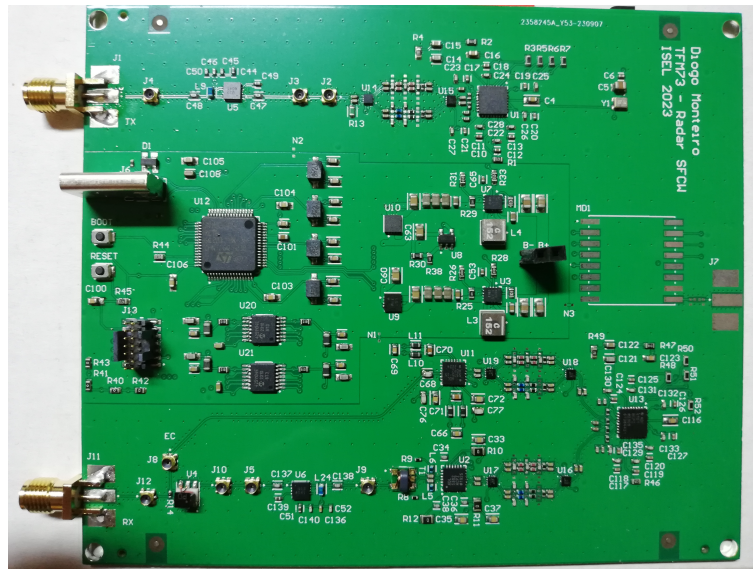


INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia Eletrónica e Telecomunicações e de
Computadores



Radar didático de baixo custo baseado em SFCW para
banda de UHF

DIOGO ALEXANDRE FARTO MONTEIRO
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica
e Telecomunicações

Orientador:
Prof. Doutor João Carlos Ferreira de Almeida Casaleiro

Júri:
Presidente: Prof. Doutora Paula Maria Garcia Louro
Vogal: Prof. Doutor Vitor Manuel da Silva Costa
Vogal: Prof. Doutor João Carlos Ferreira de Almeida Casaleiro

Dezembro 2023

Agradecimentos

Em primeiro lugar, devo um agradecimento ao orientador desta dissertação, o Professor João Casaleiro, pela orientação, ensinamento e disponibilidade, ao longo destes dois anos, essenciais para a conclusão da dissertação.

Um especial agradecimento ao CEDET - Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações, pela disponibilização das instalações, equipamentos e componentes, para desenvolvimento, montagem e ensaio dos protótipos.

Mais particularmente no CEDET, ao Sérgio André, sempre disponível para transmitir o seu conhecimento, bastante relevante na montagem dos protótipos.

Ao Júri, a Professora Paula Louro e o Professor Vitor Costa, cujos conselhos no contexto da avaliação intermédia ajudaram a guiar esta dissertação até esta conclusão.

Ao grupo FIT - Future Internet Technology, pela disponibilidade do VNA para a realização dos ensaios de radio frequência.

Resumo

Este projeto consiste no desenvolvimento de um Radar didático, um sistema funcional que permite a medição dos sinais em rádio frequência (RF) em diversos pontos ao longo das cadeias de transmissão e recepção. Foram desenvolvidos dois protótipos com o hardware adaptado à técnica Stepped-Frequency Continuous Wave (SFCW) configurável para ajuste da potência de transmissão, ganho do recetor e tipo de mistura do Radar. Foi desenvolvido um protótipo inicial com uma potência de transmissão até 1 W (30 dBm), desenhado especificamente para a técnica SFCW, que integra apenas os blocos analógicos numa Placa de Circuito Impresso. Os protótipos são constituídos por componentes comercialmente disponíveis. O primeiro protótipo atingiu uma potência de transmissão máxima de 26 dBm, uma resolução em distância de 1 m e um alcance de 12 m. Durante o desenvolvimento, concluiu-se que uma potência de transmissão de 1 Watt requer um isolamento superior a 30 dB entre as duas antenas, o que não foi possível de alcançar, tendo reduzido significativamente a sensibilidade. A medição de um alvo estático e metálico foi alcançada em ambiente exterior às distâncias de 3, 6, 9 e 12 metros. O cancelamento da auto-interferência entre antenas foi estudado, concluindo que não é viável na implementação inicialmente proposta, tendo sido desenvolvido um segundo protótipo com uma revisão do método de cancelamento, assim como potência de transmissão máxima reduzida para 20 dBm. Com o segundo protótipo, foi demonstrado o cancelamento da auto-interferência em 18 dB à frequência de 1 GHz através do ajuste em amplitude e fase do sinal de cancelamento. Tanto o Radar desenvolvido inicialmente como a sua otimização, individualmente, contam com um baixo custo de desenvolvimento e construção, graças à utilização de componentes comerciais genéricos. Para a produção de 100 unidades, o custo dos componentes incluindo a PCB é inferior a 200€ por Radar.

Palavras-chave: SFCW, Radar Didático, Auto-Interferência, Phase-locked Loop, Homodino

Abstract

This project consists in the development of a didactic Radar system, a functional system which allows for the analysis of the Radio-Frequency (RF) signals at different nodes of the transmitter and receiver. Two prototypes were developed with their hardware adapted to the Stepped-Frequency Continuous Wave (SFCW) technique, configurable for adjustment of transmission power, receiver gain and mixing type. An initial prototype was developed with a transmission power up to 1 W (30 dBm) specifically designed for the SFCW technique, and integrates only the analog segment in a Printed Circuit Board. The prototypes are built with commercially available components. The first prototype reached a maximum transmission power of 26 dBm, a measuring distance resolution of 1 m and a range of 12 m. During development, it was concluded that a transmission power of 1 Watt requires an isolation greater than 30 dB between the two antennas, which was not achieved, having significantly reduced the sensitivity. Measurement of a metallic static target was achieved in an outdoor environment at distances of 3, 6, 9 and 12 metres. The cancelling of antenna cross-talk was studied, concluding that the initially proposed implementation is not viable, leading to a second prototype being developed with a revised method for cancelling, as well as a reduced maximum transmission power to 20 dBm. With the second prototype, an antenna cross-talk cancelling of 18 dB was demonstrated through the adjustment of the cancelling signal's amplitude and phase. Both the initially developed Radar and its optimisation have, individually, a low development and build cost, due to the use of commercially available generic components. For production of 100 units, the component cost including the PCB per Radar is lower than 200€.

Keywords: SFCW, Didactic Radar, Cross-Talk, Phase-locked Loop, Homodyne

Índice

	Página
Lista de Figuras	xiii
Lista de Acrónimos e Siglas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos Propostos da Dissertação	1
1.3 Contribuições Principais	2
1.4 Organização do Projeto	2
2 Enquadramento e Estado da Arte	3
2.1 Radar no Domínio do Tempo	3
2.2 Radar no Domínio da Frequência	3
2.2.1 <i>Frequency-Modulated Continuous Wave</i>	4
2.2.2 <i>Stepped-Frequency Continuous Wave</i>	4
2.3 Cadeia de Transmissão	8
2.3.1 Sintetização de frequência	8
2.3.2 Extração do sinal transmitido	11
2.3.3 Transmissão multi-canal	12
2.3.4 Antenas	13
2.4 Cadeia de Recepção	14
2.4.1 Arquitetura Homodina ou Heterodina	14
2.4.2 Desmodulação I e Q	16
2.4.3 Conversor analógico-digital	17
2.4.4 Cancelamento de auto-interferência	17
2.5 Processamento de sinal	19
2.6 Implementação em PCB	20

3	Trabalho de Simulação Desenvolvido e Sistema Proposto	21
3.1	Trabalho de Simulação	21
3.1.1	Algoritmo e Parâmetros	21
3.1.2	Resultados	22
3.2	Descrição do Sistema Proposto	23
3.2.1	Placa de Circuito Impresso do Radar Didático Desenvolvido	24
3.2.2	Sintetizador	28
3.2.3	Unidade de Processamento	30
3.2.4	Filtragem das Harmônicas	30
3.2.5	Antenas	32
3.2.6	Desmodulador I/Q	32
3.2.7	Amplificação na Transmissão	34
3.2.8	Amplificação na Recepção	37
3.2.9	Amplificador Diferencial	38
3.2.10	<i>Power Supply Unit</i> - PSU	40
3.2.11	Cancelamento de Auto-Interferência	43
4	Caracterização e Ensaio	45
4.1	Caracterização dos componentes	45
4.1.1	ADF4351	46
4.1.2	Filtro Passa-Baixo	49
4.1.3	Pré-Amplificador	51
4.1.4	Amplificador de Potência	53
4.1.5	Antenas	54
4.1.6	Combinador	61
4.1.7	PSU	62
4.2	Código Desenvolvido	63
4.3	Ensaio da Cadeia de Transmissão	63
4.3.1	Potência de Transmissão	63
4.4	Ensaio da Cadeia de Recepção	65

4.4.1	Ajuste da Banda de Operação	65
4.4.2	Potência Máxima no Recetor	65
4.4.3	Cancelamento de Auto-Interferência	66
4.4.4	Desmodulação em Fase e Quadratura	67
4.5	Ensaio do Protótipo Desenvolvido	69
4.5.1	Redimensionamento da Banda de Operação	69
4.5.2	Deteção de um alvo	70
5	Otimização do Radar Didático	75
5.1	Sistema Proposto	76
5.1.1	Cancelamento da Auto-Interferência	76
5.1.2	Modulador	77
5.1.3	Filtros RF/LO	77
5.1.4	Microcontrolador	81
5.1.5	Banda-base	82
5.1.6	Amplificação RF	82
5.1.7	<i>Power Supply Unit</i>	82
5.1.8	Protótipo Final	83
5.2	Ensaio	84
5.2.1	Caracterização do Modulador	84
5.2.2	Cancelamento de auto-interferência com uma frequência fixa	86
6	Conclusões	89
6.1	Radar Didático Desenvolvido	89
6.2	Otimização do Radar Desenvolvido	90
6.3	Trabalho Futuro	91
	Anexos	93
A	Código em Matlab	93
B	Código em Arduino	96
C	Isolamento Entre Antenas	100

D	Placa de Circuito Impresso (Altium Designer)	107
	Referências	118

Lista de Figuras

1	Diagrama ilustrativo do princípio de funcionamento em FMCW, extraído de [1]	4
2	Sinais de SFCW, extraído de [1], (a) no domínio do tempo, (b) no domínio da frequência e (c) na frequência mas em ordem ao tempo	5
3	Impulso sintético gerado pela IFFT em SFCW, extraído de [1]	6
4	(a) Identificação de alvo com uma frequência, e (b) com duas frequências, extraído de [1]	7
5	Diagrama de blocos típico em SFCW, extraído de [2]	8
6	Cadeia do sinal na arquitetura DDS, extraído de [3]	9
7	(a) Sinal sinusoidal ideal, (b) sinal sinusoidal com ruído de fase, extraído de [4]	9
8	PLL com função Integer-N e divisão da referência, extraído de [5]	11
9	Métodos de extração do sinal, a) com divisor de potência b) com acoplador direcional	12
10	<i>Offset</i> DC causado pelo oscilador local, extraído de [4]. kV_{LO} representa a fuga de LO para o recetor, V_{DC} é a componente <i>offset</i>	15
11	Problema da banda imagem, extraído de [4]	15
12	Reflexão de obstáculos estáticos indesejados	18
13	Auto-interferência da antena transmissora na antena recetora	18
14	Simulação do Radar SFCW em Matlab para 4 alvos - IFFT com resolução de 1 metro	23
15	Diagrama de blocos do sistema proposto	24
16	Esquemático do Radar no Altium	26
17	Desenho do Radar em PCB no Altium (camada superior)	27
18	Esquemático Altium do sintetizador a implementar em PCB	29
19	Desenho do circuito do sintetizador em PCB no Altium	29
20	Filtro passa-baixo elítico dimensionado para corte em 1.3 GHz. Extraído de [6]	31
21	Resposta em frequência do filtro passa-baixo elítico dimensionado, com frequência de corte de 1.3 GHz. S11 a rosa e o S21 a azul. Adaptado de [6]	31
22	Esquemático Altium do filtro passa-baixo a implementar em PCB	32
23	Desenho do circuito do filtro passa-baixo em PCB no Altium	32
24	Esquemático do desmodulador I/Q	34
25	Desenho do <i>layout</i> da PCB do desmodulador I/Q	34
26	Esquemático do pré-amplificador ADL5541 a implementar em PCB	35
27	Desenho do <i>layout</i> do pré-amplificador ADL5541 em PCB	36
28	Esquemático do amplificador de potência, o GRF5020, a implementar em PCB	37
29	Desenho do <i>layout</i> do amplificador de potência GRF5020 em PCB	37
30	Amplificador Diferencial	38

31	Esquemático do MCP6V67 a implementar em PCB	39
32	Desenho do <i>layout</i> dos amplificadores subtratores baseados no MCP6V67 em PCB	40
33	Diagrama de blocos da PSU	41
34	Esquemático Altium da PSU a implementar em PCB	42
35	Desenho do <i>layout</i> da PSU em PCB (camada superior)	43
36	Desenho do <i>layout</i> da PSU em PCB (camada inferior)	43
37	Desenho da entrada RX com combinador em PCB no Altium	44
38	PCB após integração de todos os blocos analógicos	45
39	FSP Spectrum Analyzer, adaptado de [7]	46
40	Potência das primeiras 3 harmônicas do ADF4351 em função da frequência	47
41	Potência máxima da primeira harmônica do ADF4351 em função da frequência	48
42	Potência mínima da primeira harmônica do ADF4351 em função da frequência	48
43	Foto do miniVNA Tiny, extraído de [8]	49
44	Parâmetro S_{11} do filtro na PCB obtido com o miniVNA	50
45	Parâmetro S_{21} do filtro na PCB obtido com o miniVNA	51
46	Parâmetro S_{11} do pré-amplificador ADL5541 na PCB obtido com o miniVNA	52
47	Parâmetro S_{21} do pré-amplificador ADL5541 na PCB obtido com o miniVNA	52
48	Coefficiente de Reflexão S_{11} do amplificador de potência GRF5020 na PCB obtido com o miniVNA	53
49	Coefficiente de Reflexão S_{21} do amplificador de potência GRF5020 na PCB obtido com o miniVNA	54
50	Coefficiente de Reflexão S_{11} simulado (laranja) e medido (azul) de uma antena Vivaldi antipodal	55
51	Foto de agregado de duas antenas para testes de isolamento, com separador em cobre	56
52	Isolamento das antenas com separação de 5 cm	57
53	Isolamento das antenas com separação de 30 cm	57
54	Isolamento das antenas com separação de 30 cm e desfasamento de 5 cm	58
55	Isolamento das antenas com separação de 30 cm e desfasamento de 10 cm	58
56	Isolamento das antenas com separação de 30 cm e placa de cobre em simetria com as antenas	59
57	Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 15 cm	60
58	Parâmetro S_{11} de uma antena com separação de 30 cm e placa de cobre em simetria com as antenas	60
59	Configuração para teste do combinador com o miniVNA, adaptado de [9]	61
60	Coefficiente de reflexão S_{11} do combinador TCP-2-25X+ na PCB obtido com o miniVNA	61

61	Coeficiente de reflexão S_{21} do combinador TCP-2-25X+ na PCB obtido com o miniVNA	62
62	Potência de transmissão mínima em função da frequência	64
63	Potência de transmissão máxima em função da frequência	65
64	Ambiente de teste para o cancelamento de auto-interferência	67
65	Nível de sinal ao longo do tempo do canal: I (amarelo) e Q (azul) para um alvo estático	68
66	Possíveis relações de fase entre os dois sinais RF e LO divididos em frequência	69
67	Ambiente de teste para a detecção de um alvo estático a 3 metros de distância	70
68	Resultado da IFFT para medida sem alvo: maioritariamente auto-interferência	71
69	Resultado da IFFT para alvo à Distância 1: 3 metros, com 3.5 metros medidos	72
70	Resultado da IFFT para alvo à Distância 2: 6 metros, com 6.7 metros medidos	72
71	Resultado da IFFT para alvo à Distância 3: 9 metros, com 9.4 metros medidos	73
72	Resultado da IFFT para alvo à Distância 4: 12 metros, com 12.9 metros medidos	73
73	Resultado da IFFT para alvo à Distância 5: 15 metros, alvo já não é identificável	74
74	Diagrama de blocos do segundo protótipo	76
75	Esquemático no Altium Designer do modulador a implementar	77
76	Tipologia de filtro sugerida para o ADL5375, extraído de [10]	78
77	Valores de componentes dos filtros sugeridos para o ADL5375, extraído de [10]	78
78	Circuito em LTSpice XVII dos filtros a implementar	79
79	Simulação AC em LTSpice XVII do filtro para 500 - 1300 MHz, diferença entre os nós Vp1 e Vn1	79
80	Simulação AC em LTSpice XVII do filtro para 1250 - 2800 MHz, diferença entre os nós Vp2 e Vn2	80
81	Esquemático no Altium Designer de um dos filtros a implementar	81
82	Esquemático no Altium Designer da ligação de um dos filtros a implementar aos comutadores SKY13421-486LF	81
83	Diagrama de blocos da PSU desenvolvida para o segundo protótipo	83
84	Esquemático da PSU desenvolvida para o segundo protótipo no Altium Designer	83
85	Placa de Circuito Impresso do segundo protótipo, com blocos identificados	84
86	Sinal de cancelamento de auto-interferência configurado para a potência mínima, $I = Q = 1.5 \text{ V}$	85
87	Sinal de cancelamento de auto-interferência configurado para a potência máxima, $I = 1 \text{ Vpp}$, $Q = 1.5 \text{ V}$	85

88	Auto-interferência no recetor à entrada do combinador, sem cancelamento	86
89	Auto-interferência no recetor à saída do combinador, com sinal de cancelamento de -10.4 dBm, sem ajuste de fase	87
90	Auto-interferência no recetor à saída do combinador, com sinal de cancelamento de -10.4 dBm, com ajuste de fase de 181 graus	88
91	Isolamento das antenas com separação de 10 cm	101
92	Isolamento das antenas com separação de 15 cm	102
93	Isolamento das antenas com separação de 20 cm	103
94	Isolamento das antenas com separação de 25 cm	104
95	Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 5 cm . . .	105
96	Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 10 cm . .	106
97	Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 2, plano de massa)	107
98	Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 3, alimentação)	108
99	Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 4, PSU e <i>routing</i>)	109
100	Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 1, plano RF e componentes)	110
101	Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 2, plano de massa)	111
102	Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 3, alimentação)	112
103	Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 4, <i>routing</i>) . .	113

Lista de Acrónimos e Siglas

ADC	Analog-to-Digital Converter
DAC	Digital-to-Analog Converter
DDS	Direct Digital Synthesis
FFT	Fast Fourier Transform
FMCW	Frequency-Modulated Continuous Wave
GPR	Ground-Penetrating Radar
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LDO	Low Drop-Out Regulator
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator (Oscilador Local)
MIMO	Multiple-input and multiple-output
NF	Noise Figure
PCB	Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impresso)
PLL	Phase Locked Loop
PRI	Pulse Repetition Interval
PSU	Power Supply Unit
RCS	Radar Cross-Section
RF	Rádio-Frequência
SFCW	Stepped-Frequency Continuous Wave
SPI	Serial Peripheral Interface
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VNA	Vector Network Analyzer

1 Introdução

1.1 Motivação

Ao longo da sua história, diferentes tipos de Radar foram desenvolvidos para a detecção à distância de objetos estáticos ou em movimento, com princípios de funcionamento que, apesar de baseados sempre no tempo de ida e volta de ondas eletromagnéticas, baseiam-se em diferentes técnicas na transmissão, recepção e processamento do sinal. Os dois principais tipos de Radar diferem no domínio em que o sinal é gerado e processado: no tempo ou na frequência [11].

