Outra vantagem é a possibilidade de medir também a fase do sinal, muito útil sempre que se tem comunicações digitais.

A maior desvantagem deste modelo é a limitação da máxima frequência de operação. A máxima frequência possível de ser detectada corresponde a metade da frequência de amostragem do *ADC*. Isto só por si é uma enorme limitação uma vez que, hoje em dia, a máxima frequência de amostragem possível é bastante insuficiente para os sinais rádio que se pretende analisar. De referir ainda o custo elevado de *ADC*'s de alta performance e o facto de ter que se usar igualmente processadores de alto desempenho, por forma a que a leitura possa ser feita ao ritmo do conversor, para evitar o uso de memórias que iriam degradar o desempenho das medições.

2.4.2. Analisador de espectro heteródino

Os analisadores de espectro heteródino são os mais vulgares e mais utilizados. Utilizam o mesmo princípio do receptor de rádio heteródino. À custa de um oscilador local e um misturador, convertem uma porção do espectro para uma frequência, normalmente mais baixa, e que corresponde à frequência central de um filtro. A largura de banda do filtro deverá ser o mais pequena possível, ditando assim qual a resolução em frequência do dispositivo.

As maiores desvantagens deste tipo de analisadores é a impossibilidade de medir a fase e as frequências transitórias, na medida em que não existem filtros com uma largura de banda de 1 Hz, logo os degraus de frequência vão depender disso. Na figura 28 mostra-se o diagrama de blocos deste tipo de analisador.

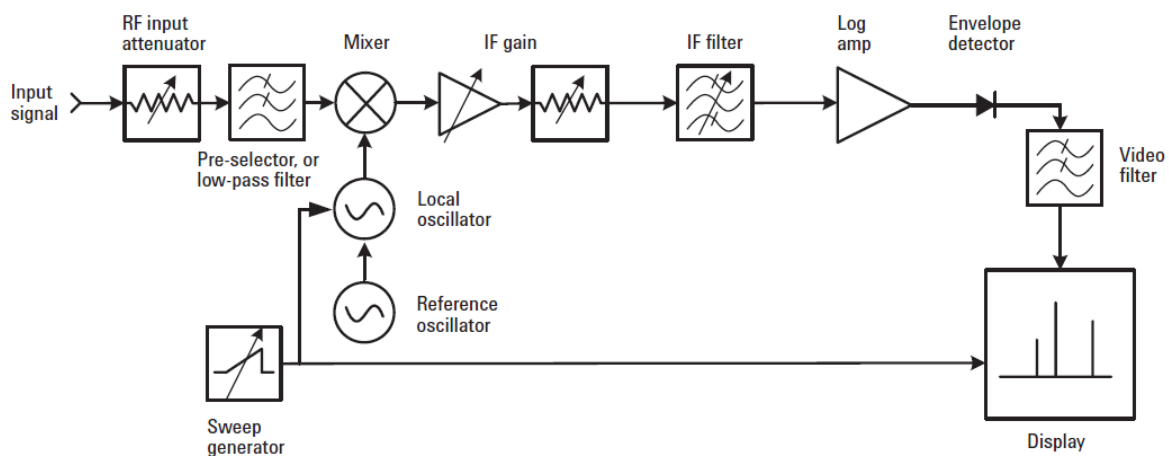


Figura 28 - Diagrama de blocos básico do analisador de espectro heteródino (extraído de [4])

2.4.2.1. Teoria de operação

Como se pode observar pela figura 28 o primeiro bloco é um atenuador, e serve para adequar o sinal de entrada aos valores limites do misturador de forma a garantir que o sinal não sofre compressão ou distorção. Nos sistemas portáteis de medição é normal que este bloco seja substituído por um *LNA* para amplificar directamente o sinal proveniente de uma antena.

Antes do sinal poder passar pelo misturador sofre uma filtragem. Esta serve para limitar a sua largura de banda às frequências de interesse que se pretende analisar. Esta filtragem pode ser do tipo passa-baixo ou passa-banda dependendo das características do analisador.

No misturador o sinal sofre uma mistura com um sinal proveniente de um oscilador local para converter o sinal para uma frequência mais baixa denominada de *IF*. Do processo de mistura além do aparecimento da componente desejada na frequência *IF* aparece ainda a banda-imagem e possíveis harmónicas resultantes de não linearidades impostas pelo misturador. Neste aspecto é de todo primordial que a frequência intermédia seja correctamente escolhida para que a banda-imagem não seja uma frequência que esteja dentro da faixa de operação do dispositivo.

Após o sinal ser deslocado para a frequência *IF* desejada, passa por um amplificador e um atenuador ambos de ganho variável. Estes permitem adaptar o sinal em amplitude para os elementos que se seguem e é também da responsabilidade destes estabelecer qual a gama dinâmica máxima do dispositivo. Este processo é seguido por um filtro *IF*, vulgarmente denominado por *RBW* (*Resolution Bandwidth*), responsável por impor a resolução máxima em frequência do analisador de espectro. O desejável é que a sua largura de banda seja tão pequena quanto possível, para que os saltos na medição de frequência sejam muito curtos. O ideal seria um filtro muito restritivo, no limite com uma largura de banda de 1 Hz, para cobrir a totalidade do espectro. Porém quanto mais restritivo for o filtro mais lenta será a sua resposta, assim deve existir um compromisso entre a resposta e a sua precisão. A maioria dos dispositivos comerciais contém mais do que um *RBW* para que se possa seleccionar o mais adequado ao tipo de sinal que se pretende analisar.

A etapa final consiste em passar o sinal por um amplificador logarítmico para que à saída se tenha a potência do sinal em dB. Finalmente o sinal é rectificado, ou seja, integrado para que fique assim determinada a sua potência e convertida para um valor de tensão. Assim

já pode servir o eixo Y do visor onde vai ser apresentado. O processo de medida e visualização é feito à custa de um oscilador dente de serra para indexar a cada uma das frequências, controlando a frequência do oscilador local, um valor no eixo X do visor.

Caso se pretenda apresentar num visor digital basta digitalizar o sinal, após a rectificação, com recurso a um *ADC*, não existindo nenhuma limitação para a frequência de amostragem deste, uma vez que apenas se vai medir um sinal *DC*. Assim o sinal pode também ser guardado para posterior análise.

2.4.3. Analisador de Espectro *VSA*

Este tipo de analisador consiste numa mistura do analisador de espectro *FFT* e do analisador de espectro heteródino visto no ponto 2.4.1 e 2.4.2 respectivamente. O principal objectivo é explorar as principais vantagens dos dois analisadores, ou seja, a possibilidade de medir a frequência e a fase, proporcionada pelo analisador de espectro *FFT*, e a possibilidade de o fazer a uma frequência de amostragem mais baixa, devido à cadeia de recepção heteródina.

Com recurso a múltiplos estágios heteródinos é possível aumentar bastante a cobertura de frequências que o sistema pode detectar. O diagrama de blocos deste analisador está presente na figura 29.

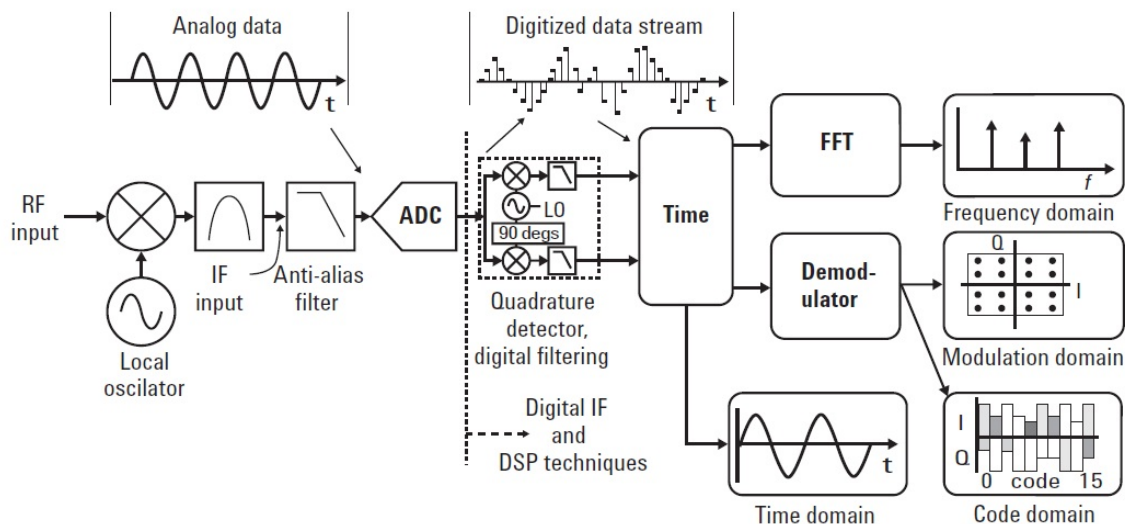


Figura 29 - Diagrama de blocos básico do analisador de espectro *VSA* (extraído de [6])

Este analisador combina a tecnologia heteródina com *ADC's* de grande velocidade em conjugação com técnicas de processamento digital de sinal, para permitir medições rápidas e precisas. O *VSA* é especialmente útil para caracterizar sinais complexos como rajadas, transitórios e outros sinais modulados presentes em telecomunicações: vídeo, difusão, sonar, entre outros.

Capítulo 3

Implementação Andar de Recepção

O andar de recepção vai ser responsável pela recepção e processamento de toda a parte rádio do dispositivo. A arquitectura de recepção escolhida para a implementação do analisador de espectro foi a arquitectura heteródina. Tem um funcionamento simples e é uma boa solução para produzir um analisador de espectro com capacidade de medir potência a um baixo custo. Como se viu no capítulo 2, desde que bem dimensionada no que respeita à banda a analisar e à frequência intermédia utilizada, elimina-se os problemas da existência da banda-imagem simplificando bastante o processo de recepção.

Para simplificar a análise dos vários elementos que constituem o analisador, a parte de recepção rádio foi dividida em 3 blocos de acordo com a figura 30. Com este sistema consegue-se obter de forma simples um analisador de espectro que apenas mede potência. O modo de funcionamento desta arquitectura é explicada no ponto 2.1, os detalhes de implementação serão pormenorizadamente explicado nos pontos que se seguem.

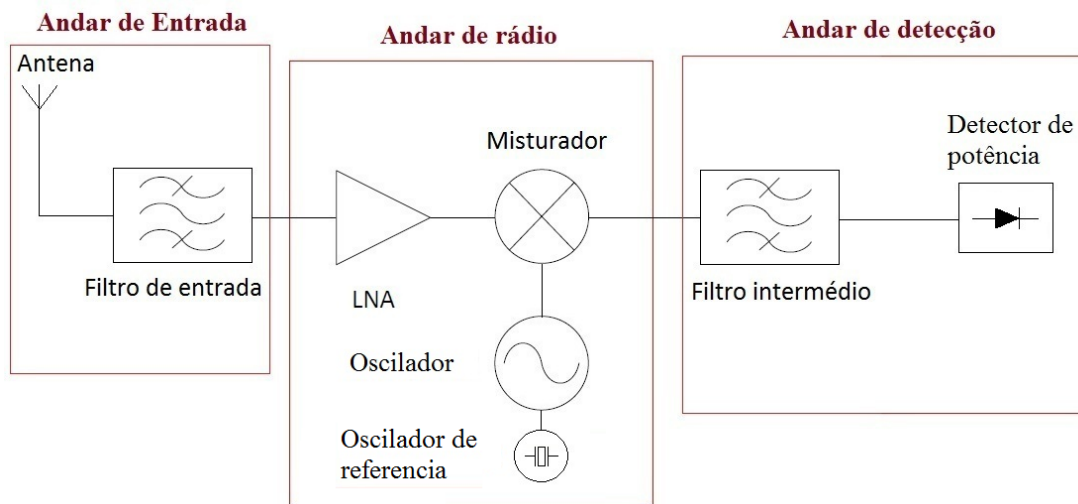


Figura 30 - Diagrama de blocos do andar de recepção implementado

O andar de entrada é constituído por uma antena e um filtro rejeita-imagem. É responsável por receber o sinal rádio proveniente da antena e adapta-lo de acordo com as características pretendidas. Neste caso foi utilizado um filtro passa-banda para que apenas passe ao andar de rádio o espectro que se pretende analisar, ou seja, dos 2 aos 3 GHz.

O andar de rádio amplifica o sinal proveniente do andar de entrada e mistura-o com o sinal proveniente do sintetizador. Assim o espectro de entrada é movido para uma frequência intermédia. Este andar é constituído por um *LNA*, um misturador, um oscilador e um oscilador auxiliar.

O último andar, denominado de andar de detecção, é responsável pela detecção da potência do sinal numa determinada banda estreita em torno da frequência intermédia do sistema. Os elementos que o constituem são um filtro passa-banda e um detector de potência.

O analisador de espectro tem uma frequência de operação entre 2 GHz e 3 GHz pelo que a escolha cuidada da frequência intermédia é fundamental para o correcto funcionamento, conforme abordado no capítulo 2.1. Assim para evitar a sobreposição espectral da parte negativa do espectro, assim como a existência de banda imagem, a frequência intermédia tem de ser superior a metade da largura de banda do canal de interesse, logo, superior a 500 MHz.

A escolha da frequência intermédia tem de contemplar também a existência de componentes que funcionem nessa frequência, nomeadamente o misturador, o filtro intermédio e o detector de potência. A frequência intermédia escolhida foi 869 MHz, pois é a frequência de trabalho do *GSM* e por isso existem bastantes componentes que operam nessa banda. Assim a frequência de operação do sintetizador tem de estar compreendida entre os 1131 MHz e os 2131 MHz para conseguir deslocar o sinal de entrada para a frequência intermédia desejada.

A interligação de todos os dispositivos é feita à custa de uma *PCB (Printed Circuit Board)*, que foi desenhada na ferramenta *Altium Design Summer 09* [7]. A *PCB* teve de ser construída em fábrica uma vez que o *layout* dos filtros e do *LNA* assim o exigiram, obtendo-se a placa da figura 31 e figura 32. No que respeita ao desenho é de referir os cuidados na sua concepção, na medida em que, à frequência que se está a operar qualquer erro pode ter consequências para o desempenho do circuito.

Na placa de circuito impresso foram ainda integrados os circuitos relativos à alimentação, nomeadamente do sintetizador que necessita de uma alimentação de 24 volts. Assim interligando esta placa com o conjunto de desenvolvimento *LPXpresso LPC1768* da *NXP* (mais detalhes no capítulo 5) consegue-se ter um sistema que funciona sem necessidade de qualquer alimentação externa além da *USB (Universal Serial Bus)*.

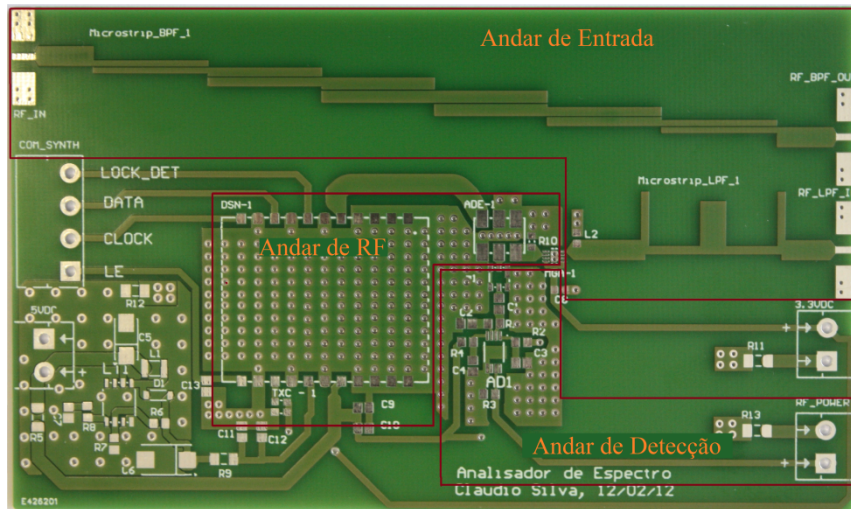


Figura 31 - PCB do andar de recepção com identificação dos blocos, vista de cima

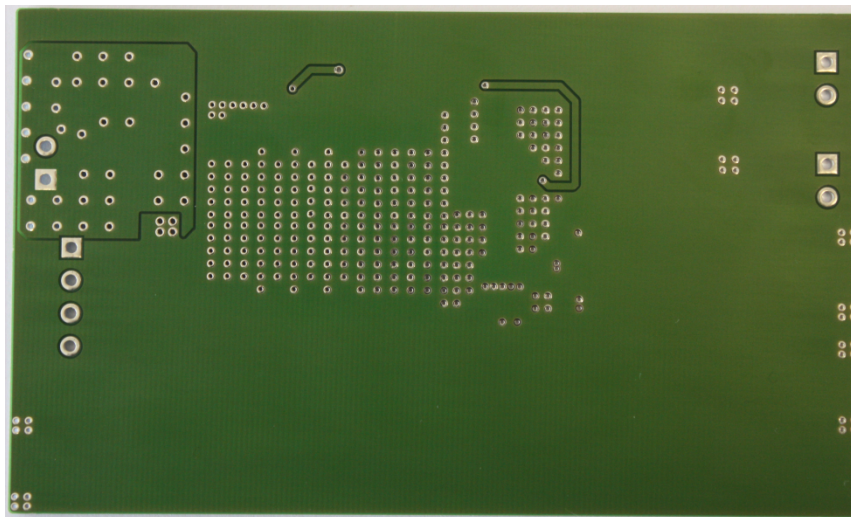


Figura 32 - PCB do andar de recepção, vista de baixo

De seguida serão descritos os vários elementos do andar de recepção, a antena por ter sido alvo de um estudo mais detalhado é analisada no capítulo 4.

3.1. Filtro de entrada

O filtro de entrada é responsável por eliminar a banda imagem e limitar a banda que vai ser utilizada pelo sistema. Este filtro é do tipo passa-banda e é implementado em alta frequência. Por este motivo torna-se complicado a implementação do filtro baseado em elementos discretos, tais como bobines e condensadores. A falta de componentes que tenham exactamente os valores pretendidos provoca que a sua implementação tenha resultados diferentes dos simulados, [8]. Por este motivo a solução passa pela utilização de filtros

baseados em linhas de transmissão, neste trabalho o filtro de entrada é baseado em linhas *microstrip*.

O filtro foi projectado com base no simulador *iFilter Filter Wizard* do programa *AWR Design Environment* [9]. As características principais para a simulação do filtro foram a frequência de operação, as perdas de inserção, a linearidade na banda passante e a limitação de implementação. Esta limitação tem a ver com a distância mínima entre pistas de 0.150 mm para que a construção da *PCB* possa ser o mais barato possível para reduzir o custo do dispositivo.

O filtro projectado é de 6ª ordem uma vez que apresentava uma dimensão razoável para as características pretendidas, os resultados para o parâmetro S_{21} obtidos por simulação apresentam-se na figura 33. O patamar de perdas é o ponto onde se atinge as perdas de inserção mínimas. Tomando como referencia o patamar de -3dB do patamar de perdas a frequência mínima de passagem do filtro é de 1.9 GHz e a máxima cerca de 3,09 GHz. Como se pode observar pelo gráfico, este tipo de filtro é caracterizado por apresentar uma outra banda passante ao dobro da frequência central do filtro, ou seja, em torno dos 5 GHz. Esta segunda banda passante pode ser um problema caso exista um sinal nessa frequência que possa saturar o *LNA*, caso seja elevada. Deste modo a solução passou pela colocação de um filtro passa-baixo em serie com o passa-banda de modo a eliminar a existência desta banda passante.

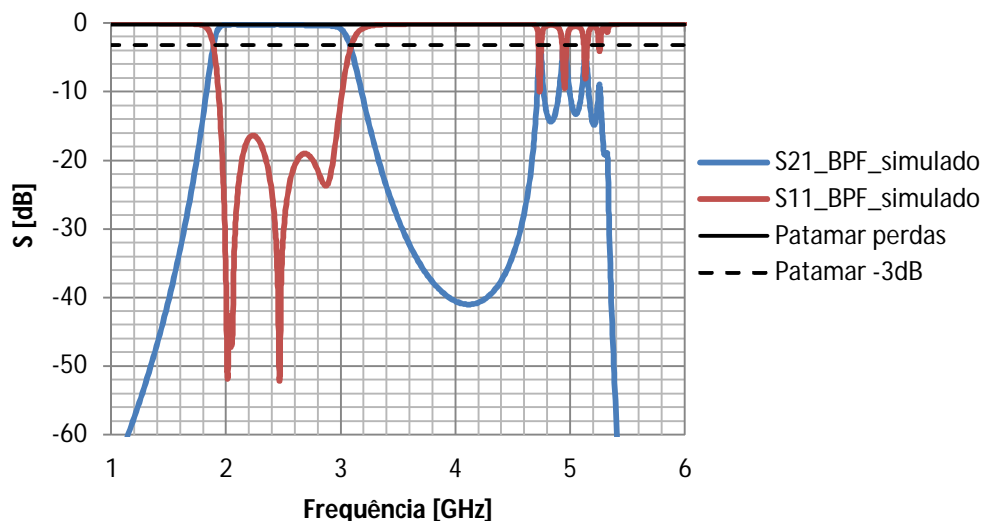


Figura 33 - Parâmetros S_{21} e S_{11} da simulação do filtro de entrada, filtro passa-banda

Relativamente ao filtro passa-baixo, este tem de atenuar apenas o mais possível a segunda banda. Assim a frequência de corte projectada a -3dB é de 3,5 GHz de forma a dar alguma margem de manobra caso exista algum desvio após implementação, à semelhança do que foi feito para o filtro passa-banda. Os valores do filtro simulado apresentam-se no gráfico da figura 34.

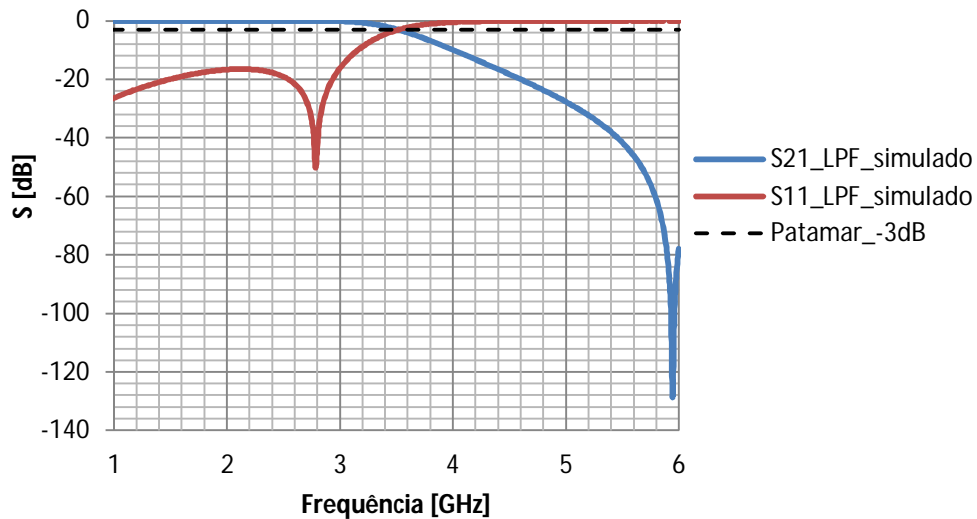


Figura 34 – Parâmetros S_{21} e S_{11} da simulação do filtro de entrada, filtro passa-baixo

3.1.1. Medições

O filtro passa-banda foi implementado na *PCB* do dispositivo. Posto isto, foi medido por forma a comprovar que as suas características vão de encontro ao desejado. Na Figura 35 tem-se um gráfico com os parâmetros S_{21} e S_{11} do filtro implementado. Como se pode observar a sua forma é bastante semelhante na banda dos 2 aos 3 GHz, porém não apresenta a segunda banda passante ao dobro da frequência central, conforme seria de esperar. Apresenta um patamar de perdas mínimas de 2,15 dB, o que provoca que as frequências inicial e final da banda de passagem, assumindo um valor de -3dB do patamar de perdas, sejam 1,76 e 2,9 GHz respectivamente.

Relativamente ao gráfico da figura 36, sobreposição dos valores simulados e medidos, tem-se para os valores medidos a existência de um deslocamento de toda a banda passante, cerca de 140 MHz na banda inferior e 185 MHz na banda superior. Deste modo verifica-se também um estreitamento do filtro em cerca de 45MHz. O deslocamento obtido, assim como a atenuação bastante significativa na segunda banda passante, pode ser explicado pela implementação do filtro no substrato *FR4*. Este tipo de substrato caracteriza-se por não

possuir um bom desempenho com sinais de alta frequência, como é visível também pelo patamar de perdas.

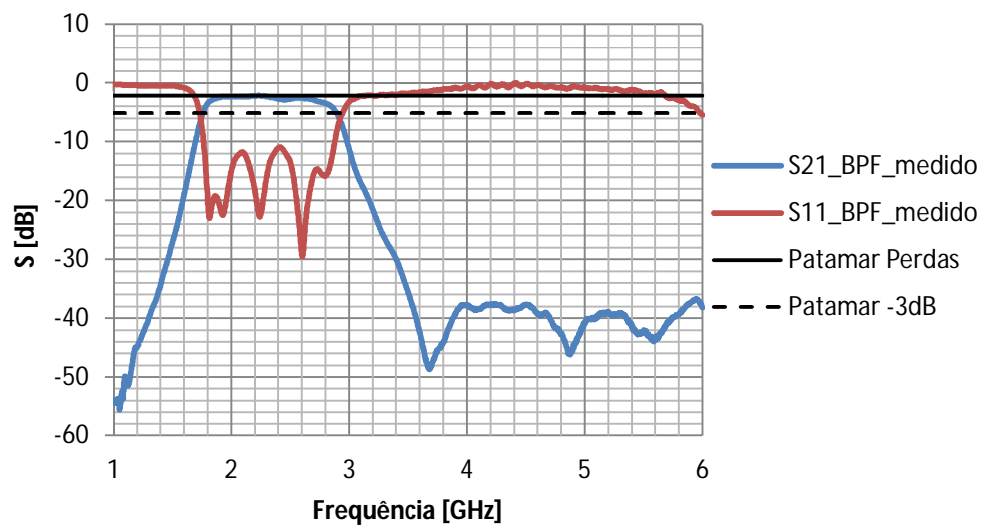


Figura 35 - Parâmetros S_{21} e S_{11} do filtro passa-banda implementado

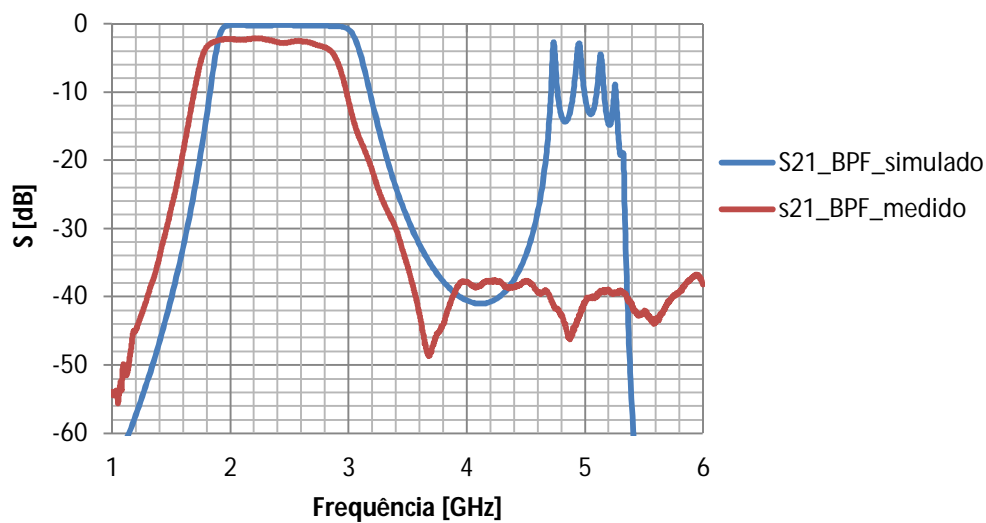


Figura 36 – Parâmetros S_{21} dos valores medidos e simulados do filtro passa-banda

No que diz respeito ao filtro passa-baixo, devido a questões de implementação não pôde ficar separado do *LNA*. Deste modo as medições do seu desempenho foram feitas em conjunto com o *LNA*, assim os resultados obtidos estão no ponto 4.2.

3.2. Amplificador de baixo ruído

Para o *LNA*, tentou-se que este fosse o mais simples possível, mas que tivesse boas características ao nível dos seus parâmetros *S*. A não dependência de componentes externos minimiza problemas que possam surgir devido a questões do desenho da *PCB*.

O *LNA* é um dispositivo essencial para o correcto funcionamento do sistema. É desejável que consiga um ganho elevado com a menor distorção possível. Assim, o ponto de compressão a 1 dB e a 3 dB deverá ser alto para se obter uma larga banda de operação admissível. O ganho que consegue obter é crucial para que o analisador de espectro tenha uma boa sensibilidade, embora este factor dependa de toda a cadeia de recepção.

O *LNA* escolhido foi o *MGA-21108* da *AVAGO*. Como se pode ver pela figura 37, o circuito é bastante simples tendo como componentes externos apenas um condensador, uma bobine e uma resistência, uma vez que a resistência *R2* é opcional. A sua banda de operação situa-se entre os 1,5 GHz e 8 GHz, cobrindo a totalidade da banda necessária. Ao nível dos parâmetros *S*, figura 38, verifica-se que tem uma resposta bastante linear e com uma amplitude considerável e por isso útil para o pretendido.

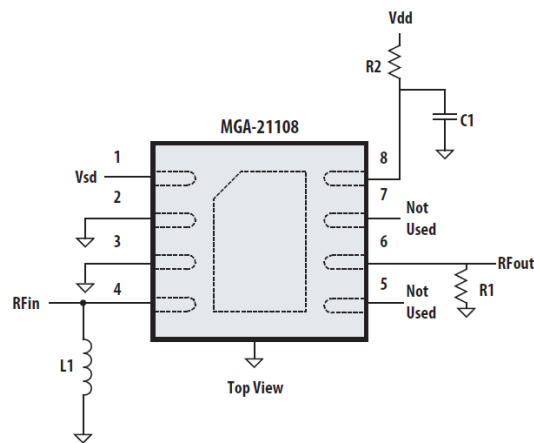


Figura 37 - Circuito do *LNA MGA-21108* (extraído de [10])

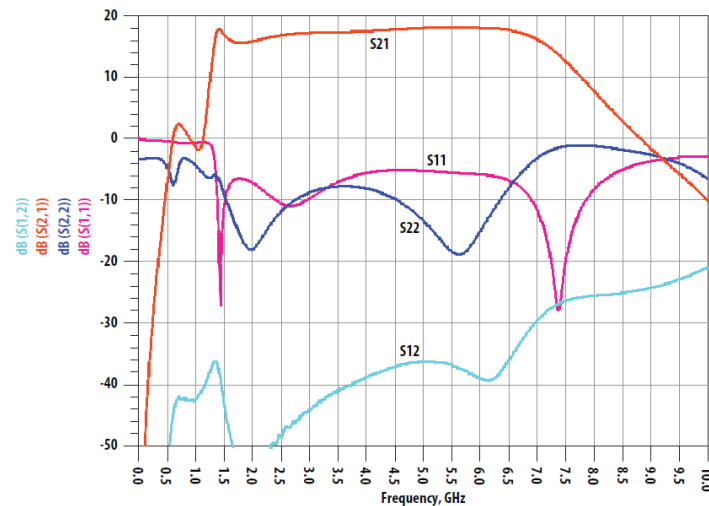


Figura 38 - Parâmetros S do LNA MGA-21108 (extraído de [10])

O ganho máximo teórico para a frequência de 2,5 GHz é de cerca de 16 dB representando um valor considerável tendo em conta este tipo de dispositivos. O ponto de compressão a 1 dB e 3 dB para a frequência de 2,5 GHz é de -5,5 dB e 1 dB respectivamente. De notar que estes valores fornecidos pelo *datasheet* foram verificados em medições efectuadas na placa de teste que tem um *layout* e substrato específico, pelo que os valores reais podem diferir destes.

Estes valores, conjuntamente com a atenuação provocada pelo filtro passa-banda, vão determinar a potência máxima admissível pelo sistema. De notar que este *LNA* está adaptado a 50 Ω não necessitando assim de nenhuma malha de adaptação externa.

A máxima potência que pode aparecer à entrada do *LNA* é resultado da atenuação do filtro passa-banda, do filtro passa-baixo e do ponto de compressão a 1 dB do *LNA*. Como não se conseguiu obter um valor de perdas para o filtro passa-baixo assume-se um valor típico de 0,5dB, obtendo-se assim os seguintes valores.

$$P_{MaxEntrada} = IP1_{LNA} + A_{BPF} + A_{LPF} = -5,5 + 2,15 + 0,5 = -2,85 \text{ dB} \quad (3.1)$$

O valor obtido para a potência máxima de entrada é bastante aceitável uma vez que este tipo de equipamento tem por objectivo medir sinal com amplitudes na ordem do micro volts. Para se maximizar a máxima potência admissível é comum utilizar-se um atenuador regulável.

3.2.1. Medições

A fixação do *LNA* na *PCB* tem de ser feita com recurso a uma estação apropriada para o efeito, devido ao seu tamanho reduzido e tipo de *footprint*, representando assim alguma dificuldade na utilização deste tipo de componente.

Posto isto procedeu-se às medições que foram efectuadas conjuntamente com o filtro passa-banda. Por questões de implementação não pode ficar isolado, no entanto foram efectuadas medições conjuntamente com o *LNA* obtendo-se os resultados da figura 39.

As medições foram efectuadas com uma alimentação de 3,3 V e pode-se observar o correcto funcionamento do *LNA*, conseguindo obter um ganho máximo de 17,2 dB e mínimo de 9,11 dB na banda de interesse. A queda do ganho a partir dos 3,5 GHz revela o bom desempenho do filtro passa-baixo podendo-se assim admitir também que as suas características estão bastante próximas das simuladas.

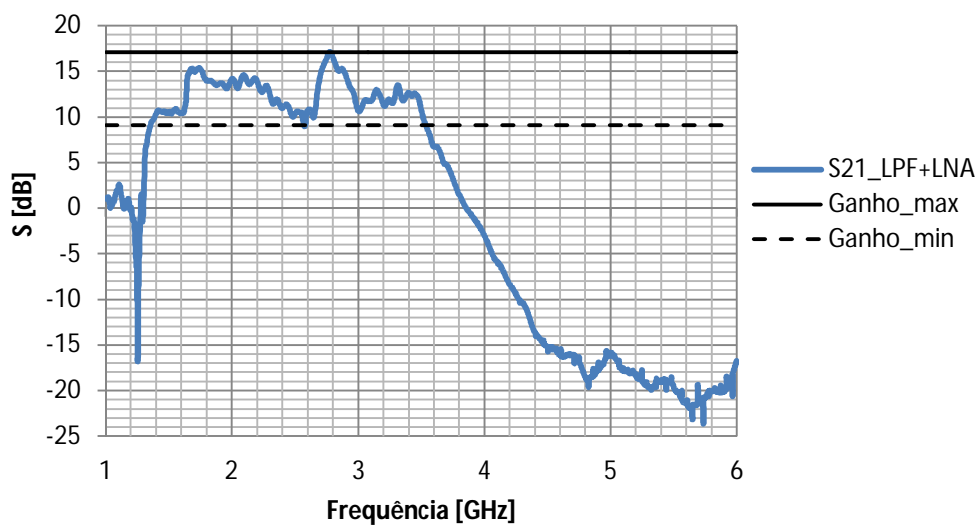


Figura 39 - Parâmetros S_{21} da conjugação filtro passa-baixo e *LNA*

Comparando a figura 39 com a figura 38, verifica-se que o ganho medido na prática apresenta oscilações que não eram contempladas no *datasheet* do dispositivo. Essas diferenças podem ser explicadas pelo substrato utilizado que é diferente do utilizado pelo fabricante para caracterizar o dispositivo, e pelo próprio *layout* que também é diferente. Ainda assim, essas oscilações poderão depois ser compensadas ao nível da programação.

Ligando o filtro passa banda ao passa-baixo e este ao *LNA*, completa-se o andar de entrada e inicia-se o andar de *RF*. No gráfico da figura 40 têm-se os parâmetros S_{21} resultantes

desta cadeia, obtém-se um ganho máximo de 15,3 dB e mínimo de 4,02 dB na banda de interesse. O ganho mínimo resulta de quebras abruptas que acontecem em torno dos 2,5 GHz e 2,65 GHz.

A explicação desta quebra do ganho não é imediata uma vez que o espectável seria a observação de um gráfico que corresponde-se à junção do gráfico da figura 35 e figura 39. De notar que as medições foram feitas à custa da soldagem de um fio coaxial na saída do *LNA*, o que do ponto de vista de adaptação poderá não ser o ideal, uma vez que o desenho da placa foi pensado para ligar directamente ao misturador através de uma linha de transmissão. Este facto pode ser o causador deste tipo de fenómenos, porém poderá não ter importância quando todo o sistema estiver funcional.

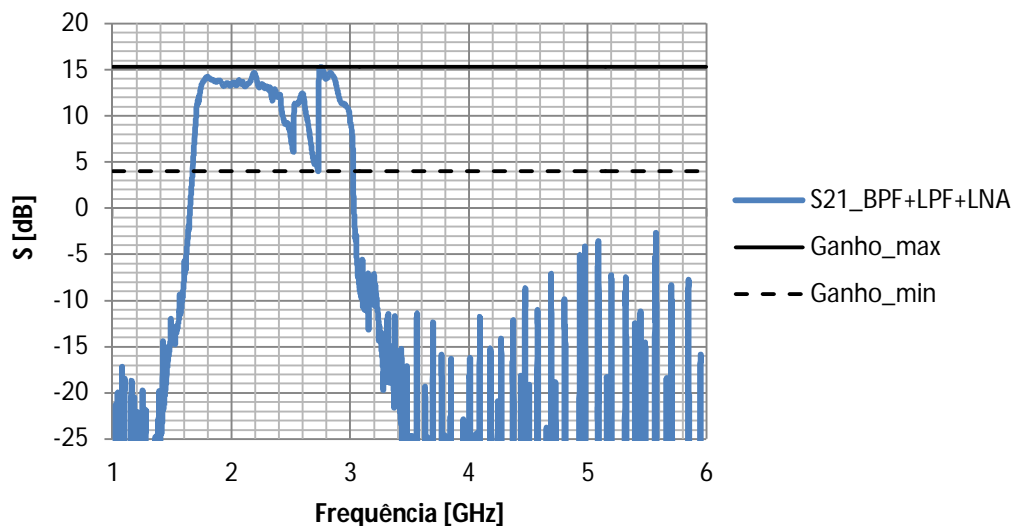


Figura 40 - Parâmetros S_{21} da conjugação dos filtros passa-banda, passa-baixo e *LNA*

Como se pode ver pela figura 40 e assumindo um critério de -3 dB do valor do ganho máximo, tem-se uma frequência de operação entre os 1,73 e os 2,91 GHz. A frequência máxima de operação é prejudicada pelo desfasamento que existiu ao nível do filtro passa-banda, ainda assim, cobre 90 % da banda que lhe era destinada. Verifica-se uma correcta operação ao nível do ganho alcançado obtendo como ganho máximo na faixa de operação 15,2 dB.

3.3. Misturador

O misturador é responsável por deslocar o sinal de entrada para a frequência *IF*. O deslocamento é conseguido através da mistura do sinal pretendido com uma portadora gerada

pelo oscilador. Como características principais no misturador tem-se a adaptação, isolamento, perdas de inserção e máxima potência.

A maior dificuldade na escolha do misturador para a construção de um analisador de espectro prende-se com o isolamento necessário que deve existir entre a entrada do oscilador e a saída do sistema. Este deve ser o mais elevado possível, porque se a frequência do oscilador local for próxima da frequência IF o filtro intermédio pode não conseguir ter rejeição suficiente. Nesse caso verifica-se a contaminação da portadora nas medidas efectuadas pelo detector de potência.

O misturador escolhido foi o ADE-30, que permite uma banda de operação para o sinal de entrada entre os 200 MHz e 3 GHz e na saída aceita sinais que estejam compreendidos entre 0 Hz e 1 GHz. Este misturador apresenta perdas de inserção na ordem dos 4,5 dB e um isolamento entre a entrada de sinal e entrada do oscilador local de 35 dB. O isolamento entre a entrada do oscilador local e a saída é de 20 dB. A potência máxima de entrada é de 14 dBm, suficiente para a maioria das aplicações rádio.

Embora o isolamento entre a portadora e a saída seja de 20 dB, para um sistema que tem sensibilidades típicas na ordem dos -60 dBm, este isolamento pode-se tornar insuficiente. De notar que a potência típica dos sintetizadores é da ordem dos 0 dBm o que agrava ainda mais este problema. Deste modo é necessário que o filtro intermédio tenha rejeição suficiente fora da banda de passagem para que a sensibilidade do analisador espectral não seja afectada. Na figura 41 tem-se uma figura que ilustra esta problemática.

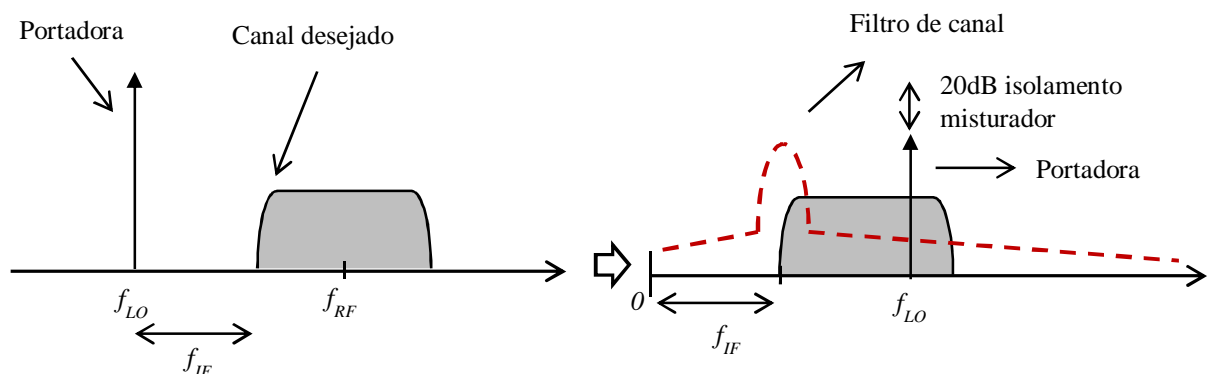


Figura 41 – Problema do isolamento do misturador entre LO e IF não ser perfeito

3.4. Oscilador Local

O oscilador local é responsável por criar varias portadoras para que, conjuntamente com o misturador, o sinal de entrada seja deslocado para a frequência intermédia, para se receber o canal desejado. O ideal é que a portadora gerada tenha uma largura de banda de 1Hz, porém na prática isto não é possível. Assim a forma de conseguir a geração de várias portadoras com a menor largura de banda possível é utilizando um sintetizador.

O sintetizador é idêntico a um cristal conseguindo gerar uma portadora com uma precisão bastante elevada, porém ao contrário do cristal, consegue gerar várias portadoras mantendo a mesma precisão. O sintetizador escolhido é o *DSN-2050A-119+* da *Mini-Circuits* e é constituído por dois componentes principais, a *PLL (Phase-locked Loop)* e o *VCO (Voltage-Controller Oscillator)*, como é visível na figura 42. A *PLL* embutida neste sintetizador é o *ADF4113* do fabricante *Analog Devices*. As principais características deste sintetizador são:

- Tensão de funcionamento: $VCO=+5$ V, $PLL=+24$ V
- Corrente: $VCO_{typ}=31$ mA, $VCO_{max} = 40$ mA, $PLL_{typ}=27$ mA
- Frequência de operação: 1130 MHz – 2100 MHz
- Tempo de estabelecimento máximo: 600 ms
- Tamanho de salto: 12,5 kHz
- Ruído de fase a 1 kHz: -74 dBc/Hz
- Potência de saída: 0,5 dBm
- Interface de programação: serie a 3 fios, 3V CMOS
- Oscilador de referência: onda quadrada com amplitude de 1Vpp a 13MHz

O tempo de estabelecimento é o máximo que o sintetizador pode demorar até ter na sua saída um sinal estável. Este valor ocorre quando se efectua o maior salto de frequência possível, ou seja, quando esta passa da frequência de 1130 MHz para 2100 MHz. Este parâmetro assume grande importância quando os saltos em frequências são frequentes, como acontece neste tipo de aplicação, podendo por isso fazer com que o varrimento total do espectro possa demorar cerca de alguns segundos. Relativamente à precisão, este sintetizador consegue efectuar saltos de frequência espaçados de 12,5 kHz, permitindo-o alcançar cerca de 77600 frequências diferentes na banda de operação.

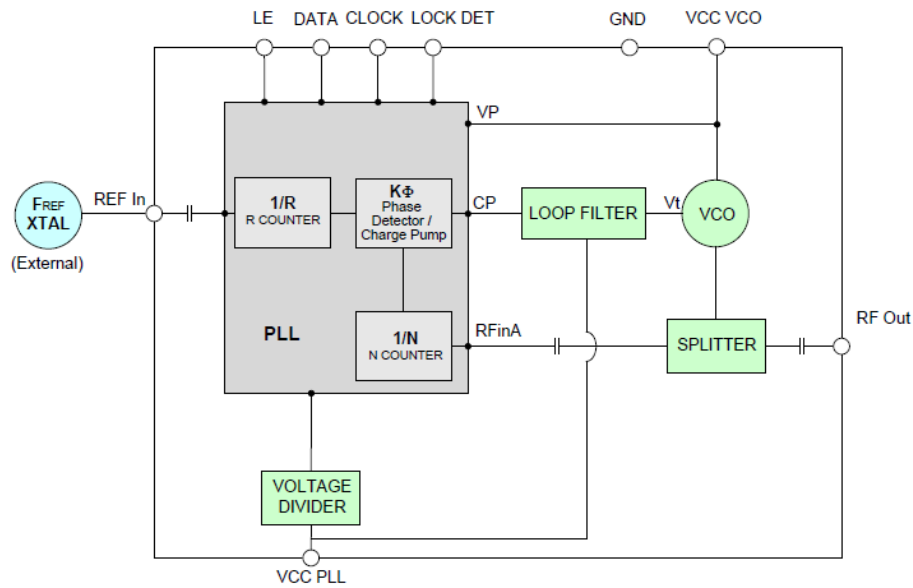


Figura 42 - Esquema simplificado do sintetizador *DSN-2050A-119+* (extraído de [11])

A interface de programação série com 24 bits é semelhante ao protocolo *SPI* (*Serial Peripheral Interface*), sendo deste modo de grande compatibilidade com a maior parte dos micro controladores existentes.

A maior dificuldade na implementação deste sintetizador prende-se com as questões de alimentação. A tensão necessária para o *VCO* é fácil de obter já que é a mesma alimentação que se obtém numa porta *USB*, porém a alimentação de 24 V necessária para alimentar a *PLL* não está normalmente disponível nos *kit's* de desenvolvimento. Assim foi inserido na placa desenvolvida também um circuito de alimentação dedicado ao sintetizador.

3.4.1. Alimentação da *PLL*

Para a alimentação da *PLL* utilizou-se um conversor *DC-DC* para aumentar a tensão dos 5 V disponíveis para a tensão de 24 V necessária. O conversor utilizado é o *LT1307* da *Linear Technology*, caracterizando-se por possuir uma tensão de alimentação compreendida entre 1 e 5 V e uma tensão de saída máxima de 30 V. A máxima corrente que pode fornecer a uma carga é cerca de 100 mA.

O problema na utilização deste tipo de componentes em circuitos dedicados à recepção de sinais *RF* é o facto de eles produzirem ruído, muitas vezes nocivo, incapacitando a recepção dos sinais rádio [12]. Por forma a minimizar este problema tem de existir um cuidado acrescido no *layout* utilizado. Neste caso o conversor ficou isolado do resto do

circuito através de ferrites no que respeita ao plano de massa e linhas de alimentação. Teve-se também o cuidado de não fazer passar perto do conversor qualquer linha de transmissão onde passe sinais rádio.

Outra limitação que estes circuitos podem apresentar prende-se com a corrente consumida, podendo limitar a sua utilização para aplicações onde a corrente é limitada. Neste projecto pretende-se que a alimentação seja feita apenas pela porta *USB*, assim a corrente é limitada aos 500 mA para alimentar todo o sistema. A corrente consumida por um conversor DC-DC depende da tensão que se pretende obter na saída (V_{out}), do rendimento do conversor (η), da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente que vai ser necessária na saída (I_{out}). Este conversor apresenta um rendimento de cerca de 75% e pode ser descrito pela expressão:

$$I_{max} = I_{out} \times \frac{V_{out}}{V_{in}} \times (2 - \eta) = 0,040 \times \frac{24}{5} \times 1,25 = 240mA \quad (3.2)$$

Assim fica-se ainda com uma margem significativa para poder alimentar os restantes componentes sem comprometer o funcionamento do sistema.

3.5. Filtro *IF*

O filtro de frequência intermédia, vulgarmente designado por *RBW*, é o responsável pela precisão do sistema. A precisão é a quantidade de espectro mais pequena que o analisador consegue medir, e está inteiramente ligada com a largura de banda que este filtro apresenta.

Outra exigência prende-se com a linearidade que este filtro deve apresentar fora da banda de passagem. A atenuação nesta zona deve ser a maior possível, pois só assim consegue seleccionar apenas o canal de interesse eliminando, tanto quanto possível, todo o espectro existente no resto da banda.

Devido às características que são exigidas a este elemento e por ser um componente de extrema importância para o funcionamento do sistema, optou-se pela compra de um filtro já construído, ao invés da sua implementação como aconteceu para o filtro de entrada. O filtro utilizado é o *B3715* da *Epcos* e a sua resposta é apresentada na figura 43 e figura 44.

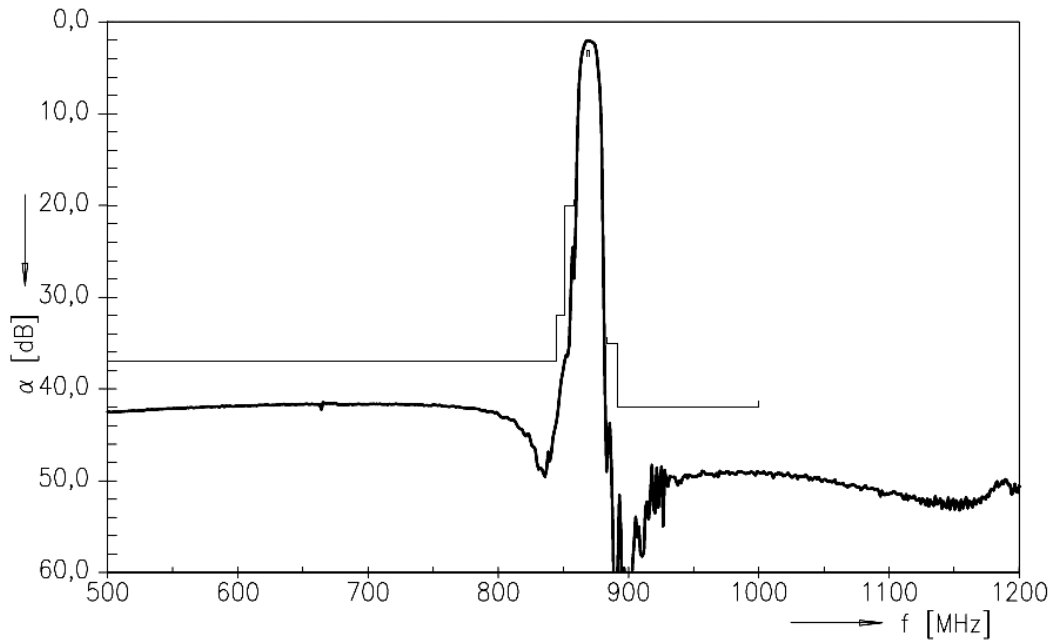


Figura 43 – Resposta do filtro *Epcos B3715* de 500MHz a 1,2GHz (extraído de [13])

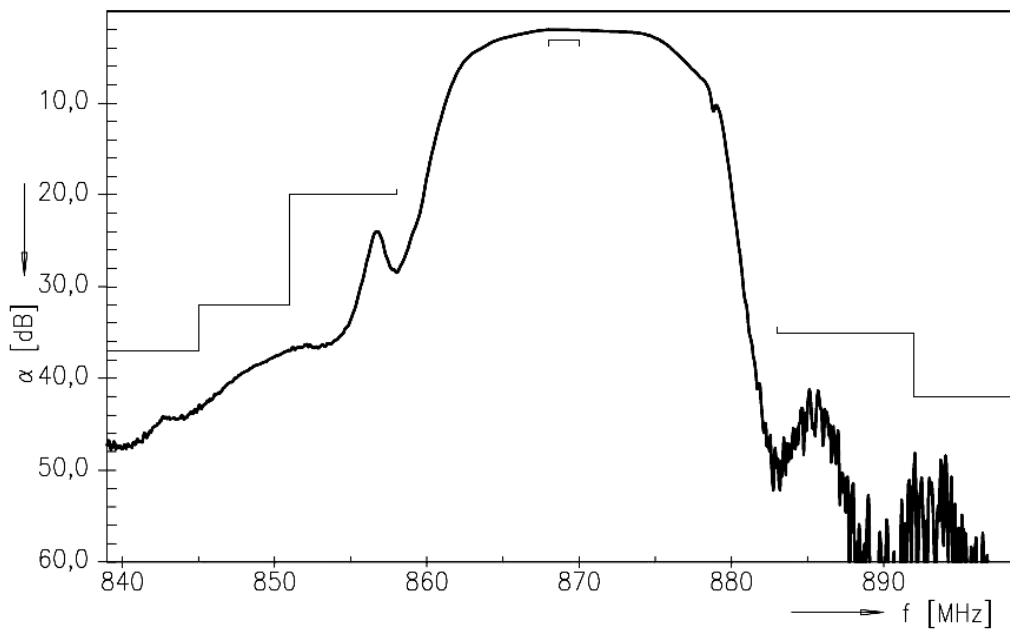


Figura 44 - Resposta do filtro *Epcos B3715* de 840MHz a 900MHz (extraído de [13])

Este caracteriza-se por ter uma frequência central de 869 MHz, uma largura de banda de 2 MHz a -3 dB e de 25 MHz a -30 dB e apresenta perdas de inserção de 2,4 dB. A atenuação que este filtro consegue obter fora da banda de passagem é de no mínimo 40 dB e relativamente constante, na zona superior a atenuação conseguida alcança os 50 dB, o que o torna ideal para a utilização pretendida. A largura de banda de 2 MHz permite efectuar

medições de potência com 500 pontos de resolução na largura de banda de operação, suficiente para a aplicação em causa.

3.6. Detector de potência

O detector de potência é responsável por converter todo o sinal presente na sua entrada para o correspondente valor de potência em dB. A característica principal deste tipo de dispositivos é a sua sensibilidade, assim, tem-se o menor valor de potência que o sistema consegue detectar. Valores inferiores ao patamar de sensibilidade serão interpretados como tendo esse mesmo valor de potência. Desde que toda a cadeia não tenha ruído superior a esse patamar esse será a sensibilidade do analisador de espectro.

O detector de potência utilizado é o *AD8313* da *Analog Devices* e caracteriza-se por ter uma gama de operação entre os 0,1 GHz e os 2,5 GHz conseguindo detectar sinais com potências compreendidas entre -5 dBm e -70 dBm, de acordo com o gráfico da figura 45. É de resposta rápida conseguindo por na saída um valor valido em apenas 40 ns. Este dispositivo apresenta ainda linearidade no cálculo da potência dos sinais, podendo assim a sua resposta ser representada por uma recta.

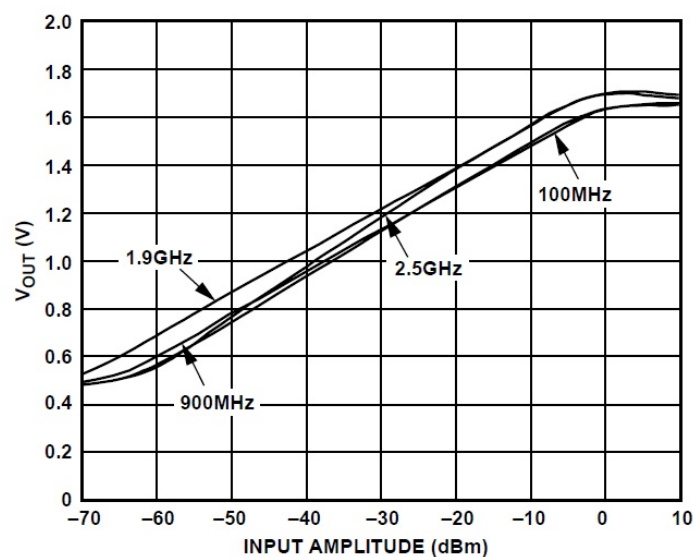


Figura 45 - Resposta do detector de potência *AD8313* (extraído de [14])

Este detector apresenta ainda grande estabilidade no cálculo da potência, não apresentando variações significativas com a variação da tensão de alimentação e da temperatura. Esta característica torna-se crucial para que o analisador de espectro varie o

menos possível independentemente das condições a que é sujeito. De notar que todos os dispositivos apresentam variações das características com a variação de temperatura, porém quanto menor for essa variação melhor.

A conversão de um sinal para o seu valor de potência depende do tipo de sinal que se apresenta na entrada. O amplificador logarítmico do AD8313 não responde da mesma forma a sinais de entrada com a mesma potência *RMS* (*Root Mean Square*) e com diferentes modulações. Assim caso se conheça o tipo de sinal de entrada deve-se utilizar os factores correctivos fornecidos pelo fabricante de acordo com a tabela 1.

Tabela 1 - Factores correctivos do AD8313 (extraído de [14])

Tipo de sinal	Factor correctivo
Onda sinusoidal	0 dB
Onda quadrada ou DC	-3,01 dB
Onda triangular	+0,9 dB
Canal GSM (Todos os <i>time slots</i> activos)	+0,55 dB
Canal CDMA	+3,55 dB
Ruído Gaussiano	+2,51 dB

Conhecendo todos os elementos do sistema de recepção é possível estimar qual é a máxima sensibilidade do sistema. Considerando que o patamar de sensibilidade não é limitado por nenhum elemento da cadeia mas apenas pelo ruído térmico, o valor da sensibilidade pode ser aproximado por:

$$\begin{aligned}
 Sens &= Sens_{PDet} + P_{Filtro_{If}} + P_{Mix} - G_{LNA+LPF} + P_{BPf} = \\
 &= -70 + 2,4 + 4,5 - 9 + 3 = -69,1 \text{ dBm}
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

O valor de sensibilidade obtido é bastante satisfatório tendo em conta este tipo de dispositivo. De seguida é necessário analisar se a injeção de sinal na frequência intermédia por meio do misturador pode degradar este valor. O valor estimado da potência da portadora que vai aparecer no detector de potência é dado pela equação:

$$Pot_{LO_PDet} = Pot_{Lo} - Isol_{Mix} + Isol_{Filtro_{If}} = 0 - 20 - 50 = -70 \text{ dBm}
 \tag{3.4}$$

Deste modo, do ponto de vista teórico, a potência do sinal do oscilador local que é injectado na frequência intermédia não limita a sensibilidade do sistema, assim a sensibilidade é de -69,1 dBm.

3.7. Resultados

A cadeia de recepção foi testada com recurso ao gerador de sinais *SML-03* 9kHz – 3,3 GHz do fabricante *ROHDE & SCHWARZ* e ao analisador de espectro *R3131A* 9kHz – 3GHz da Advantest, por forma a verificar o seu funcionamento e para detecção de algum tipo de problema. Após alguns testes foram detectados dois problemas.

O primeiro problema prende-se com a injeção de sinal do sintetizador no filtro de entrada, nomeadamente o filtro passa-banda. Embora tenha existido o cuidado de afastar o filtro o mais possível do sintetizador, como ilustra a figura 46, ele ficou a cerca de 8,6mm, permitindo que o sinal do sintetizador que tem uma potência medida de 5 dBm apareça com uma potência de -22 dBm no fim do filtro passa-banda de entrada. Este nível de potência acontece para uma frequência do sintetizador de 1731 MHz. Para além disto verifica-se que este tipo de filtro tem um comportamento de antena pelo que consegue captar tudo o que são interferências exteriores, pelo que seria importante um bom isolamento do exterior o que não acontece neste protótipo.

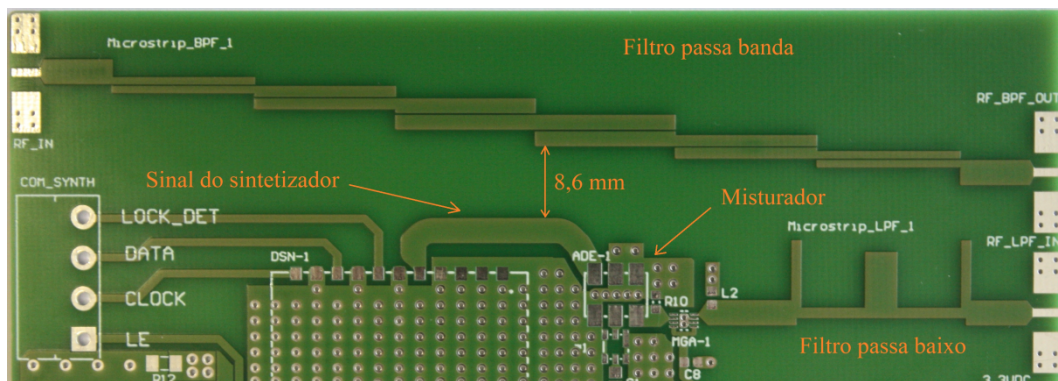


Figura 46 - Distancia entre o sinal do sintetizador e o filtro passa-banda

Estes dois factores conjugados provocam o aparecimento de componentes espectrais indesejadas no *LNA* como se pode ver pela figura 47 que mostra o espectro obtido depois do *LNA*. De notar que uma das componentes espectrais, nomeadamente a que aparece na frequência 2315 MHz tem uma potência de 9 dBm. A solução deste problema passa pela colocação de um filtro de entrada afastado do sintetizador e com o devido isolamento.

Nesta dissertação optou-se pela eliminação do filtro passa-banda, uma vez que não é de extrema importância quando se trabalha com sinais em que a forma espectral é conhecida. A ausência de fortes interferentes origina também que este tipo de filtro não seja necessário. Assim, como filtro de entrada ficou apenas o filtro passa-baixo, obtendo-se nesse caso na saída do *LNA*, nas mesmas condições de funcionamento, o espectro da figura 48. A remoção deste filtro permite também aumentar a largura de banda de utilização, uma vez que estava limitada aos 2,91 GHz devido à sua frequência de corte.

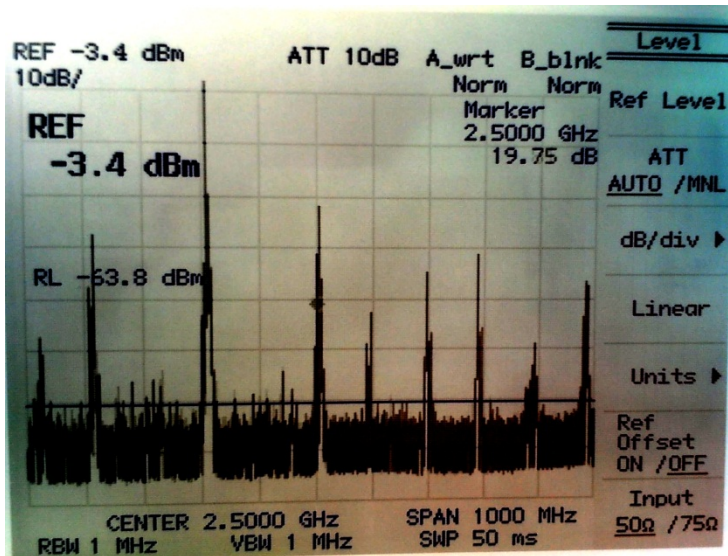


Figura 47 - Espectro obtido na saída do *LNA* utilizando o filtro passa-banda com sinal sinusoidal de entrada a 2,5 GHz.

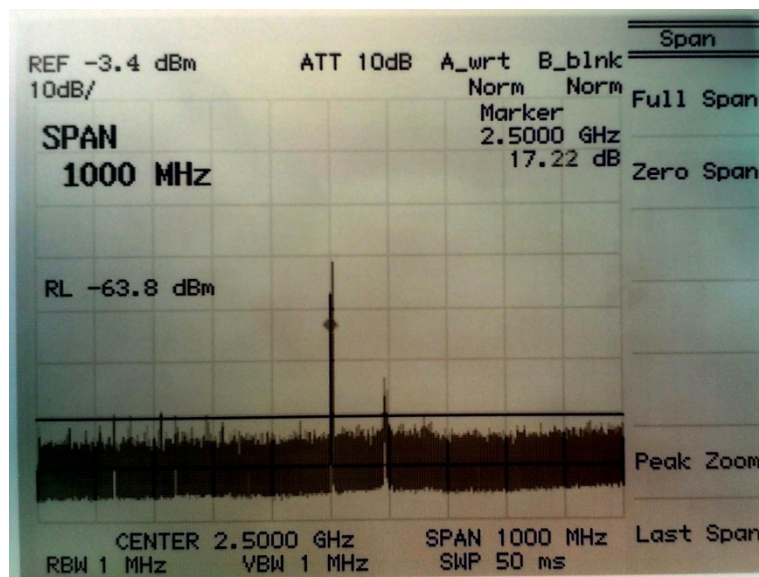


Figura 48 - Espectro obtido na saída do *LNA* sem filtro passa-banda, com sinal sinusoidal de entrada a 2,5 GHz.

O segundo problema tem a ver com o comportamento do filtro intermédio. Este problema foi detectado analisando o sinal presente na frequência intermédia quando se realiza o varrimento completo de todo o espectro. Detecta-se que o sinal da portadora que deveria ter uma potência de aproximadamente -70 dBm, subitamente atinge um pico de aproximadamente -36 dBm na frequência de 1281 MHz e volta a diminuir. Esta situação provoca um aumento do patamar de sensibilidade do analisador espectral em torno da frequência de análise de 2150 MHz, conforme se pode observar pela figura 49.

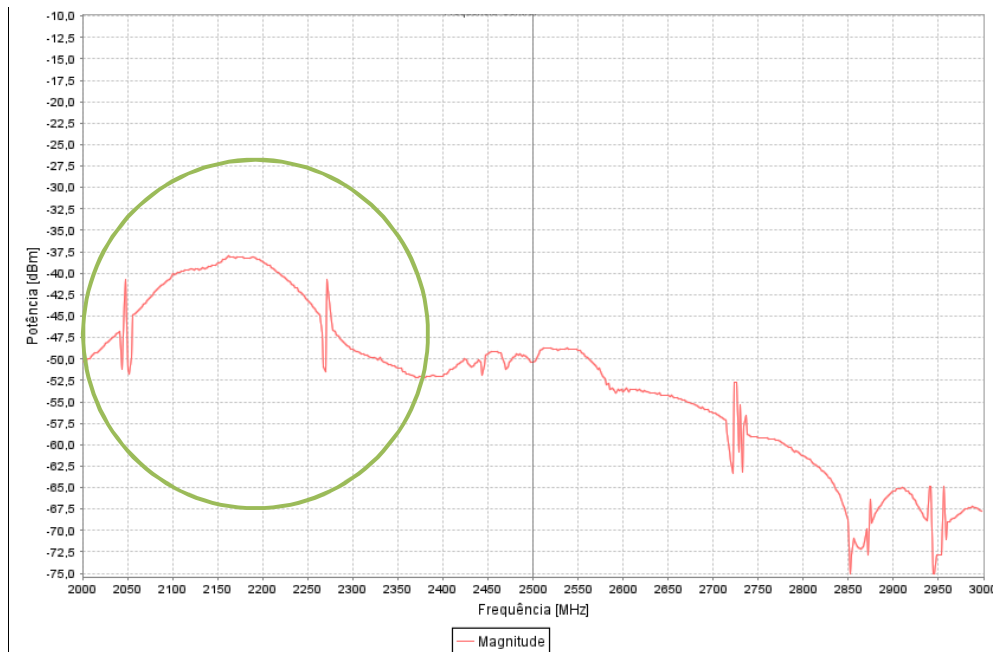


Figura 49 - Espectro obtido em vazio, sem calibração

Para comprovar que o problema surge do mau funcionamento do filtro intermédio e não do misturador, procedeu-se a uma série de medidas da potência do sinal gerado pelo sintetizador em algumas zonas do circuito, obtendo-se os valores apresentados na tabela 2.