Dentro dos radares com sinal gerado no domínio da frequência, a técnica SFCW assume bastante relevância, tendo aplicações como a detecção de certos materiais ou até mesmo pessoas debaixo de escombros. Apresenta também uma abordagem interessante à problemática da detecção de alvos com diferentes níveis de reflexão das ondas eletromagnéticas.

Existem diversos trabalhos publicados nesta área, no entanto, de entre trabalhos recentes em SFCW, os protótipos são apresentados como um sistema completo que não permite a análise do seu funcionamento fora da detecção de alvos. Existe assim interesse do ponto de vista didático em desenvolver um protótipo em SFCW que exponha a tecnologia que o compõe à observação e estudo, para melhor compreensão do seu funcionamento.

1.2 Objetivos Propostos da Dissertação

Neste trabalho, pretende-se o desenvolvimento de um Radar SFCW didático. O objetivo é a construção de um protótipo, integrando todos os componentes eletrônicos do domínio analógico e digital numa placa de circuito impresso, protótipo este que permita o estudo do funcionamento de cada bloco com a observação direta dos sinais ao longo da cadeia de transmissão e recepção. Deverá também minimizar o custo do desenvolvimento, recorrendo ao máximo a componentes de carácter genérico.

Define-se à partida como requisitos que o Radar deverá ter a capacidade de detetar alvos estáticos que distam pelo menos 1 metro entre si. A restrição a alvos estáticos exclui o efeito de Doppler, o que diminui a complexidade do processamento de sinal. O Radar deverá ser portátil, o que coloca uma restrição em termos mecânicos, peso e dimensões, e de consumo energético, sendo alimentado por bateria. É também importante que a potência transmitida seja relativamente baixa, para minimizar a interferência eletromagnética provocada pelo Radar na fase de testes, uma vez que transmitirá frequências na ordem dos Gigahertz. No entanto, o alcance do Radar dependerá da potência de transmissão (assim como da sensibilidade no recetor), e um compromisso entre alcance e minimização da potência é necessário. Deste modo, optou-se por definir uma potência de transmissão máxima de 1 Watt. Pretende-se explorar um método de cancelamento da auto-interferência, com base em soluções semelhantes utilizadas em Radares SFCW contemporâneos.

1.3 Contribuições Principais

- Desenvolvimento de um protótipo com capacidade de medições dos sinais de RF ao longo das cadeias de transmissão e receção.
- Implementação de uma nova técnica de cancelamento de auto-interferência por hardware.

1.4 Organização do Projeto

Este documento seguirá a seguinte estrutura:

- Capítulo 1: Introdução - são apresentados a motivação e objetivos do projeto;
- Capítulo 2: Enquadramento - é feita uma introdução teórica sobre os diferentes tipos de Radar existentes, com base no método de medição utilizado, assim como uma descrição dos diferentes conceitos e blocos eletrónicos que constituem um Radar SFCW. Contextualização deste projeto em relação a outros trabalhos desenvolvidos em SFCW nos últimos anos;
- Capítulo 3: Trabalho de Simulação Desenvolvido - estudo inicial da técnica de Radar SFCW, em que procura simular em Matlab a deteção de alvos;
- Capítulo 4: Sistema Proposto e Caracterização - numa primeira fase, a descrição e justificação dos blocos *hardware* que constituem o primeiro protótipo, e posteriormente a caracterização em laboratório dos diferentes blocos constituintes, incluindo o *software*;
- Capítulo 5: Ensaios - verificação do sistema após integração em placa de circuito impresso, e ensaios em laboratório do funcionamento pretendido;
- Capítulo 6: Otimização do Radar Didático - descrição e justificação dos diferentes blocos que constituem o segundo protótipo desenvolvido. Ensaios em laboratório para verificação do funcionamento pretendido;
- Capítulo 7: Conclusões sobre ambos os protótipos desenvolvidos;
- Anexos - Figuras e código desenvolvido não relevante para o corpo principal da dissertação.

2 Enquadramento e Estado da Arte

Com o desenvolvimento de vários sistemas SFCW, devido à sua melhor sensibilidade e simplificação do processamento de sinal, a implementação dos diferentes blocos (sintetizador, transmissor, etc) varia, existindo assim várias abordagens. Neste capítulo pretende-se fazer um enquadramento das diferentes técnicas de Radar, o funcionamento teórico do SFCW e a constituição típica de um Radar SFCW, com base nos Radares SFCW desenvolvidos nos últimos anos, com foco nos tipos de tecnologia mais comuns em cada bloco principal, e em novas técnicas introduzidas para os mesmos.

2.1 Radar no Domínio do Tempo

O primeiro tipo de Radar, e o mais simples, foi o Radar de Impulso, que funciona no domínio do tempo. Esta técnica baseia-se na transmissão periódica de uma portadora modulada, em amplitude, por um sinal retangular (impulso de RF), que é refletida por um alvo e devolvida ao Radar. A distância do alvo é obtida através do atraso temporal entre a transmissão e receção dos impulsos. Os impulsos ocupam uma largura de banda relativamente elevada, na ordem dos GHz, e uma vez que a resolução do Radar é diretamente proporcional à largura de banda, ou seja, a unidade mínima de distância que se pode medir é inversamente proporcional à largura de banda, este tipo de Radar apresenta tipicamente resoluções de metros [1]. No entanto, a natureza dos sinais transmitidos e refletidos requer um elevado ritmo de amostragem nos conversores analógico-digital [11].

Uma desvantagem do Radar de impulso é a separação do tempo de transmissão e receção. Durante a transmissão do impulso, o recetor está eletricamente isolado da antena. Após a transmissão, existe uma comutação: o transmissor é isolado da antena e o recetor passa a estar ativo. No entanto, para além do período de transmissão, esta comutação requer também um breve instante em que o Radar não está pronto para receber as reflexões dos alvos, pelo que para alvos próximos, a sua deteção pode não ser possível, uma vez que o tempo de propagação do sinal é demasiado curto.

2.2 Radar no Domínio da Frequência

No domínio da frequência, os Radares dividem-se em dois tipos: *Frequency-Modulated Continuous Wave* (FMCW) e *Stepped-Frequency Continuous Wave* (SFCW). Nestes, o sinal recebido pode ser convertido para uma frequência mais baixa, o que diminui a exigência dos conversores analógico-digital. Os Radares do domínio da frequência apresentam também uma maior sensibilidade e gama dinâmica [11], e como são de emissão contínua, não necessitam de comutação entre o emissor e o receptor e permitem a deteção de alvos mais próximos.

Os Radares SFCW e FMCW têm como base o método *Continuous Wave*: a transmissão é feita não com um sinal limitado no tempo, mas de forma contínua, transmitindo um sinal sinusoidal. Do mesmo modo, a receção é também contínua e ocorre em simultâneo com a transmissão.

2.2.1 Frequency-Modulated Continuous Wave

No método FMCW é transmitido um sinal sinusoidal com variação contínua e linear na frequência (Figura 1, um chirp.). O sinal refletido e que chega ao recetor com um atraso temporal é misturado com a frequência transmitida (existindo assim uma diferença de frequência entre o transmissor e recetor), e após filtragem é obtida a frequência f_d , da qual se pode retirar a distância aos alvos [1] dada por:

$$d = \frac{v \times f_d}{2 \times m}, \quad (1)$$

onde v é a velocidade de propagação do sinal e m o ritmo de variação da frequência. O tempo de aquisição da informação dos alvos em FMCW é mais rápido em comparação ao SFCW [11], mas a implementação do FMCW apresenta alguns desafios devido à necessidade de linearidade e precisão do sintetizador de frequência [1].

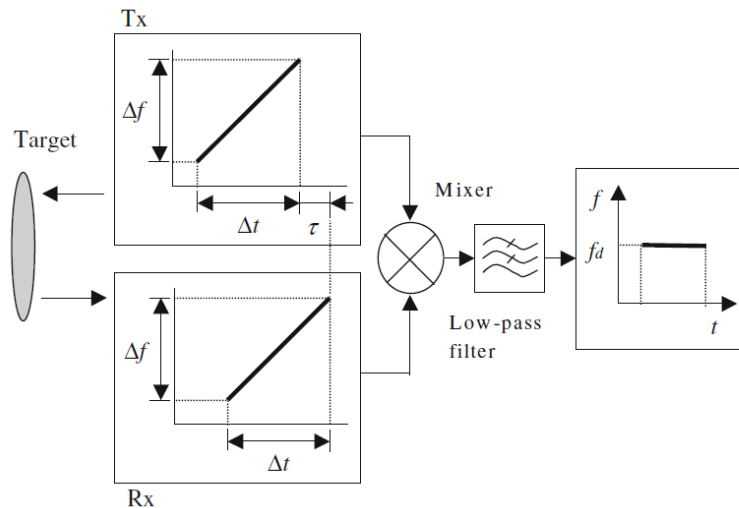


Figura 1: Diagrama ilustrativo do princípio de funcionamento em FMCW, extraído de [1]

2.2.2 Stepped-Frequency Continuous Wave

O método SFCW baseia-se na transmissão de vários sinais sinusoidais em sequência de frequências distintas, dentro de um intervalo de frequências separadas por saltos em frequência fixos. É transmitida uma sinusóide de cada vez, cuja frequência f_i pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$f_i = f_{inicial} + N_i \times \Delta_f, \quad (2)$$

onde $f_{inicial}$ é a frequência mais baixa do intervalo definido, N_i é o índice da sinusóide a transmitir, variando entre 0 e N , e Δ_f é o incremento na frequência, ou salto, entre duas sinusóides consecutivas. Este varrimento explica assim a designação *Stepped-Frequency*, e é feito ciclicamente.

A Figura 2 ilustra a transmissão em SFCW, sendo N o número total de frequências a transmitir, PRI o *Pulse Repetition Interval*, ou seja, o tempo durante o qual se transmite cada frequência, e $B = \Delta_f \times N$ a largura de banda total.

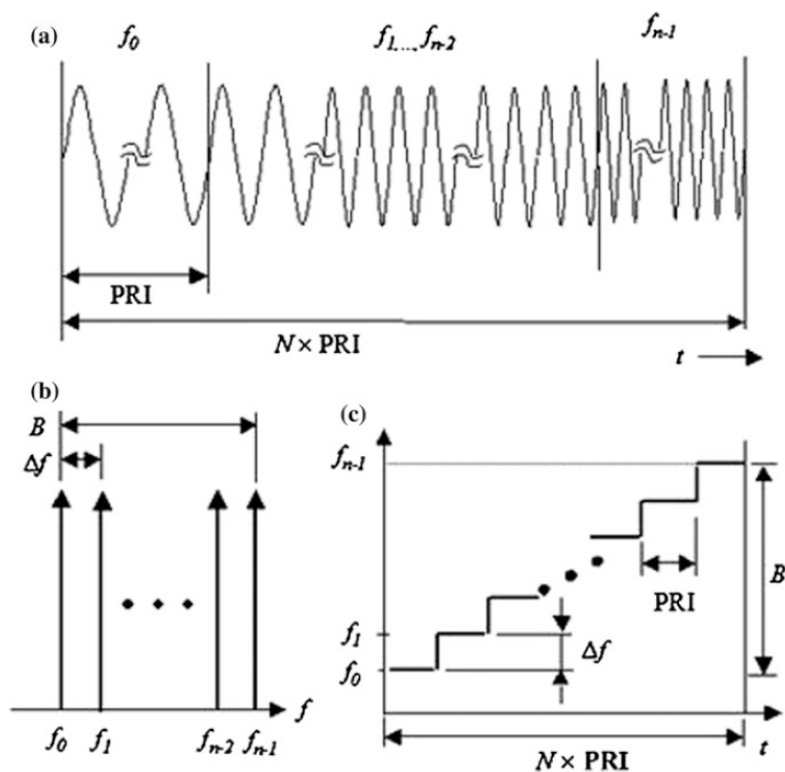


Figura 2: Sinais de SFCW, extraído de [1], (a) no domínio do tempo, (b) no domínio da frequência e (c) na frequência mas em ordem ao tempo

A distância ao alvo está na diferença de fase entre o sinal recebido (refletido no alvo) e o sinal transmitido. Essa diferença de fase pode ser medida através da componente em fase e quadratura (I e Q) do sinal recebido. Aplicando este processamento a todas as frequências, e através da Transformada de *Fourier* Inversa, a Inverse Fast Fourier Transform (IFFT), é possível reconstruir vários impulsos sintéticos no domínio do tempo (Figura 3) que correspondem a um alvo, e retirar informação não só sobre a distância ao alvo, mas também de algumas propriedades do mesmo.

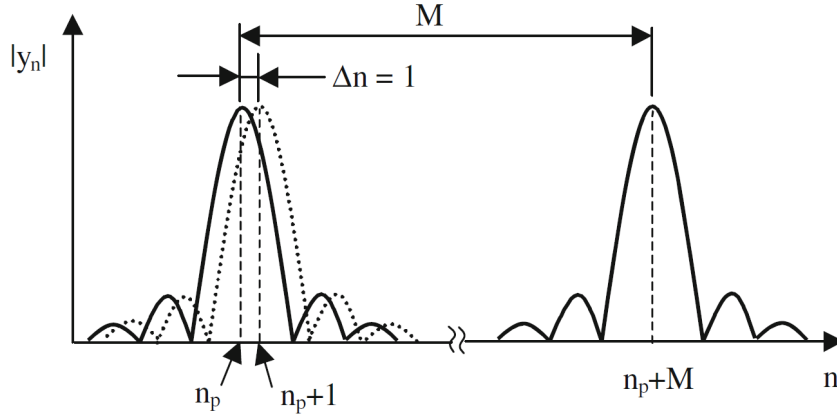


Figura 3: Impulso sintético gerado pela IFFT em SFCW, extraído de [1]

Sendo M o número de amostras da IFFT, o sinal repete-se a cada M amostras, sendo que o número total de distâncias distintas que se podem identificar correspondem também diretamente a M . A amostra n_p em que ocorre um máximo corresponde a um alvo detectado. A distância pode ser obtida em termos de n_p da seguinte forma:

$$d = \frac{n_p \times v}{2 \times M \times \Delta_f} \quad (3)$$

A resolução em distância, ou seja, a separação mínima entre dois alvos para que estes sejam distinguidos, obtém-se com o resultado de (3) para $n_p = 1$:

$$\Delta R = \frac{v}{2 \times B} \quad (4)$$

Logo, se $N = M$, e considerando $B = \Delta_f \times N$, a distância também pode ser dada por:

$$d = n_p \times \Delta R \quad (5)$$

Tendo em conta a relação da largura de banda com a resolução, existe uma vantagem em aumentar a largura de banda utilizada na transmissão, uma vez que o aumento desta aumenta a resolução em distância, permitindo distinguir alvos com menor distância entre si.

Definindo uma resolução ΔR e tendo $B = \Delta_f \times N$, é possível obter o número de frequências a transmitir a partir de um determinado salto em frequência, ou vice-versa. Por exemplo, é vantajoso transmitir um número de frequências que seja uma potência de dois (128, 256, etc), para que a IFFT seja eficiente, e a partir deste valor obtém-se o salto em frequência Δ_f . A relação entre a largura de banda e a resolução é um fator importante na escolha do *hardware* a utilizar no Radar, devido aos requisitos na largura de banda.

O problema, em radares no domínio da frequência, da transmissão contínua de um sinal periódico é que, embora seja possível extrair informação do tempo de ida e volta

através da diferença de fase entre o sinal transmitido e recebido, existe uma ambiguidade na fase, uma vez que não é possível distinguir um alvo que esteja à distância de, por exemplo, um ou dois comprimentos de onda. Com apenas uma frequência, a diferença de fase entre o sinal transmitido e o sinal refletido recebido apenas fornece a distância do alvo em múltiplos inteiros do comprimento de onda utilizado, uma vez que o sinal é periódico, ou seja,

$$d = d_0 + k \times \lambda, \quad (6)$$

sendo d_0 a distância obtida diretamente através da fase (correspondendo ao tempo de ida e volta do sinal) e $k = 1, 2, 3$, etc. Apenas uma das distâncias corresponderá ao alvo real, mas não é possível saber qual. A utilização de várias frequências em SFCW permite retirar a ambiguidade da fase na identificação de um alvo: existe uma distância identificada que é comum a todas as frequências, correspondendo ao alvo desejado. A Figura 4 (a) ilustra o problema da ambiguidade de fase com apenas uma frequência e um alvo com uma diferença de fase de 90 graus, e (b) o modo como se identifica o alvo com mais do que uma frequência. Para identificar vários alvos, são necessárias mais do que duas frequências.

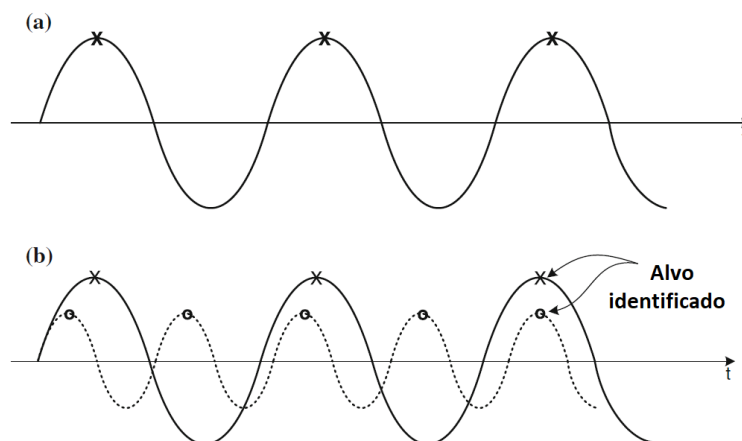


Figura 4: (a) Identificação de alvo com uma frequência, e (b) com duas frequências, extraído de [1]

Os Radares SFCW, para além da deteção de obstáculos à superfície, têm bastante uso em aplicações sub-superfície [1] (normalmente denominados *Ground-Penetrating Radar*, ou GPR [11, 12, 13]), em que o Radar é utilizado para determinar, de forma remota e não destrutiva, a presença de objetos através de uma parede, ou enterrados no solo, como por exemplo na deteção de minas. Devido à necessidade de transmitir cada frequência individualmente durante um período de tempo, o tempo de aquisição da informação é mais lento em relação ao FMCW ou Radar de impulso.

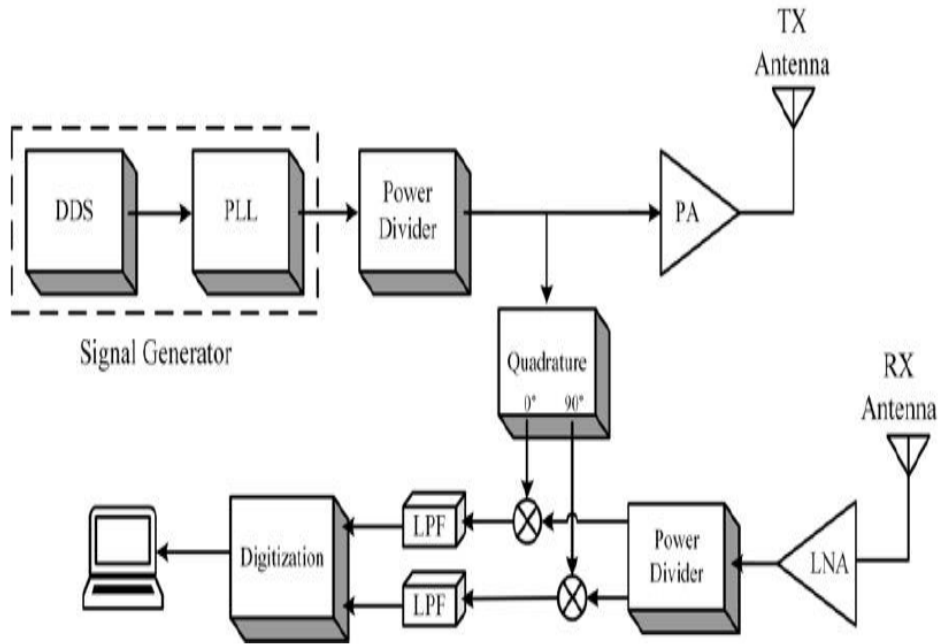


Figura 5: Diagrama de blocos típico em SFCW, extraído de [2]

2.3 Cadeia de Transmissão

2.3.1 Sintetização de frequência

Sendo um componente importante na implementação dos sistemas SFCW, que podem ter aplicações ou requisitos variados, têm sido propostas diferentes arquiteturas para a sintetização do sinal RF. Maioritariamente, estas arquiteturas dividem-se em duas vertentes: a Direct Digital Synthesis (DDS) [2, 13, 14, 15], e a Phase Locked Loop (PLL) [11, 12, 16, 17].

Com o método DDS, gera-se uma sinusóide amostrada no domínio digital, sendo convertida para o domínio analógico com um conversor digital-analógico e posteriormente filtrada para reconstrução do sinal. Esta sinusóide é construída com base num valor digital N , que corresponde a um incremento num acumulador de fase, e a frequência é tanto maior quanto maior for este valor digital de controlo. A Figura 6 apresenta um diagrama de blocos que ilustra a sequência:

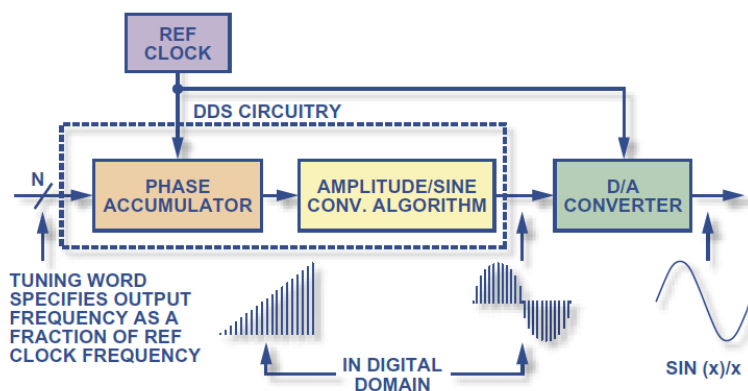


Figura 6: Cadeia do sinal na arquitetura DDS, extraído de [3]

Cada valor sequencial do acumulador de fase é usado para construir um sinal periódico, com base em amostras guardadas em memória (Look Up Table) que correspondem à amplitude do sinal para o respectivo valor da fase, e posteriormente convertido para o domínio analógico.

A presença de ruído de fase com DDS está dependente do sinal de relógio do sistema DDS, e ao contrário de uma PLL, uma mudança na frequência de saída não requer um período de estabilização, para além de que a fase do sinal gerado será consistente com a fase do sinal de relógio. O conversor digital-analógico é também uma fonte de ruído na utilização de DDS. Uma desvantagem relevante na utilização de DDS é que, devido à restrição de Nyquist, a frequência máxima sintetizada será metade da frequência de relógio do sistema DDS [3], existindo assim uma limitação nas frequências máximas atingíveis com este método, dependendo da aplicação.

A Figura 7 ilustra o problema do ruído de fase. Este deve-se a pequenas flutuações na periodicidade do sinal, gerado por um oscilador, cujo impacto na frequência se traduzem num alargamento do sinal para frequências em torno da frequência de oscilação [4].

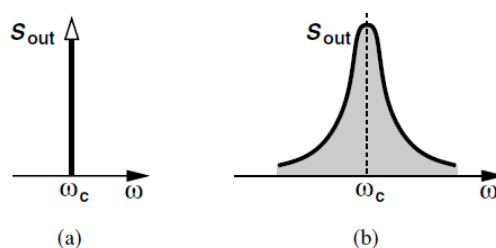


Figura 7: (a) Sinal sinusoidal ideal, (b) sinal sinusoidal com ruído de fase, extraído de [4]

No contexto do Radar SFCW, a precisão na fase é crítica. O ruído de fase é introduzido na sintetização do sinal a transmitir, e nas subseqüentes misturas com osciladores, seja na cadeia de transmissão ou receção. Uma vez que a informação da localização dos alvos se deriva da diferença de fase entre o sinal transmitido e recebido de cada alvo, a introdução de ruído de fase que causa uma variação na fase e na frequência do sinal desmodulado resulta em erros na distância calculada. Logo, é importante que os componentes utilizados

minimizem o ruído de fase no sistema, assim como a obtenção de várias amostras de cada frequência pode mitigar os erros introduzidos.

Uma possível implementação híbrida com DDS, proposta em [13], é a síntese de uma onda em escada, em que o número de níveis corresponde ao número de intervalos de frequência, e cada degrau da onda, quando fornecido a um *Voltage Controlled Oscillator* (VCO), gera a frequência necessária. Este método permite aumentar a frequência máxima (com um oscilador externo), embora o ruído de fase aumente, adicionando-se o ruído correspondente ao oscilador do VCO.

Existe ainda a hipótese de fornecer uma sinusóide gerada através de DDS a uma PLL como sinal de referência, tal como proposto em [2, 14], que permite também aumentar a frequência máxima, à custa do tempo de estabilização do sinal que uma PLL introduz. Alternativamente, como proposto em [15], o sinal proveniente do bloco DDS é misturado com um oscilador local e assim convertido para uma frequência superior à permitida pelo bloco DDS, ficando também dependente das características do oscilador em termos de ruído de fase.

Utilizando uma PLL para gerar o sinal do Radar, como em [17], um sinal sinusoidal de referência é fornecido à entrada do sistema a um detetor de frequência e fase, e através de um bloco VCO, o sinal RF é gerado à saída. Existindo realimentação, a fase do sinal de saída e do sinal de referência é comparada no detetor de fase. No detetor é gerado um sinal de erro que é proporcional à diferença entre as fases, o sinal de erro é filtrado com um filtro passa-baixo, e por sua vez controla o VCO. Após várias iterações, a diferença de fase é eliminada, e por sua vez, a frequência na saída estabiliza.

Para sistemas que necessitem de um tempo de transmissão em cada frequência reduzido, o uso da PLL pode introduzir limitações, pois existe um período de tempo relevante desde a troca de frequência até que esta estabilize na saída do sintetizador. Existe também a introdução de ruído de fase pelo oscilador do VCO, para além do ruído de fase do sinal de referência, mas ao corrigir ativamente a diferença de fase, a PLL consegue minimizar o ruído de fase total em comparação com o VCO sem controlo [4]. A configuração da frequência desejada é feita, geralmente, através de registos internos, que podem ser controlados através de um microcontrolador ou microprocessador, permitindo alterar a configuração da PLL em tempo real, existindo, no entanto, um tempo de escrita que deve ser levado em conta.

Com a utilização de divisores de frequência na malha de realimentação, é possível obter na saída frequências superiores à frequência do sinal de referência. Com uma tipologia "Integer-N", introduz-se na malha de realimentação um contador que alterna o estado na saída (HIGH e LOW) quando ocorrem N períodos do sinal sintetizado pelo VCO, o que leva a que a frequência na saída do VCO seja dividida por N para comparação no detetor de frequência e fase, permitindo assim sintetizar frequências em múltiplos da frequência de referência. A Figura 8 ilustra uma PLL com a função "Integer-N", e também com divisão na frequência de referência, que permite reduzir em frequência o sinal fornecido [5].

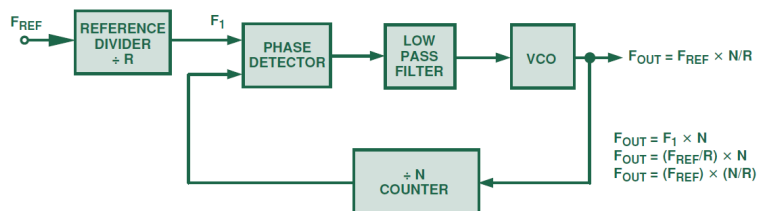


Figura 8: PLL com função Integer-N e divisão da referência, extraído de [5]

Para gerar frequências que são múltiplos não inteiros da frequência de referência, permitindo um leque de frequências mais versátil, existe a tipologia "Fractional-N". A divisão continua a ser inteira, mas se a divisão pretendida for um número fracionário entre (N) e $(N + 1)$, o contador alterna entre uma divisão por (N) e $(N + 1)$ numa sequência específica, de tal modo que a média resulta no valor fracionário pretendido. O "Fractional-N" tem a desvantagem de apresentar mais espúrias indesejadas na saída [5].

O sinal de referência poderá ser fornecido, por exemplo, por um cristal, um microcontrolador, ou como mencionado anteriormente, com uma onda gerada por DDS.

Estas soluções de sintetização de alta frequência têm aplicações para além dos radares SFCW, e existem diversos módulos de circuito integrado comerciais disponíveis, com características bem definidas e que podem ser integrados diretamente no projeto de um radar SFCW. Existem atualmente vários sintetizadores com base em PLL com um intervalo de frequências possíveis desde as dezenas de MHz até algumas dezenas de GHz [18], permitindo sistemas SFCW com uma largura de banda alta e apenas um bloco transmissor. Certos sintetizadores, como o ADF4351 [19], fornecem tanto "Integer-N" como "Fractional-N" para a sintetização de frequências.

2.3.2 Extração do sinal transmitido

No sistema SFCW, ao ter a frequência do sinal transmitido igual à frequência do sinal recebido, é vantajoso utilizar parte deste sinal transmitido para funcionar como oscilador local (LO) na mistura do recetor, se este for homodino. Assim, é comum aos trabalhos analisados que exista antes da conexão à antena de transmissão um método de separar o sinal. Os dois componentes utilizados são o divisor de potência e o acoplador direcional. Em ambos os casos, a diferença de fase entre as duas saídas é o mais próxima possível de 0 graus, para manter a coerência entre o transmissor e o recetor.

Na Figura 9 estão ilustrados os dois métodos:

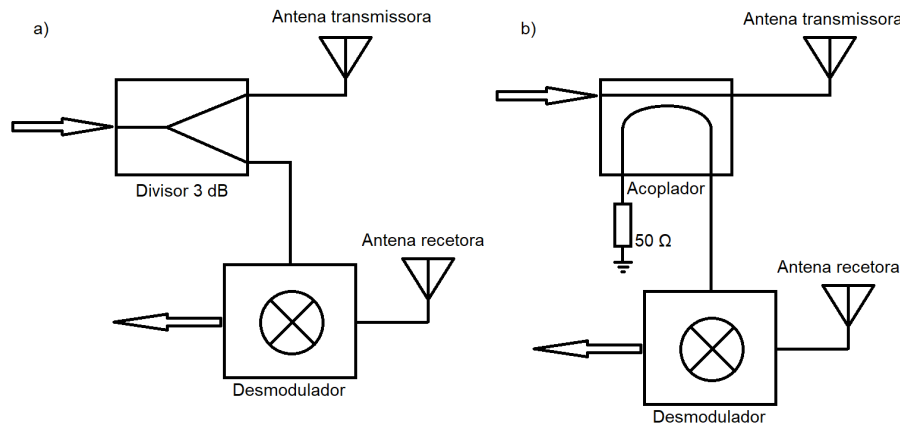


Figura 9: Métodos de extração do sinal, a) com divisor de potência b) com acoplador direcional

A solução baseada no divisor de potência, descrita em [2, 13, 14, 20], divide o sinal na sua entrada em dois sinais de potência igual, cada um com metade (-3 dB) da potência do sinal de entrada. Isto significa que a amplificação deve compensar esta perda de 3 dB quando esta perda for relevante na transmissão. Os divisores apresentam tipicamente um pequeno desequilíbrio de fase de cerca de 1 grau. Este pode ser compensado através de calibração, para maior precisão na identificação dos alvos.

A solução baseada no acoplador direcional, descrita em [11, 12], transmite a maior parte da potência do sinal da entrada para o porto de transmissão, colocando no porto acoplado uma pequena parte da potência do sinal de entrada. Este dispositivo maximiza a potência transmitida, enquanto que a baixa potência do sinal retirado do porto acoplado pode ser suficiente para a mistura com o sinal recebido (caso o misturador seja ativo, situação em que a potência de LO não deve ser elevada). Nos trabalhos citados, o acoplador é utilizado para obter uma pequena parte do sinal transmitido, para ser usado como referência no processamento de sinal.