Tabela 2 - Medição de potência da portadora do sintetizador em diversas zonas do circuito

Frequência de análise	Potência [dBm]	
	2,5 GHz	2,1 GHz
Frequência do sintetizador	1621 MHz	1231 MHz
Local de medição		
Saída do sintetizador	5	5
Entrada rádio do misturador	-29	-27
Saída rádio do misturador	-9	-13
Depois do filtro IF	-50	-31

Como se pode observar pela tabela anterior, o valor da potência da portadora gerada pelo sintetizador na saída *RF* do misturador para a frequência de análise de 2,1 GHz é menor 4 dB do que para a frequência de 2,5 GHz. Porém analisando a potência depois do filtro *IF* verifica-se que para a frequência de 2,1 GHz este sinal sofre menos 19 dB de atenuação do que comparando com a atenuação sofrida para a frequência de análise de 2,5 GHz. Embora no *datasheet* do filtro utilizado [13] não seja mostrada a resposta para frequências superiores a 1,2 GHz, nada é dito sobre uma segunda banda passante, pelo que é de considerar que o filtro para frequências superiores a esta deveria ter o mesmo tipo de comportamento, o que não se verifica. Na figura 50 mostra-se um esboço da previsão de resposta do filtro de acordo com as medidas que foram efectuadas.

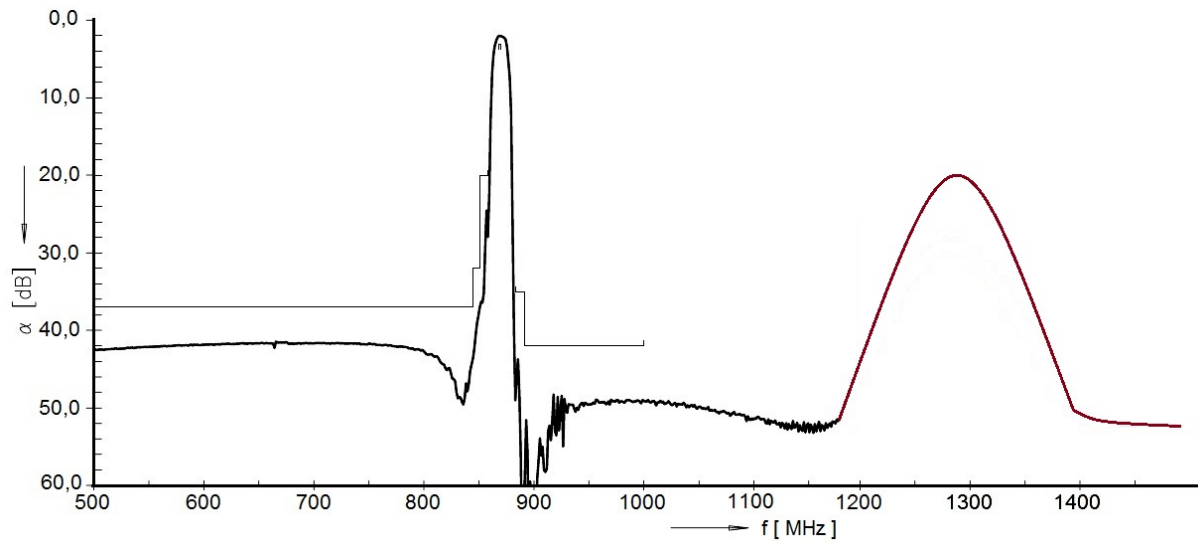


Figura 50 - Resposta estimada para o filtro *Epcos B3715* (500 MHz a 1,5 GHz)

Embora se tenha detectado dois problemas, um deles com possibilidade de correcção, o andar de recepção funciona correctamente convertendo correctamente os sinais da banda canal para a frequência intermédia, filtrando-os e detectando a sua potência.

Capítulo 4

Antena

As antenas são um dispositivo que converte ondas rádio em corrente alternada e vice-versa. É utilizado nas telecomunicações para transmitir e receber ondas electromagnéticas que se propagam num meio não guiado, como o ar. Na transmissão, o amplificador fornece à antena uma onda rádio criando uma corrente, a antena transforma essa corrente numa onda electromagnética que se vai propagar no espaço. Na recepção, a antena intercepta alguma da potência das ondas electromagnéticas em seu redor e transforma-as numa pequena tensão para ser fornecida a um amplificador.

As antenas são utilizadas em diversos sistemas tais como difusão de rádios, difusão de televisão, telemóveis, comunicações satélite e até mesmo outro tipo de dispositivos sem muitas vezes se dar por isso, como telecomandos de garagens, auscultadores sem fios, identificadores *RFID* (*Radio Frequency IDentification*), sistemas de monitorização de bebés entre outros.

Existem diversos tipos de antenas, tais como por exemplo dipólos, monopólos, cornetas, parabólicas, entre outras. Algumas destas antenas podem ser impressas, também denominadas por antenas *microstrip*, caracterizando-se por terem fácil construção, tamanho reduzido e permitirem a sua integração numa placa de circuito impresso, como se observa na figura 51.

Para este projecto é desejável que o diagrama de radiação da antena seja omnidireccional, uma vez que não se sabe a direcção exacta do sinal que se pretende receber, que seja de baixo custo e tenha boa facilidade de integração. Por isso, a antena implementada é do tipo impressa, mais propriamente, um monopólo impresso de banda larga com uma frequência de operação entre 2 e 3 GHz.

O monopólo impresso é uma estrutura que é constituída por uma linha de transmissão sobre o plano de massa e a antena propriamente dita, que tem geralmente um comprimento em torno de um quarto do valor de λ na frequência de operação pretendida.

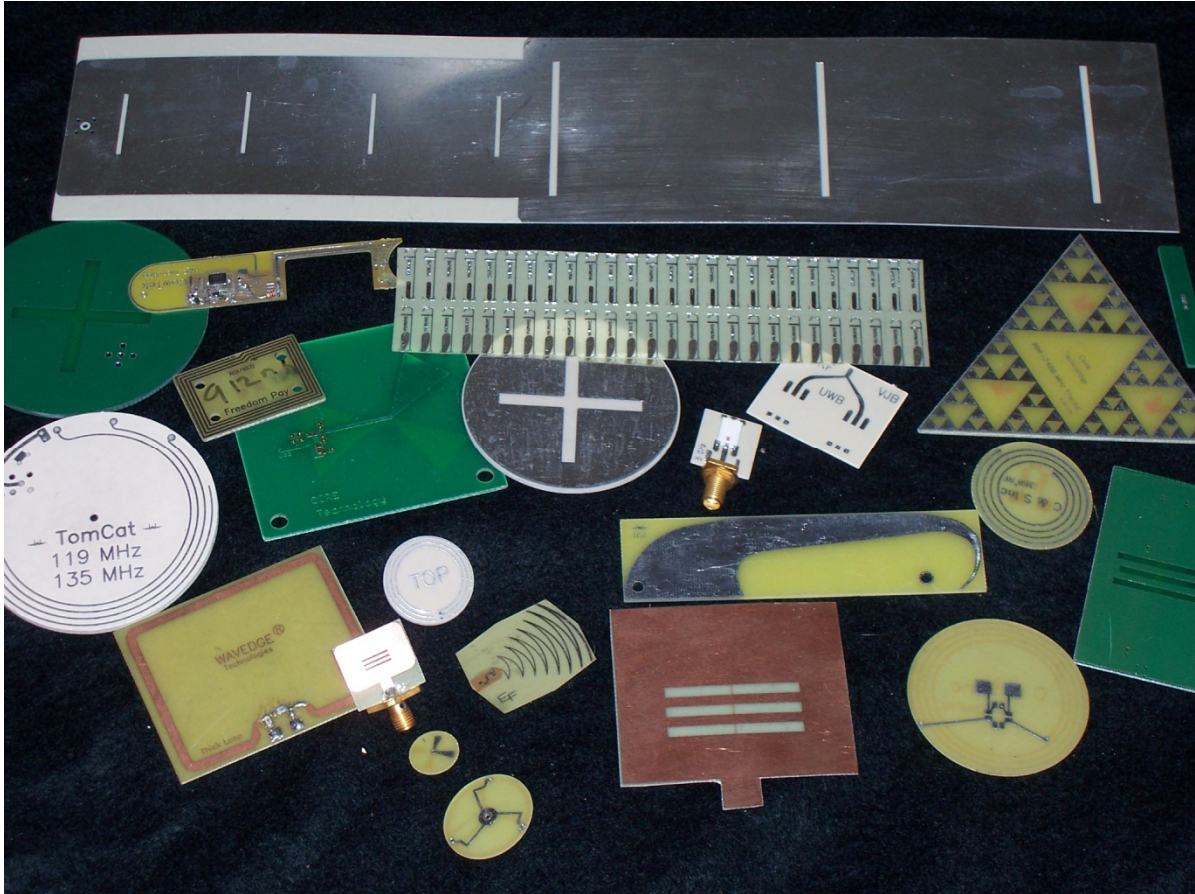


Figura 51 – Diversos tipos de antenas impressas (extraído de [15])

Relativamente à geometria da antena, existem estudos que indicam que a forma de conseguir uma boa largura de banda está muito ligada com a forma como é feita a junção entre a linha de transmissão e a antena, sugerindo que esta deverá ser o mais suave possível [16]. Assim a forma utilizada foi a triangular, uma vez que é uma estrutura que apresenta uma transição suave assente numa geometria simples. Existem também implementações destas antenas e que comprovam o seu funcionamento em banda larga [17].

Na figura 52 tem-se a representação da antena proposta, sendo esta formada pela linha de transmissão sobre o plano de massa e terminando na antena em forma triangular. A alteração das várias dimensões assinaladas na figura fazem modificar as características de radiação da antena. Todas as medidas referidas neste capítulo encontram-se em milímetros.

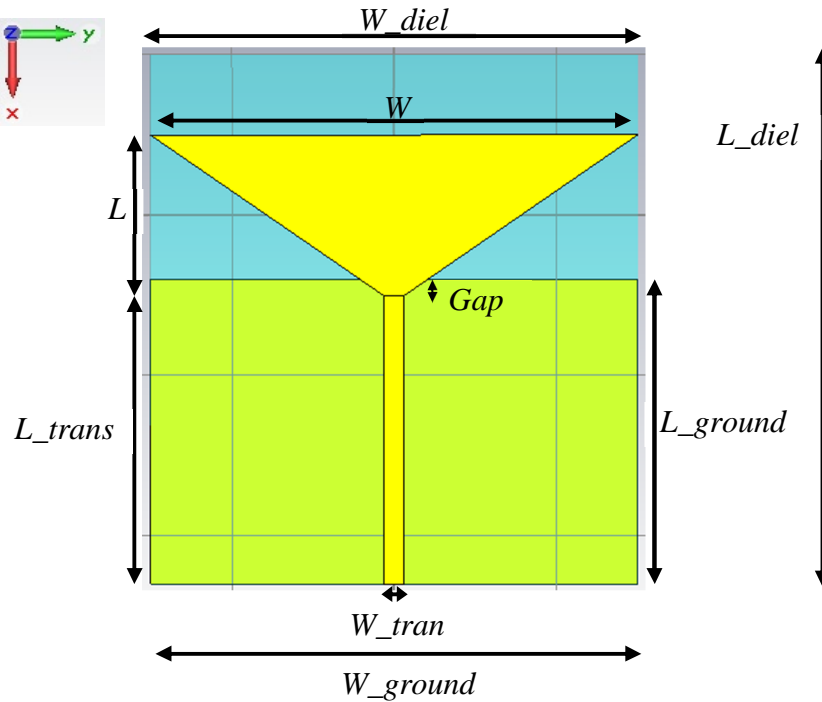


Figura 52 - Geometria da antena simulada

4.1. Estudo paramétrico

O estudo paramétrico da antena é um ponto importante para se perceber de que forma variam as características da antena com as alterações nas dimensões. Após isto, é possível perceber qual o comportamento da antena, por forma a poder-se dimensiona-la para as características de operação que são pretendidas. Para este estudo foi utilizada a aplicação *CST Studio Suite 2011* [18], que permite simular a antena desejada

4.1.1. Variação da altura da antena (L)

A variação da altura da antena é um dos parâmetros que vai definir a sua frequência central, tal como se pode verificar pela figura 53, onde se pode ver o valor de S_{11} para os diferentes comprimentos de L de 17, 20, 23 e 26 mm. Como se pode observar, a diminuição de L provoca que a frequência de interesse da antena aumente e o contrário provoca uma diminuição. O aumento do valor do parâmetro S_{11} , que se verifica para os valores de L de 17, 23 e 26 relativamente ao valor de 20, são devidos à não adaptação dos restantes parâmetros da antena para as várias frequências obtidas, ou seja, tendo em conta os restantes parâmetros da antena o valor de L igual a 20 é o que mais se adequa. Se fosse necessário escolher outra

frequência de operação, a variação da altura da antena seria um bom ponto de partida, porém as restantes dimensões também deveriam ser alteradas para as adequar à nova frequência.

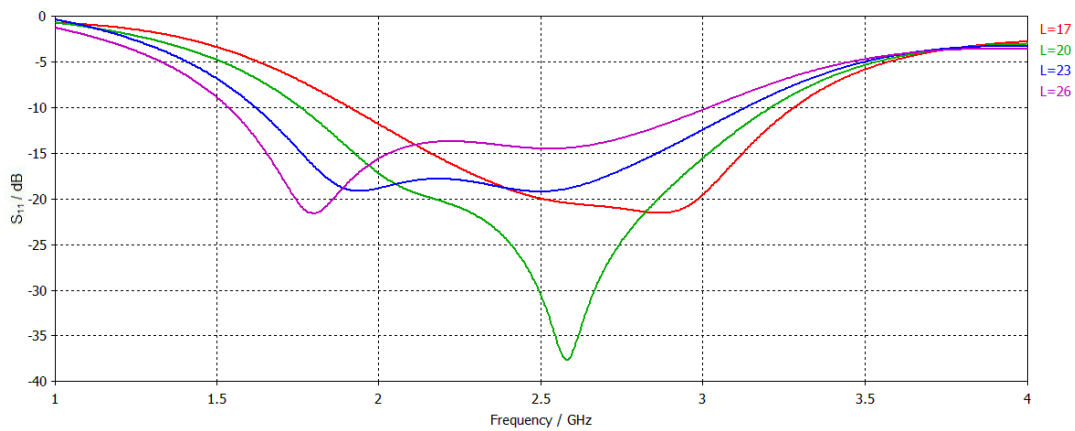


Figura 53 – Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho L da antena

Na figura 54, figura 55 e figura 56 tem-se a variação da impedância, parte real e parte imaginária, e o *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) respectivo. Como se pode verificar a variação de L afecta estes valores, sendo também o melhor caso o de L igual a 20 pois é o valor que obtém os melhores resultados do parametro S_{11} .

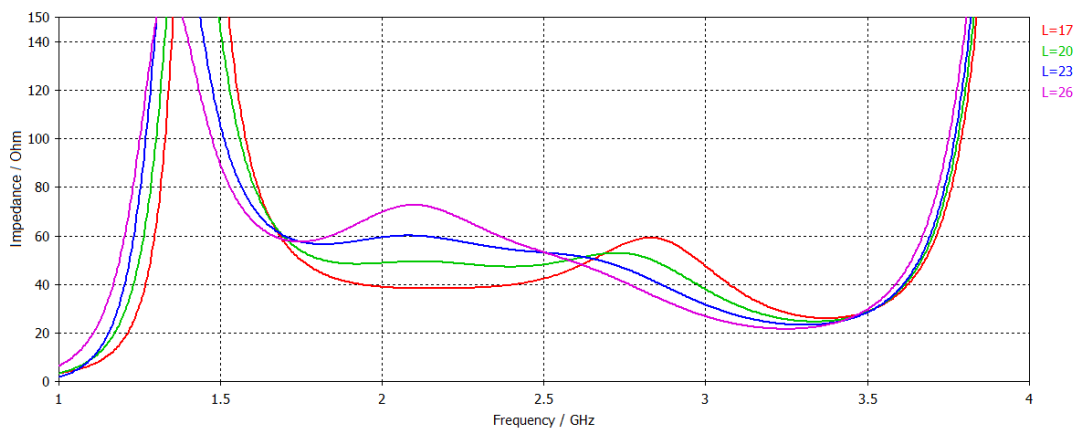


Figura 54 - Gráfico de variação da parte real da impedância em função do tamanho L da antena

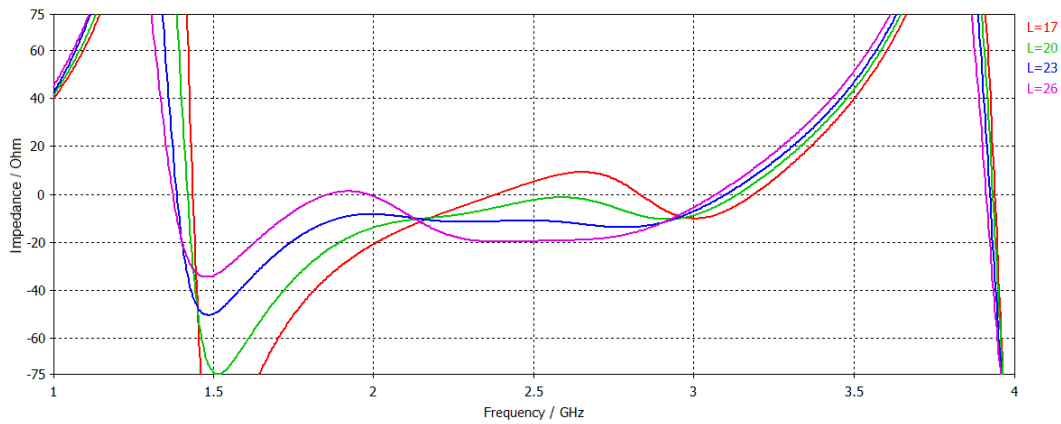


Figura 55 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho L da antena

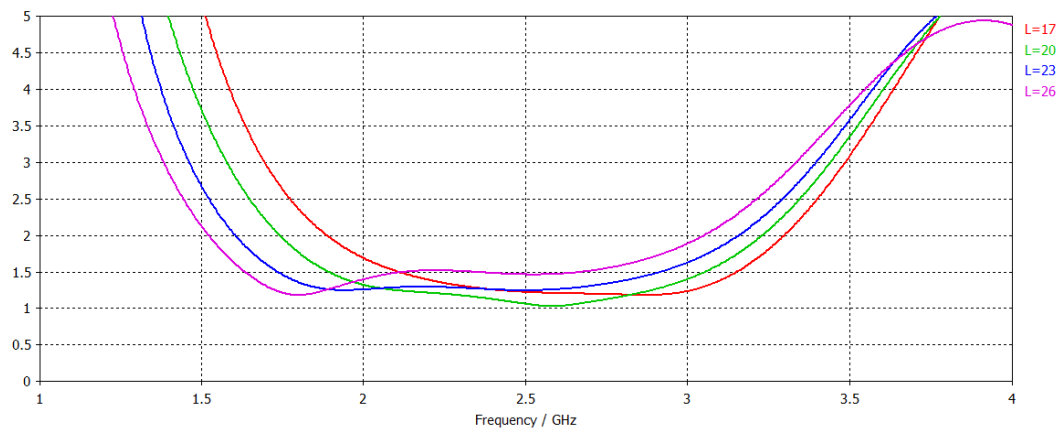


Figura 56 - Gráfico da variação do $VSWR$ em função do tamanho L da antena

4.1.2. Variação da largura da antena (W)

A largura da antena (W) tem influência no valor da largura de banda que a antena vai conseguir apresentar. A largura de banda aumenta com o aumento de W , porém a partir de um determinado valor (denominado por W_{limite}) deixa-se de ter efectivamente um alargamento da largura de banda. Nesse caso verifica-se um deslocamento do parâmetro S_{11} para frequências inferiores, conforme é visível na figura 57. Também se verifica que a largura de banda aumenta para o lado esquerdo da banda central, ou seja, para as frequências mais baixas.

Relativamente à adaptação da antena, pela análise dos gráficos da figura 58, figura 59 e figura 60, verifica-se que o aumento do parâmetro W , além de aumentar a largura de banda, melhora a adaptação na zona de interesse. Quando se compara no gráfico da figura 58, o valor de W de 5 com o de 30 verifica-se que, neste último, a parte real da impedância fica mais

estável em torno do valor pretendido. O mesmo acontece para o valor da parte imaginária da impedância que se aproxima do valor ideal de 0.

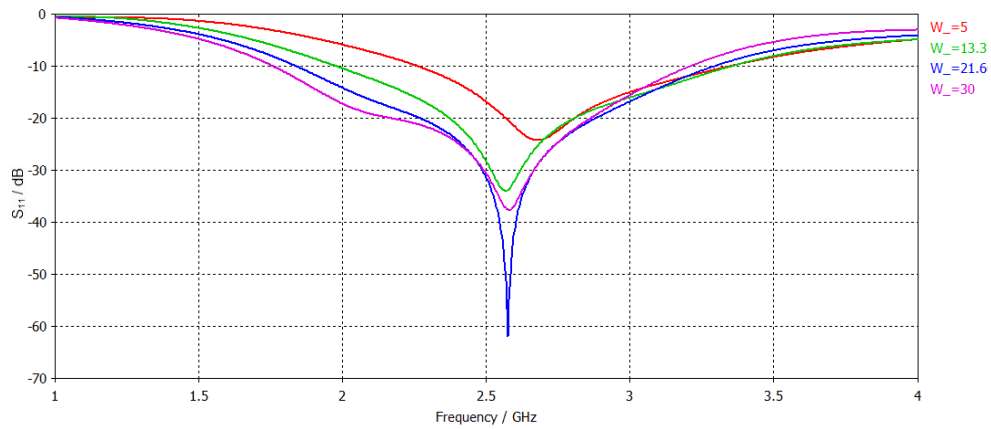


Figura 57 - Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho W da antena

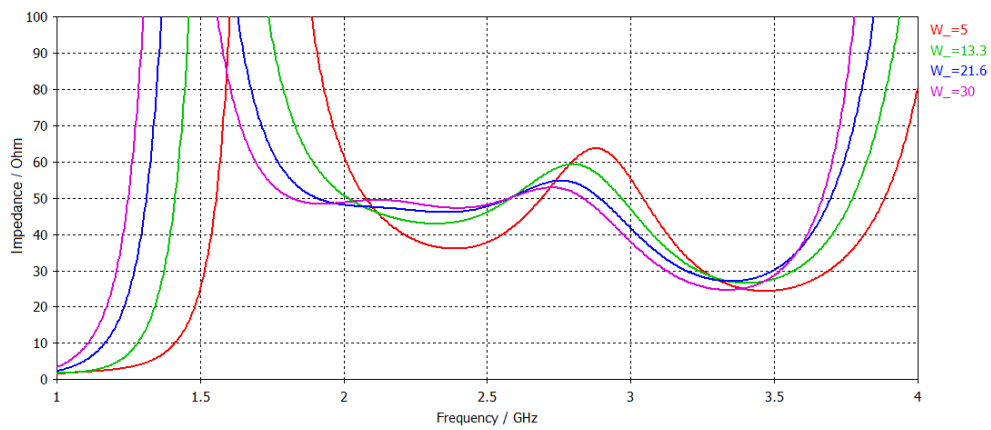


Figura 58 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função do tamanho W da antena

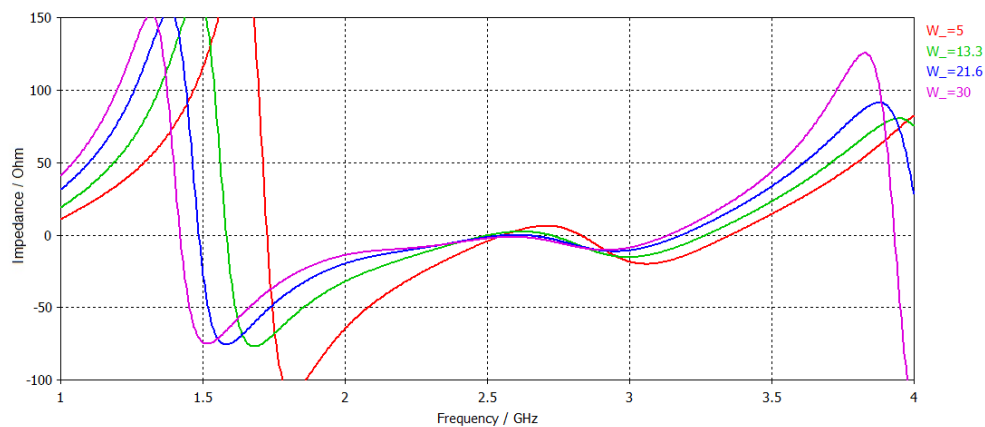


Figura 59 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho W da antena

Sobre o valor do *VSWR*, figura 60, verifica-se que devido à melhor adaptação proporcionada por valores de *W* maiores, os valores do *VSWR* vão ser menores, aproximando-se mais do valor ideal de 1. Este efeito é mais evidente para frequências mais baixas e até ao valor *W_limite* de 25 mm.

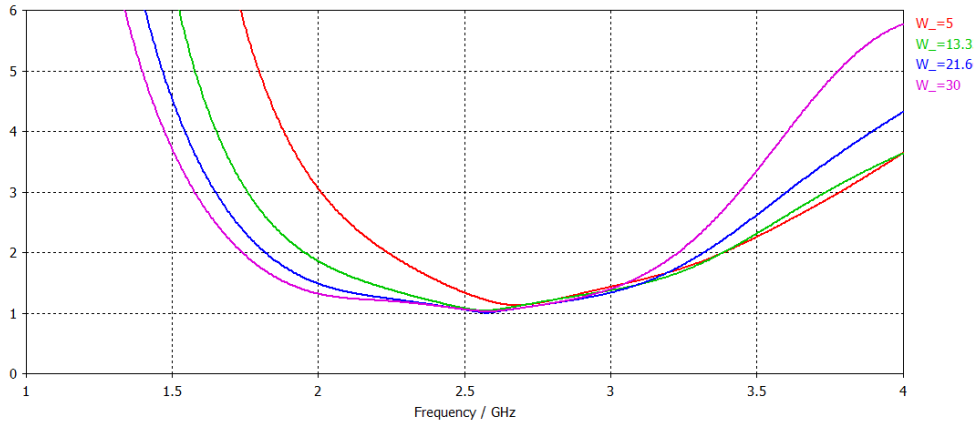


Figura 60 - Gráfico da variação do *VSWR* em função do tamanho *W* da antena

O diagrama de radiação obtido, figura 61, demonstra que para valores menores de *W* o diagrama toma uma forma mais homogênea, ou seja, o diagrama começa-se a assemelhar mais com um círculo no plano *xOz*. Para valores de *W* maiores, a antena assume um diagrama mais parecido a um “*donut*”, intensificando a directividade para o valor de φ de 0° e 180° . Não existem diferenças significativas na directividade em qualquer que seja o plano de análise.

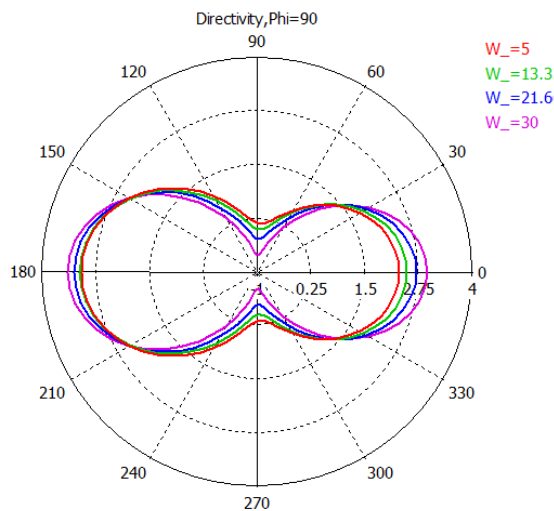


Figura 61 – Diagrama polar da directividade em função do tamanho *W* da antena no plano *xOz*

4.1.3. Variação da largura do plano de massa da antena (W_{ground})

Em semelhança à variação da largura da antena W , também a variação da largura do plano de massa da antena traduz uma alteração ao nível da largura de banda. Neste caso dá-se o inverso, ou seja, a diminuição do W_{ground} faz aumentar a largura de banda. Este aumento tem uma predominância para as frequências mais altas em relação à frequência central. O aumento da largura de banda tende a apresentar um aumento do parâmetro S_{11} assim como, a variação do ponto mínimo em que o parâmetro S_{11} se encontra mais adaptado, conforme se pode observar pelo gráfico da figura 62.

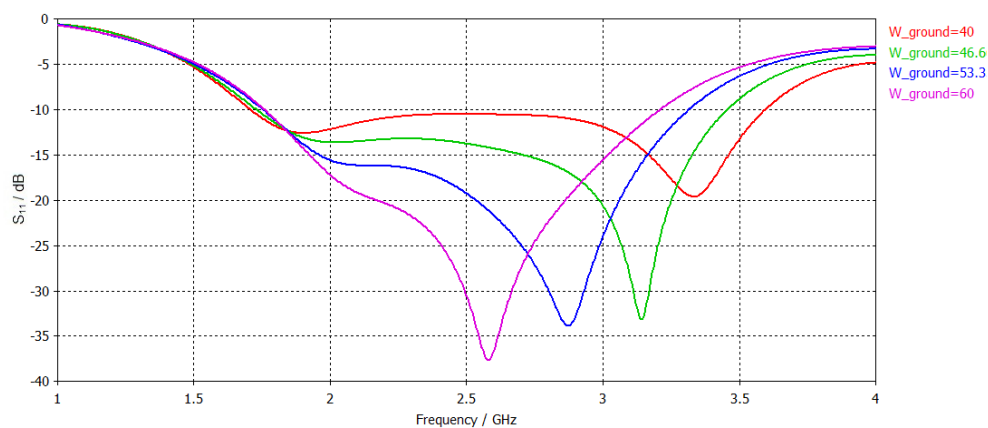


Figura 62 - Gráfico da variação do parâmetro S_{11} em função do tamanho W_{ground} da antena

A variação deste parâmetro tem influência na adaptação da antena. Na figura 63, figura 64 e figura 65 mostram-se os resultados referentes a este aspecto. O aumento da largura de banda tem como lado negativo um aumento da desadaptação da antena, passando a impedância real a apresentar um movimento mais oscilatório afastando assim a impedância real da desejada de 50Ω . Este efeito é também visível na figura 62.

No que diz respeito ao $VSWR$, figura 65, quanto maior a largura de banda alcançada, menor é a adaptação e conseqüentemente pior o seu valor. Deste modo o aumento da largura de banda deve ser ponderado com os valores da adaptação, de modo a obter o melhor compromisso entre ambos.

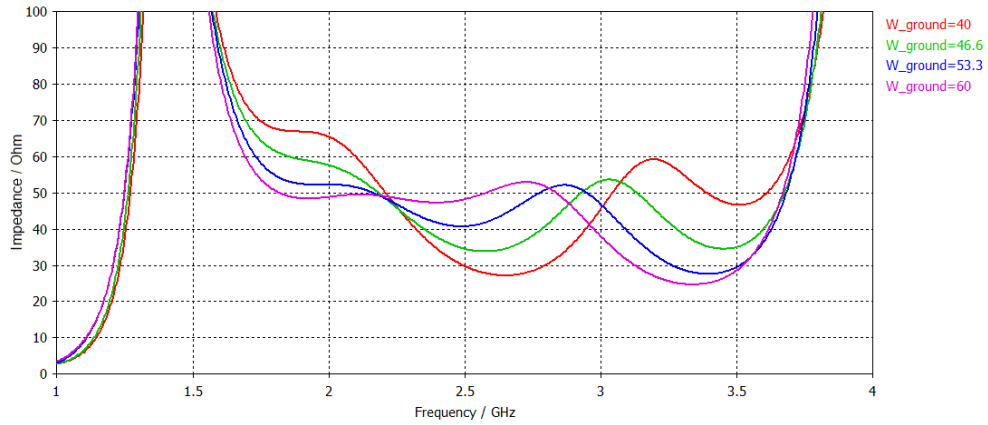


Figura 63 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função do tamanho W_{ground} da antenna

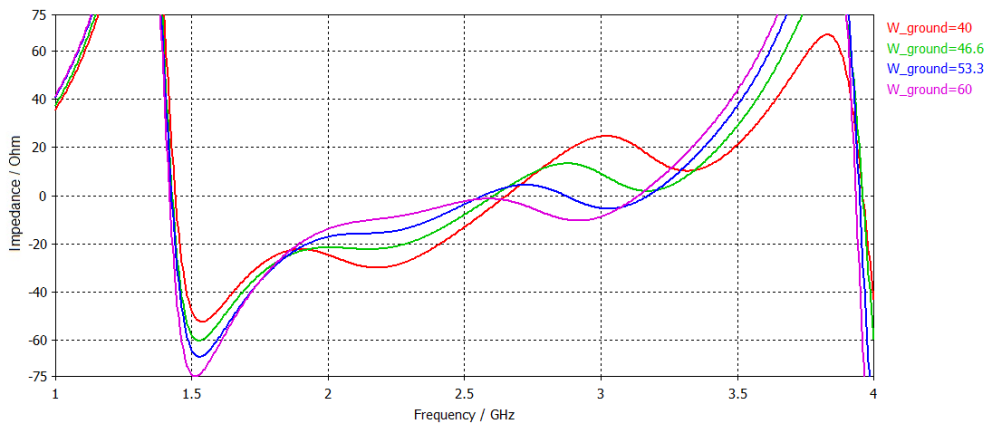


Figura 64 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho W_{ground} da antenna

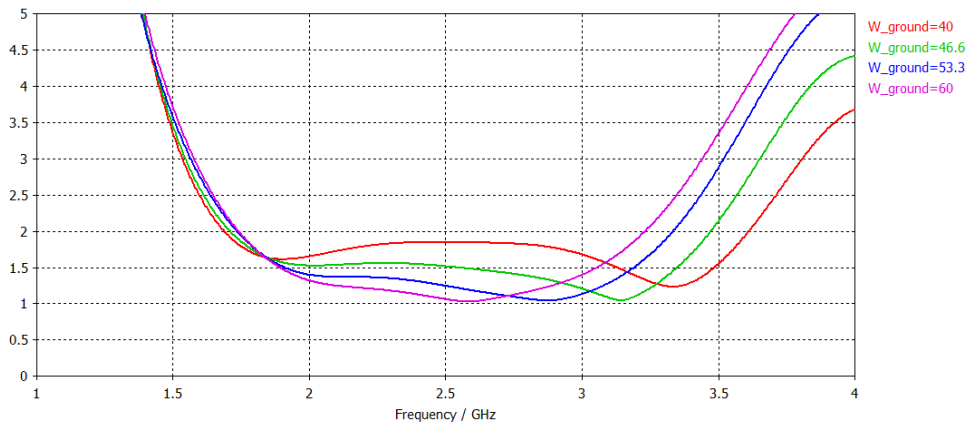


Figura 65 - Gráfico da variação do VSWR em função do tamanho W_{ground} da antenna

A variação do diagrama de radiação no plano xOz , figura 66, é semelhante ao que acontece com a variação da largura W da antenna, o aumento da largura de banda torna a

directividade mais homogénea embora as variações sejam pequenas. No plano xOy não se verificam quaisquer alterações.