Em alternativa, se o sintetizador de frequência apresentar mais do que uma saída para o sinal gerado, como é o caso em [19], o sinal para a mistura pode ser retirado diretamente e dispensa a presença de um acoplador ou divisor na cadeia de transmissão, evitando as perdas a eles associadas. Em contrapartida, sendo o sinal obtido antes da filtragem e amplificação da cadeia de transmissão, é necessário mais um filtro para tornar este sinal sinusoidal e, caso seja necessário, um amplificador. Esta será a solução escolhida para o Radar a desenvolver.

2.3.3 Transmissão multi-canal

A resolução do Radar é uma característica importante, especialmente nas aplicações GPR, sendo que representa a distância mínima entre dois alvos para que estes sejam distinguíveis.

Uma vez que a resolução é diretamente proporcional à largura de banda do sistema [1], é vantajoso que se transmita um largo intervalo de frequências para otimizar a reso-

lução. No entanto, ao transmitir uma largura de banda maior, o período de repetição do varrimento em frequência, e por sua vez, de aquisição dos alvos, aumenta, pois o sistema demora mais tempo a transmitir todas as frequências.

Em [2, 14, 15], é proposta a transmissão de dois ou mais canais em paralelo, em que cada canal executa um varrimento em diferentes bandas de frequência. Sendo que o passo em frequência é igual em todos os canais, o efeito é o de aumentar a largura de banda.

A utilização deste método tem várias consequências. Se por um lado se obtém uma largura de banda maior e por sua vez resolução maior, a complexidade do bloco de sintetização aumenta, sendo necessários sintetizadores em paralelo que funcionem em fase (tipicamente o sinal de referência é o mesmo). Implica também que antes da amplificação os canais a transmitir têm de ser combinados ([2, 14] utilizam um combinador RF), para que sejam transmitidos como um só sinal pela antena.

Na receção, o sinal é dividido no número de canais com um *splitter*, e em cada canal é feita a mistura com a frequência correspondente. A existência de mais canais coloca maior peso no conversor analógico-digital, que deve suportar um número de entradas igual ao número de canais. Porém, a largura de banda instantânea de cada sinal continua a ser pequena, logo não existe necessidade de maior velocidade no ADC.

2.3.4 Antenas

O número e a localização das antenas utilizadas num Radar classifica-se em dois tipos: monostático e bistático [21].

No Radar monostático, utiliza-se ou uma antena para transmissão e receção, ou duas antenas, mas fisicamente próximas uma da outra, de modo a que as distâncias e ângulos em relação a um alvo sejam semelhantes. Estes podem ser mais simples e compactos no caso em que apenas possua uma antena, mas a auto-interferência no recetor é elevada, especialmente em Radares de onda contínua.

O Radar bistático utiliza duas antenas em localizações suficientemente distantes entre si, o que oferece o maior isolamento entre o transmissor e recetor. Um exemplo de Radar bistático é o utilizado em alguns mísseis, em que o transmissor está fixo na plataforma de lançamento e o míssil apenas possui o recetor.

A solução predominante em sistemas SFCW recentes é o radar monostático, mas com a utilização de duas antenas, uma dedicada à transmissão, e outra dedicada à receção, uma vez que na técnica SFCW a transmissão e receção do sinal é contínua e simultânea [21]. Deste modo, maximiza-se o desacoplamento entre o sinal transmitido e recebido, ou seja, diminui-se a auto-interferência do transmissor no recetor.

Em [17] é estudado um Radar SFCW que utiliza antenas Vivaldi, citando o seu baixo custo, grande largura de banda e tamanho reduzido como vantagens da sua utilização.

A antena do tipo Corneta é de utilização comum em Radares SFCW recentes [2, 14, 20, 22]. As antenas deste tipo apresentam características desejáveis em SFCW, como uma grande largura de banda e alta diretividade. No entanto, a auto-interferência é elevada e as antenas têm uma dimensão relativamente grande [1].

Um tipo de antena híbrido Vivaldi/Corneta é utilizado em [11, 12], que transforma a antena Vivaldi plana para um espaço 3D. Possuindo a vantagem da banda larga de ambas a Vivaldi e Corneta, o objetivo do seu uso no Radar foi a minimização da dimensão das antenas para as frequências relativamente baixas da aplicação GPR, e conseguiu uma boa adaptação desde cerca de 600 MHz até 4 GHz.

Em [15], são utilizadas antenas do tipo espiral de Arquimedes para aplicações GPR, e a auto-interferência da antena transmissora na antena recetora é diminuída tendo o sentido de rotação (polarização) diferente nas duas antenas. No entanto, a largura de feixe das antenas é grande, o que causa uma maior reflexão da superfície em relação aos objetos a detectar.

A auto-interferência do transmissor no recetor pode também ser aliviada fisicamente, como estudado em [11, 12], colocando uma placa metálica paralela às antenas, entre ambas. De acordo com os resultados em [12], a frequências abaixo de 1 GHz, a interferência reduz-se em aproximadamente 20 dB, mantendo-se um isolamento de alguns dB até 2 GHz.

Em [23], é proposto um Radar de Abertura Sintética, com base no método SFCW e que utiliza *Multiple-input and multiple-output* (MIMO) na transmissão e recepção dos sinais, com *arrays* de antenas Vivaldi. A técnica permitiu reduzir o número de antenas necessárias, e diminuir o tempo de aquisição de dados.

2.4 Cadeia de Recepção

2.4.1 Arquitetura Homodina ou Heterodina

Quanto à cadeia de recepção, têm sido propostos sistemas SFCW com arquitetura homodina [2, 14, 20] ou superheterodina [11, 12].

Os recetores homodinos são mais simples, e por este motivo será a solução escolhida para este trabalho, necessitando de apenas um misturador (desempenhando a função de desmodulador em fase e quadratura) para deslocar o sinal RF para banda-base. Neste caso, o misturador tem a mesma frequência que o emissor e o mesmo bloco que gera o sinal para transmissão pode potencialmente ser também utilizado para o sinal de mistura na recepção, diretamente ou por divisão do sinal. Por outro lado, a arquitetura homodina apresenta o problema da fuga do oscilador [4], em que parte da potência deste aparece na antena de recepção junto com o sinal RF. Por sua vez, esta frequência LO quando misturada com ela mesma no misturador gera um *offset* em DC (Figura 10), que causa interferência com o sinal desmodulado em banda-base. Este problema pode ser reduzido através da utilização de um misturador ativo, de filtragem da componente DC (à custa de perda de informação no sinal banda-base) ou através de calibração ao nível de processamento de sinal. A frequência mais elevada do oscilador também causa desequilíbrios de fase e amplitude maiores no desmodulador I/Q (os dois osciladores em quadratura não estão desfasados em exatamente 90 graus e têm amplitudes diferentes). Isto leva a que os sinais em banda-base apresentem erros na fase e amplitude.

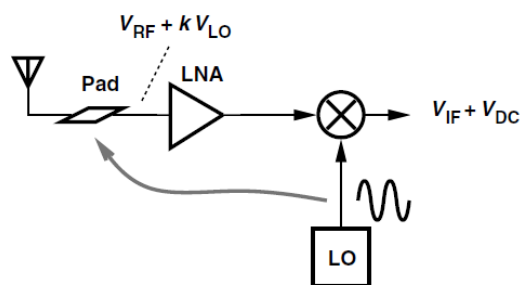


Figura 10: *Offset* DC causado pelo oscilador local, extraído de [4]. kV_{LO} representa a fuga de LO para o recetor, V_{DC} é a componente *offset*

Um recetor heterodino converte primeiro o sinal RF para uma frequência intermédia, f_{IF} , através de um oscilador cuja diferença da sua frequência com a frequência RF é a frequência intermédia. Na primeira conversão, para frequência intermédia, não existe o problema da fuga do oscilador e *offset* em DC, pois a frequência do oscilador é diferente de RF e como tal é filtrada antes do misturador. Na conversão final para banda-base, verifica-se o *offset* DC, mas sendo a frequência deste segundo oscilador menor, o efeito produzido é também menor [4] pois a eletrónica necessária consegue um melhor isolamento LO-RF. No entanto, os recetores heterodinos são mais complexos em termos de *hardware*. Necessitam de mais misturadores, um para a conversão para frequência intermédia, que têm de ter uma frequência diferente do transmissor (mas que varia de tal modo que a diferença entre as duas é constante), e um misturador de frequência igual à frequência intermédia para a conversão para banda-base. Ambos os misturadores necessitam de frequências diferentes da transmissão, o que implica um bloco sintetizador mais complexo. Mais misturadores, por sua vez, introduzem mais ruído de fase no sinal recebido. Existe ainda o problema da banda imagem, em que um sinal interferente recebido pela antena, separado da frequência do oscilador em f_{IF} e da frequência RF em $2f_{IF}$, é trazido para a frequência intermédia junto com o sinal RF desejado (Figura 11). É então necessário um filtro rejeita-imagem antes da mistura, para filtrar de modo a que apenas o sinal RF desejado seja deslocado para a frequência intermédia.

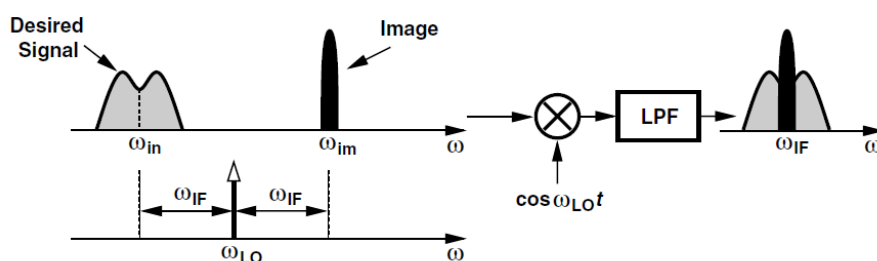


Figura 11: Problema da banda imagem, extraído de [4]

2.4.2 Desmodulação I e Q

A obtenção da diferença de fase entre o sinal transmitido e o sinal recebido pode ser obtida a partir das componentes em fase e quadratura do sinal recebido. Isto é essencial no Radar SFCW, pois a relação entre o valor médio de ambas as componentes permite obter a diferença de fase do sinal recebido.

Tipicamente, para que a exigência no ritmo de aquisição dos conversores analógicos-digitais seja baixa, a desmodulação é feita no domínio analógico, em que é feita a mistura do sinal recebido (em frequência RF ou intermédia, dependendo da arquitetura do recetor) com osciladores com saídas em quadratura, ou seja, desfasados 90 graus entre si. Obtêm-se dois sinais em banda-base, em fase e quadratura, que são por sua vez convertidos para o domínio digital para processamento.

O oscilador a misturar com o sinal recebido deverá utilizar a mesma referência que o transmissor, para manter a coerência de fase entre o transmissor e recetor.

O oscilador com saídas em fase e quadratura pode ser obtido diretamente através de um *splitter* em quadratura [2, 14, 13, 20], que recebe à entrada um sinal e do qual resulta os dois sinais, divididos em potência igual (-3 dB em relação à entrada), isolados e desfasados em 90 graus, e que posteriormente são misturados com o sinal recebido. A mistura é realizada com blocos específicos, cujas características e largura de banda variam conforme a arquitetura de recetor e/ou frequência de transmissão escolhidas. Em [20], por exemplo, a mistura é feita com blocos "ZX05-C60+" da Mini-Circuits.

Em alternativa, existem dispositivos comerciais que agregam a função de gerar os dois sinais a 0 e 90 graus e a mistura com o sinal recebido, permitindo fazer com um só bloco a desmodulação em componente I e Q recebendo apenas o sinal a desmodular e o oscilador derivado do transmissor. Como exemplo, existe o ADL5380 da Analog Devices [24], que utiliza um divisor em quadratura para gerar os sinais em quadratura, o que permite a desmodulação num vasto intervalo de frequências, entre 400 MHz e 6 GHz (para RF e oscilador), e que apresenta na saída as componentes I e Q em modo diferencial. Existe também o ADL5387 [25], que utiliza um divisor de frequência "divide-by-2" para gerar os osciladores em quadratura, mas necessita, na entrada de LO, de uma frequência duas vezes superior à pretendida na mistura. Esta abordagem integrada tem utilidade na obtenção de um sistema mais compacto, e mais facilmente integrado numa única PCB.

Adicionalmente, alguns sistemas como os propostos em [11, 12] apresentam uma abordagem híbrida em que a conversão para a frequência intermédia é feita no domínio analógico, e o sinal é depois digitalizado e desmodulado nas suas componentes I e Q no domínio digital. Este método permite utilizar um número mais reduzido de misturadores analógicos e diminuir o ruído na desmodulação, reduzindo-o apenas ao ruído de quantificação. Por outro lado, a exigência no conversor analógico-digital é maior em termos de velocidade, embora, quando combinado com um recetor heterodino, a frequência intermédia pode ser baixa o suficiente para facilitar os requisitos do conversor.

2.4.3 Conversor analógico-digital

A escolha dos conversores analógico-digital incide essencialmente na resolução e no ritmo de amostragem pretendidos.

Os trabalhos na área de SFCW utilizam conversores dedicados, sendo que existem no mercado inúmeros dispositivos com variadas características, desde a ordem de algumas amostras por segundo (samples/s) até dezenas de Gsamples/s, e com resoluções desde 4 bit a 23 bit [26].

A exigência na frequência de amostragem depende maioritariamente da arquitetura do recetor, uma vez que se este for homodino, a conversão para digital não necessita de um ritmo de amostragem alto. No entanto, no método proposto em [11, 12], a conversão do sinal em frequência intermédia de 2 MHz impõe uma maior exigência, para 40 Msamples/s, evitando efeitos de *aliasing*. Um conversor utilizado em alguns trabalhos analisados [14, 20] é o USB-6009 da National Instruments, que oferece uma velocidade de 48 ksamples/s e resolução de 14 bit (em modo diferencial) [27].

Uma outra vantagem do sistema proposto em [11, 12] é que o conversor necessita apenas de um canal, uma vez que o sinal amostrado ainda não foi desmodulado em componentes I e Q. Nos casos em que a desmodulação é anterior à amostragem, o conversor necessita de dois canais (ou dois conversores de um canal) para amostrar as duas componentes I e Q.

Pode-se também tirar proveito dos conversores analógico-digital incluídos em alguns microcontroladores, dependendo do ritmo de amostragem máximo. Este método torna o sistema mais simples, mas restringe a arquitetura usada à amostragem do sinal em banda-base caso o ritmo de amostragem seja relativamente baixo (ordem de ksamples/s).

2.4.4 Cancelamento de auto-interferência

Um problema relevante com as arquiteturas típicas de Radar SFCW é a interferência causada por alvos estáticos que refletem com amplitude elevada em relação a outros alvos, assim como o isolamento entre a antena de transmissão e a antena de receção. Ao contrário dos Radares de impulso, em que o tempo de transmissão é curto e pode existir separação temporal entre a transmissão e a receção (isolar o recetor durante a transmissão). Num Radar de onda contínua a transmissão é simultânea com a receção. Logo, ao receber um sinal de potência relativamente elevada, como o sinal transmitido, existe a possibilidade de o recetor saturar, diminuindo assim a gama dinâmica do Radar.

Na Figura 12 está ilustrado o caso de um Radar de penetração no solo, para detetar, por exemplo, minas no subsolo. O solo causa uma forte reflexão, que chega ao recetor com maior potência que a reflexão do alvo. Se a distância ao solo se assumir como constante, esta reflexão pode ser cancelada com um sinal em oposição de fase e de igual potência, para cada frequência.

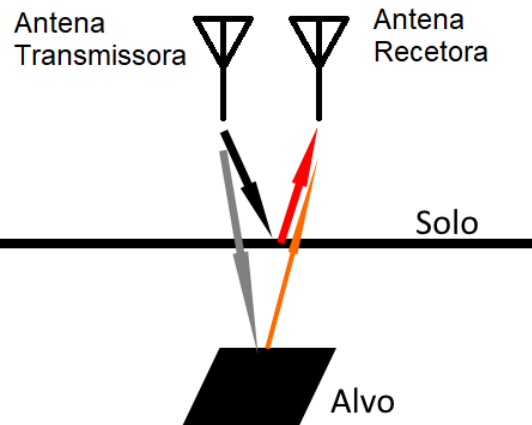


Figura 12: Reflexão de obstáculos estáticos indesejados

Na Figura 13 está ilustrado o caso da auto-interferência comum em Radares de transmissão e recepção simultânea. O diagrama de radiação da antena de transmissão causa a transmissão de sinal diretamente para a antena de recepção, sofrendo apenas uma pequena atenuação. Uma vez que as antenas estão tipicamente próximas, este sinal é de elevada potência em relação à reflexão proveniente do alvo, e pode também ser cancelado com um sinal em oposição de fase, sendo que a distância entre antenas, e logo a diferença de fase para cada frequência, é fixa e conhecida.