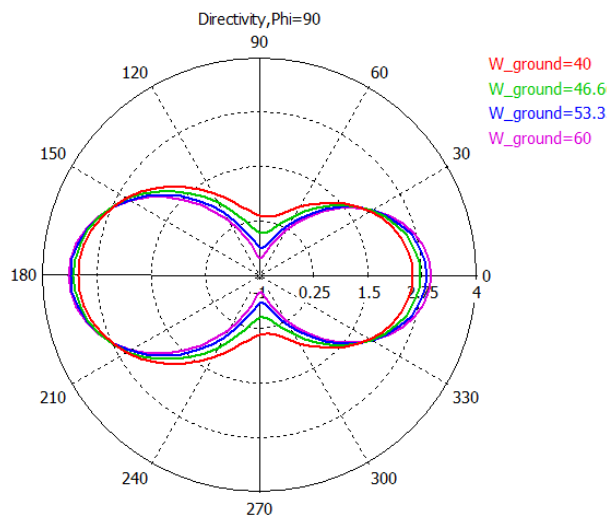


Figura 66 – Diagrama polar da directividade em função do tamanho W_{ground} da antena xOz

4.1.4. Variação da altura do plano de massa da antena (L_{ground})

A variação deste parâmetro afecta directamente o tamanho Gap , como se pode observar na figura 52. Esta variação tem influência na largura de banda da antena e o andamento do parâmetro S_{11} . O deslocar do valor de Gap para valores negativos, em relação ao eixo dos xx , permite aumentar a largura de banda até um determinado valor. Neste caso existe o afastamento entre o término do plano de massa e a linha de transmissão. A partir do valor em que a largura de banda deixa de aumentar, aproximadamente $-1,6$ mm, a largura de banda diminui, assistindo-se a uma subida da banda de operação da antena. A variação deste parâmetro além de aumentar a largura de banda, permite também variar a zona onde os valores mínimos do parâmetro S_{11} vão existir.

Por análise do gráfico da figura 67, verifica-se que o valor optimizado de Gap é de -2 mm. Os valores muito afastados deste, provocam uma forte degradação do parâmetro S_{11} e uma forte desadaptação da antena como se verá adiante.

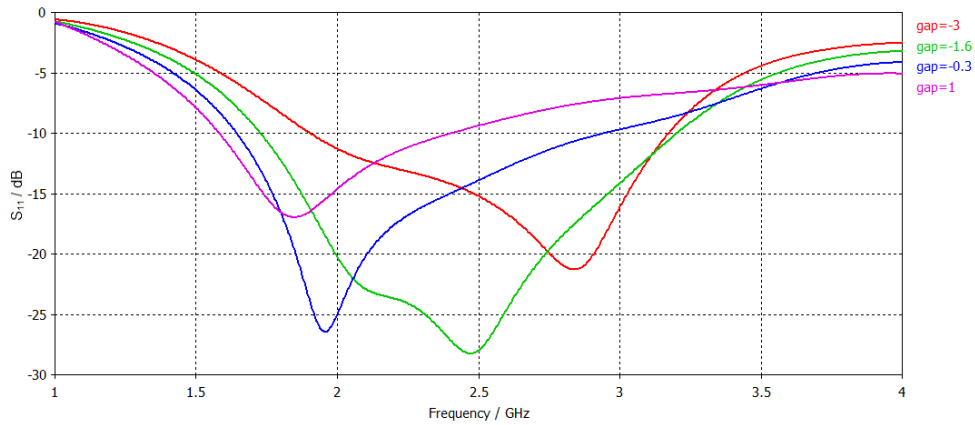


Figura 67 - Gráfico da variação dos parâmetros S_{11} em função do tamanho L_{ground} da antenna

Na figura 68, figura 69 e figura 70 tem-se os gráficos que demonstram o valor da impedância real e imaginária, assim como o $VSWR$, tendo em conta a variação de Gap . Como se pode observar, este parâmetro faz variar bastante a adaptação da antenna, deste modo, a sua variação não é útil para tentar obter uma maior largura de banda da antenna, mas sim, para melhorar a sua adaptação, uma vez que existe um valor que otimiza a impedância e o valor do $VSWR$.

Relativamente às variações no diagrama de radiação, não foram detectadas alterações pertinentes com a variação deste parâmetro.

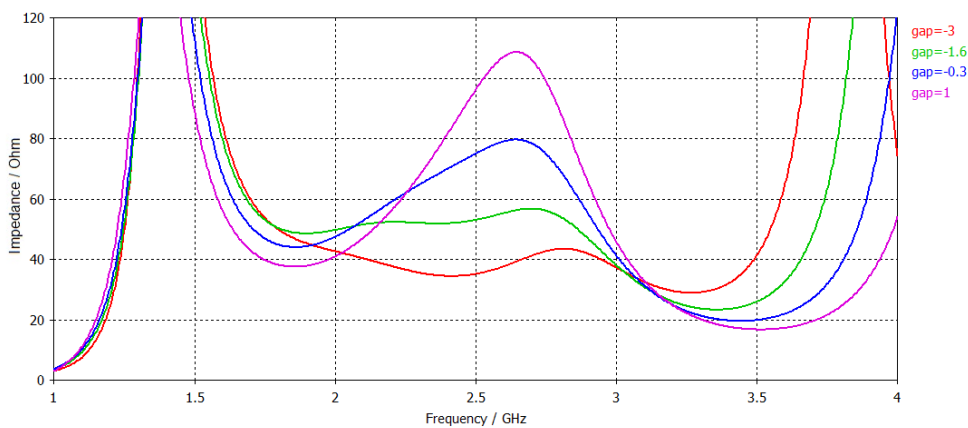


Figura 68 - Gráfico da variação da parte real da impedância em função da variação do tamanho L_{ground} da antenna

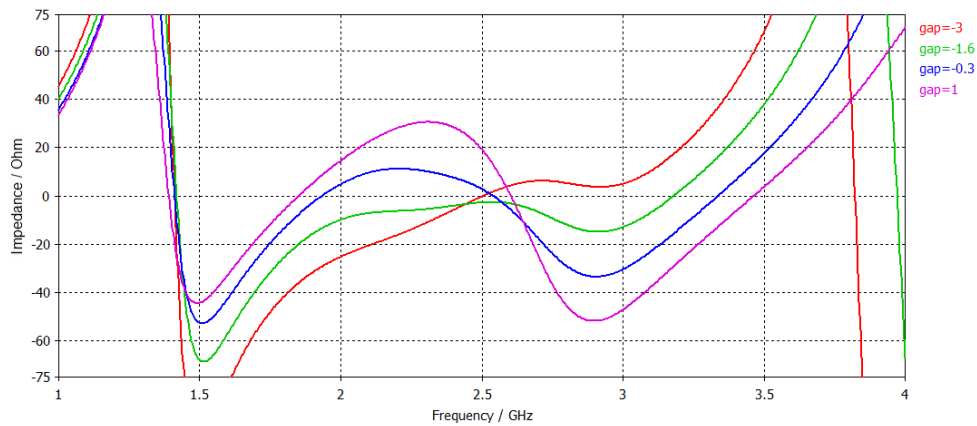


Figura 69 - Gráfico da variação da parte imaginária da impedância em função do tamanho L_{ground} da antena

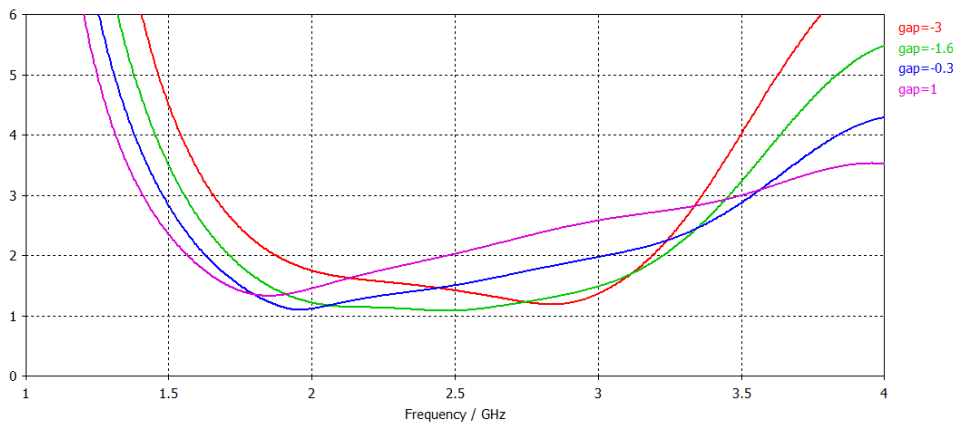


Figura 70 - Gráfico da variação do VSWR em função do tamanho L_{ground} da antena

4.1.5. Variação da interface da antena com a linha de transmissão

Este estudo consiste na modificação da largura da antena no ponto de junção com a linha de transmissão. A variação deste parâmetro, foi feita tendo em conta um factor múltiplo da largura da linha de transmissão. A variação obtida tem em conta uma variação de 50%, 100%, 150% e 200% do valor de W_{trans} . Assim, observa-se na figura 71, que a variação desse factor faz deslocar o ponto de melhor adaptação para a direita, mantendo-se a largura da banda praticamente inalterada. O melhor ponto de adaptação acontece quando a largura da antena na interface é igual à largura da linha de transmissão (factor igual a 1), como seria de esperar.

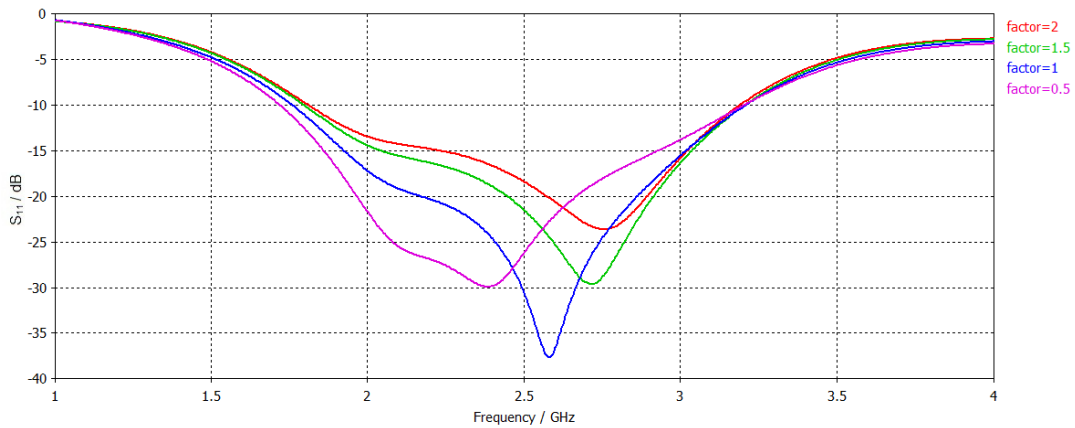


Figura 71 - Módulo do parâmetro S_{11} para várias medidas da interface relativamente à largura W_{trans}

Esta variação vai provocar uma pequena diferença dos valores de impedância, como se observa na figura 72. A parte real vai aumentar, ultrapassando o valor de 50Ω , se o tamanho for inferior ao da linha de transmissão e diminui caso contrario. Relativamente à parte imaginária da impedância o comportamento é o oposto como se verifica por análise da figura 73.

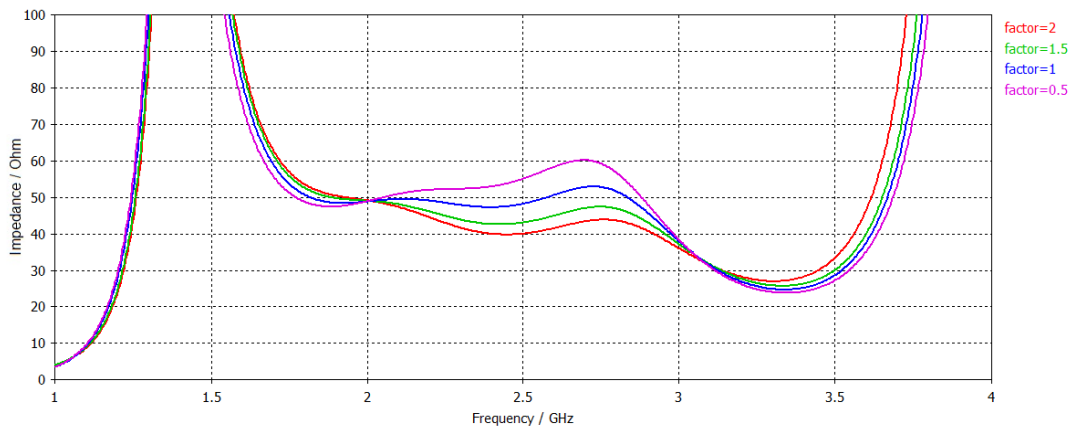


Figura 72 – Parte real da impedância de entrada para valores de factor diferentes

Apesar de existir um melhor $VSWR$ a certas frequências com a variação do factor, a antena encontra-se com um valor bem abaixo de 2, o que revela uma boa adaptação, figura 74. De notar que um grande aumento ou diminuição da largura da antena na interface, pode provocar que o valor de $VSWR$ piore, como é visível nos extremos do intervalo de valores.

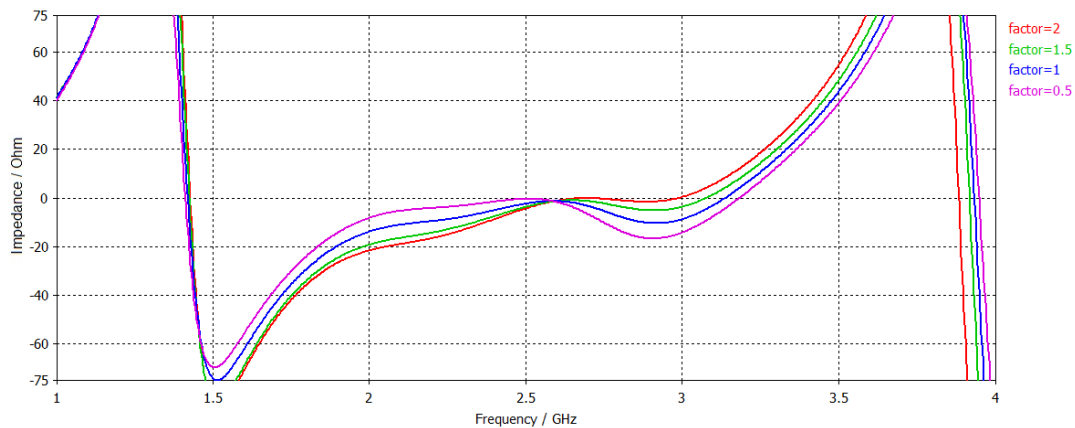


Figura 73 - Parte imaginária da impedância de entrada para valores de factor diferentes

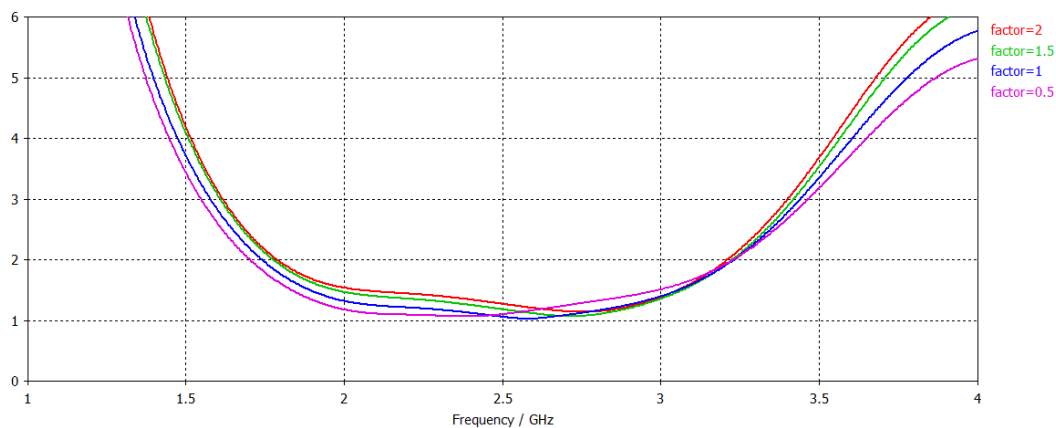


Figura 74 - VSWR para valores de factor diferentes

Com a variação efectuada não se verificou nenhuma alteração relativamente aos diagramas de radiação.

4.1.6. Variação do tamanho da linha de transmissão (L_Trans)

A variação do tamanho da linha de transmissão foi feita tendo em conta uma linha inicial de $\lambda/4$ para a frequência de 2,5 GHz. Ou seja, os tamanhos da linha de transmissão considerados foram de 80%, 100%, 120% e 140% de $\lambda/4$, visíveis nas legendas dos gráficos em milímetros.

Em relação ao parâmetro S_{11} , essa variação pode provocar um aumento da largura de banda em detrimento da máxima adaptação. Veja-se na figura 75, que para um comprimento de linha de 24 mm, existe máxima adaptação por volta dos 2,3 GHz com uma largura de

banda de 0,7 GHz, enquanto para 42 mm, a largura de banda aumentou, mas o valor de S_{11} é maior. Além disso, a alteração do comprimento da linha faz movimentar o ponto de melhor adaptação.

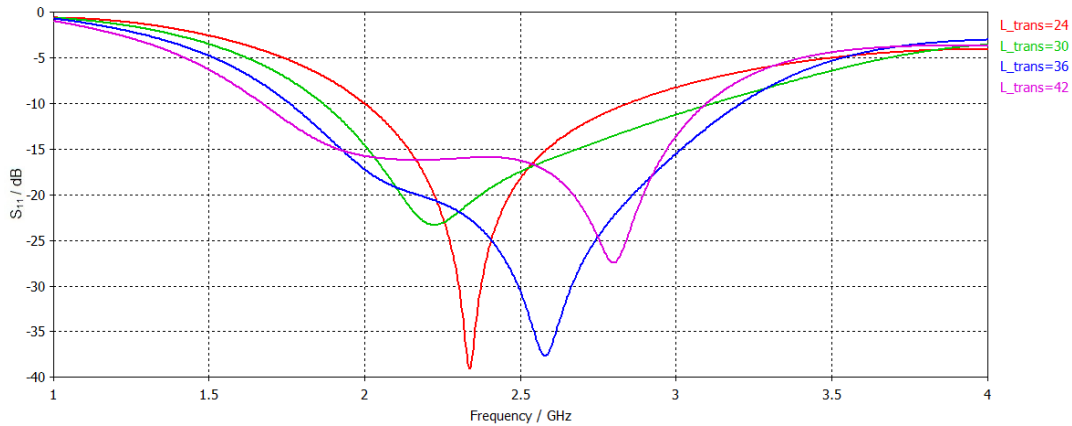


Figura 75 - Módulo do parâmetro S_{11} para vários comprimentos da linha de transmissão

Em relação à impedância de entrada Z_{11} , é de notar que o valor do tamanho de linha que melhor se aproxima da impedância real de 50Ω e que torna a parte imaginária nula é de 36 mm, como se verifica na figura 76 e figura 77. Outros valores provocam uma variação da impedância, piorando a adaptação da antena.

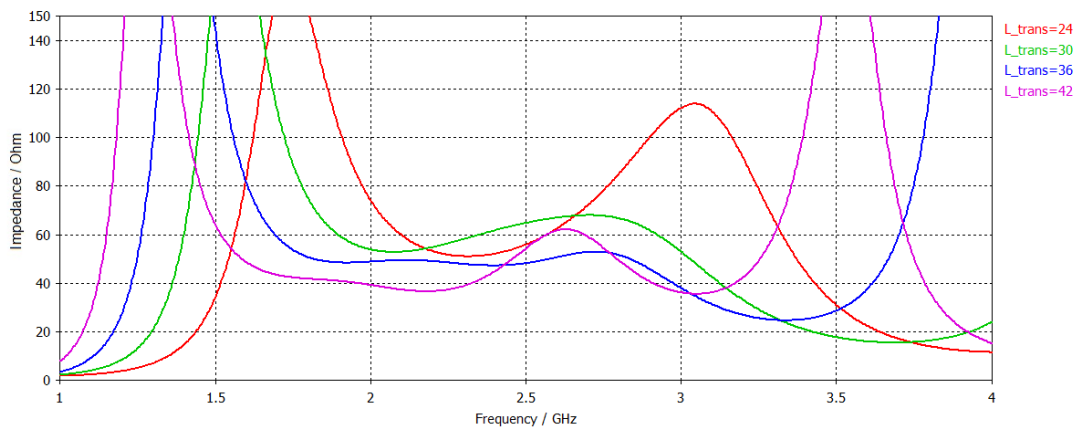


Figura 76 - Parte real da impedância de entrada para vários comprimentos da linha de transmissão

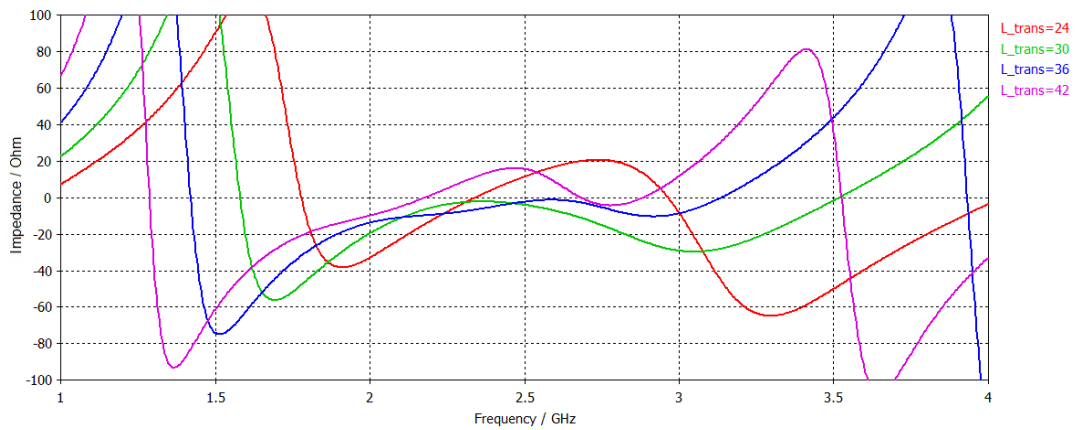


Figura 77 - Parte imaginária da impedância de entrada para vários comprimentos da linha de transmissão

Tendo em conta os gráficos da figura 75, figura 76 e figura 77, era espectável que o *VSWR* tivesse uma melhor adaptação para o $1,2\lambda/4$, o que se verifica, como se pode observar na figura 78.

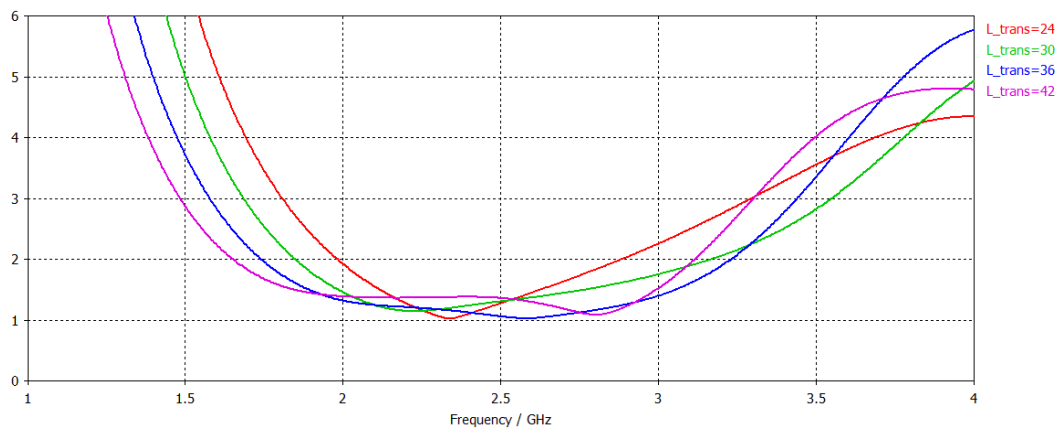


Figura 78 - *VSWR* para diferentes valores da linha de transmissão

Por último, tendo em conta os diagramas polares presentes na figura 79 e figura 80, observa-se que o aumento da linha de transmissão faz deslocar os lóbulos na direcção da linha de transmissão.

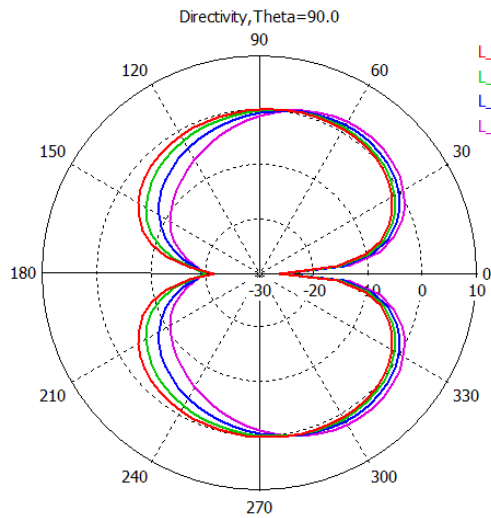


Figura 79 - Diagrama polar da directividade para vários comprimentos da linha de transmissão no plano xOz

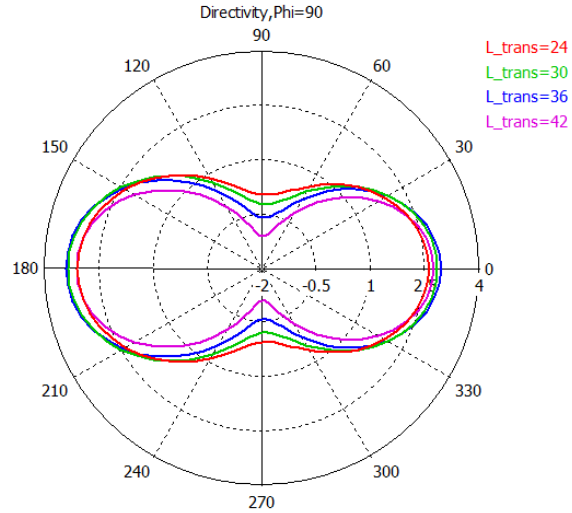


Figura 80 - Diagrama polar da directividade para vários comprimentos da linha de transmissão no plano xOy

4.2. Dimensionamento e simulação

Tendo em conta o estudo paramétrico da antena de banda larga, procedeu-se ao dimensionamento de uma antena que inicialmente apresentasse como parâmetro S_{11} o valor mais baixo possível, na largura de banda de interesse de 2 a 3 GHz.

Relativamente ao dieléctrico, tendo em conta o *datasheet* da placa, este apresenta uma permissividade relativa de aproximadamente 4,15 à frequência de 2,5 GHz e uma tangente de perdas de 0,02. O tamanho final foi dimensionado como tendo 66 mm na sua dimensão L_{diel} , 60 mm para a dimensão W_{diel} e para a altura do dieléctrico (h_{diel}) de 1,55 mm.

O comprimento de onda (λ) é um valor que se toma por referência para construção da antena, de notar que o seu valor no vazio ou no dieléctrico difere. O valor de λ no dieléctrico varia com a frequência e com o valor da permissividade eléctrica. Para este caso, tendo em conta a frequência central de operação da antena, de 2.5 GHz, o comprimento de onda no dieléctrico é dado por:

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{0.12}{\sqrt{4.15}} = 0.0589 = 5.9cm \quad (3.1)$$

Em primeiro lugar considerou-se a secção da antena assumindo o valor de W como sendo $\lambda_d/2$ e de L de $\lambda_d/4$. Após várias iterações obteve-se o valor optimizado para W de λ_d correspondente a 60 mm. O valor de L é de aproximadamente $\lambda_d/3$, ou seja, 20 mm.

Depois de várias simulações obteve-se o valor óptimo para o plano de massa. Assim o plano de massa, colocado por baixo da linha de transmissão, tem um valor de W_{ground} de 60 mm e com o L_{ground} de 38 mm .

O comprimento do plano de massa é um pouco maior que o tamanho da linha de transmissão. Esta foi dimensionada para ter um comprimento de $\lambda_d/2$, porém aumentou 20% em relação ao valor considerado, ficando com um tamanho final de 36 mm para melhorar a impedância de entrada da antena.

A diferença entre o L_{trans} e o L_{ground} é dado pelo Gap de 2 mm . Tendo a linha de transmissão ficado com uma largura de $2,5\text{ mm}$.

Em termos de simulação da antena dimensionada, foram observados os diversos parâmetros que permitem indicar o bom funcionamento para a largura de banda desejada. Considerou-se -10 dB como valor de qualidade mínimo da antena para o parâmetro S_{11} , considerando uma impedância de entrada de 50Ω .

Na figura 81 e figura 82 pode-se observar o módulo e a fase do parâmetro S_{11} , respectivamente. Como é identificável no módulo de S_{11} , a antena apresenta uma boa adaptação dos 2 a 3 GHz, é máxima por volta dos 2,5 GHz, sendo o módulo de S_{11} de -34 dB . No entanto a largura de banda da antena, seguindo a limitação dos -10 dB , apresenta uma largura de banda de aproximadamente 1,7 a 3,3 GHz, o que poderá dar alguma margem de segurança após a implementação da antena.

Relativamente à fase do parâmetro S_{11} , esta apresenta-se linear dos 2 aos 2,5 GHz, mas tendo uma variação após este valor de aproximadamente 100° . Para a aplicação desta antena a característica de fase não assume importância uma vez que não se pretende desmodular sinais digitais, apenas medir a sua potência.

Em termos de impedância da antena, esta foi dimensionada para que fosse o mais linear possível na largura de banda em estudo, com um valor próximo de 50Ω na parte real, visível na figura 83 e com uma impedância imaginária, figura 84, aproximadamente nula.

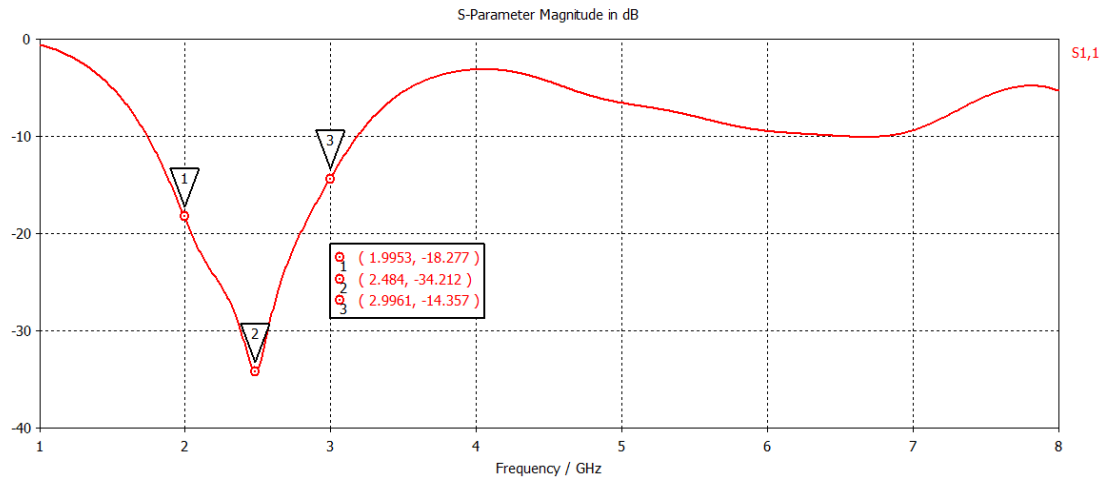


Figura 81 - Módulo do parâmetro S_{11} da antenna simulada

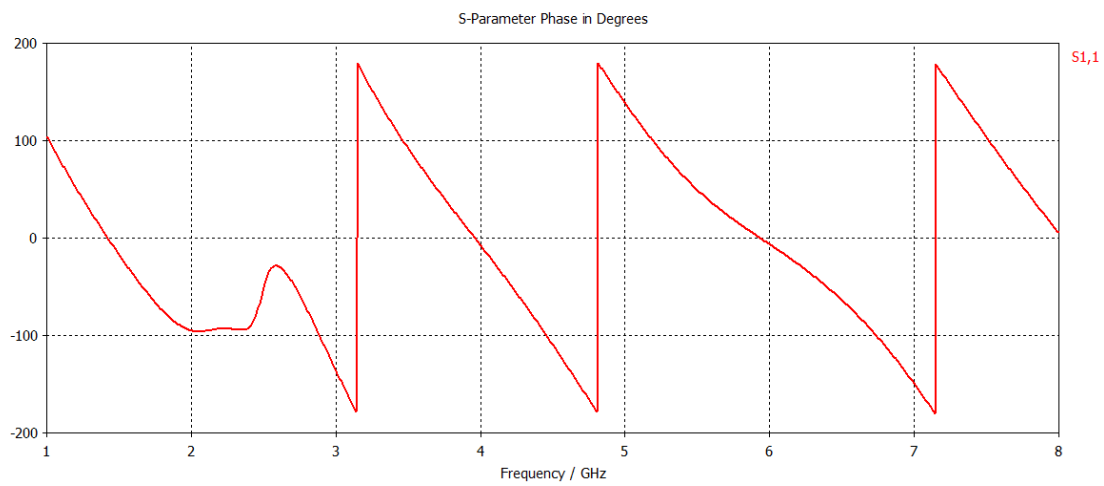


Figura 82 - Fase do parâmetro S_{11} da antenna simulada

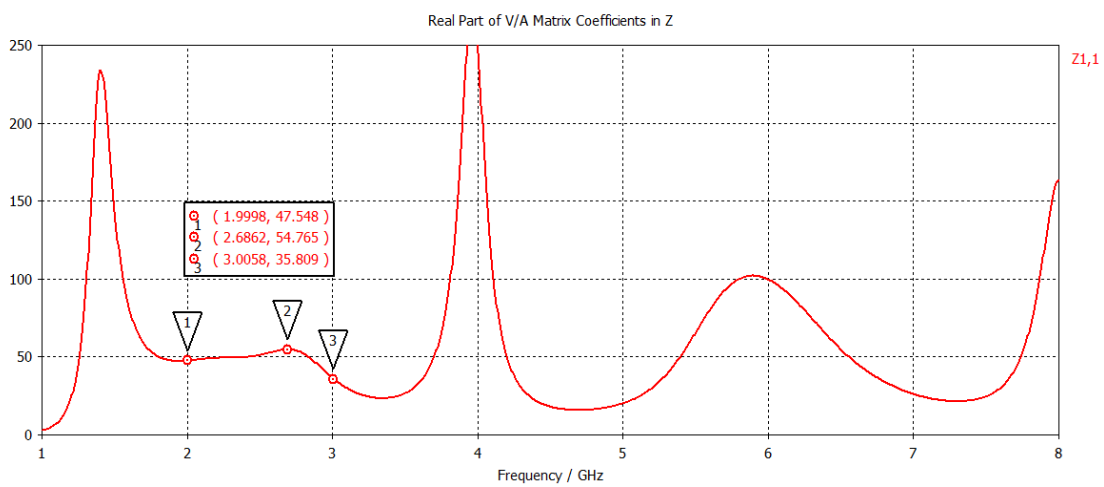


Figura 83 - Parte real da impedância Z_{11} da antenna simulada

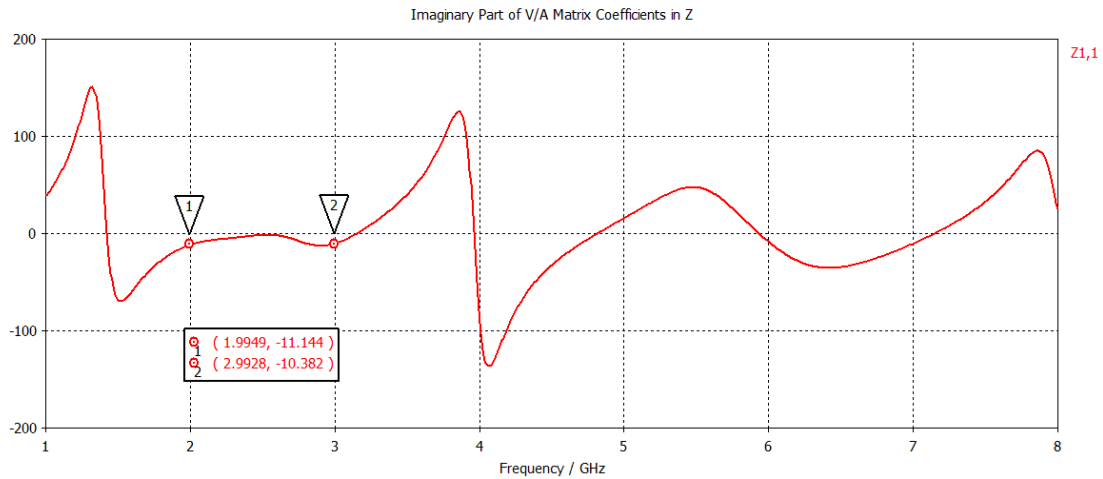


Figura 84 - Parte imaginária da impedância Z_{11} da antena simulada

Tal como seria de esperar, mediante a adaptação do parâmetro S_{11} , o $VSWR$ da figura 85 apresenta um valor máximo de 1,5 o que representa uma boa adaptação da antena, se considerado o 2 como o máximo para que a antena se considere bem adaptada. Além do mais o valor de $VSWR$ para a frequência central é bastante próximo de 1.

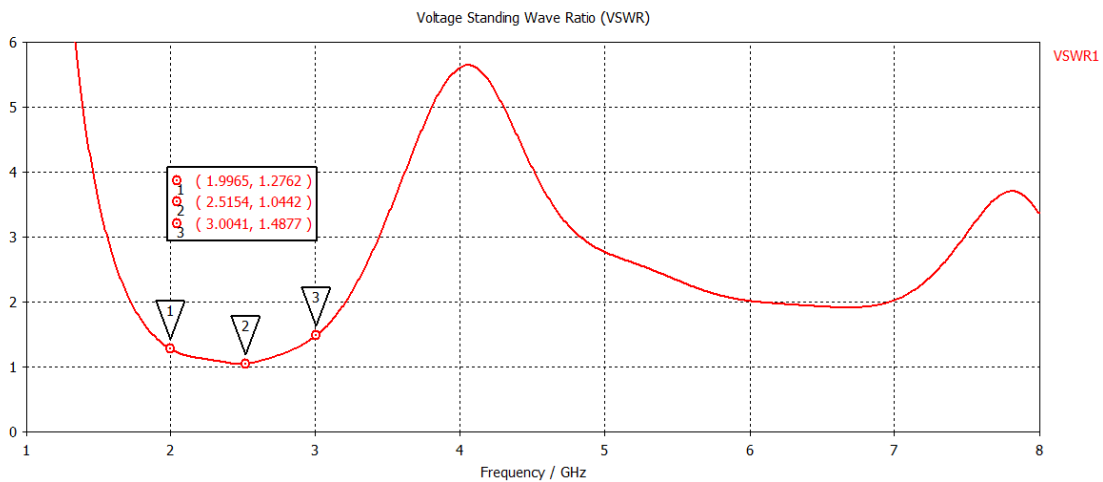


Figura 85 – VSWR da antena simulada

Na figura 86, está presente o módulo da densidade de corrente. Observa-se que, para a fase de zero, a maior parte da corrente está concentrada ao longo da linha e apenas uma pequena parte se encontra nos vértices exteriores da secção da antena.

Finalmente, foram observados os diagramas de radiação para três frequências, ou seja, para 2, 2,5 e 3 GHz respectivamente. Desta forma é possível saber qual o diagrama de radiação da antena dimensionada, em toda a largura de banda desejada. Ainda de referir que

era desejável que a antena tivesse um diagrama de radiação omnidireccional e não fosse directiva, o que se verifica nas simulações seguintes.

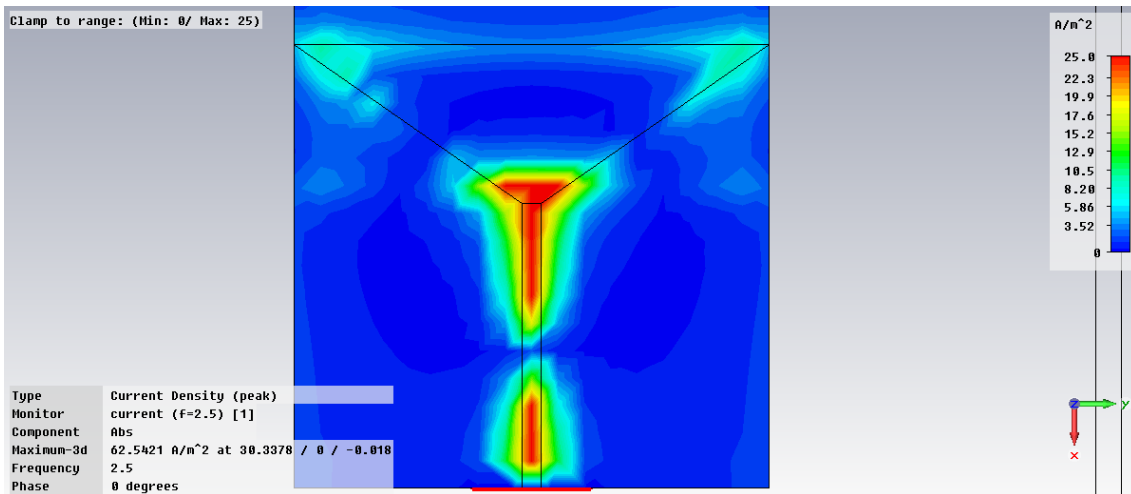


Figura 86 - Distribuição do módulo da densidade de corrente da antena simulada

Portanto, para a primeira frequência, 2 GHz, o diagrama de radiação é omnidireccional e simétrico em torno do eixo dos xx, de acordo com a diagrama da figura 87, e cortes no plano yOz e xOy da figura 88 e figura 89 respectivamente. Apresenta uma directividade máxima de 3,234 dB em relação à antena isotrópica e um rendimento de radiação de 91,5%.

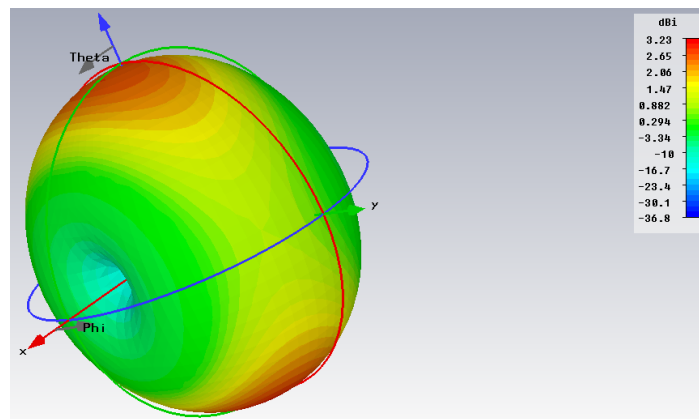


Figura 87 - Diagrama de radiação 3D da antena simulada para 2 GHz com directividade máxima de 3,234 dBi

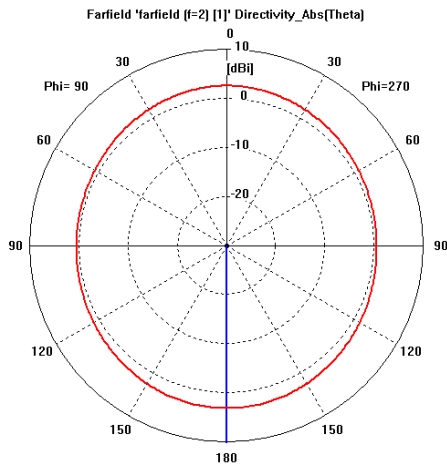


Figura 88 - Diagrama de radiação polar do plano yOz da antena simulada para 2 GHz

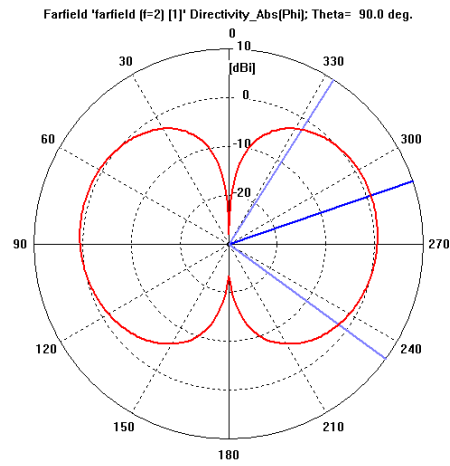


Figura 89 - Diagrama de radiação polar do plano xOy da antena simulada para 2 GHz

Para a frequência central dos 2,5 GHz o diagrama de radiação mantém-se omnidireccional, mas deixa de ser simétrico em torno do eixo dos xx, passando o seu máximo a deslocar-se ligeiramente na direcção do eixo dos xx positivos, ou seja, na direcção da linha de transmissão, como se pode observar na figura 90. Na figura 91 e figura 92 mostra-se os cortes no plano xOy e yOz do diagrama de radiação da figura 90 . Neste caso a directividade máxima é de 4 dBi e apresenta um rendimento de 92,45%.

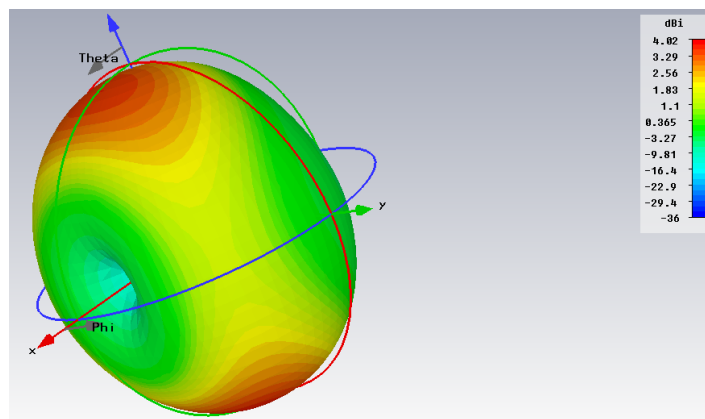


Figura 90 - Diagrama de radiação 3D da antena simulada para 2,5 GHz com directividade máxima de 4,020 dBi

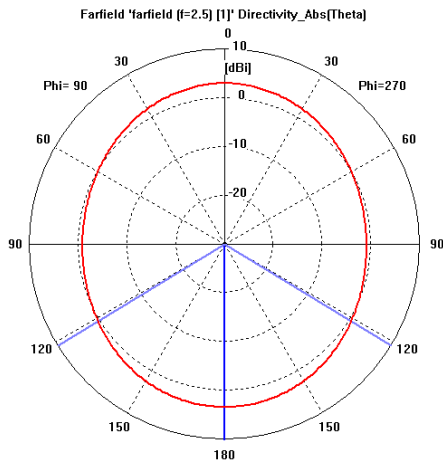


Figura 91 - Diagrama de radiação polar no plano yOz da antena simulada para 2,5 GHz

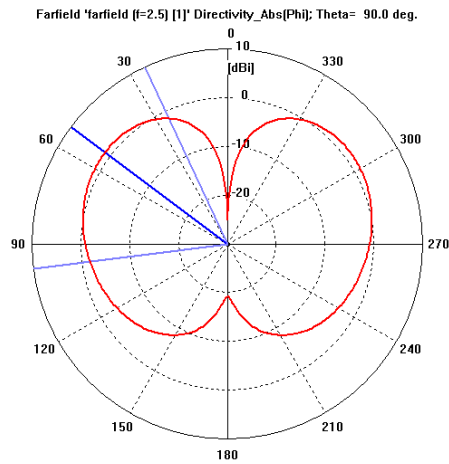


Figura 92 - Diagrama de radiação polar no plano xOy da antena para 2,5 GHz

Finalmente para o outro extremo da largura de banda, os 3 GHz, o diagrama de radiação é o da figura 93 e respectivos cortes no plano yOz e xOy da figura 94 e figura 95. O seu comportamento segue o que se tem vindo a verificar com o aumento da frequência, ou seja, desloca-se na direcção da linha de transmissão.

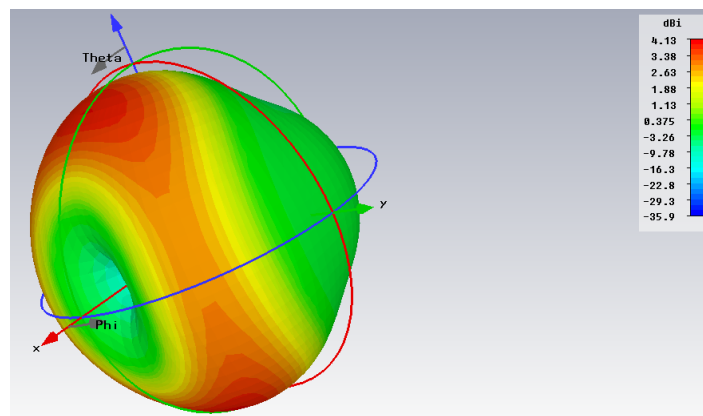


Figura 93 - Diagrama de radiação 3D da antena simulada para 3 GHz com directividade máxima de 4,129 dBi

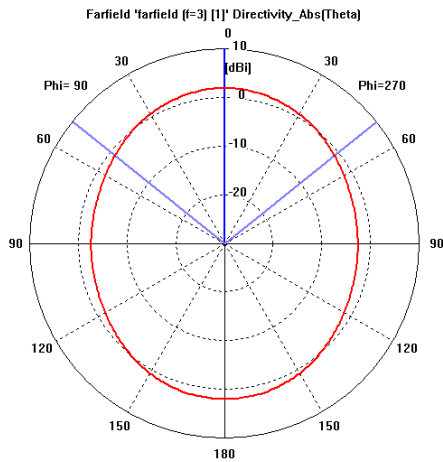


Figura 94 - Diagrama de radiação polar no plano yOz da antena para 3 GHz

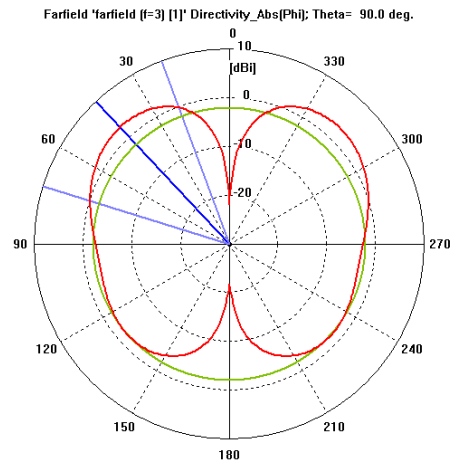


Figura 95 - Diagrama de radiação polar no plano xOy da antena simulada para 3 GHz

4.3. Implementação e resultados medidos

A antena foi construída obtendo-se o dispositivo da figura 96 e figura 97. De seguida foi medida com recurso ao analisador vectorial *HP 8753D* 30 kHz – 6 GHz para analisar a sua resposta em frequência.

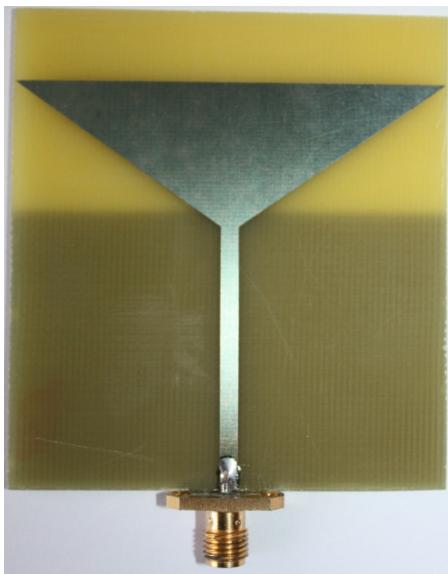


Figura 96 - Antena construída, vista de cima

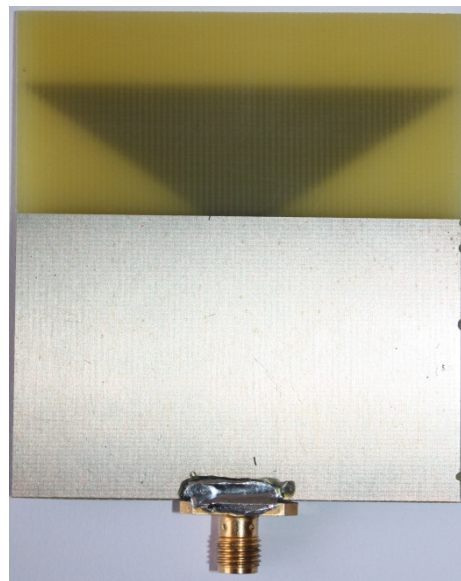


Figura 97 - Antena construída, vista de baixo

O analisador vectorial permite medir os parâmetros S da antena, neste caso o parâmetro a analisar, visto que a antena só tem um porto, é o S_{11} . Na figura 98 apresenta-se o gráfico com os valores simulados e medidos de forma a se poder comparar os resultados obtidos.

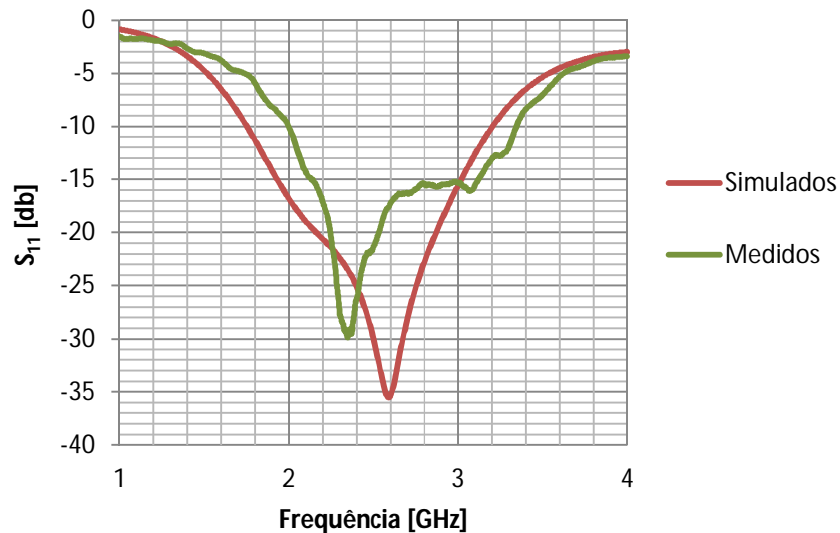


Figura 98 - Parâmetro S_{11} da antena com valores simulados e medidos.

Como se pode observar pelo gráfico da figura 98, existe um deslocamento entre as curvas de valores simulados e os medidos, obtendo neste último uma subida de toda a faixa de operação da antena. Embora os resultados sejam bastante satisfatórios para se tentar compreender qual a razão do desvio, efectuaram-se várias simulações variando todos os parâmetros da antena, de modo a perceber qual o parâmetro que pudesse ser o responsável pelas diferenças encontradas.

As várias simulações realizadas não foram conclusivas relativamente à razão das diferenças, nomeadamente a variação do valor do ϵ_r , uma vez que o valor assumido de 4,15 para a frequência de 2,5 GHz poderia não ser o valor real. Na figura 99 está presente o gráfico que demonstra a variação do parâmetro S_{11} com a variação do valor do ϵ_r . Como é visível esta antena é pouco sensível à variação do ϵ_r , nomeadamente os extremos da largura de banda, ou seja, a frequência inicial e final da antena.

Não sendo a razão das diferenças do substrato, uma das características da antena que poderia estar a provocar a diferença, seria o conector *SMA* (*Sub-Miniature version A*), uma vez que este não tinha sido considerado nas simulações. Deste modo procedeu-se à sua representação no simulador de modo a simular o efeito deste nas características da antena. A antena simulada com o conector é representada na figura 100 e figura 101. Esta representação pretende assemelhar-se o mais possível ao conector utilizado, visível na figura 102 e figura 103.

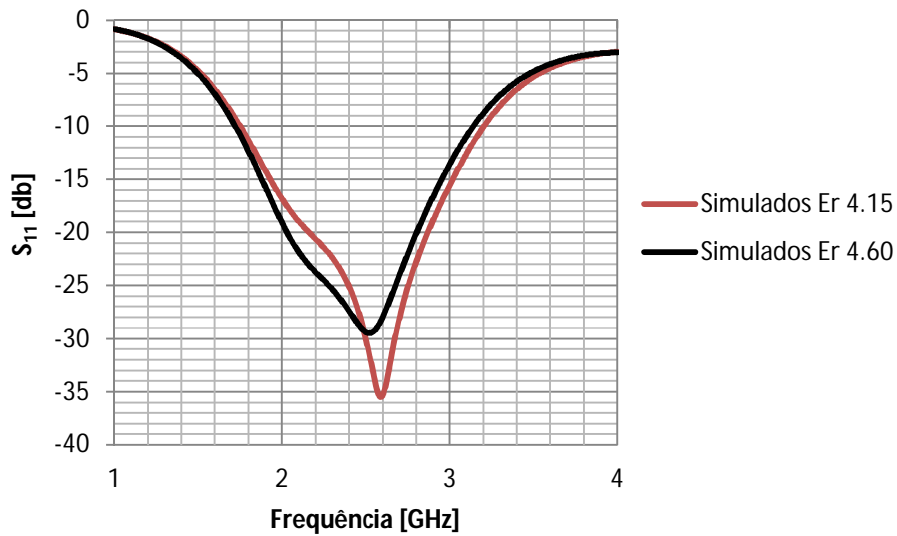


Figura 99 - Parâmetro S_{11} com valores simulados para diferentes valores de ϵ_r

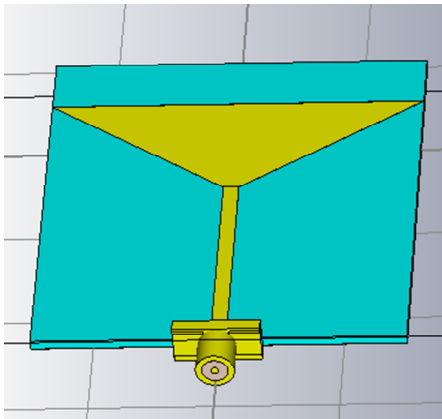


Figura 100 - Representação da antena com ficha SMA (visualização 1)

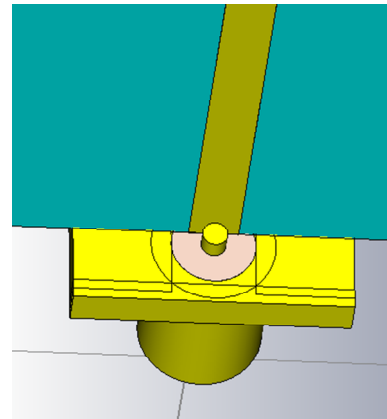


Figura 101 - Representação da antena com ficha SMA (visualização 2)

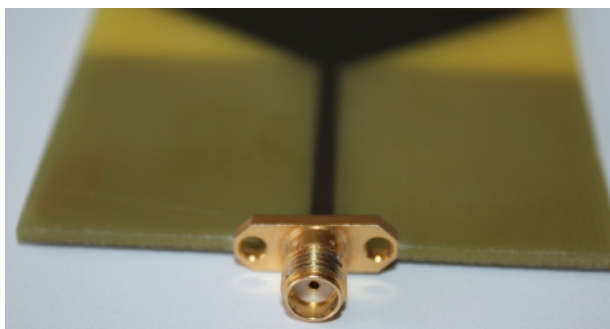


Figura 102 - Foto da ficha SMA (visualização 1)

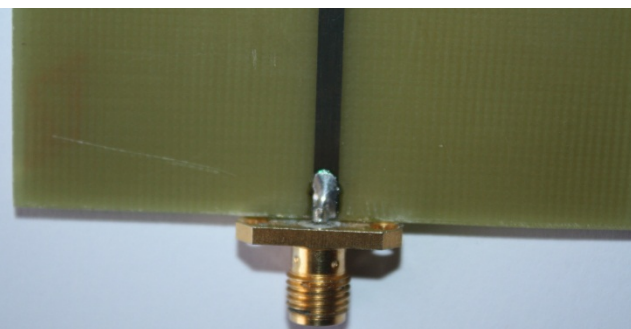


Figura 103 - Foto da ficha SMA (visualização 2)

Os resultados obtidos da simulação com o conector estão presentes na figura 104. Como se pode ver os efeitos causados pelo conector não vão de encontro ao medido na prática. Na simulação com conector a antena toma um valor de operação mais estreito e com tendência a diminuir a sua frequência máxima, o que difere dos valores medidos.

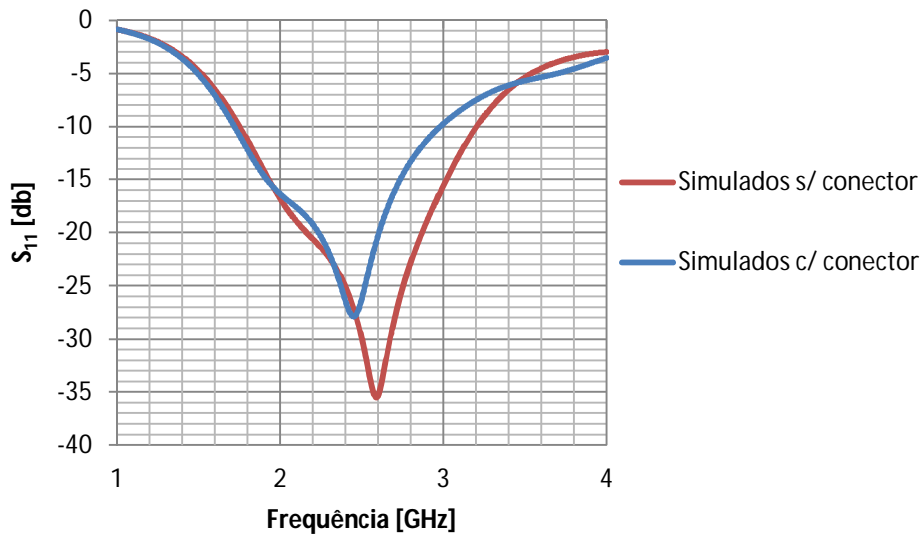


Figura 104 - Parâmetro S_{11} com valores simulados para a antena com e sem conector SMA

Como conclusão final tem-se que, embora os resultados simulados não sejam iguais aos medidos, verifica-se que a antena cumpre o especificado com uma banda de operação de 1,82 GHz até aos 3.32 GHz e com a grande parte dos valores desta banda com valores inferiores a -15 dB. Embora tenha existido um esforço por perceber o porquê dos desvios entre os valores simulados e os medidos, não se conseguiu ter a certeza da razão do desvio entre o simulado e a implementação física, uma vez que a variação dos vários parâmetros da antena, a variação do ϵ_r e o conector, não afectam de uma forma tão relevante que provoque a diferença encontrada nas medições.

Capítulo 5

Interface gráfica e controlo do sistema

Neste capítulo explica-se de que modo é feito o controlo do sistema, assim como a forma como podem ser visualizados os dados que são recolhidos do andar de recepção, explicado no capítulo 3. Assim obtém-se um analisador de espectro funcional que pode ser utilizado por qualquer pessoa, como um analisador de espectro comercial. O diagrama de blocos total do sistema é o que se mostra na figura 105.

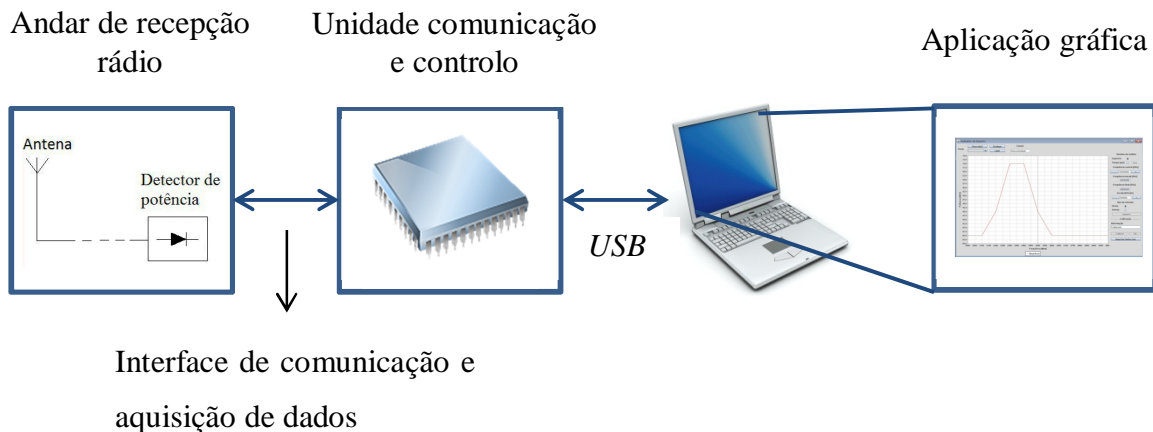


Figura 105 - Diagrama de blocos global do sistema

O analisador de espectro projectado é constituído pelo andar de recepção, um microcontrolador e uma aplicação feita em *Java*. O microcontrolador recebe comandos da aplicação *Java* através da interface *USB*, procede ao envio de comandos e recolha de dados do andar de recepção e volta a enviar para a aplicação os dados recolhidos.

Com o andar de recepção é possível efectuar dois tipos de medidas dependendo da maneira como efectuamos a leitura das medições que ele fornece. A primeira, denominada por análise no domínio da frequência, consiste em fazer variar a frequência do sintetizador para sintonizar os vários canais da largura de banda de interesse. Analisando uma amostra do valor de tensão dado pelo detector de potência, fica-se a saber qual o valor de potência de cada uma das frequências sintonizadas.

O segundo tipo de análise denomina-se por análise no domínio do tempo e consiste na sintonização de uma única frequência e aquisição de várias amostras do valor de tensão dado pelo detector de potência. Assim fica-se com uma ideia de como a potência daquele canal evolui ao longo do tempo. Este tipo de análise é particularmente útil para se conseguir analisar sinais que no espectro não têm uma potência constante, como acontece por exemplo com as comunicações digitais sem fios que se processam em torno da frequência de 2,4 GHz. Este tipo de comunicações utilizam transmissão em *burst*, assim a análise no domínio do tempo pode não detectar nenhuma potência se o instante de aquisição do valor de potência corresponder a um período de silêncio da comunicação. Este tipo de sinais devem ser analisados no domínio do tempo para se conseguir medir correctamente a sua potência.

Para melhor se perceber a diferença entre os dois tipos de medições considere-se a figura 106 onde estão representados os espectros e respectivo comportamento ao longo do tempo de dois sinais diferentes. Como se pode observar o sinal 'A' apresenta uma potência constante no tempo, assim se fizermos uma análise no domínio da frequência consegue-se perceber a forma espectral do sinal. Se analisarmos o sinal 'B' constata-se que, se no instante de aquisição do espectro a potência do sinal estiver a '0', nada se obtém no analisador de espectro. Só uma análise da potência do sinal ao longo do tempo consegue detectar com precisão que o sinal existe e qual a sua potência.

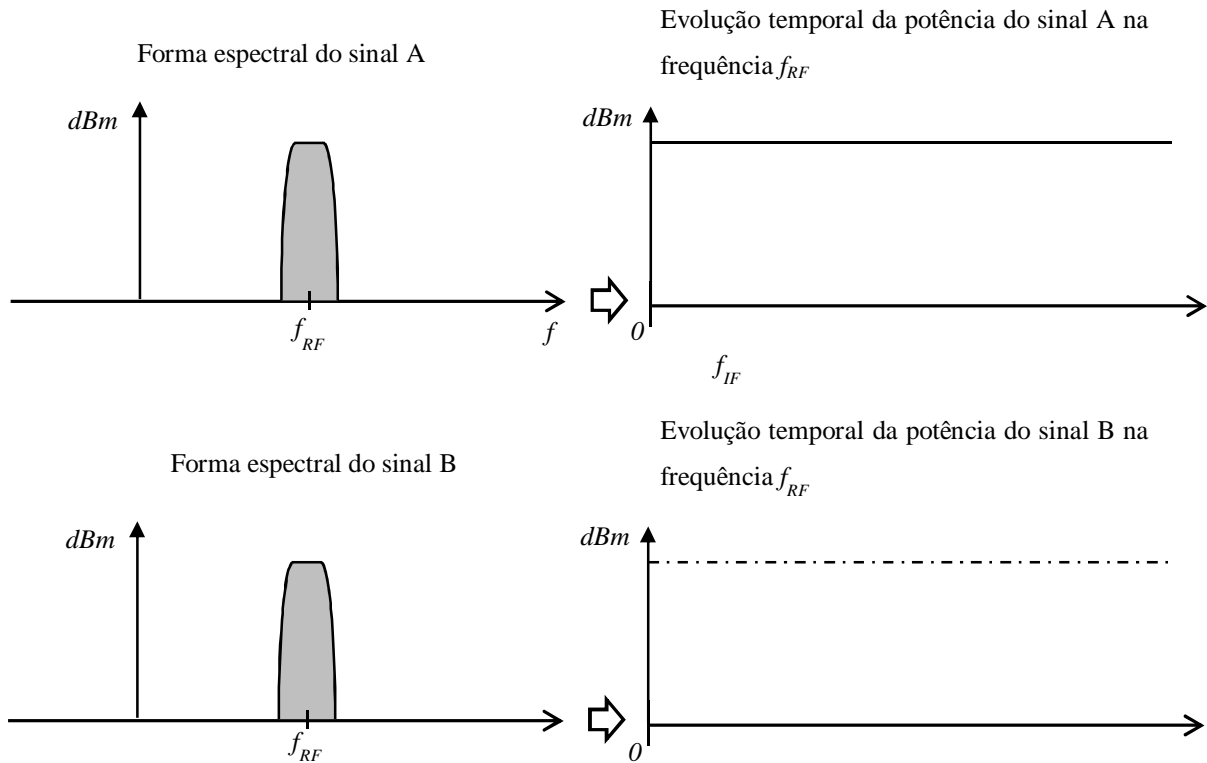


Figura 106 - Forma espectral e evolução no tempo de dois sinais

5.1. Unidade de comunicação e controlo

Para realizar o controlo do sistema e permitir uma interface de comunicação com a aplicação, utiliza-se o *kit* de desenvolvimento *LPXpresso LPC1868* da *NXP*, figura 107. Este *kit* tem integrado o microcontrolador *LPC1768* que disponibiliza vários periféricos e uma capacidade de armazenamento de memória *flash* de 512 kB e de *SRAM* de 64 kB. As principais características deste microcontrolador são:

- Processador *ARM Cortex-M3* com frequência máxima de 100 MHz
- Interface *Ethernet*
- Interface *USB* como *Device*, *Host* e *OTG*
- Interface *SPI*
- 4 *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter's (UARTs)*
- Interface *I²C*

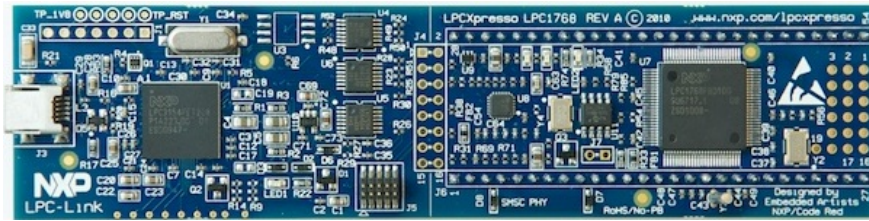


Figura 107 - Kit de desenvolvimento *LPCXpresso LPC1768* (extraído de [19])

Este *kit* com um custo de 35€ é o ideal para a implementação de baixo custo que se pretende para este analisador de espectro.