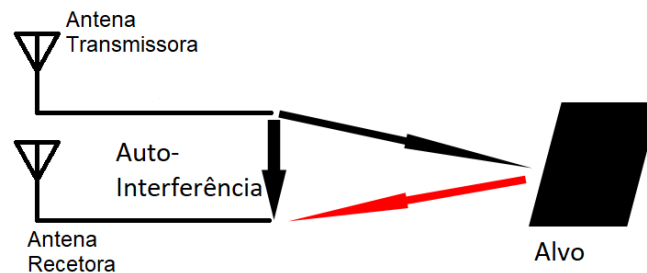


Figura 13: Auto-interferência da antena transmissora na antena receptora

Nesse sentido, foram já propostas algumas soluções de cancelamento de eco em [11, 28] que tiram partido da distância fixa entre o interferente e a antena de recepção. Em [11] é descrito um método que pretende cancelar a interferência do transmissor ao realizar uma combinação de uma frequência sintetizada, assumida como sendo de igual frequência à transmitida, com o sinal recebido na antena receptora. Uma vez que a distância entre as antenas é fixa, o sinal interferente pode ser cancelado quando somado a um sinal de igual frequência e amplitude desfasado em 180 graus.

A implementação deste sistema requer um algoritmo dinâmico em que tanto a fase como a amplitude do sinal de cancelamento gerado podem ser controlados, sendo que o

sistema proposto introduz um processo de calibração automático que precede a utilização normal do Radar, executando um varrimento de todas as frequências e, para cada uma, medindo a amplitude do sinal resultante conforme se varia a atenuação e diferença de fase. Esta diferença de fase é necessária para compensar a distância física entre as antenas, e é adicionada ao desfasamento base de 180 graus. Em cenários reais de teste, com interferentes estáticos, o sistema atingiu 20 dB de cancelamento de interferência no sinal recebido.

No contexto do GPR, para além do cancelamento da interferência do transmissor, este sistema é proposto para o cancelamento do eco proveniente da superfície por baixo da qual se pretende detetar os alvos. Esta solução assume que a distância do Radar à superfície será constante, de modo a que a calibração continue válida durante o uso.

Para o Radar SFCW que este projeto propõe, a auto-interferência será um ponto importante, e haverá uma abordagem semelhante, embora simplificada, do cancelamento da auto-interferência utilizado em [11]. Estudando o impacto desta técnica, poder-se-á concluir se é viável a abordagem mais simples, sem o processamento de sinal e *hardware* adicional que torna o sistema mais complexo.

Outra forma de mitigar os efeitos da auto-interferência é através do tratamento dos dados obtidos. Numa aplicação real, existem não só reflexões do alvo pretendido, como reflexões de por exemplo, paredes e objetos, que podem mascarar a informação do alvo que se pretende identificar, se as reflexões forem de uma potência equivalente ao sinal de retorno do alvo. Uma solução proposta em [29] é um processo de calibração em que um perfil do ambiente é obtido através da recolha normal de amostras e processamento com IFFT, mas sem o alvo presente. Deste modo, obtém-se apenas o perfil que corresponde às reflexões indesejadas. Posteriormente, é feita a medição com o alvo, e ao perfil resultante da IFFT é subtraído o perfil ambiente anterior, resultando num perfil muito mais limpo em que a identificação do alvo é mais fiável. No entanto, a desvantagem desta abordagem em relação a métodos como o de [11] é que não consegue compensar efeitos irreversíveis introduzidos no recetor. Isto é, uma reflexão ou auto-interferência suficientemente significativas podem mascarar o alvo ou saturar o recetor, de modo a que o alvo não seja identificável mesmo com o tratamento dos dados.

2.5 Processamento de sinal

A técnica SFCW introduzida no Capítulo 1 permite obter a distância de alvos estáticos apenas. Alvos em movimento introduzem o efeito Doppler: os sinais são transmitidos pelo Radar com frequências conhecidas e fixas (durante o respetivo tempo de transmissão de cada). Quando o sinal é refletido no alvo em movimento, o efeito de Doppler causa um desvio na frequência que chega ao recetor do Radar. Uma vez que a técnica SFCW assume que a frequência de transmissão e receção é igual, existirá um erro na distância obtida pelo método tradicional de processamento de sinal (IFFT).

Em [22] é descrita uma técnica de compensação do efeito de Doppler, aplicável a, em teoria, qualquer Radar SFCW. Em análise a soluções propostas anteriormente, os autores

concluem que estas necessitam de alterações significantes à arquitetura do sistema, como a alteração da ordem de transmissão das frequências ou a variação do tempo de transmissão. Propõem então um método de processamento de dados que pode ser aplicado a um Radar SFCW que mantém a transmissão e recepção tradicional, em que se estima a velocidade do alvo através de técnicas de interferometria com varrimentos em frequência sucessivos. Sabendo a velocidade do alvo, é possível aplicar uma correção na distância obtida pela IFFT. Num cenário controlado em que um refletor é largado de uma determinada altura, sem correção o erro na distância chegou à ordem de meio metro. Aplicando a correção, o erro passou para apenas alguns centímetros. No entanto, em cenários menos controlados, como a detecção de um Veículo Aéreo Não-Tripulado em movimento, os resultados não foram tão precisos.

Sendo que o radar proposto para este projeto terá como foco alvos estáticos, o efeito Doppler não será considerado.

2.6 Implementação em PCB

A cadeia analógica de transmissão e recepção de sinal é possível de implementar numa única placa de circuito impresso. É o caso dos trabalhos desenvolvidos em [11, 12] devido à integração do Radar num Veículo Aéreo Não-Tripulado, onde a dimensão e peso do sistema tem de estar dentro das capacidades do veículo, e também em [2], onde o Radar foi implementado num conjunto de placas interligadas na mesma estrutura.

3 Trabalho de Simulação Desenvolvido e Sistema Proposto

3.1 Trabalho de Simulação

O primeiro passo no desenvolvimento do Radar foi o estudo do funcionamento da técnica SFCW através de simulação. Deste modo, foi possível consolidar a compreensão da técnica e fazer algumas estimativas em relação ao desempenho possível de atingir com o Radar.

Para a simulação, recorreu-se ao Matlab, que reúne as capacidades necessárias à simulação dos vários blocos de um sistema SFCW. Inicialmente definiu-se apenas o funcionamento básico, com um transmissor, um recetor, e transformada de Fourier inversa. Posteriormente, verificado o funcionamento, a complexidade foi progressivamente aumentada de modo a simular o canal rádio, tendo sido adicionado a atenuação e Radio Cross Section (RCS) dos alvos.

3.1.1 Algoritmo e Parâmetros

A simulação da transmissão é efetuada dentro de um ciclo, cada iteração correspondendo a uma de N frequências. Geram-se um seno e um cosseno, mas apenas se "transmite" o cosseno, gerados para cada frequência, com uma frequência de amostragem fixa, igual a dez vezes a frequência inicial. A potência de emissão é configurável, assumindo uma impedância de 50Ω na antena, afetando a amplitude (em tensão) deste sinal.

O salto em frequência é calculado com base na seguinte expressão:

$$\Delta f = \frac{c}{2 \times N \times \Delta_R}, \quad (7)$$

em que Δ_R é a resolução em distância do Radar, c a velocidade da luz, e N o número total de frequências a transmitir. Em cada iteração do ciclo, a frequência inicial é incrementada em Δf .

O sinal recebido de cada alvo é criado com um vetor em que os primeiros valores são nulos, para simular o atraso no tempo causado pela propagação do sinal, seguido de uma réplica do sinal transmitido. O número de zeros inseridos é função da distância definida para o alvo e do período de amostragem T_s , sendo que um único zero corresponde a um atraso de T_s segundos. A réplica do sinal transmitido é ainda multiplicada por um coeficiente de atenuação, definido pela seguinte equação:

$$C = \frac{RCS \times G_a^2 \times \lambda^2}{(4\pi)^3 \times d^4}, \quad (8)$$

onde RCS é o *Radar Cross-Section* do alvo (assumido como uma placa metálica de 1 metro quadrado, a um ângulo de zero graus, correspondendo a $RCS = 139 \text{ m}^2$), d a distância

ao alvo, G_a o ganho (linear) da antena (definido como 6 dBi) e λ o comprimento de onda da frequência transmitida.

O sinal recebido total é a soma dos sinais referentes a cada alvo, ao qual se acresce ruído branco. O ruído a acrescentar é definido como uma relação sinal-ruído, tomando como referência uma potência de 0 dBW. Assumindo uma resolução de 1 metro e a transmissão de 256 frequências (fazendo N igual ao número de pontos da IFFT), tem-se que a largura de banda total do sistema será 150 MHz.

Considerando para o ruído térmico um valor de -174 dBm/Hz, estima-se o patamar de ruído no sistema com:

$$N_f = -174 + 10 \times \log_{10}(150 \times 10^6) = -92.24 \text{ dBm}$$

Logo, com uma potência de transmissão de 30 dBm, o valor a introduzir como SNR é 122.24 dB.

O sinal recebido é multiplicado por um fator de ganho de 11.22 vezes (21 dB) para modelar o ganho do *Low Noise Amplifier* (LNA) e do misturador. O sinal recebido é misturado com os dois sinais gerados na transmissão (seno e cosseno) para obter as componentes em fase (I) e quadratura (Q). Estas componentes são filtradas por um filtro passa-baixo *Butterworth*. A frequência de corte é a frequência inicial dividida por 1000, e o filtro é de 4ª ordem. Esta filtragem tem como objetivo obter a componente DC (valor médio) dos sinais.

Com estas componentes I e Q para cada frequência transmitida, constrói-se um vetor de números complexos, um para cada frequência, na forma:

$$C_i[i] = I + jQ \quad (9)$$

Fora do ciclo, estando construído o vetor de números complexos correspondendo à informação de fase dos alvos, aplica-se a transformada de Fourier inversa. O resultado é um vetor de N amostras com a informação sobre a distância aos alvos.

3.1.2 Resultados

Realizando uma simulação para as seguintes condições:

- 4 alvos, a distâncias de 0, 2, 4 e 10 metros;
- 256 frequências transmitidas / 256 pontos na IFFT;
- resolução de 1 metro;
- potência de 1 Watt na transmissão.

Obtém-se o resultado da Figura 14. Como a resolução é 1 metro, o eixo horizontal responde diretamente à distância. É possível identificar os primeiros três alvos, a 0 (auto-interferência), 2 e 4 metros respectivamente. O alvo a 10 metros já não é visível acima

do patamar de ruído. Presente na primeira amostra da IFFT está a auto-interferência, que domina o perfil obtido, simulada como um alvo a 0 metros. É uma visualização de um problema dos Radares do domínio da frequência, uma vez que existe transmissão e recepção simultânea.

É de notar a forma como a potência do sinal refletido diminui com a distância, rapidamente atingindo o patamar de ruído. Nestas condições, a distância máxima detetável é 7 metros.

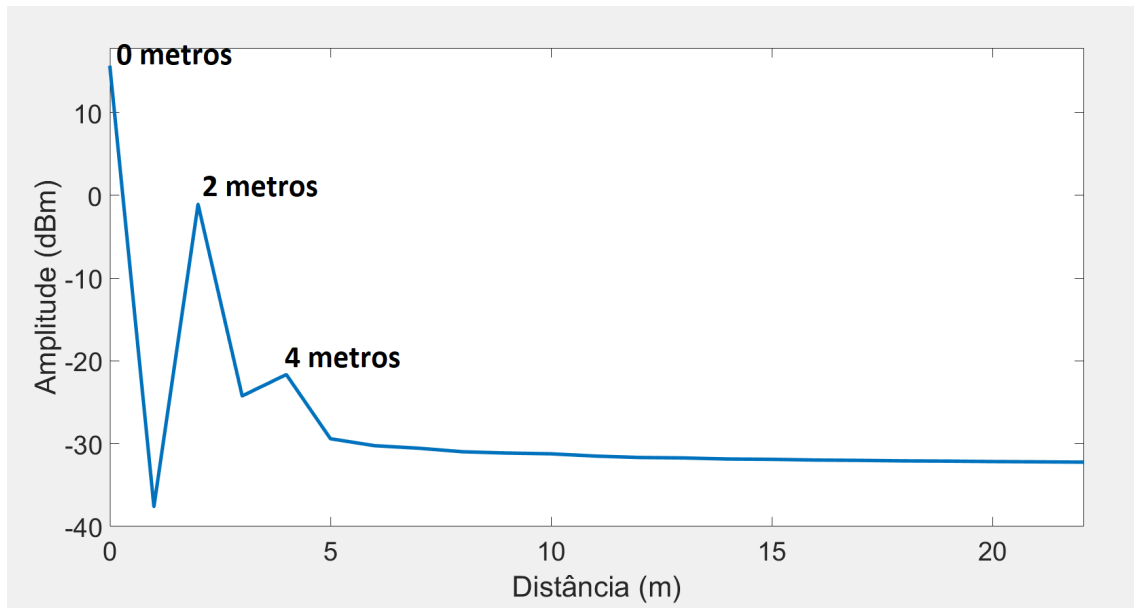


Figura 14: Simulação do Radar SFCW em Matlab para 4 alvos - IFFT com resolução de 1 metro

3.2 Descrição do Sistema Proposto

Na Figura 15 está representado o diagrama de blocos proposto para o desenvolvimento do Radar.

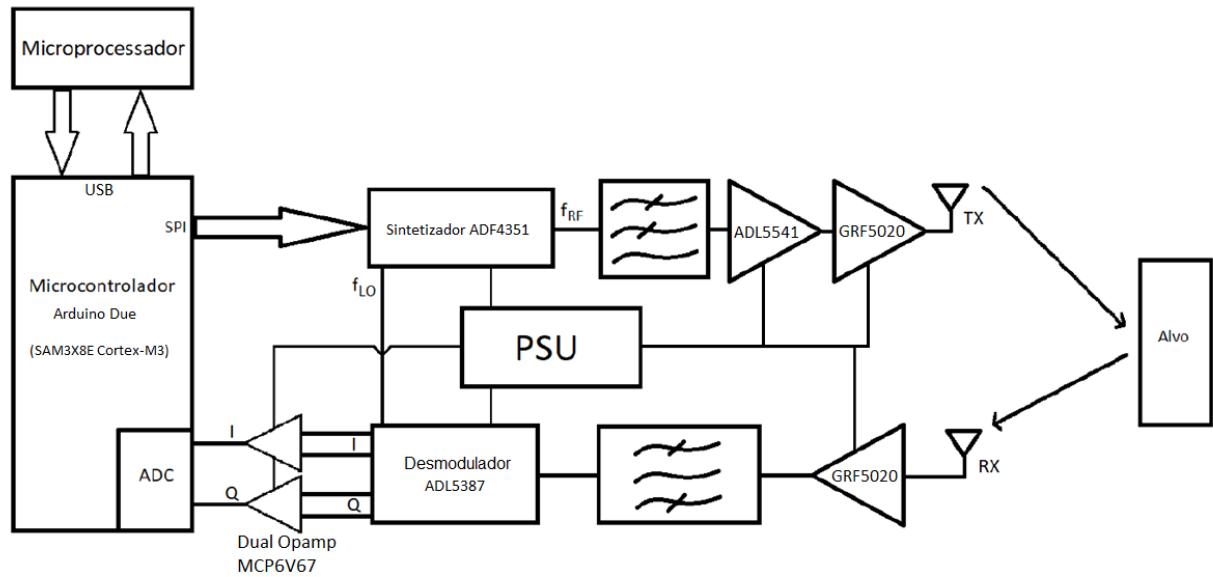


Figura 15: Diagrama de blocos do sistema proposto

3.2.1 Placa de Circuito Impresso do Radar Didático Desenvolvido

Para o protótipo desenvolvido, todos os componentes na cadeia analógica do circuito são integrados numa única placa de circuito impresso (PCB). Esta foi desenhada no *Altium Designer*, com quatro camadas:

- Camada superior: contém a maior parte dos componentes, assim como todas as pistas RF adaptadas a 50Ω ;
- Camada 2: plano de massa;
- Camada 3: faz a distribuição das alimentações, através de pistas individuais entre a PSU e os respetivos blocos;
- Camada inferior: contém os *Low Dropout Regulator (LDO)* da *Power Supply Unit (PSU)* e os seus componentes auxiliares, assim como algumas ligações entre pinos de *input/output* e os respetivos circuitos.

Todas as quatro camadas contêm um plano de massa, interligados por "vias" (método "via stitching"). A placa foi projetada com o intuito de ser um "shield" para o Arduino Due, ou seja, a dimensão da PCB é semelhante à do Arduino, e contém todos os pinos, incluindo um *header SPI*, para encaixe direto no Arduino. Embora apenas alguns pinos sejam utilizados, a presença de todos os *headers* acrescenta robustez à junção da PCB e Arduino.

A implementação de cada bloco é baseada nas placas de desenvolvimento utilizadas na caracterização, ou nos circuitos sugeridos pelos fabricantes, com as respetivas adaptações que sejam necessárias para o funcionamento do Radar. Utilizando as ferramentas do Altium, com base nos materiais utilizados pelo fabricante, calculam-se as dimensões das pistas para cumprir a impedância de 50Ω para os sinais de alta frequência.

Em serviço da vertente didática do Radar, estão incluídos no circuito vários interruptores, modelo "MM8130-2600RA2" da Murata [30], entre os diferentes blocos. Deste modo, é possível a observação do sinal em vários pontos do circuito, assim como o isolamento dos vários blocos para a sua caracterização.