Para se fazer a comunicação entre a aplicação e o microcontrolador utiliza-se a interface *USB* para criar uma porta série virtual. Assim, é estabelecido um protocolo de comunicação entre a aplicação e o microcontrolador que permite o envio e recepção, tanto de dados de comando como dos dados recolhidos. A *stack USB* assim como o código responsável pela criação da porta série virtual é disponibilizada pelo fabricante *Code_Red*. Por forma a otimizar o envio e recepção de dados pela porta série esta foi programada para operar à máxima velocidade de 115200 bps.

5.1.1. Programação do sintetizador

Para se perceber a lógica de programação do sintetizador é necessário perceber a sua constituição mais detalhada. Como se pode observar pela figura 42 a única parte programável do sintetizador é a *PLL*, e consiste num *Phase Frequency Detector (PFD)* digital de baixo ruído, contadores *A* (6-bit) e *B* (13-bit) programáveis, um *prescaler* ($P/P + 1$) e quatro registos de 24 bits cada, o *Initialization Latch (I)*, o *Function Latch (F)*, *N Counter Latch (N)* e o *Reference Counter Latch (R)*.

Os contadores *A* e *B* conjuntamente com o *prescaler* implementam o divisor *N* ($N = BP + A$). O *PFD* tem como entrada os valores provenientes do *Reference Counter* e do *N Counter Latch* e produz na saída um sinal proporcional à diferença de frequência e fase entre eles. O registo de 14 bits *R Counter* é directamente extraído do registo *R* e permite seleccionar a frequência de entrada do *PFD*.

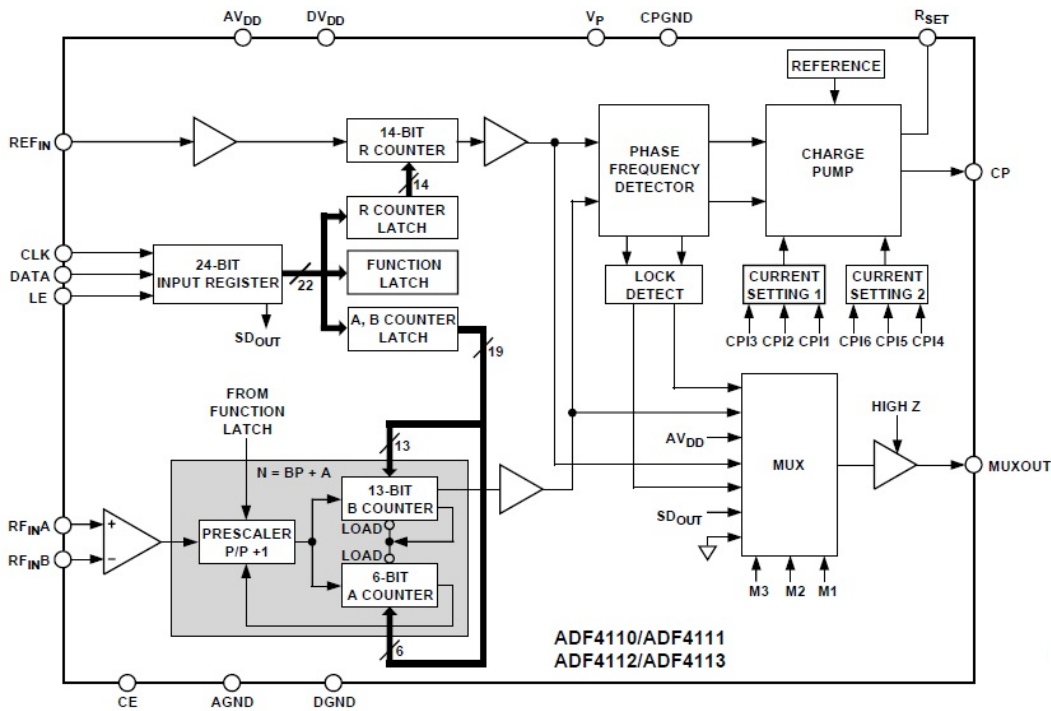


Figura 108 - Diagrama de blocos da PLL ADF4113 (extraído de [20])

A programação do sintetizador é feita pela interface SPI e obedece a palavras de comando estabelecidas pelo fabricante da PLL. Os parâmetros de cada um dos registos são os que se mostram na figura 109 figura 110 figura 111. Para a configuração completa de um único registo é necessário o envio de três palavras de 8 bits.

PRESCALER VALUE		POWER-DOWN 2		CURRENT SETTING 2			CURRENT SETTING 1			TIMER COUNTER CONTROL				FASTLOCK MODE	FASTLOCK ENABLE	CP THREE-STATE	PD POLARITY	MUXOUT CONTROL			POWER-DOWN 1	COUNTER RESET	CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0	
P2	P1	PD2	CPI6	CPI5	CPI4	CPI3	CPI2	CPI1	TC4	TC3	TC2	TC1	F5	F4	F3	F2	M3	M2	M1	PD1	F1	C2 (1)	C1 (1)	

Figura 109 - Registos 'Initialization Latch' e 'Function Latch' da PLL ADF4113 (extraído de [20])

RESERVED	CP GAIN	13-BIT B COUNTER											6-BIT A COUNTER						CONTROL BITS				
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
X	X	G1	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	A6	A5	A4	A3	A2	A1	C2 (0)	C1 (1)

X = DON'T CARE

Figura 110 – Registo 'N Counter Latch' da PLL ADF4113 (extraído de [20])

RESERVED	DLY	SYNC	LOCK DETECT PRECISION	TEST MODE BITS		ANTI- BACKLASH WIDTH		14-BIT REFERENCE COUNTER, R														CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
X	DLY	SYNC	LDP	T2	T1	ABP2	ABP1	R14	R13	R12	R11	R10	R9	R8	R7	R6	R5	R4	R3	R2	R1	C2 (0)	C1 (0)

X = DON'T CARE

Figura 111 - Registo 'Reference Counter Latch' da PLL ADF4113 (extraído de [20])

A selecção do registo que se pretende programar é feita pela sequência dos bits de controlos *DB1* e *DB0* de acordo com a tabela 3.

Tabela 3 - Tabela de verdade para selecção de registo da PLL ADF4113 (extraído de [20])

Bits de controlo		Registo
C2	C1	
0	0	<i>Reference Counter Latch</i>
0	1	<i>N Counter Latch</i>
1	0	<i>Function Latch</i>
1	1	<i>Initialization Latch</i>

Antes de se poder utilizar o sintetizador é necessário proceder à sua inicialização. Após se proceder à alimentação existem três métodos de iniciar o sintetizador, pela programação do registo 'Initialization Latch', pelo método de pino 'CE' e pela programação do registo 'R Counter Latch'.

O método de inicialização pela programação do registo *I* processa-se da seguinte forma: primeiro tem de se programar o registo *I*, seguidamente o registo *R* e por ultimo o registo *N*. Os valores de configuração dependem do circuito total onde a *PLL* está inserida, deste modo para este sintetizador o seu fabricante fornece os valores que devem ser utilizados. Os valores em hexadecimal para a configuração de cada um dos registos são '9F8012', '101040' e '348201' correspondentemente. Uma leitura mais detalhada do manual [20] permite perceber com mais detalhe a funcionalidade de cada uma destas configurações.

A parte mais importante prende-se com a programação necessária para a escolha da frequência desejada na saída do sintetizador, que pode ser feita após o procedimento de inicialização. A escolha da frequência é feita à custa da programação do registo *N*. Neste registo pode-se configurar os dois registos principais *A* e *B*. A configuração destes dois registos conjuntamente com os valores atribuídos aos registos na inicialização do sintetizador permite configurar uma determinada frequência de saída que é dada pela equação (5.1). O

valor de P corresponde ao valor do *prescaler* definido no registo I e F . O valor do R Counter é de 1040 e é definido no registo R , por último o valor de f_{RefIn} corresponde ao oscilador de referência do sintetizador de 13 MHz.

$$f_{out} = [(P \times B) + A] \times f_{RefIn} / R = [(32 \times B) + A] \times 12,5 \quad (5.1)$$

Assim o valor de 'A' e 'B' para uma determinada frequência f_{out} é dado por:

$$B = \frac{f_{out}}{32 \times 12,5} \quad (5.2)$$

$$A = \frac{f_{out} - 32 \times 12,5 \times B}{12,5} \quad (5.3)$$

A escolha da frequência desejada consiste apenas na configuração do registo N com o valor adequado de A e B . Seguidamente é necessário esperar que o pino *LOCK DET* obtenha o nível lógico de '0' e seguidamente atinja o nível lógico de '1', só após esse momento a saída do sintetizador está estabilizada na frequência desejada.

5.1.2. Comunicação entre microcontrolador e aplicação

Para a comunicação entre a aplicação e o microcontrolador criou-se um protocolo assente em palavras de comando. Os comandos criados visam a configuração dos parâmetros necessários para se poder dar início à análise espectral: tal como a frequência inicial e final da análise, o tamanho dos saltos em frequência, entre outros. Os comandos que foram implementados e respectivas funções são os descritos na tabela 4.

O envio dos dados para a aplicação faz-se pela porta série, pelo que apenas são enviados caracteres, ou seja, 8 bits de informação. Como as palavras binárias geradas pelo *ADC* têm 12 bits, o envio de uma palavra é feito à custa do envio de dois caracteres (8 bits cada).

Para o controlo do sistema, o microcontrolador recebe comandos através da porta série, interpreta-os e executa funções. O esquema de utilização da unidade de comunicação e controlo é o dado pelo fluxograma da figura 112.

Tabela 4 - Palavras de comando do protocolo de comunicação entre o microcontrolador e a aplicação

Comando	Domínio de análise	Função	Valor seguinte esperado	Resposta
"~setIFreq~"	Frequência	Definir a frequência inicial em MHz.	Número com 7 dígitos	"ok"
"~setFFreq~"	Frequência	Definir a frequência final em MHz.	Número com 7 dígitos	"ok"
"~setPasso~"	Frequência	Definir o passo em MHz.	Número com 4 dígitos	"ok"
"~swap~"	Frequência	Iniciar a análise do espectro.	-	Envio dos dados recolhidos.
"~setTFreq~"	Tempo	Definir a frequência em MHz.	Número com 7 dígitos	"ok"
"~setPontos~"	Tempo	Definir o número de pontos a recolher.	Número com 4 dígitos	"ok"
"~adqui~"	Tempo	Iniciar a análise no tempo.	-	Envio dos dados recolhidos.

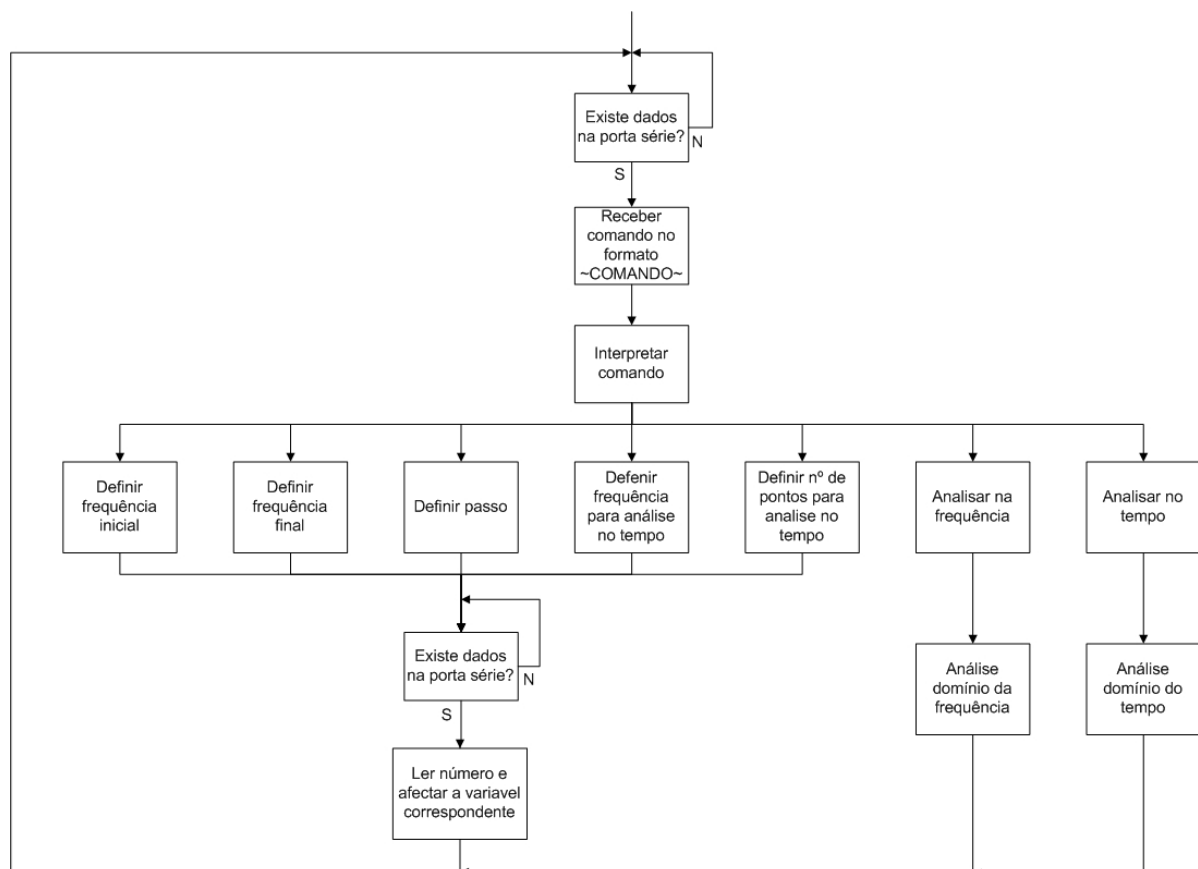


Figura 112 - Fluxograma para utilização da unidade de comunicação e controlo

Após o microcontrolador receber o comando para dar início à análise do espectro, quer seja no domínio da frequência ou no domínio do tempo, dá-se início a uma série de

procedimentos. Os procedimentos efectuados pelo microcontrolador estão explicados na figura 113. Relativamente à análise no domínio do tempo os incrementos do sintetizador estão relacionados com a resolução de frequência do analisador que é limitado pela banda de passagem do filtro intermédio. Embora o valor de incremento de frequência (passo) seja variável para esta aplicação foi utilizado um valor igual à largura de banda do filtro, ou seja, 2 MHz. Assim a aplicação recebe 500 pontos quando faz o varrimento total do espectro.

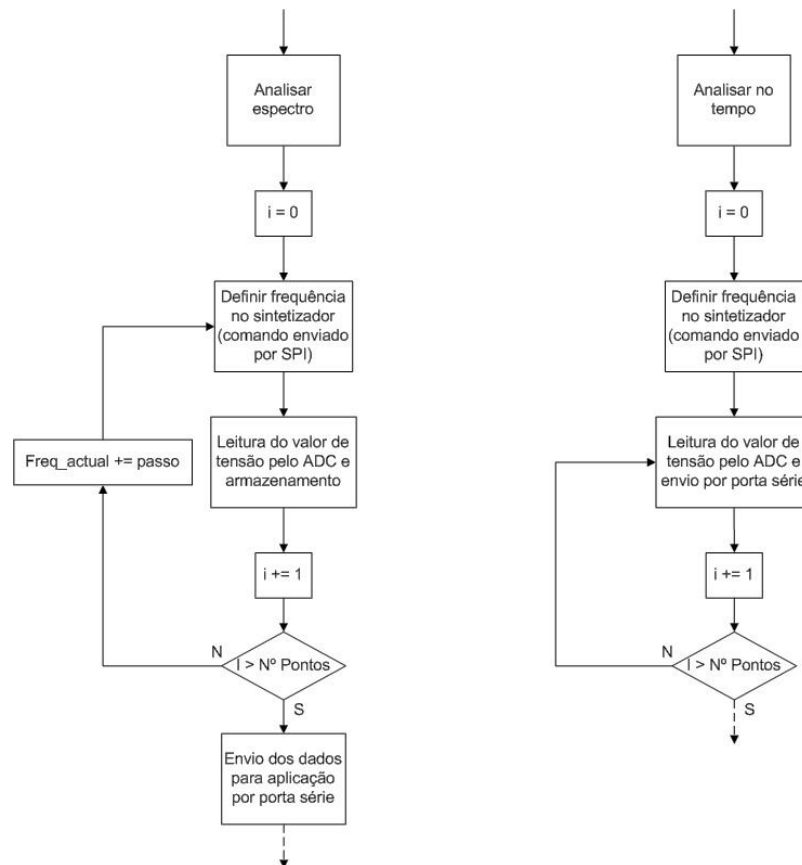


Figura 113 - Fluxograma explicativo dos procedimentos para a análise do domínio da frequência e do tempo

Este *kit* tem também como periférico um *ADC*, útil para poder converter o valor de tensão dado pelo detector de potência numa palavra digital para poder ser enviado para a aplicação. Este *ADC* tem 12 bits de resolução e uma frequência máxima de amostragem de 200 kHz, suficiente para esta aplicação em que apenas se pretende converter um sinal contínuo. Depois de alguns testes com este *ADC*, detectou-se que existe um defeito e que é comum a todos os modelos desde *kit*, como anunciado pelo próprio fabricante [21]. Este problema provoca que o *ADC* faça por vezes leituras erradas, como tal optou-se pela utilização de um *ADC* externo para fazer a aquisição.

O ADC utilizado é o *MCP3201* da *Microchip* e possui uma resolução de 12 bits, uma frequência de amostragem máxima de 100 ksp/s quando alimentado a 5 V e interface de comunicação *SPI*. Para esta aplicação foi utilizado uma frequência de amostragem de 62,5 kHz.

5.2. Aplicação

O terceiro elemento constituinte do analisador de espectro é a aplicação. Ela é responsável por estabelecer a interface com o utilizador, necessária para se poder efectuar medições e visualizar os dados. A aplicação criada foi desenvolvida na linguagem *Java*, devido à portabilidade face a outras linguagens, e simplicidade que apresenta para o programador realizar tarefas mais complexas.

O aspecto gráfico é o que se apresenta na figura 114 e está dividido em três partes. A parte superior esquerda tem controlos relativos à porta de comunicação que se pretende utilizar e qual o seu estado. No lado direito encontram-se botões para manipular o tipo de análise e controlo de calibração. Por último na parte central encontra-se um gráfico onde se visualiza o resultado da análise efectuada.

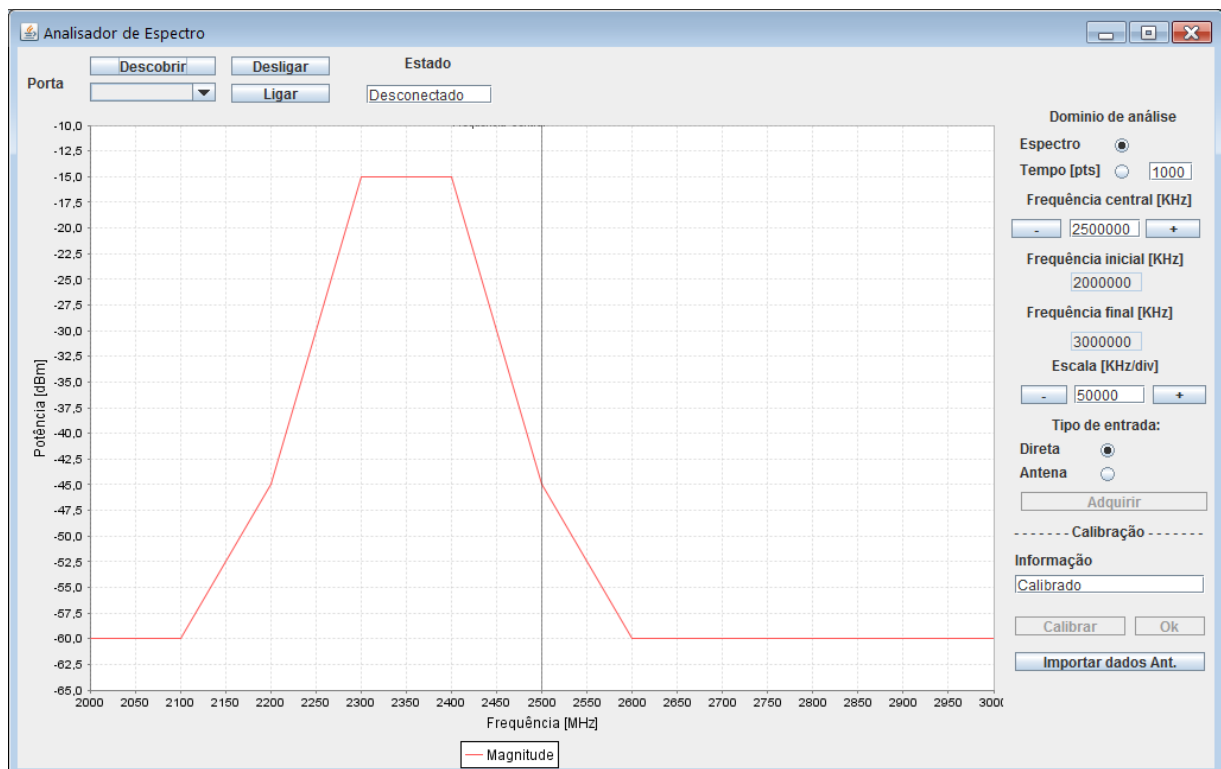


Figura 114 - Aspecto gráfico da aplicação desenvolvida

Relativamente a aspectos mais técnicos de programação, a aplicação está dividida em classes cujas relações são as descritas pelo *Unified Modeling Language (UML)* da figura 115.

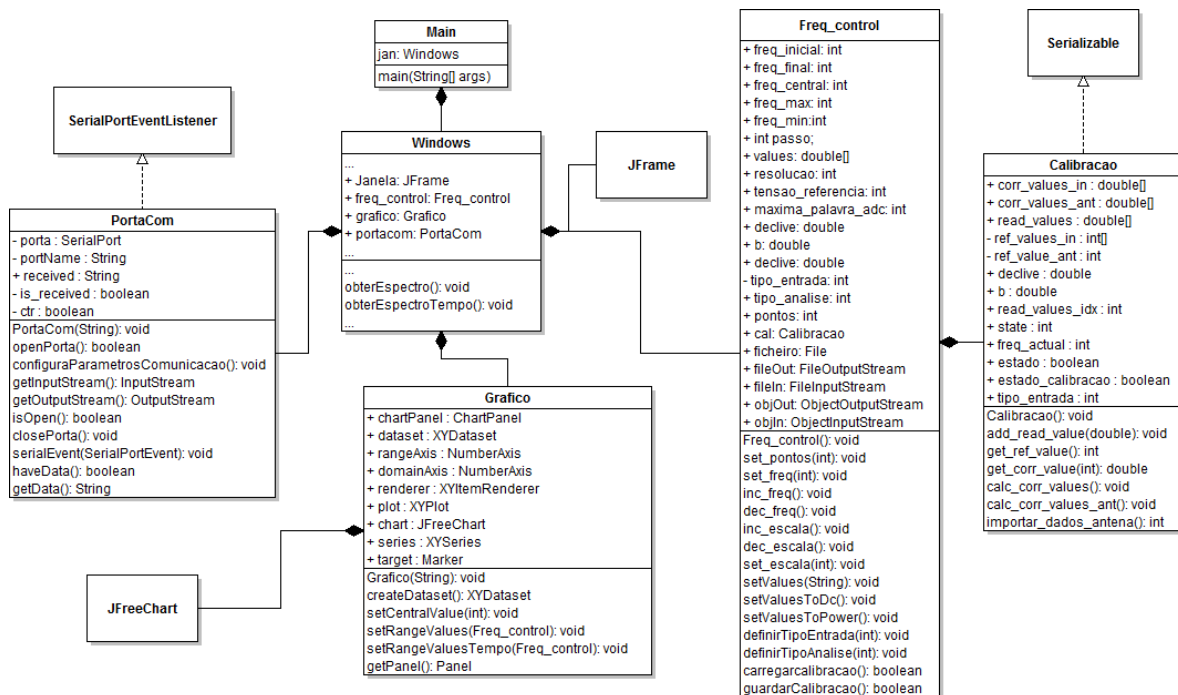


Figura 115 - UML com as principais classes, atributos e métodos da aplicação desenvolvida

Como se pode observar por esta figura a parte gráfica da aplicação é constituída pela classe *Windows* que contem um objecto do tipo *JFrame*. No contentor desse objecto são adicionados todos os elementos gráficos como botões, caixas de texto e o gráfico utilizado para mostrar o resultado da leitura.

Para a geração do gráfico utilizou-se a *Application programming interface (API)* grátis disponibilizada pela *JFREECHAR*, [22], simplificando bastante este processo. Esta biblioteca oferece ainda suporte a funcionalidades extra, utilizando o botão esquerdo do rato pode-se ampliar uma zona específica do gráfico. O botão direito dá acesso a um submenu obtendo-se um conjunto de funções como se mostra na figura 116.

Estas funcionalidades permitem fazer uma melhor gestão dos dados fornecidos pela aplicação, tanto para melhorar a análise em interesse, como adequar a interface gráfica ao interesse próprio do utilizador, permitindo guardar os gráficos para futura manipulação e análise.



Figura 116 - Funcionalidades no manuseio dos gráficos obtidos pela aplicação

A classe *PortaCom* integra todas as funcionalidades que dão suporte à comunicação pela porta série. Do ponto de vista gráfico, figura 117, têm-se funcionalidades que permitem ter acesso à lista de portas disponíveis, seleccionar a que pretendemos e proceder à respectiva ligação ou desconexão da porta seleccionada. No campo 'estado' obtém-se informação do estado da porta. De notar que a porta que se deverá utilizar é a que é criada aquando da ligação do analisador de espectro ao computador.



Figura 117 - Controlos da aplicação relativos à conectividade

As classes *Freq_control* e *Calibracao* são as responsáveis pelas funcionalidades mais técnicas de análise do espectro. Contêm funções de calibração do dispositivo assim como funções que permitem converter os dados recebidos, pela unidade de controlo, para valores de tensão e calcular o correspondente valor de potência. Aqui controla-se também parâmetros da aplicação relativos à definição correcta da frequência central, escala e quantidade de pontos de análise. A classe *Calibracao* implementa a classe *Serializable* para que um objecto deste tipo possa ser guardado directamente num ficheiro, armazenando assim os dados de calibração num formato não volátil e amovível.

5.2.1. Calibração

Uma parte importante desta aplicação é a calibração, uma vez que é necessário corrigir a diferença de ganho com a variação da frequência que existe em todos os componentes da cadeia de recepção. Além disto, embora tenha existido o cuidado de fazer depender ao mínimo as características dos componentes da temperatura, podem sempre existir desvios nas

medições e que devem ser corrigidos. Como tal é possível alterar a calibração definida por defeito através do botão calibrar. Os dados de calibração são guardados no ficheiro “*calibracao.dat*” existente na raiz da aplicação. Sempre que este ficheiro existe e é válido, a aplicação detecta-o e coloca na informação de calibração a mensagem “calibrado”.

A calibração do dispositivo deve ser feita com recurso a um gerador de sinais que produza na saída uma onda sinusoidal com frequências compreendidas pela faixa de operação do dispositivo e potências de saídas entre -50dBm e -20dBm. Para a calibração por defeito foi utilizado o gerador de sinais *SML-03* 9kHz – 3,3 GHz do fabricante *ROHDE & SCHWARZ*, correspondendo o mesmo gerador que foi utilizado para testar o analisador espectral.

A calibração do analisador espectral é feita calculando a diferença de potência do sinal que é colocando na sua entrada, com uma potência bem definida, e a potência do sinal que é medida pelo analisador. A diferença representa o ganho ou atenuação que deverá ser acrescentado à medição que é efectuada para aquela frequência. O ideal seria que a calibração fosse feita para todas as frequências que o analisador consegue medir, porém, isso seria demasiado exaustivo para a aplicação pretendida. A medição é feita em passos de 10 MHz, o que representa 100 pontos de calibração, sendo os restantes obtidos pela interpolação definida entre os dois pontos adjacentes.

O processo de calibração é feito de acordo com o esquema da figura 118. Este processo inicia-se carregando no botão calibrar, despoletando o processo com a indicação no campo “Informação” da frequência e potência do sinal que deve existir na entrada no analisador. Após ser colocado esse sinal, deve pressionar no botão “Ok”, originando uma leitura com a potência que é mostrada na próxima frase de informação. As leituras são registadas e guardadas no ficheiro de calibração para serem utilizadas para calibrar o dispositivo.

No caso de se pretender calibrar o dispositivo para uma determinada antena, deve-se colocar na raiz da aplicação um ficheiro com o nome “*Data_cal_ant.txt*” com os valores da resposta de ganho da antena. De seguida dever-se-á carregar no botão “Importar dados Ant.” para iniciar um processo semelhante ao descrito anteriormente, procedendo a aplicação ao cálculo dos valores de calibração com antena, para toda banda de análise do dispositivo.

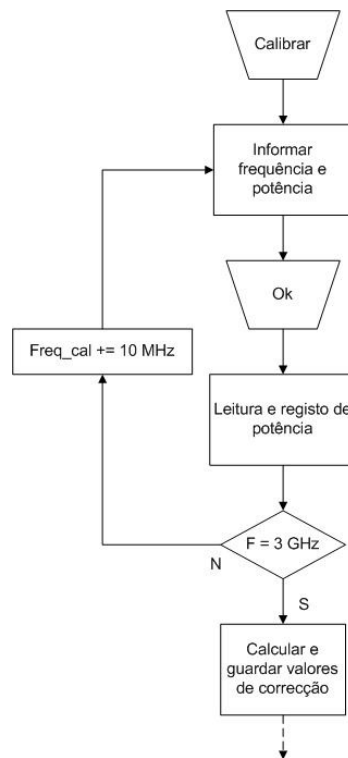


Figura 118 - Fluxograma explicativo da calibração do analisador de espectro

5.2.2. Utilização

Na parte direita da aplicação encontra-se uma série de botões responsáveis pela utilização do analisador espectral. Primeiramente dever-se-á seleccionar qual o domínio de análise pretendida. Se o domínio for o da frequência, tal como num analisador de espectro convencional, deverá ser seleccionada a frequência central e a escala de acordo com a frequência inicial e final pretendida. Se o domínio de análise for o tempo, o único parâmetro que se poderá variar é a frequência central, uma vez que este tipo de análise se processa numa única frequência.

Outro parâmetro que deverá ser seleccionado é o tipo de entrada. Quando se selecciona directa está-se a medir a potência de sinal que está presente à entrada do analisador, mais vocacionado para medir sinais provenientes de geradores de sinais. O tipo de entrada “Antena” tem em conta também os valores de calibração correspondentes aos valores específicos da antena, calculados na calibração da antena. Por motivos de ausência de uma infra-estrutura e antenas que permitissem a medição exacta do ganho da antena desenvolvida neste projecto, esta parte da aplicação não foi explorada, porém, a aplicação está preparada para esse efeito.

O procedimento completo para utilização do sistema é o seguinte:

- Selecção e estabelecimento de ligação com a porta série criada pela unidade de controlo;
- Verificar no campo de informação da secção de calibração, se o analisador de espectro se encontra calibrado;
- Selecção do tipo de análise e tipo de entrada;
- Selecção da frequência central e escala (caso se aplique);
- Pressionar o botão ‘Adquirir’ para dar início à análise;
- Utilizar os botões do rato em cima do gráfico para manipular os resultados obtidos.

5.3. Resultados

Nesta etapa tem-se um protótipo de um analisador de espectro completamente funcional e com um custo total de 193€ tabela 5 (anexo B). De salientar que cerca de 36% do custo deste analisador é atribuído à concepção da *PCB* por se tratar de um protótipo, pelo que a sua construção em mais quantidade consegue obter um preço de construção bastante mais reduzido.

Para testar o seu desempenho procedeu-se a uma série de medições e respectiva comparação com um analisador de espectro comercial. O analisador comercial utilizado foi o *USB-SA44B* da *Signal Hound* [23], trata-se de um analisador do tipo *VSA* e tem um custo de 750€. O conjunto de testes realizados visam testar a capacidade do analisador medir potência comparando-o com um analisador comercial, neste caso trata-se de um analisador mais caro e com necessariamente mais características.