Na Figura 16 está o esquemático principal do Radar a implementar em PCB, que se subdivide em diversos esquemáticos para os diversos componentes. Na Figura 17 está o desenho final da camada superior da PCB, tal como fabricado.

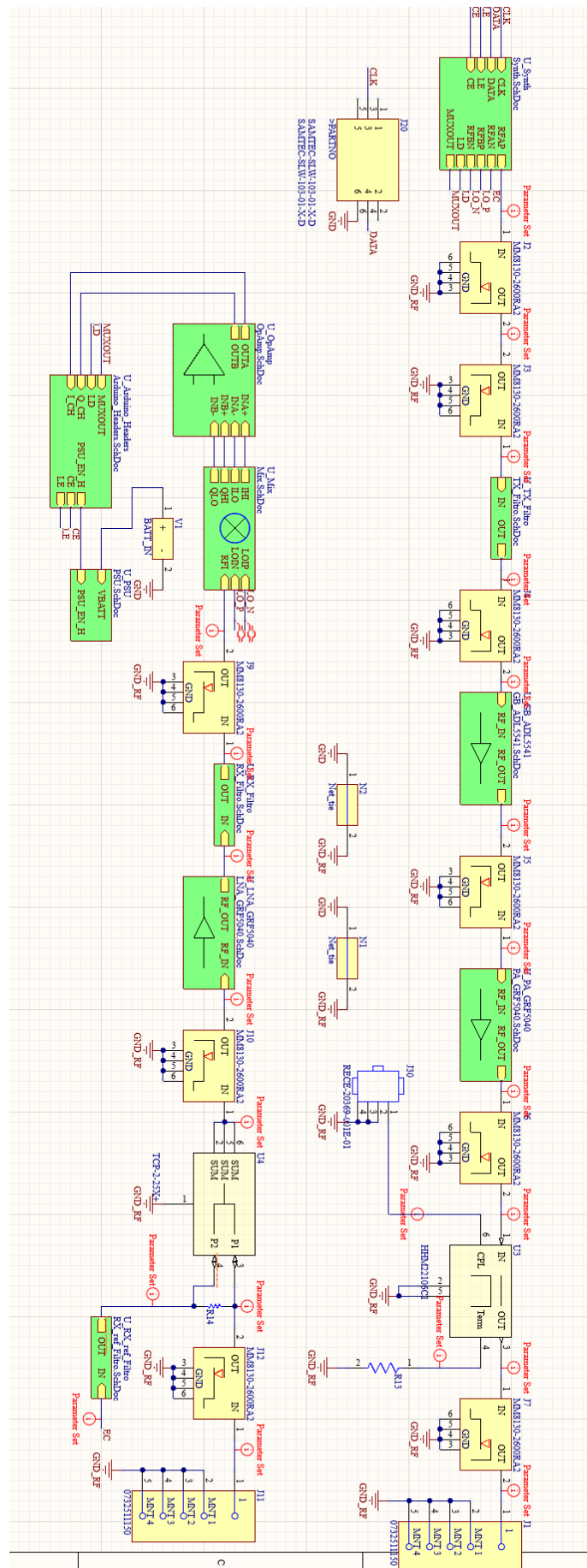


Figura 16: Esquemático do Radar no Altium

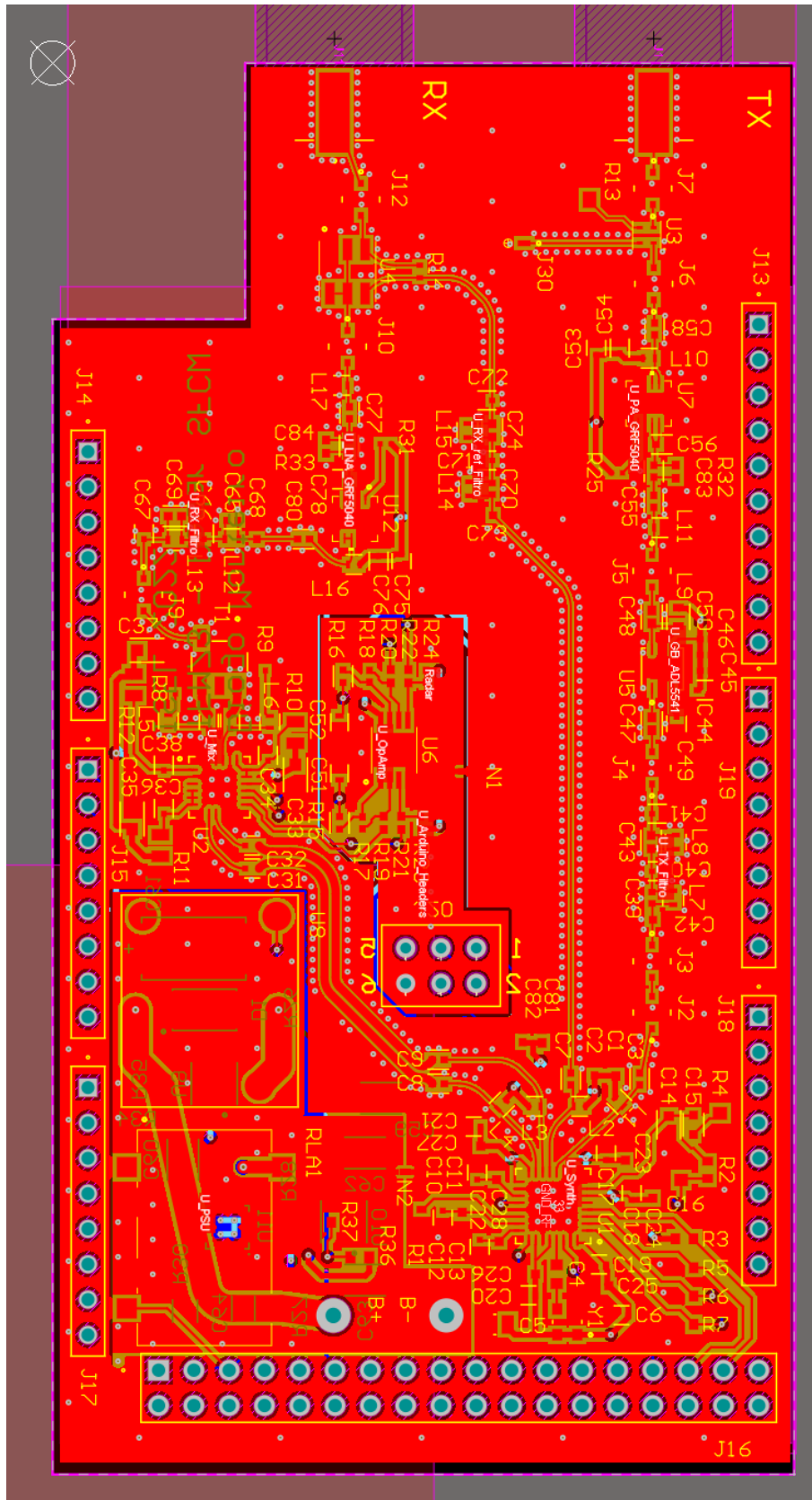


Figura 17: Desenho do Radar em PCB no Altium (camada superior)

3.2.2 Sintetizador

O sintetizador de frequência escolhido é o ADF4351 [19]. Este é um sintetizador com base numa PLL e oferece as funcionalidades de *Integer-N* e *Fractional-N* para a sintetização de frequência. Este dispositivo é alimentado entre 3 V e 3.6 V, e disponibiliza uma variação de frequência nas saídas entre 35 MHz e 4.4 GHz, sendo que o VCO interno apenas disponibiliza 2.2 GHz até 4.4 GHz. Frequências inferiores a 2.2 GHz são obtidas a partir de divisão de frequência na saída do dispositivo. A uma alimentação de 3.3 V, o *datasheet* refere um consumo máximo de 133 mA, com um consumo adicional de 6 mA por cada divisão por 2 nas saídas.

A frequência na saída é obtida por comparação com uma frequência de referência cujo valor máximo é 32 MHz com *Fractional-N*, ou 90 MHz com *Integer-N*. A escolha da frequência é feita através dos registos internos. Existem seis registos internos, através dos quais se definem os valores a utilizar nos contadores *Integer-N* e *Fractional-N*, divisor de entrada, configurações como a potência de saída, e a ativação de algumas *flags*.

O acesso é feito por SPI, sendo necessário fornecer um sinal de relógio, um sinal de dados e um sinal *load enable*, implementado num dos pinos de saída digitais, que sinaliza o carregamento dos valores nos registos em cada transação. Para facilitar a configuração do dispositivo, existe uma biblioteca para Arduino [31], que oferece um conjunto de funções às quais se fornece a frequência e configurações desejadas, e que calculam os valores a carregar nos registos.

O dispositivo oferece quatro níveis configuráveis de potência na saída (*single-ended*): -4 dBm, -1 dBm, 2 dBm ou 5 dBm. O sinal de saída pode ser retirado em modo diferencial ou *single-ended*, e a forma de onda é quadrada. Logo, é necessário um filtro passa-baixo subsequente para eliminar as harmónicas do sinal e transformá-lo num sinal sinusoidal. Existe uma saída auxiliar, com a mesma frequência que a saída principal. Desta saída auxiliar pode ser retirado o sinal para o oscilador do desmodulador de banda-base, uma vez que a arquitetura homodina escolhida requer um oscilador de frequência igual à frequência transmitida.

Existe também a possibilidade de, internamente através de configuração no registo R4, o dispositivo desligar a saída até que o sinal sintetizado estabilize (*lock*), diminuindo o consumo e evitando a transmissão de espúrios.

Nas Figuras 18 e 19 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação do sintetizador em PCB. O circuito foi desenhado com base no circuito da placa de desenvolvimento, disponibilizado pelo fabricante, com adaptação para frequências superiores a 1 GHz pela utilização de uma bobina em paralelo com cada saída RF.

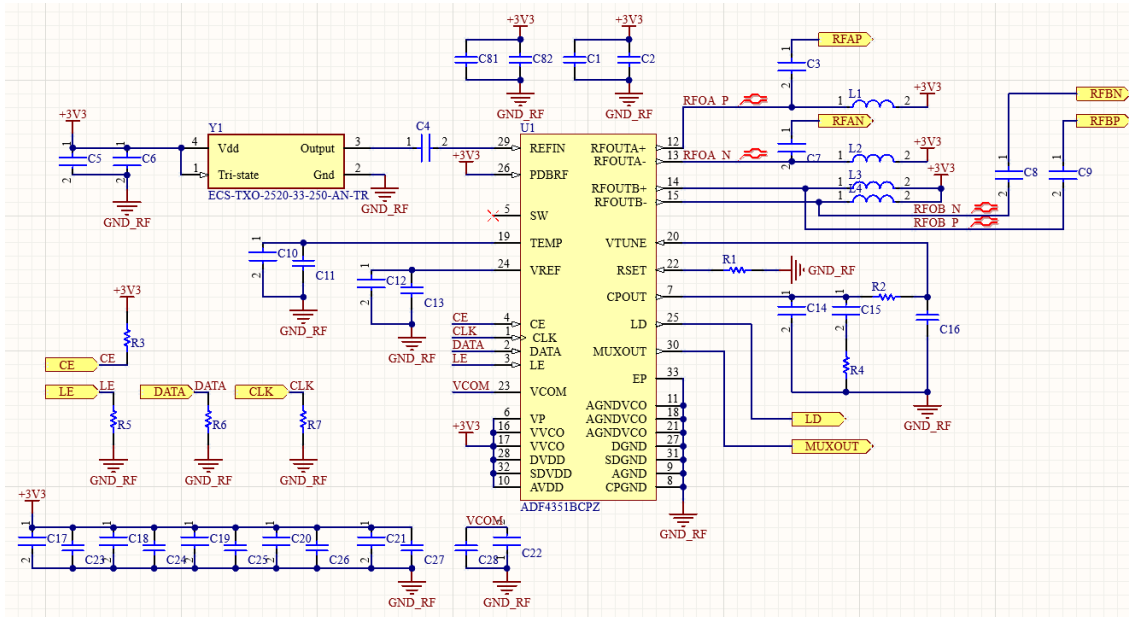


Figura 18: Esquemático Altium do sintetizador a implementar em PCB

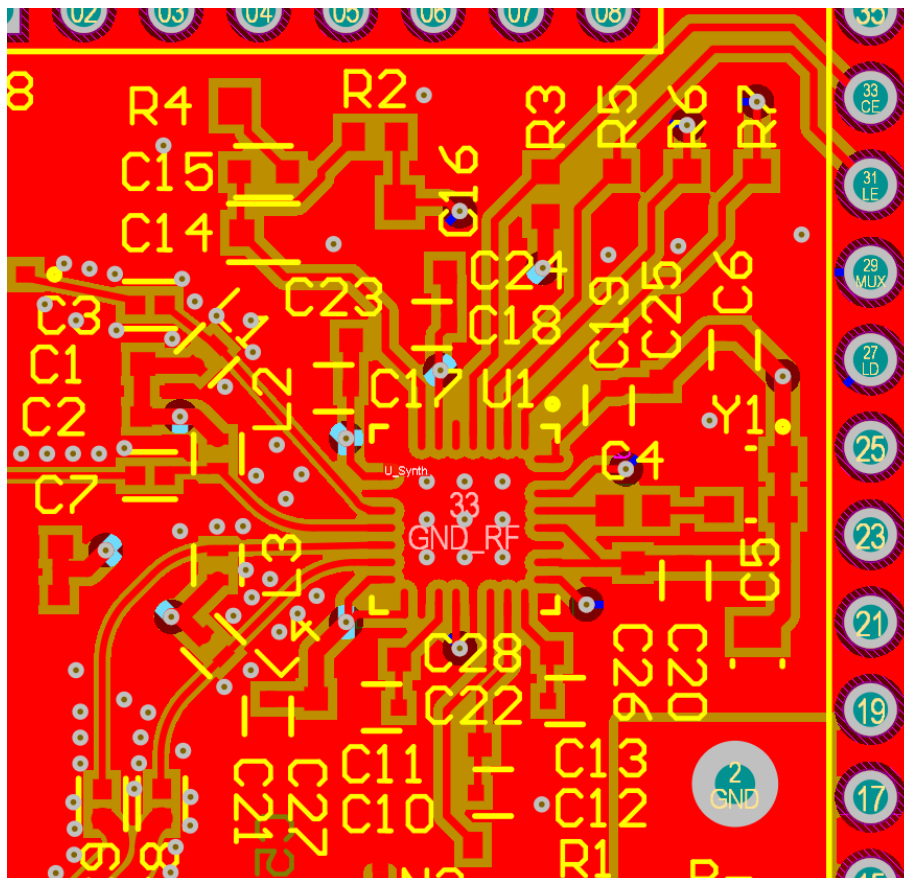


Figura 19: Desenho do circuito do sintetizador em PCB no Altium

3.2.3 Unidade de Processamento

O microcontrolador a utilizar será o *Arduino Due*, baseado no processador *Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3*. Este suporta nativamente a comunicação série em SPI, que junto com a disponibilidade da biblioteca específica ao ADF4351, torna o controlo do sintetizador bastante conveniente.

O *Arduino Due* oferece 12 entradas analógicas, que convertem um sinal para o domínio digital com uma resolução até 12 bit. O ritmo de amostragem máximo é cerca de 1 MHz para um único canal. Sendo que se opta por uma arquitetura homodina com amostragem em banda-base, este ritmo de amostragem será suficiente mesmo para dois canais de entrada. Existem ainda 54 pinos digitais, configuráveis individualmente como entradas ou saídas, que servirão como sinais de controlo (por exemplo, o *chip enable* do ADF4351).

A implementação com *Arduino*, devido à interface gráfica e ao modo de programação, torna a iteração do código a desenvolver para controlar o sistema rápida e conveniente. Existindo também bibliotecas para implementação da FFT/IFFT, todo o processamento pode ser realizado no *Arduino*.

3.2.4 Filtragem das Harmónicas

Sendo a saída do sintetizador ADF4351 um sinal retangular, que na transmissão deverá ser sinusoidal, as harmónicas presentes no sinal têm de ser filtradas antes da amplificação e transmissão. Para tal, dimensiona-se um filtro passivo passa-baixo elítico de 5ª ordem com a aplicação "LC Filter Design Tool"[6], com o objetivo de garantir uma diferença de pelo menos 30 dB das harmónicas em relação à frequência fundamental.

Pretendendo-se utilizar a banda entre 1 GHz e 1.2 GHz, escolhe-se uma frequência de corte de 1.3 GHz. Com *ripple* na banda de passagem de 0.1 dB, atenuação final de 50 dB, e componentes da série E96, obtém-se os valores do filtro apresentado na Figura 20. A Figura 21 representa a resposta em frequência do filtro. Assumindo o pior caso para a atenuação da segunda harmónica, com a frequência fundamental a 1 GHz, a segunda harmónica em 2 GHz é atenuada em cerca de 41 dB. Em relação à terceira harmónica, dentro da banda escolhida, a atenuação desta diminui com o aumento da frequência. Logo, o pior caso é quando a frequência fundamental é 1.2 GHz, com a terceira harmónica em 3.6 GHz e uma atenuação em cerca de 45 dB. Impondo ao filtro uma atenuação mínima para as harmónicas de 30 dB, o limite inferior na frequência fundamental é cerca de 920 MHz, dado pela segunda harmónica com uma atenuação de 30 dB a 1.84 GHz.