O primeiro teste visa perceber o comportamento do patamar de ruído, obtendo-se também o nível de sensibilidade do dispositivo. Como se pode observar pelo espectro obtido pela figura 119, o patamar de ruído não está estabilizado em torno de um único valor, pelo problema detectado na resposta do filtro intermédio, detalhadamente explicado no ponto 4.7. Ainda assim consegue-se um nível de sensibilidade de -50 dBm a partir da frequência de 2,35 GHz e de -60 dBm para frequências superiores a 2,85 GHz. Uma resposta melhor do filtro intermédio iria melhorar a sensibilidade assim como a sua precisão, porém obtém-se valores bastante satisfatórios para a aplicação desejada.

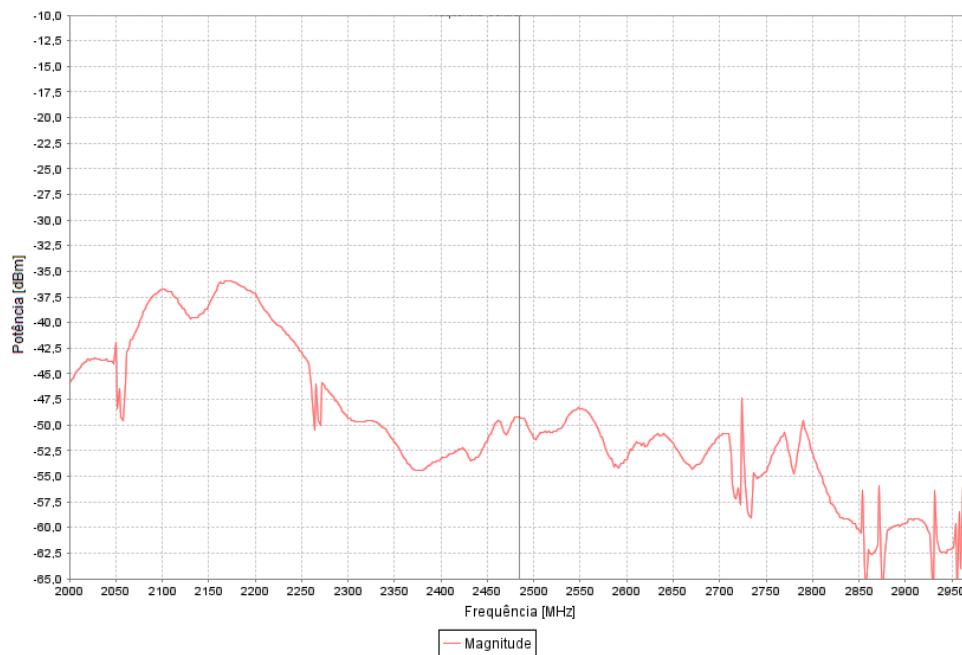


Figura 119 - Espectro obtido com o analisador de espectro em vazio

O tempo necessário para aquisição total do espectro é de cerca de 16 segundos. Este valor é prejudicado pelo tempo de estabilização do sintetizador, um sintetizador mais rápido poderia melhorar substancialmente o tempo necessário para a análise.

5.3.1. Análise de sinais no domínio da frequência

Os seguintes testes comprovam a capacidade do analisador espectral medir a potência de sinais, neste caso sinusoidais, com frequências e potências distintas. Os sinais foram gerados pelo gerador *SML-03* 9kHz – 3,3 GHz do fabricante ROHDE & SCHWARZ, os quais foram medidos pelo analisador desenvolvido e pelo analisador de espectro da *Signal Hound*.

A primeira medição é de um sinal com frequência de 2,1 GHz e uma potência de -20 dBm obtendo-se os resultados presentes na figura 120 e figura 121. Como se pode observar o analisador *Signal Hound* introduz um erro de aproximadamente 6 dB enquanto que a leitura efectuada pelo analisador desenvolvido apresenta um erro de apenas 1 dB. Relativamente à forma de onda, pode-se observar que a forma de onda obtida pelo analisador desenvolvido é bastante semelhante à dada pelo analisador da *Signal Hound*.

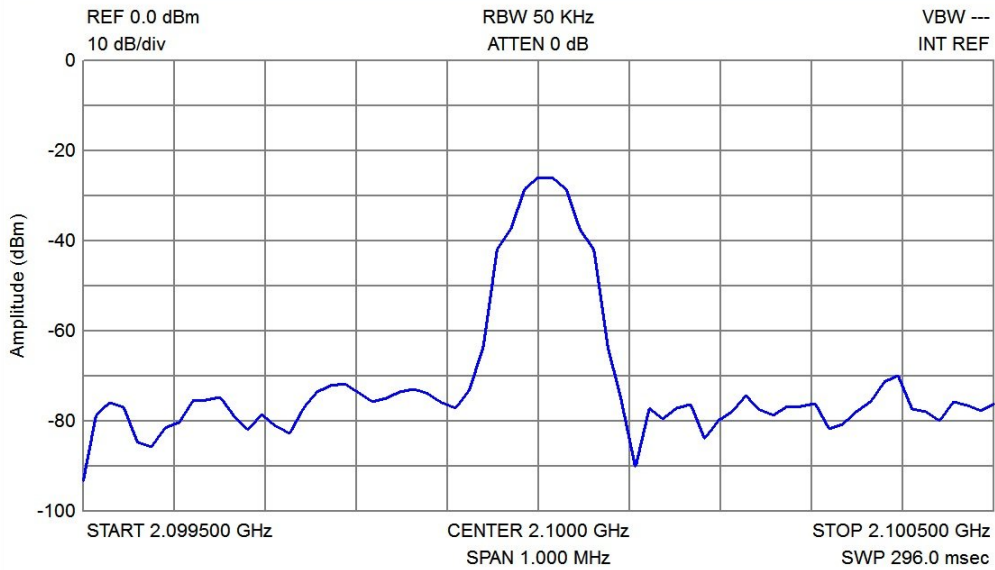


Figura 120 - Medição do analisador *Signal Hound* de um sinal sinusoidal com frequência 2,1 GHz e -20 dBm de potência

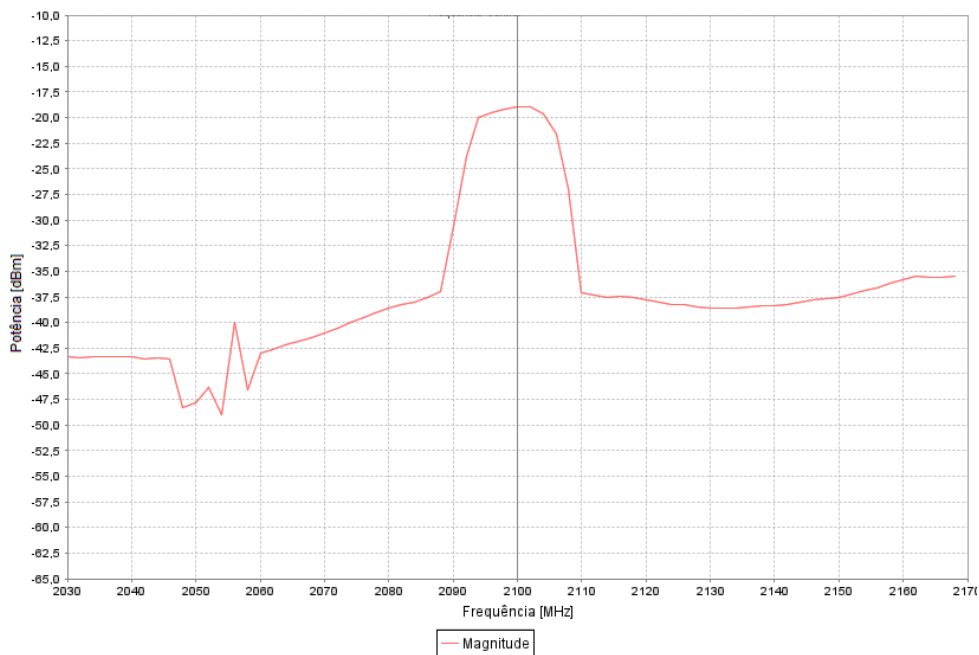


Figura 121 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,1 GHz e -20 dBm de potência

A segunda medição é do mesmo sinal mas com uma frequência de 2,4 GHz e uma potência de -40 dBm. Analisando a figura 122 e figura 123 verifica-se que o analisador da *Signal Hound* parece ter tendência para aumentar o erro com o aumento da frequência,

apresentando neste caso um erro de 7 dB. O analisador desenvolvido apresenta um valor de potência bastante consistente, não apresentando praticamente erro nesta medição.

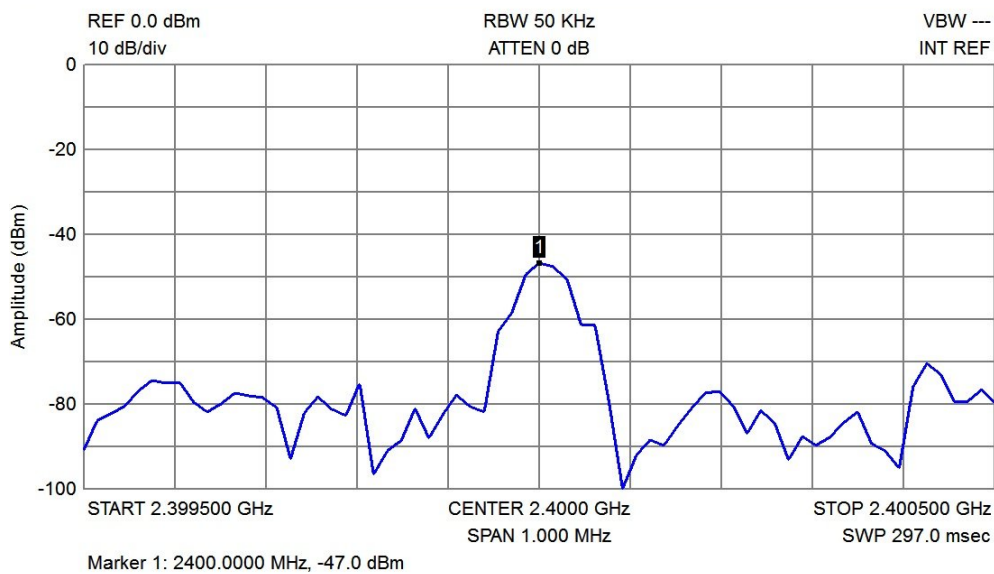


Figura 122 - Medição do analisador *Signal Hound* de um sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e -40 dBm de potência

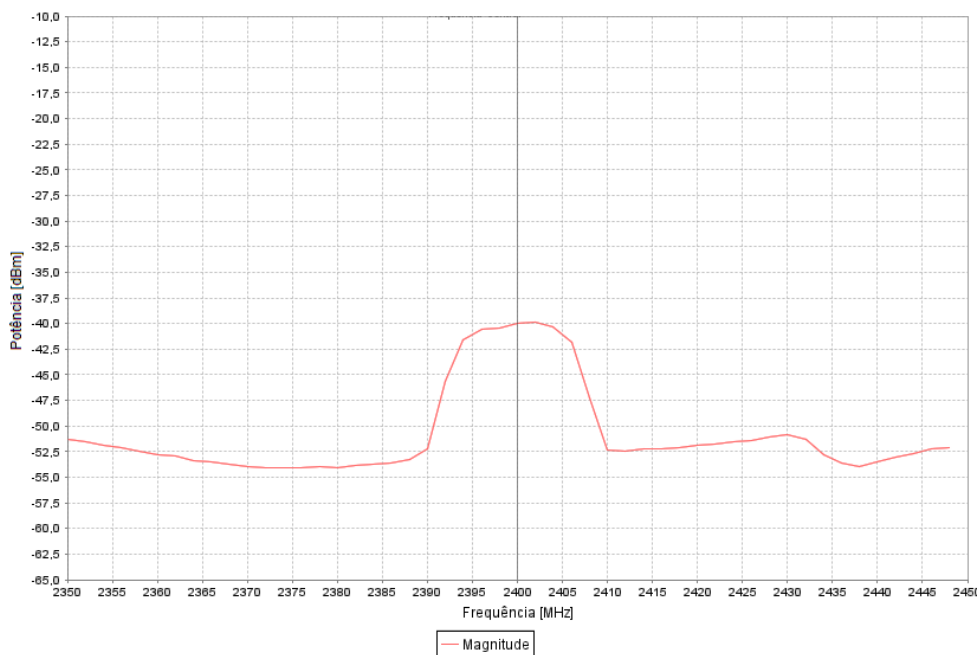


Figura 123 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e -40 dBm de potência

A figura 124 comprova a tendência que o analisador da *Signal Hound* tem para aumentar o erro com o aumento da frequência, sendo neste caso o erro de 10 dB. Este tipo de problema não existe no analisador desenvolvido.

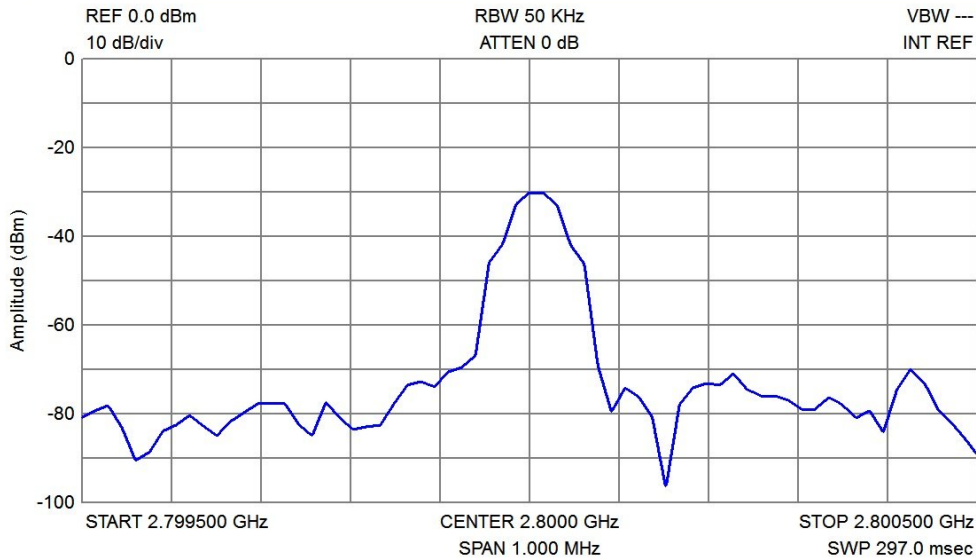


Figura 124 - Medição do analisador Signal Hound de um sinal sinusoidal com frequência 2,8 GHz e -20 dBm de potência

As medições que se mostram na figura 125 e figura 126 mostram o comportamento do analisador de espectro muito próximo da sua frequência máxima de funcionamento e com uma potência bastante próxima do patamar de ruído. Neste caso o analisador introduz um erro de cerca de 2,5 dB para o sinal com potência de -20 dBm e um erro de apenas 1 dB quando o sinal tem uma potência de -50 dBm. Como se pode visualizar o analisador funciona correctamente em toda a largura de banda para que foi projectada.

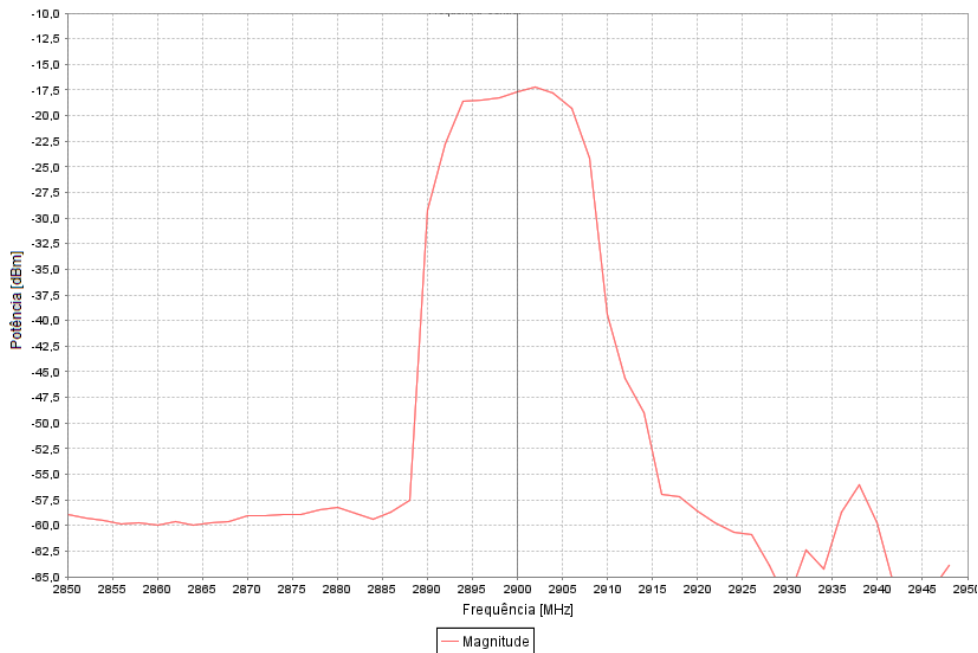


Figura 125 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,9 GHz e -20 dBm de potência

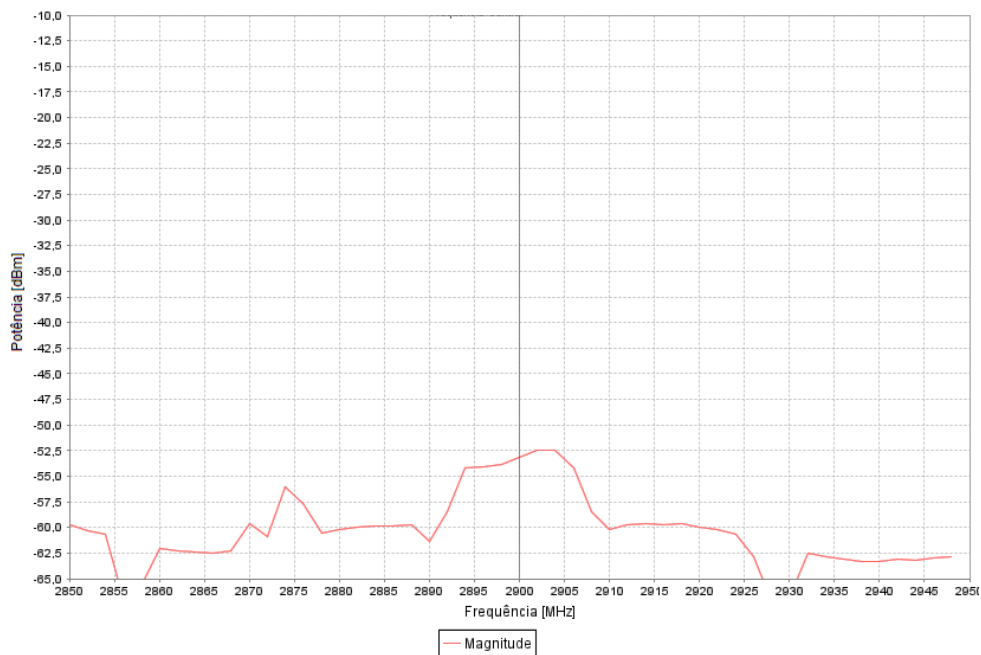


Figura 126 - Medição do Analisador desenvolvido de um sinal sinusoidal com frequência 2,9 GHz e -50 dBm de potência

Foram efectuadas também medições utilizando a antena que foi desenvolvida ligada ao analisador espectral para demonstrar o seu funcionamento. A falta de valores de calibração da antena, pelo explicado no ponto 5.2, origina que os valores obtidos possam não corresponder exactamente ao que deveria ser medido, porém, são válidos para a demonstração de funcionamento que é pretendida.

Na figura 127 tem-se uma medição que foi efectuada para testar a transmissão de um sinal entre duas antenas. A antena de emissão é também uma antena impressa com frequência de operação em torno dos 2,4 GHz. Para tal, foi ligada à antena emissora o gerador de sinais com uma onda sinusoidal de frequência 2,4 GHz e uma potência de 10 dBm. Assumindo o valor de atenuação em espaço livre para a distância utilizada, cerca de 40 dB, e assumindo o valor típico de ganho em torno dos 2 dB cada antena, obtém-se o valor teórico de potência recebida de -26 dBm. O valor medido de aproximadamente -27 dBm está bastante próximo do valor teórico, validando assim o bom funcionamento do analisador e da antena.

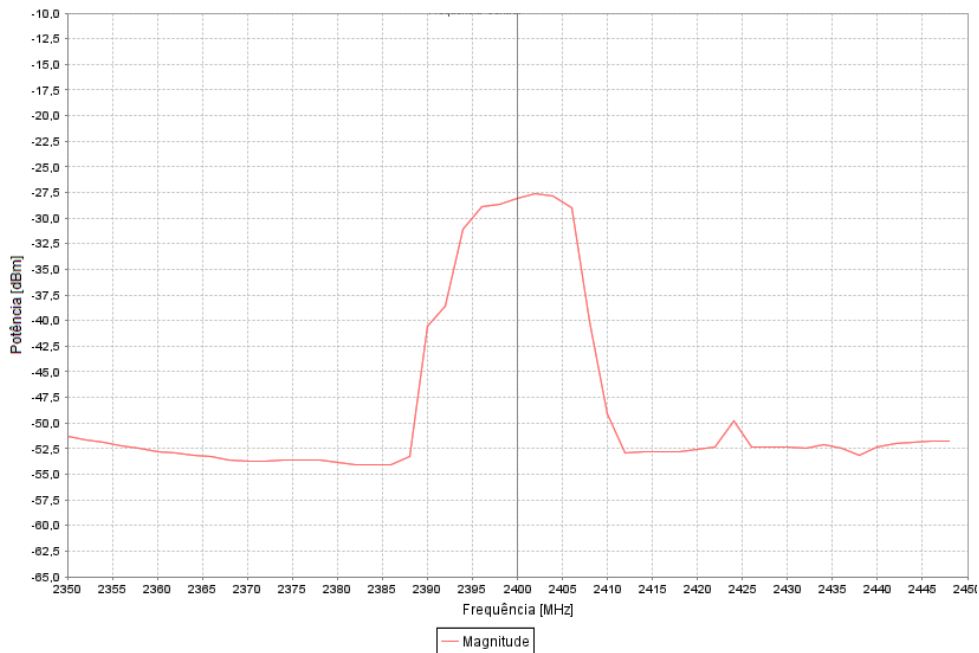


Figura 127 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena, transmissão de sinal sinusoidal com frequência 2,4 GHz e 10 dBm de potência 1m de distância

Para demonstrar a medição do espectro com a presença de dois sinais, efectuou-se a medição da figura 128. A transmissão foi efectuada por duas antenas com frequências, distâncias e potências distintas. A leitura obtida permite perceber que a existência de dois sinais em frequências distintas não afecta o correcto funcionamento do analisador.

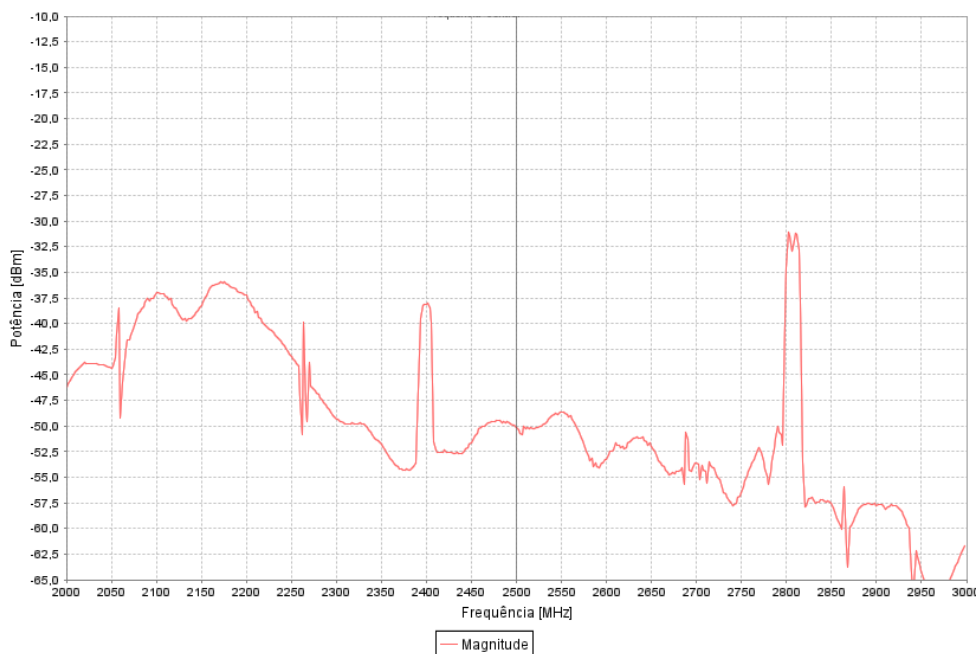


Figura 128 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena com transmissão de dois sinais na frequência de 2,4 GHz e 2,81 GHz

5.3.2. Análise de sinais no domínio do tempo

Uma das funcionalidades do analisador é a capacidade de efectuar análises no domínio do tempo. Para se perceber a sua utilidade efectuou-se análises em torno da banda livre na presença de diversos equipamentos que operam nesta banda de frequência. Na Figura 129 tem-se uma medição com todos os equipamentos circundantes desligados, obtendo-se um nível de potência estável ao longo do das 3000 amostras recolhidas.

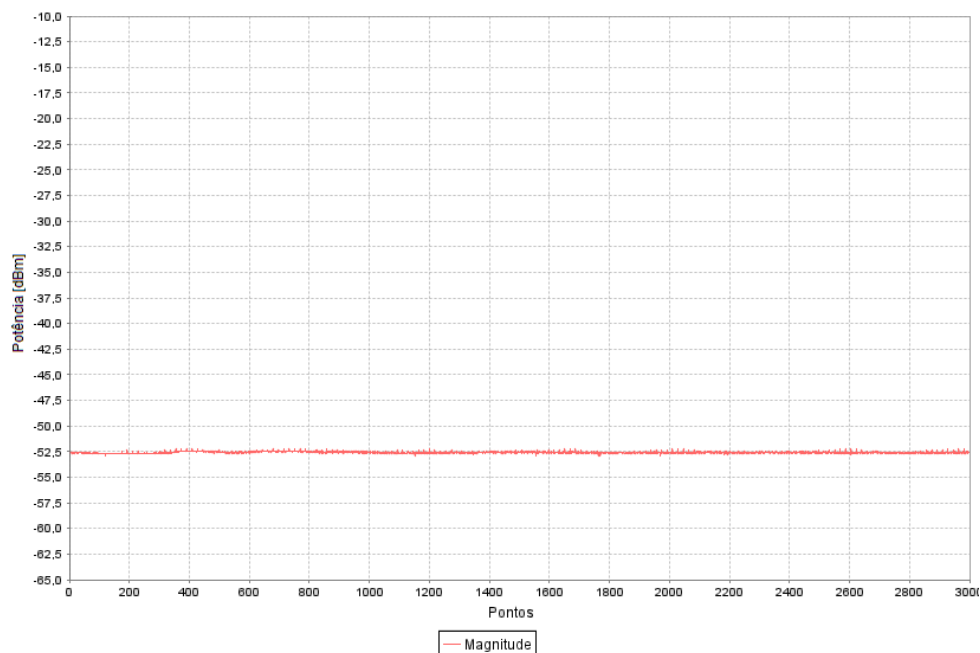


Figura 129 - Medição do Analisador desenvolvido com antena na frequência 2,437 GHz no domínio do tempo, elementos *wireless* desligados

Seguidamente, figura 130, procedeu-se à medição na proximidade de um rato *wireless*, após algumas medições com diversas frequências detectou-se a sua frequência de operação em torno dos 2,45 GHz. De notar que se a análise for feita no domínio da frequência, nada se consegue concluir sobre a potência da transmissão, já que a aquisição pode não corresponder com um pico de potência de sinal. Neste tipo de análise além de se perceber bem a potência recebida, ainda se consegue ter a noção de qual o comportamento do sinal ao longo do tempo.

Foi também efectuada uma medição na presença de um *router wireless*, obtendo-se o espectro da figura 131. Com a utilização da aplicação *wirelessMon* detectou-se a frequência de operação da ligação de 2,437 GHz e potência de -35 dBm. A análise efectuada verifica a existência de potência nesta frequência e a potência média detectada está de acordo com o detectado pela aplicação.

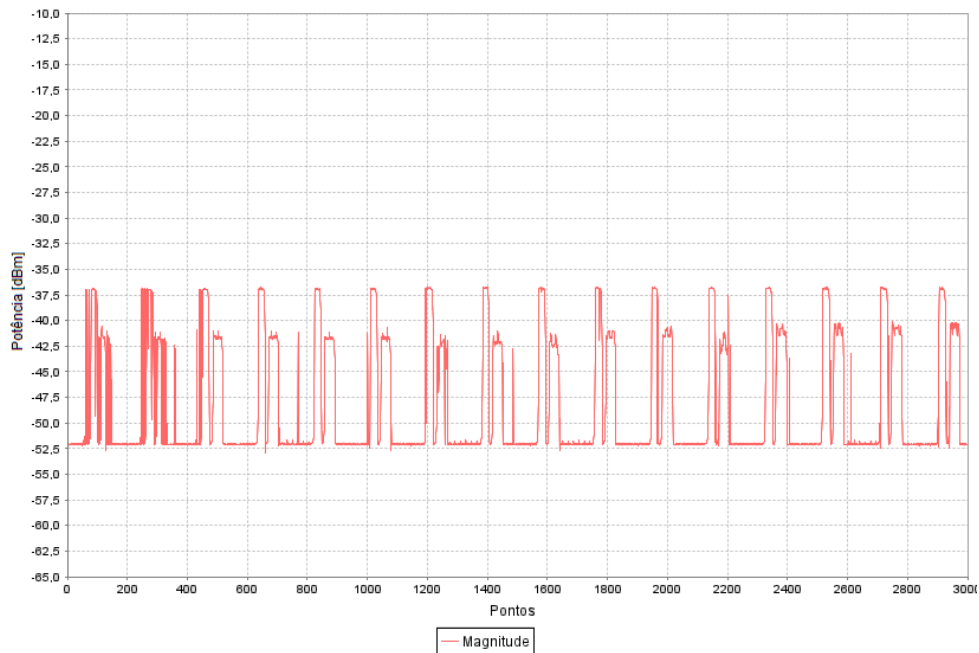


Figura 130 - Medição do Analizador desenvolvido com Antena na frequência 2,45 GHz no domínio do tempo, rato wireless ligado a 40 cm da antena

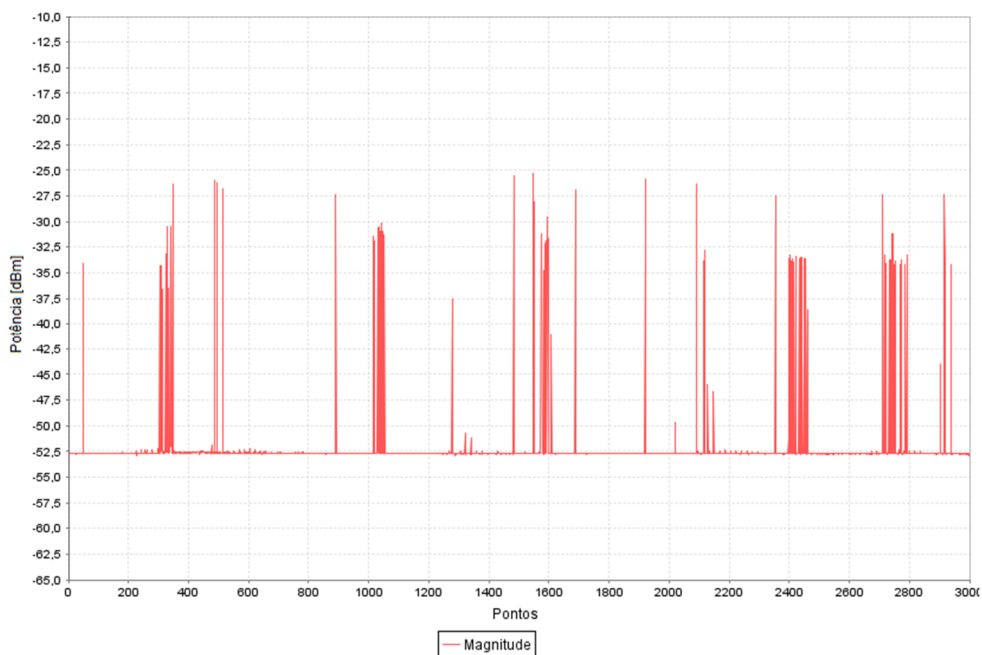


Figura 131 - Medição do Analizador desenvolvido com Antena na frequência 2,437 GHz no domínio do tempo, a 80 cm do router em comunicação com computador

Por último efectuou-se medições para detectar a potência de comunicação entre telemóveis por *bluetooth*, figura 132, e utilização da tecnologia *UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)* com utilização de *internet*, figura 133. Como visível nos resultados obtidos, o analisador de espectro foi capaz de detectar os sinais de ambas as tecnologias, o resultado relativo à comunicação *Bluetooth* só não é melhor devido ao patamar do ruído do analisador ser bastante elevado nesta frequência.

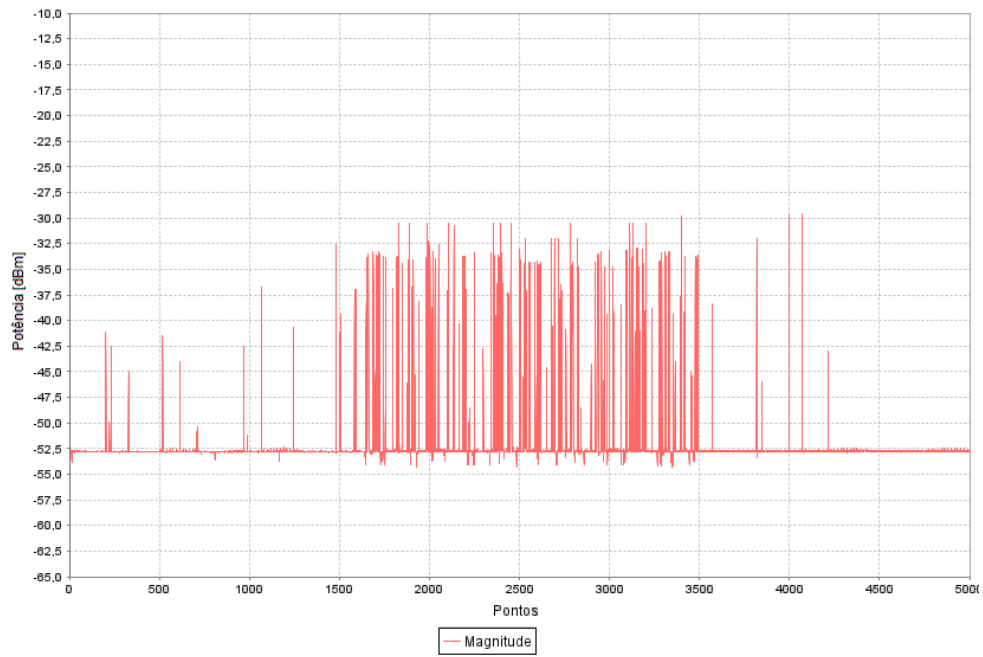


Figura 132 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,435 GHz no domínio do tempo, com transmissão entre telemóveis por *Bluetooth*

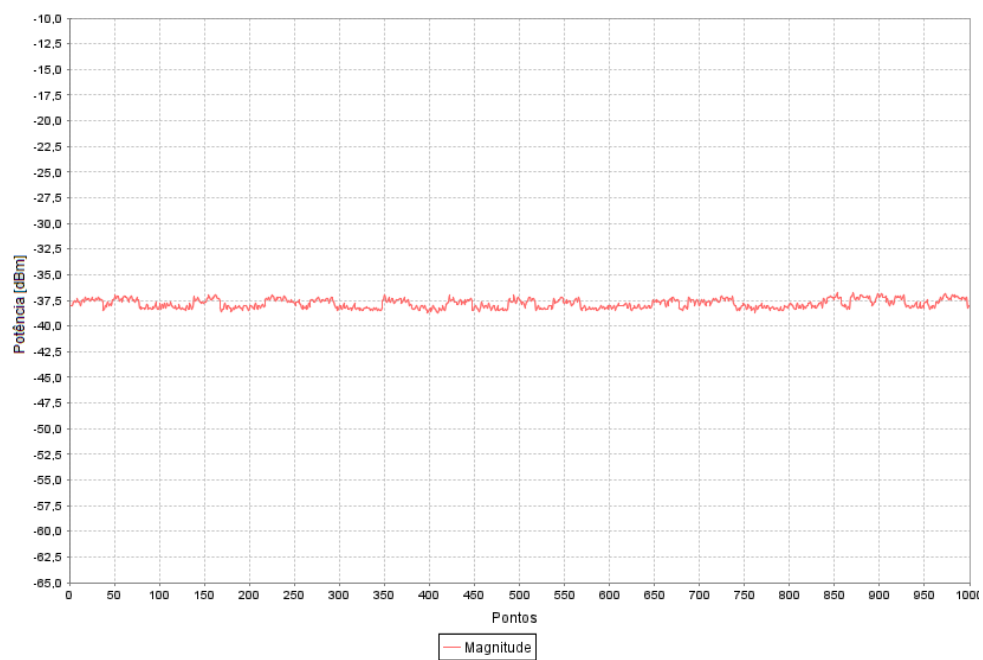


Figura 133 - Medição do Analisador desenvolvido com Antena na frequência 2,1 GHz no domínio do tempo, telemóveis a fazer uso do tecnologia *UMTS*

Capítulo 6

Conclusões

O objectivo principal desta dissertação era a construção total de um analisador de espectro e uma antena que funcionasse na mesma banda, dos 2 aos 3 GHz. Antes da implementação do andar de recepção rádio, foi necessário estudar com detalhe as arquitecturas de recepção e de que forma se relacionam com os tipos de analisadores de espectro que se pode construir. Com base nisto foi escolhida a arquitectura heteródina devido à sua simplicidade de operação. De notar os cuidados de implementação necessários para evitar problemas que podem existir, inerentes a esta arquitectura.

O analisador de espectro baseado num receptor heteródino é solução válida e viável para construir um analisador de espectro de baixo custo e com capacidade de medir potência. Sendo a precisão deste tipo de analisador proporcional à qualidade do filtro intermédio, é fácil mudar a precisão do analisador, bastando para tal modificar o filtro utilizado. Esta característica também poderá ser uma limitação, porque sendo este filtro implementado numa frequência que pode ser elevada, pode não ser fácil obter um filtro muito selectivo.

Embora o andar de recepção tenha dois problemas simples, um na localização do filtro passa-banda e o segundo no filtro intermédio, o analisador de espectro cumpre com os objectivos pretendidos. Relativamente ao problema no filtro passa-banda é de notar o cuidado que é necessário ter ao nível do *layout* quando se trabalha com este tipo de frequências.

De salientar o bom funcionamento do analisador espectral desde a cadeia de recepção, passando pelo módulo de controlo e aplicação desenvolvida, obtendo-se assim um analisador de espectro totalmente funcional, portátil e de baixo custo conforme pretendido. O analisador tem um erro máximo na detecção de potência de 2,5 dB e o tempo de varrimento é cerca de 16 segundos para os 500 pontos de resolução. A gama dinâmica de funcionamento situa-se entre os -50 e os -15 dBm e tem capacidade para efectuar a medição de uma frequência ao longo do tempo, permitindo assim detectar comunicações que se processem em rajadas. A frequência com que é feita a aquisição de medidas no domínio do tempo é de aproximadamente 62,5 kHz, ou seja, a frequência de amostragem do ADC.

Foi também construída uma antena que funciona na banda de operação do analisador. A antena é do tipo impressa o que só por si constitui uma vantagem pela facilidade de construção e de integração, caso seja necessário. O estudo efectuado permite ainda perceber o comportamento deste tipo de antena, assim como, que modificações deverão ser feitas caso se pretenda alterar a sua banda de funcionamento.

6.1. Trabalho Futuro

Relativamente à antena, será útil efectuar medições das suas características num ambiente estritamente controlado, para se tentar compreender com mais certeza a razão dos desvios encontrados entre a simulação e a implementação. A medição do seu ganho numa câmara anecóica é também um ponto a ter em conta. Assim será possível entrar com esses valores na calibração do analisador para que as medições feitas com antena sejam mais precisas do que aquelas que foram conseguidas.

Propõe-se também a criação de uma nova placa do andar de recepção com uma disposição diferente do filtro passa-banda e com a eliminação do filtro passa-baixo, uma vez que os seus propósitos não foram verificados. A escolha de outro filtro intermédio ou a conjugação de dois filtros, vai permitir eliminar o problema do patamar de ruído ser elevado em torno da frequência 2150 MHz e melhorar a sensibilidade global do sistema.

A integração do microcontrolador, *ADC*, circuitos de recepção rádio e alimentação numa única placa é também um ponto a analisar de futuro para se obter uma solução ainda mais barata e integrada. A utilização de um sensor de temperatura poderá também fornecer à aplicação, dados para se conseguir uma calibração mais precisa, tal como acontece nos analisadores comerciais.

Por ultimo, um isolamento do analisador do exterior vai permitir um melhor desempenho aumentando assim a sua precisão e robustez, para poder operar em todo o tipo de condições.

Anexo A

Esquemas Eléctricos e *PCB*

Neste anexo, mostra-se os circuitos e *Layout's* utilizados na concepção da placa responsável pela recepção rádio. O *software* utilizado foi o *Altium Design Summer 09*.

A.1. Andar de Entrada

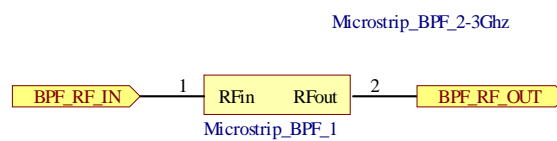


Figura 134 - Esquema do filtro passa-banda

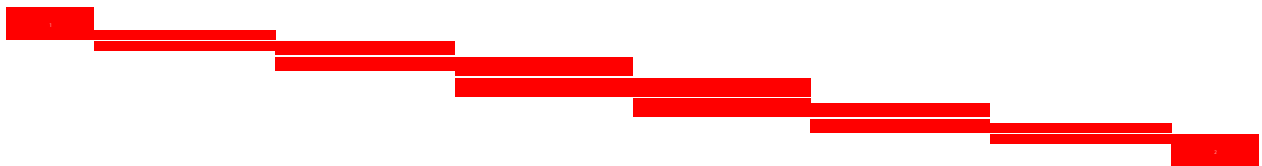


Figura 135 - *Layout* do filtro passa-banda

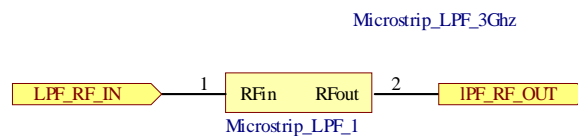


Figura 136 - Esquema do filtro passa-baixo

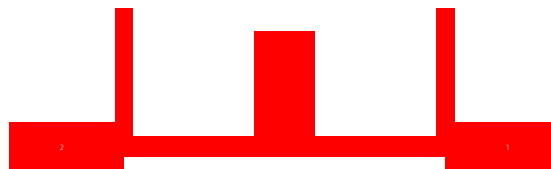


Figura 137 - *Layout* do filtro passa-baixo

A.2. Andar de rádio

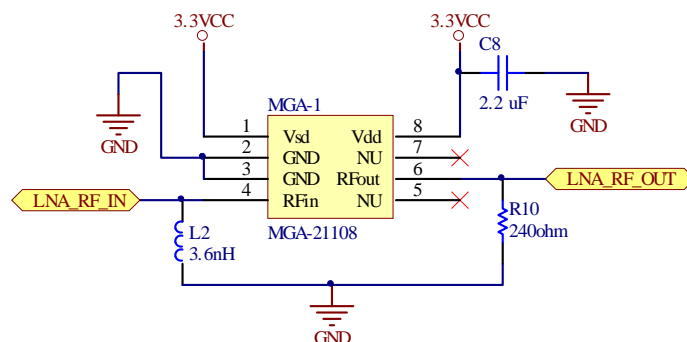


Figura 138 - Esquema eléctrico do circuito do LNA

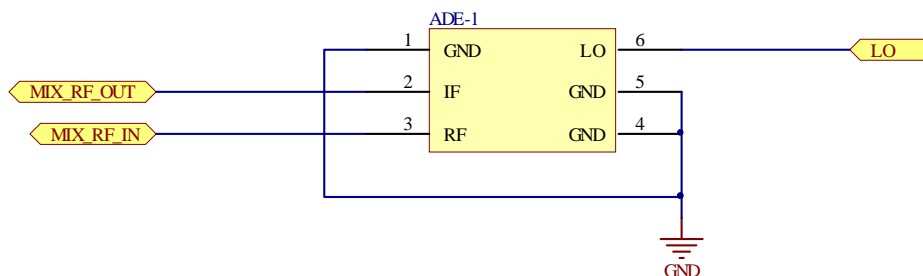


Figura 139 - Esquema eléctrico do circuito do misturador

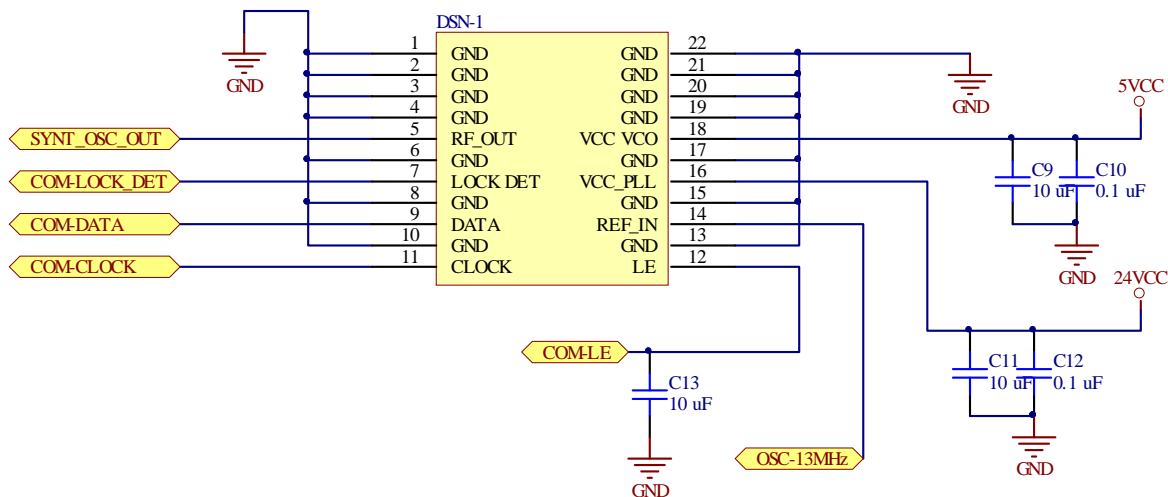


Figura 140 - Esquema eléctrico do circuito do sintetizador

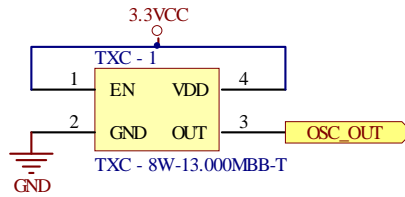


Figura 141 - Esquema eléctrico do circuito do oscilador

A.3. Andar de detecção

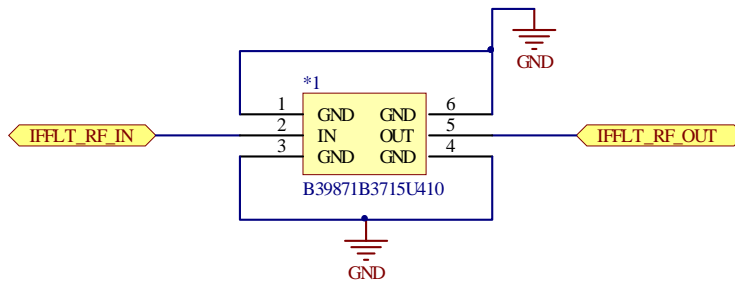


Figura 142 - Esquema eléctrico do circuito do filtro intermédio

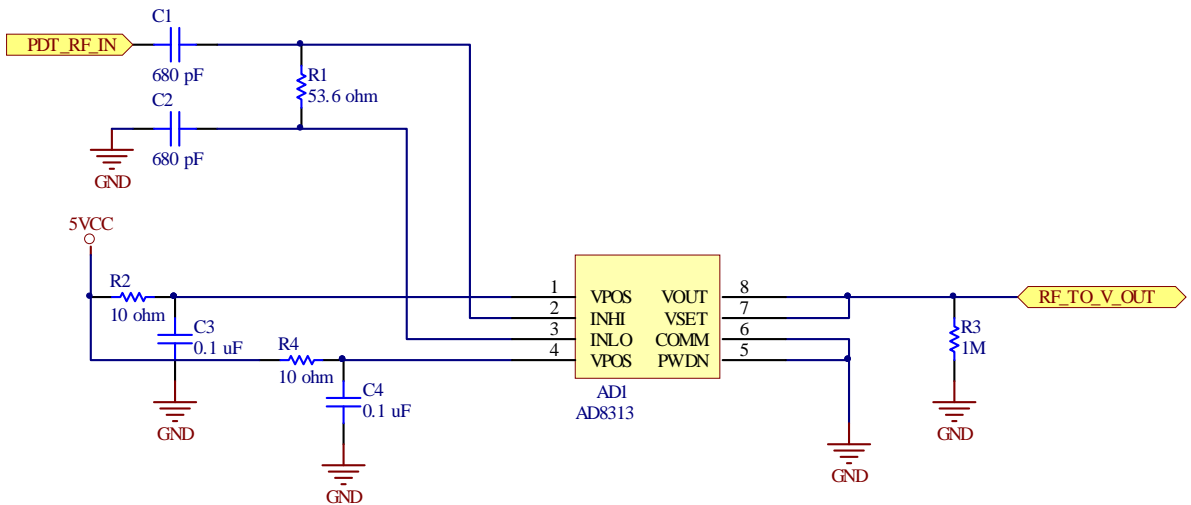


Figura 143 - Esquema eléctrico do circuito do detector de potência

A.4. Alimentação

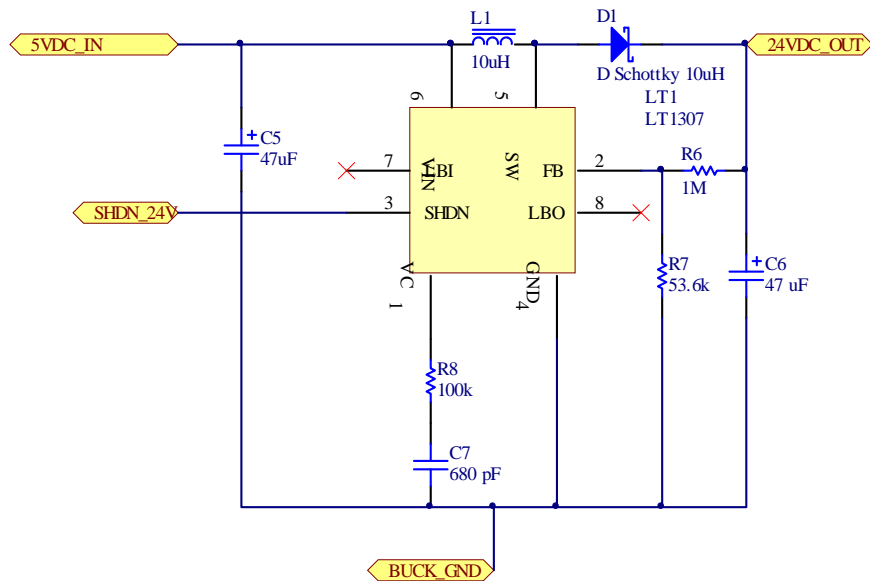


Figura 144 - Esquema eléctrico do circuito de alimentação da PLL

A.5. Esquemas globais

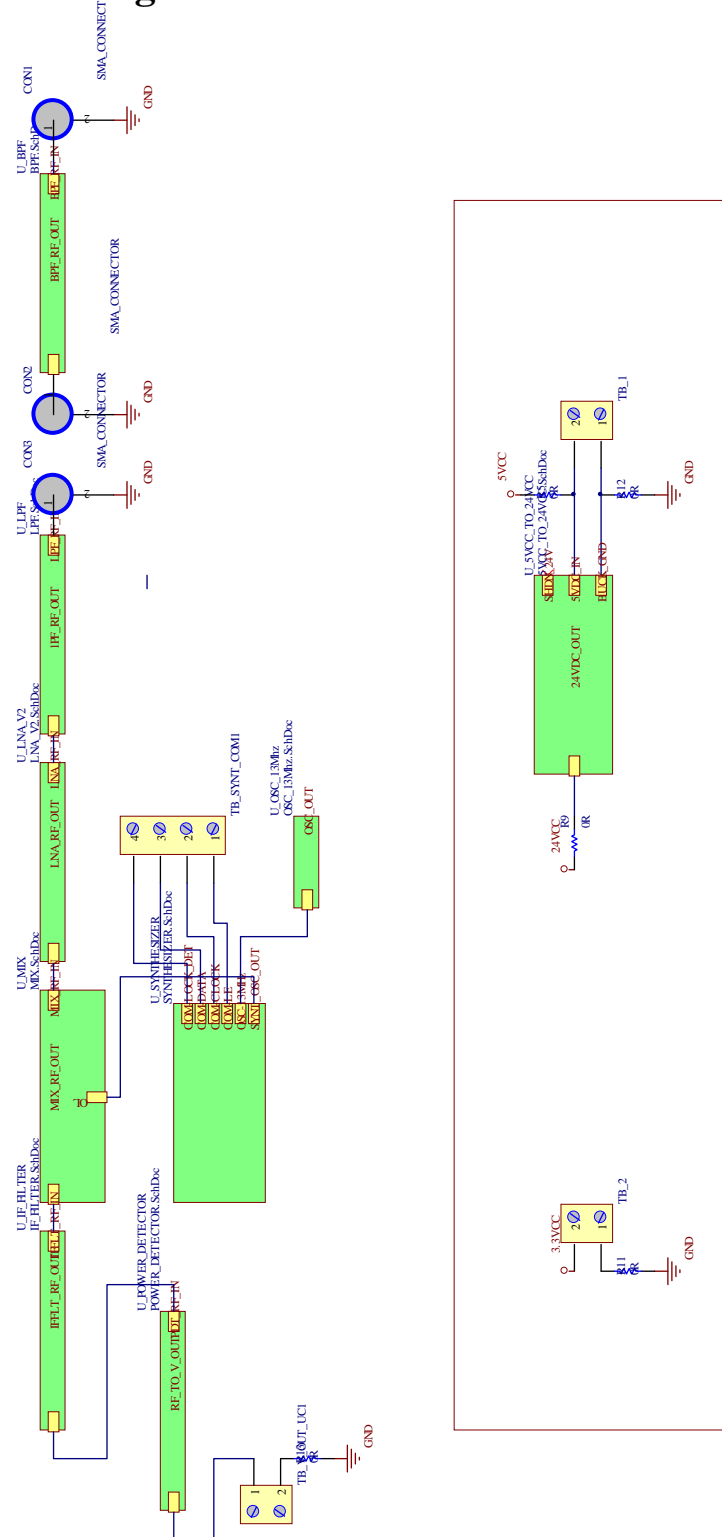


Figura 145 - Esquema global do andar de recepção

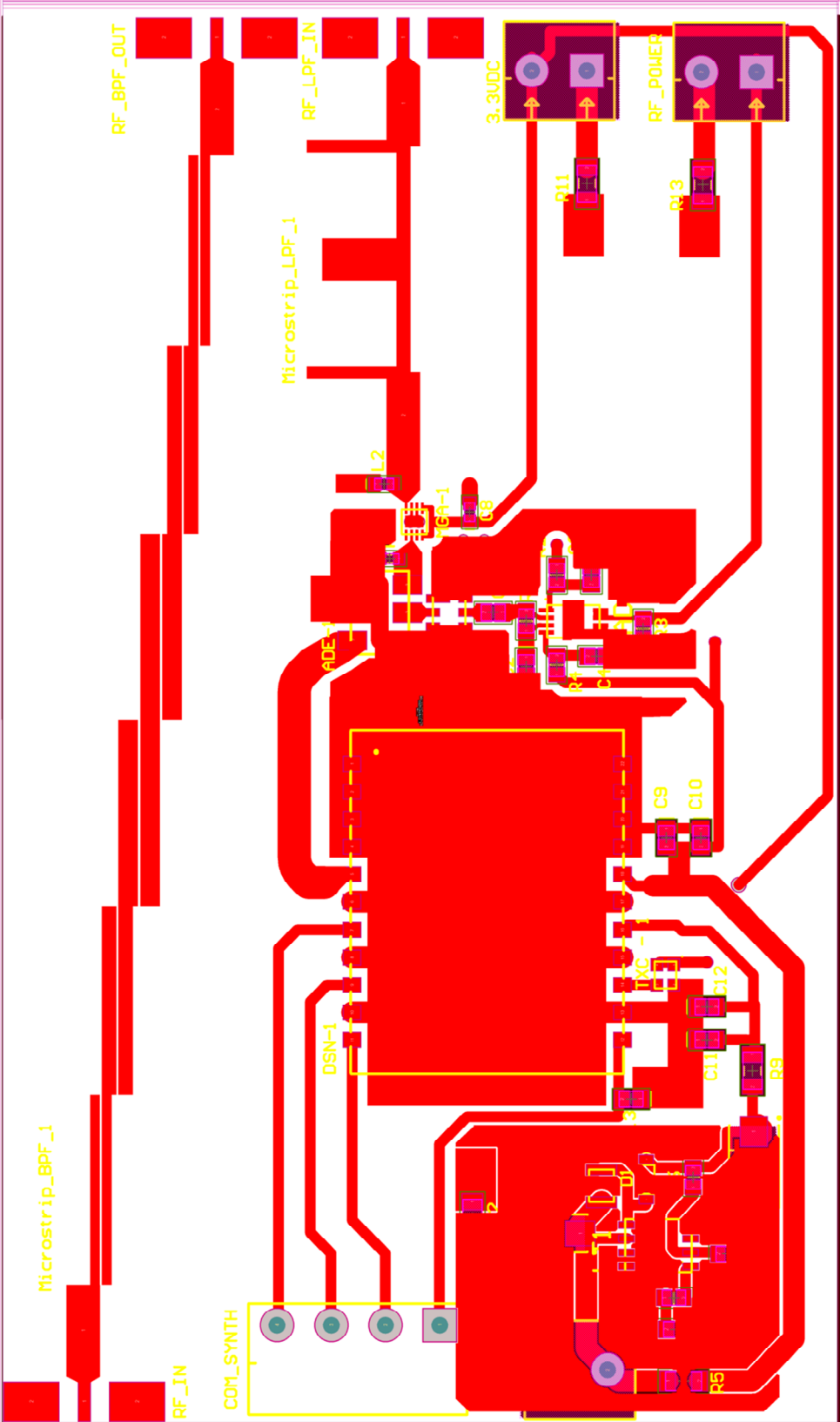


Figura 146 – Layout global do andar de recepção (vista de cima)

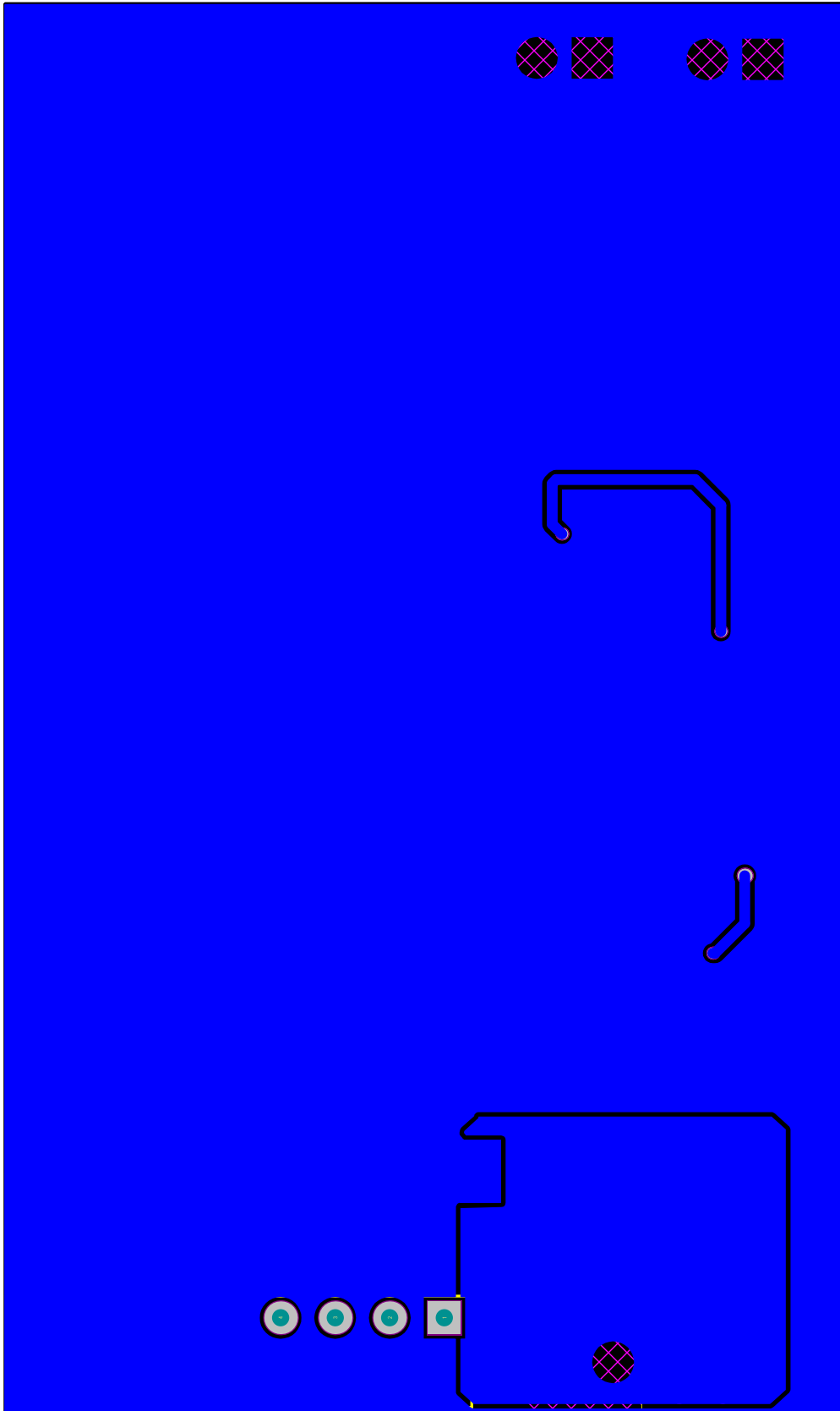


Figura 147 - Layout global do andar de recepção (vista de baixo)

Anexo B

Análise de custo

Neste anexo mostra-se a tabela com os custos totais do analisador espectral.

Tabela 5 - Custo total do analisador de espectro desenvolvido

REF:	Descrição	Tipo	Cir	Quant.	Preço	Quant. utilizada	Sub-Total
FARNELL							
1692408	CAPACITOR, TANTALUM, 35V, 47UF	CAP	BUCK	2	2,35	2	4,7
1754152	CAPACITOR, TANTALUM, 6.3V, 47UF	CAP	BUCK/REG	5	0,4	3	1,2
1844263	CAPACITOR CERAMIC, 2.2UF, 16V, Y5V, 0603	CAP	LNA	2	0,026	1	0,026
1163549	CAPACITOR CERAMIC, 680PF, 50V, X7R, 0805	CAP	P_DET/BUCK	5	0,21	3	0,63
1708714	CAPACITOR CERAMIC, 0.1UF, 16V, X7R, 0805	CAP	P_DET/SINT	6	0,011	3	0,033
1844288	CAPACITOR CERAMIC, 10UF, 10V, Y5V, 0805	CAP	SINT	5	0,028	3	0,084
1843690	DIODE, SCHOTTKY, 30V, 0.5A, SOD123	DIODE	BUCK	2	0,36	1	0,36
1273725	LT1307BCS8#PBF - IC, DC/DC UP CONVERTER, SMD, SOIC8	IC	BUCK	2	4,83	1	4,83
1791907	SAW FILTER, RF, 869MHZ	IC	IF_FILTER	2	1,43	1	1,43
1865168	MGA-21108-BLKG - AMP, LOW NOISE, BBAND, LV, 8STSLP	IC	LNA	1	2,21	1	2,21
1842173	TXC - OSC, 13.000MHZ, 3.3V, SMD, 2.5X2.0	IC	OSC	1	5	1	5
1836609	INDUCTOR, 10UH, 540MA, 10%, 23MHz	IND	BUCK	2	0,119	1	0,119
1669583	TDK - MLG1005S3N6S - INDUCTOR, HI FREQUENCY, 3.6NH	IND	LNA	5	0,13	2	0,26
1653286	THIN FILM CHIP RESISTOR (100KR)	RES	BUCK	5	0,026	3	0,078
1652863	THICK FILM CHIP RESISTOR (240R)	RES	LNA	2	0,1	3	0,3
1652910	THICK FILM CHIP RESISTOR (10R)	RES	P_DET	5	0,1	3	0,3
1652946	THICK FILM CHIP RESISTOR (1MR)	RES	P_DET/BUCK	5	0,1	3	0,3
1810375	RESISTOR, 0805, 53R6, 0.1%, 0.125W	RES	P_DET/BUCK	5	0,1	3	0,3
9632670	TERMINAL BLOCK, PCB, 2WAY	TER	MISC	4	0,29	3	0,87
9632697	TERMINAL BLOCK, PCB, 4WAY	TER	MISC	2	0,55	1	0,55
DIGIKEY							
AD8313ARMZ-ND	LOGARITHMIC DETECTOR	IC	P_DET	1	13	1	13
MINICIRCUITS							
DSN-2050A-119	Sintetizador	IC	SINT	1	35	1	35
ADE-30+	Misturador	IC	MIX	1	6,42	1	6,42
Outros							
EuroCircuits	Placa de circuito impresso				70	1	70
NXP	Microcontrolador				35	1	35
	Antena				5	1	5
	Diversos (cabos, fichas etc)				5	1	5
Total:							193 €

Referências

- [1] U.S. Department of Commerce, “Frequency Allocations – The Radio Spectrum”, USA, 2003. <http://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/2003-allochrt.pdf>, acessado em [20-08-2012].
- [2] MtronPTI, “Filter Selection Guide”. <http://mtronpti.com/pdf/contentmgmt/filterssectionguide-1.pdf>, acessado em [20-08-2012].
- [3] Behzad Razavi, “Rf Microelectronics”, Prentice Hall, USA, 1998.
- [4] Agilent Technologies, “Spectrum Analysis Basics” - Application Note 150, USA, 2006.
- [5] AAronia, “Low cost handheld RF spectrum analyzer” - SPECTRAN® HF-2025E measures up to 2.5GHz, Germany, 2011.
- [6] Agilent Technologies, “Vector Signal Analysis Basics” - Application Note 150-15, USA, 2004.
- [7] Altium, “Altium Design Summer 09”. <http://www.altium.com:443/altium/altiumsite/company/media/en/the-summer-09-release-of-altium-designer.cfm>, acessado em [20-08-2012].
- [8] João Carreira, “Implementação em hardware de um analisador de espectros baseado em SDR”, Master's thesis, Universidade Aveiro, 2010.
- [9] AWR, <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave-Office/>, acessado em [20-08-2012].
- [10] Avago Technologies, “Broadband Fully Integrated Matched Low-Noise Amplifier MMIC” - MGA-21108, August, 2009
- [11] Mini Circuits, “Frequency Synthesizer” - DSN-2050A-119+, New York.
- [12] T. Nass and A. Andersen, “Powering Low-Power RF Products” - Design Note DN019, Texas Instruments, 2009
- [13] Epcos, SAW filter-B3715, February, 2008. <http://www.epcos.com/inf/40/ds/ae/B3715.pdf>, acessado em [20-08-2012].

- [14] Analog Devices, “Logarithmic Detector/Controller” - Ad8313 0.1 GHz to 2.5 GHz 70 dB, USA, 2004
- [15] Kent Electronics. <http://www.wa5vjb.com/images/Others.JPG>, acessado em [20-08-2012].
- [16] M. Ferrando-Bataller, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu and A. Valero-Nogueira, “Overview Of Planar Monopole Antennas For Uwb Applications”, EuCAP, Spain, 2006
- [17] C.-C. Lin, H.-R. Chuang, Y.-C. Kan, “A 3–12GHz Uwb Planar Triangular Monopole Antenna With Ridged Ground-Plane”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 83, 307–321, 2008
- [18] CST, “Studio Suite 2011”. <http://www.cst.com/2011/>, acessado em [20-08-2012].
- [19] LPCXpresso, Getting started with NXP LPCXpresso – User guide, 2011. <http://ics.nxp.com/support/documents/microcontrollers/pdf/lpcxpresso.getting.started.pdf>
- [20] Analog Devices, “RF PLL Frequency Synthesizers - ADF4113, USA, 2004
- [21] NXP, “ADC design guidelines” - AN10974 LPC176x/175x 12-bit Application note, September 2010
- [22] JfreeChart. <http://www.jfree.org/jfreechart/>, acessado em [20-08-2012].
- [23] Signal Hound. <http://www.signalhound.com/sa44b.htm>, acessado em [20-08-2012].