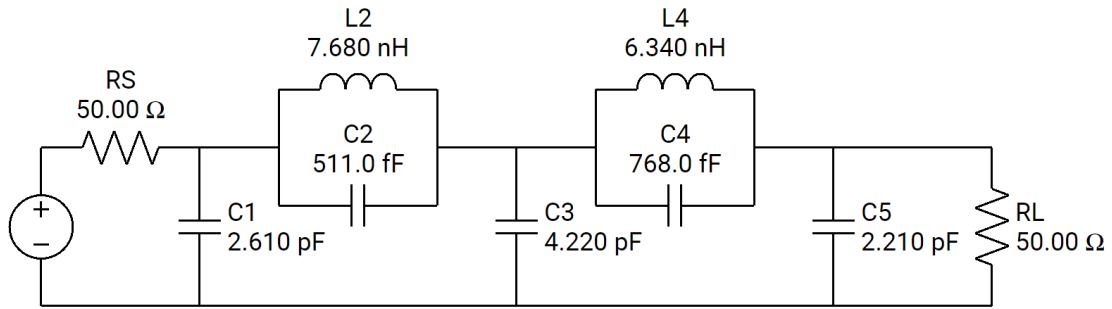


Figura 20: Filtro passa-baixo elítico dimensionado para corte em 1.3 GHz. Extraído de [6]

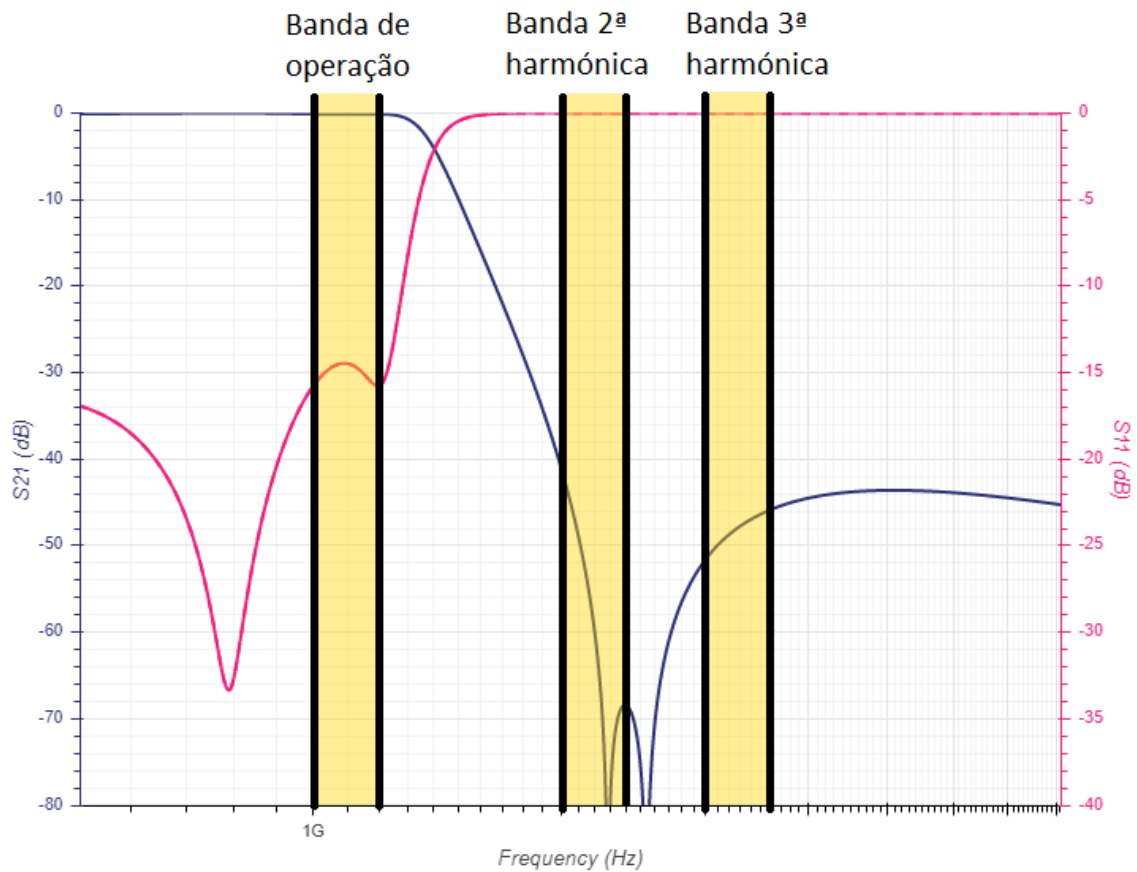


Figura 21: Resposta em frequência do filtro passa-baixo elítico dimensionado, com frequência de corte de 1.3 GHz. S11 a rosa e o S21 a azul. Adaptado de [6]

Nas Figuras 22 e 23 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação dos filtros em PCB.

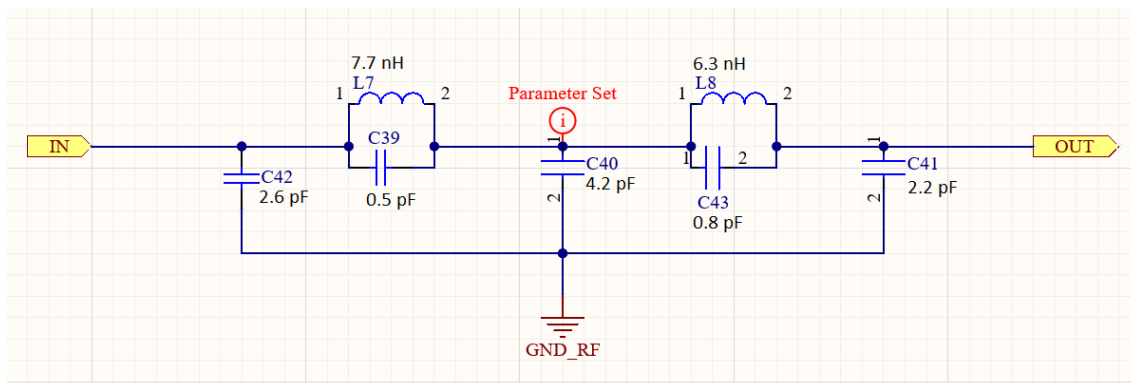


Figura 22: Esquemático Altium do filtro passa-baixo a implementar em PCB

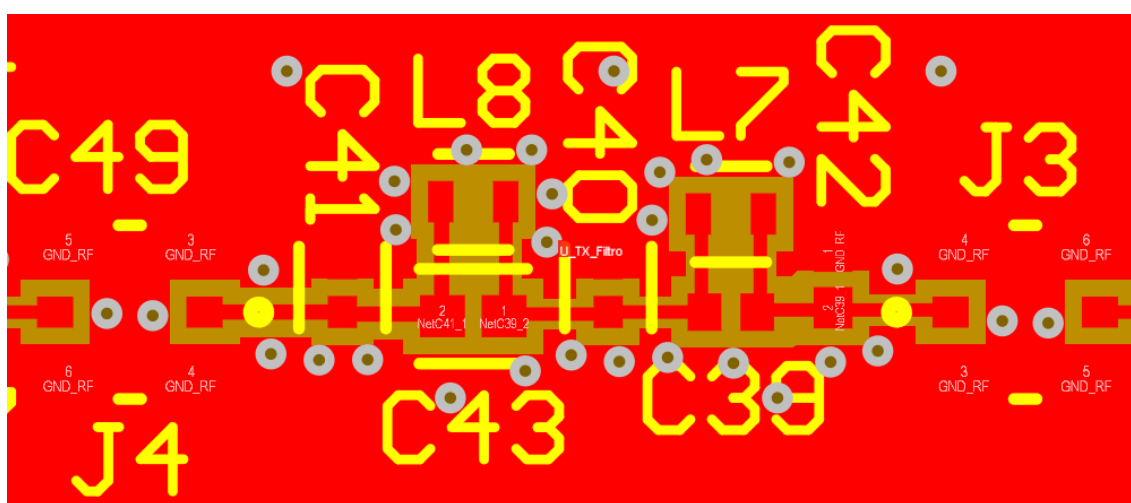


Figura 23: Desenho do circuito do filtro passa-baixo em PCB no Altium

3.2.5 Antenas

As antenas a utilizar foram já desenhadas e construídas previamente. São do tipo Vivaldi Antipodal, com alimentação *single-ended*, pelo que não se irá utilizar a saída diferencial do sintetizador de frequência. As antenas foram desenhadas para frequências superiores a 700 MHz, pelo que introduzem um limite inferior na banda de operação do Radar.

3.2.6 Desmodulador I/Q

Escolhida a arquitetura homodina na cadeia de receção, o ADL5387 [25] será o desmodulador utilizado para a conversão do sinal recebido de RF para banda-base. Alimentado a 5 V, este recebe um sinal RF entre 30 MHz e 2 GHz e LO (Local Oscillator) entre 60 MHz e 4 GHz, ambos em modo diferencial, pelo que a entrada RF, que no Radar é *single-ended*, terá de ser adaptada para diferencial com um *balun*. Em [25] é sugerido um *balun* ETC1-1-13 da MACOM. Já a entrada LO pode ser diretamente diferencial, uma vez que o ADF4351 disponibiliza uma saída diferencial. Por utilizar métodos de divisão de frequência por dois para a mistura, o sinal LO fornecido tem o dobro da frequência do

sinal transmitido e, podendo ser derivado da saída auxiliar do sintetizador de frequência, não é necessário gerar frequências diferentes no sintetizador.

O fabricante indica um ganho de conversão de 4.3 dB com carga diferencial de 450 Ω a 900 MHz, e um desequilíbrio de fase de aproximadamente 0.2 graus a 900 MHz, um valor baixo e característica importante no Radar SFCW, pois se as componentes I e Q não estiverem desfasadas em 90 graus, existirá uma diminuição da sensibilidade, porque as componentes I e Q interferem-se mutuamente. Apresenta também um bom isolamento do LO para RF, com -79 dBm. A alimentação é feita entre 4.75 V e 5.25 V, com uma corrente típica máxima de 180 mA. A potência RF máxima na entrada é 15 dBm, pelo que, toda a cadeia de recepção, incluindo as antenas, deve ser projetada para que este valor nunca seja excedido.

A saída é feita em modo diferencial, tendo cada pino uma impedância de saída de 25 Ω para uma impedância de saída total de 50 Ω . Cada par diferencial deverá atacar uma carga diferencial de pelo menos 200 Ω , sendo que posteriormente na amplificação final das componentes I e Q estas são convertidas para *single-ended*.

O funcionamento da mistura por *divide-by-2* impõe uma frequência máxima de transmissão: uma vez que o sinal LO gerado pelo sintetizador tem de ter o dobro da frequência de RF, e a frequência máxima do sintetizador é 4.4 GHz, a frequência máxima na transmissão é assim 2.2 GHz. Por outro lado, para que a razão entre o sinal LO e RF seja sempre o dobro, e uma vez que a frequência mínima do VCO é 2.2 GHz, a frequência de RF mínima será 1.1 GHz.

Nas Figuras 24 e 25 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação do desmodulador em PCB. A adaptação na entrada RF é feita com o *balun* MABA-007871-CT1A40 da Macom, mas para efeitos de esquemático foi utilizado o ETC1-1-13TR, também da Macom, por ter um *footprint* idêntico e estar presente na biblioteca do Altium. Todas as resistências são de 0 Ω . O circuito foi desenhado com base nos circuitos disponibilizados pelo fabricante em [25].

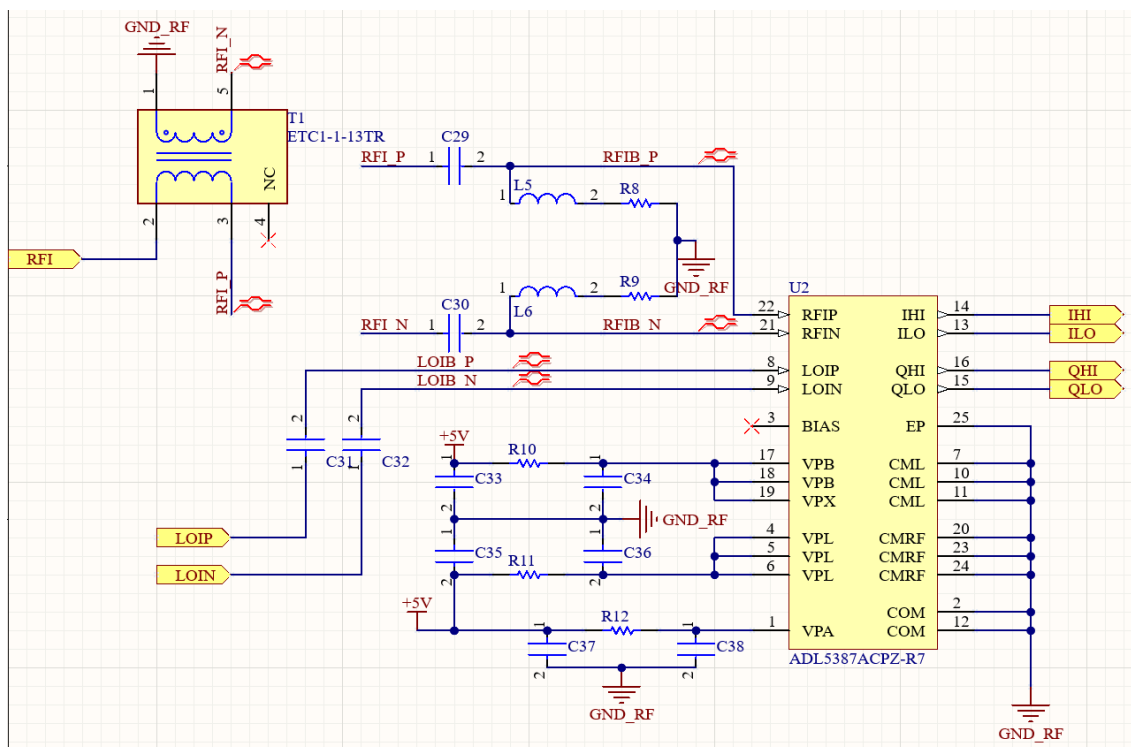


Figura 24: Esquemático do desmodulador I/Q

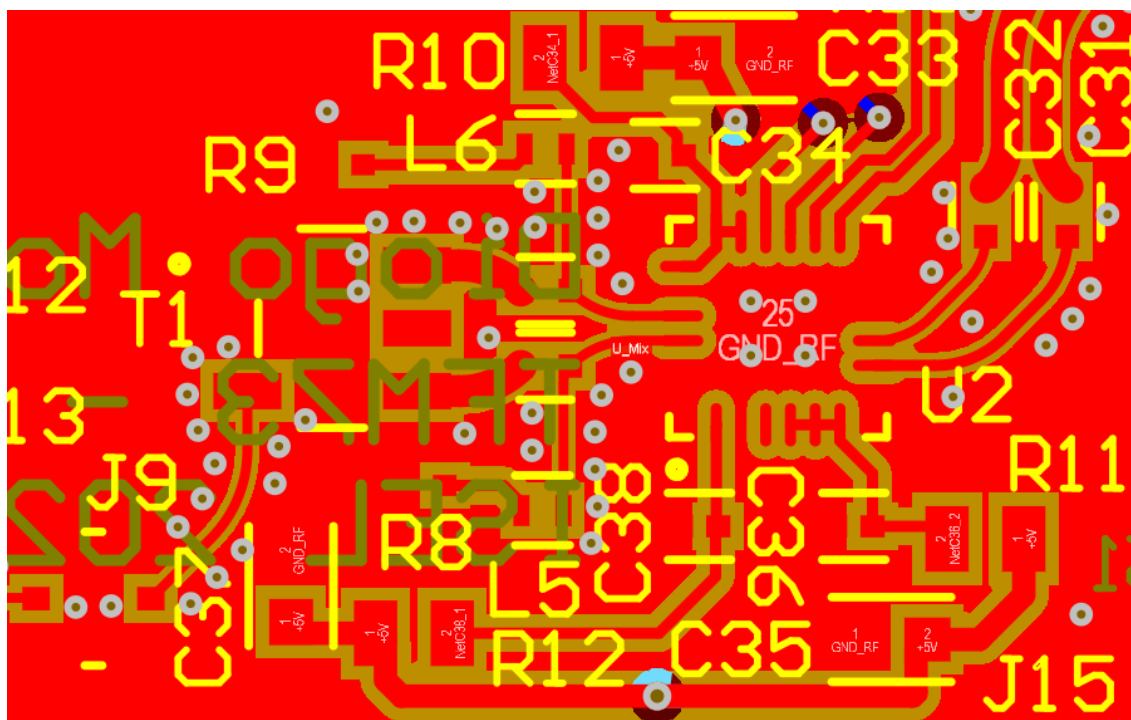


Figura 25: Desenho do layout da PCB do desmodulador I/Q

3.2.7 Amplificação na Transmissão

Dada a baixa potência gerada pelo ADF4351, no máximo 5 dBm, existe a necessidade de um amplificador de potência na cadeia de transmissão. No entanto, tendo em conta

os dispositivos disponíveis e a intenção de atingir a potência de transmissão máxima de 1 W, não é comum um amplificador de potência fornecer o ganho de 25-30 dB necessário. Nesse caso, opta-se pela abordagem de distribuir o ganho por um Pré-Amplificador e um Amplificador de Potência.

O Pré-Amplificador escolhido é o ADL5541 da Analog Devices [32], que oferece um ganho fixo de 15 dB entre 20 MHz e 6 GHz. A maior vantagem deste amplificador é que tem adaptação interna a 50Ω na banda de frequência de operação, o que torna a sua implementação mais simples por não necessitar de adaptação externa com bobinas e condensadores, requer apenas condensadores de desacoplamento na entrada e saída, filtragem da alimentação, e uma bobina entre a saída e a alimentação. A alimentação é a 5 V, podendo ser compartilhada com o desmodulador ADL5387.

Nas Figuras 26 e 27 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação do Pré-Amplificador ADL5541 em PCB, necessitando apenas, nas ligações RF, dos condensadores de desacoplamento DC e uma bobina para polarização da saída.

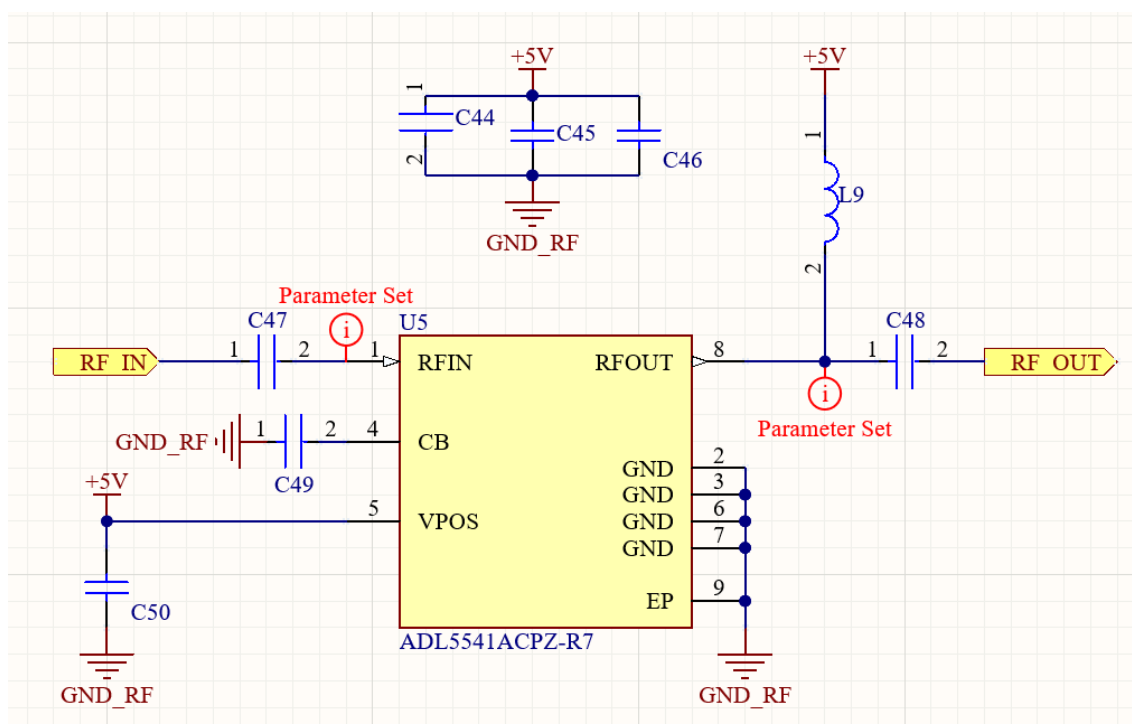


Figura 26: Esquemático do pré-amplificador ADL5541 a implementar em PCB

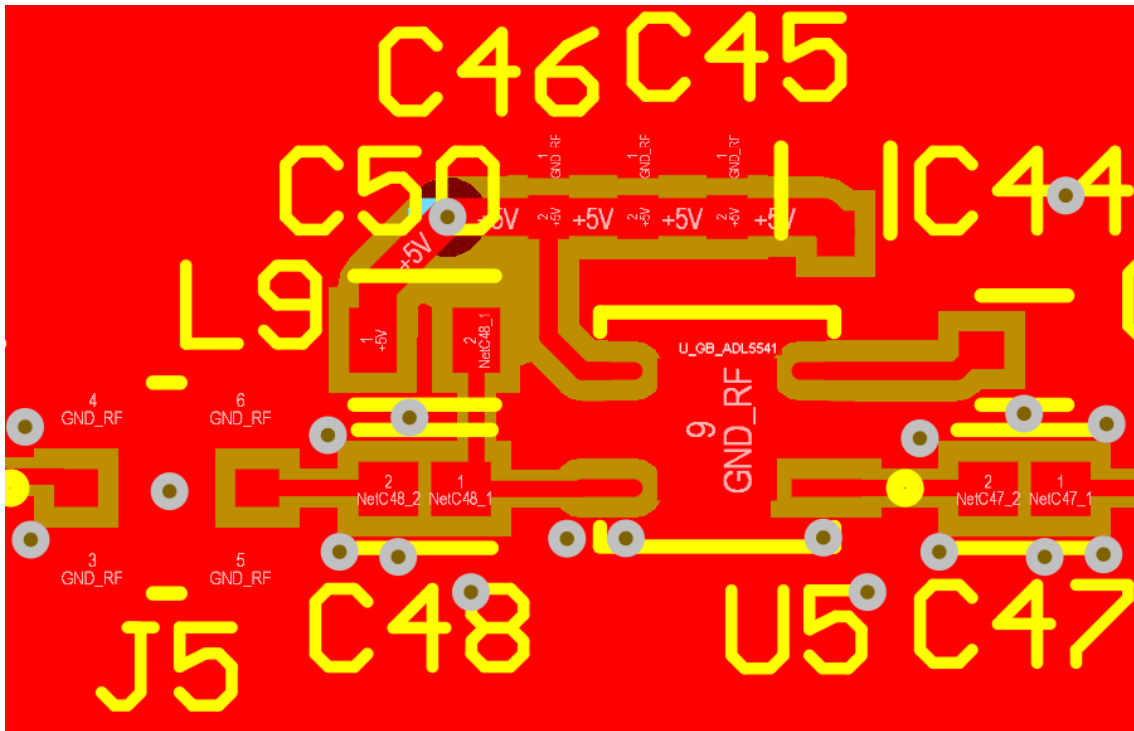


Figura 27: Desenho do *layout* do pré-amplificador ADL5541 em PCB

Para que a potência de transmissão possa atingir 1 W, tem de se ter em conta o parâmetro OP1dB do amplificador de potência, ou seja, o valor de potência na saída para o qual a compressão atinge 1 dB. É ideal que este seja ligeiramente superior a 30 dBm (1 W), para que o sinal na saída não sofra compressão (distorção harmónica). Nesta condição, destacaram-se os amplificadores da Guerrilla RF.

O amplificador de potência escolhido é o GRF5020, que com alimentação de 10 V, atinge um OP1dB superior a 30 dB. O ganho máximo nessa condição é 20 dB, e o dispositivo pode ser adaptado num intervalo entre 0.1 GHz e 6 GHz com larguras de banda fracionais de 30%, mediante um circuito externo específico. A adaptação a 50 Ω pode ser feita recorrendo aos coeficientes de reflexão (Parâmetros S) do amplificador ou a circuitos para intervalos de frequência específicos, ambos disponibilizados pelo fabricante. Considerando o intervalo de frequências a que o radar irá operar, 1.1 GHz a 1.3 GHz, a adaptação mais adequada que o fabricante disponibiliza é entre 900 MHz e 1.3 GHz [33].

Nas Figuras 28 e 29 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação do amplificador GRF5020 em PCB, com a respetiva rede RLC de adaptação na entrada para o intervalo 900 MHz - 1.3 GHz.

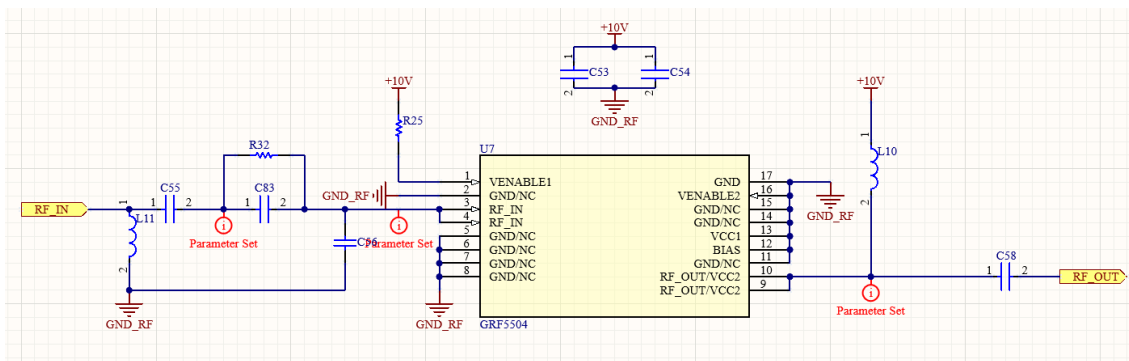


Figura 28: Esquemático do amplificador de potência, o GRF5020, a implementar em PCB

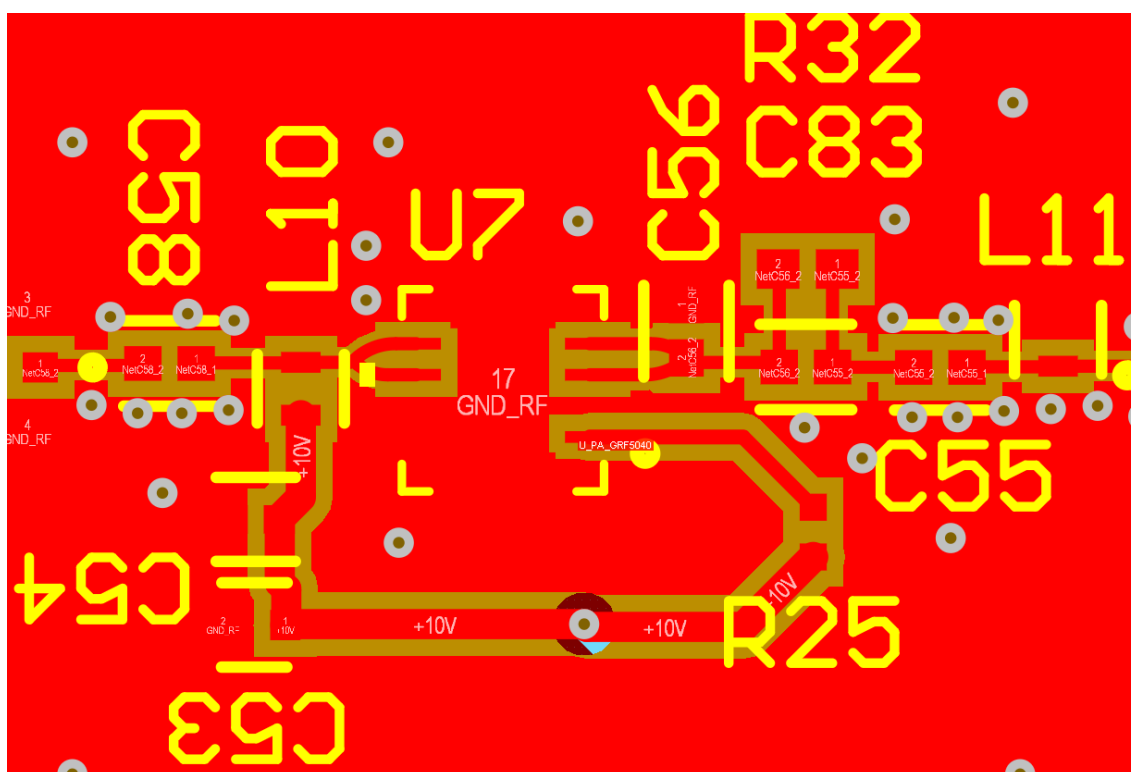


Figura 29: Desenho do layout do amplificador de potência GRF5020 em PCB

3.2.8 Amplificação na Recepção

Uma característica importante no LNA da cadeia de recepção é que tenha um *Noise Figure* (NF) suficientemente baixo, para que não introduza demasiado ruído em sinais que pela sua baixa potência são suscetíveis ao ruído. O GRF5020 oferece um NF inferior a 3 dB, pelo que para o LNA foi escolhido também este dispositivo. O amplificador de potência e LNA têm a mesma referência e circuito de adaptação, o que facilita no dimensionamento e caracterização do sistema.

3.2.9 Amplificador Diferencial

O desmodulador ADL5387 obtém as componentes I e Q em modo diferencial. Para que a amostragem destes valores seja feita em *single-ended*, é necessária a adição de um amplificador diferencial. Este permitirá também, através de ganho, ajustar a gama dinâmica dos valores obtidos na mistura à gama do ADC, que faz a amostragem entre 0 V e 3.3 V.

Para este amplificador, utiliza-se para cada canal um amplificador operacional com a configuração da Figura 30, que amplifica a diferença entre dois sinais de acordo com a seguinte expressão:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \times (V_i^+ - V_i^-) + V_{ref}$$

Com a seguinte condição:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Para que os valores de tensão se encontrem entre 0 V e 3.3 V, a referência na entrada não-inversora é feita não com 0 V, mas com $V_{ref} = 1.65$ V, que tem o efeito de centrar os valores amplificados em 1.65 V. Este *offset* é removido em *software*, centrando os valores I e Q em zero. A alimentação é 3.3 V, que reduz a complexidade da PSU e tem o efeito benéfico de limitar a tensão entregue ao ADC a 3.3 V.

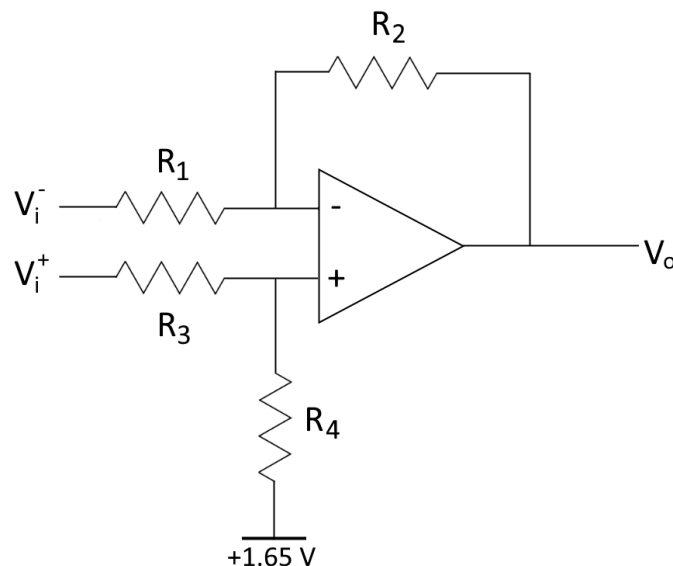


Figura 30: Amplificador Diferencial

Com os valores escolhidos para as resistências R_1 e R_3 , a impedância de entrada diferencial é 480Ω , adequada para a saída do ADL5387. O ganho necessário é determinado experimentalmente com base no intervalo de tensões observadas à saída do ADL5387, de modo a que estas se encontrem entre 0 V e 3.3 V sem existir saturação. Utilizar todo este intervalo é importante pois aumenta a gama dinâmica da amostragem, sendo que para o ADC de 12-bit a 3.3 V do Arduino Due, a resolução em tensão é $806 \mu\text{V}$.

O dispositivo escolhido é o MCP6V67 [34], que é de canal duplo, ou seja, incorpora dois amplificadores operacionais num só componente. Deste modo, o circuito é replicado para o canal I e Q e reduz-se o espaço ocupado por este bloco na PCB. Uma vez que os canais I e Q serão DC, o produto ganho-largura de banda do amplificador não é crítico, a escolha baseia-se no facto de ser *rail-to-rail* (o intervalo de tensão na saída corresponde ao intervalo entre a alimentação e a referência), permitir uma alimentação de 3.3 V (máximo de 5.5 V), e ser canal duplo.

À saída de cada amplificador é colocado um filtro passa-baixo RC de primeira ordem, uma vez que a saída é feita em DC. Com uma resistência de $1 \text{ k}\Omega$ e um condensador de 100 nF , obtém-se uma frequência de corte de 1.59 kHz , da seguinte expressão:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C}$$

Este filtro apresenta uma constante de tempo ($R \times C$) de 0.1 ms , sendo que para a amostragem, o tempo correspondente à estabilização da tensão de aproximadamente cinco constantes de tempo após mudança de frequência (0.5 ms) é aceitável. Já uma redução da frequência de corte em dez vezes impõe um tempo de estabilização de 5 ms , pelo que já existe um impacto significativo no ritmo de amostragem.

Nas Figuras 31 e 32 está o circuito desenvolvido no Altium para implementação do MCP6V67 em PCB.

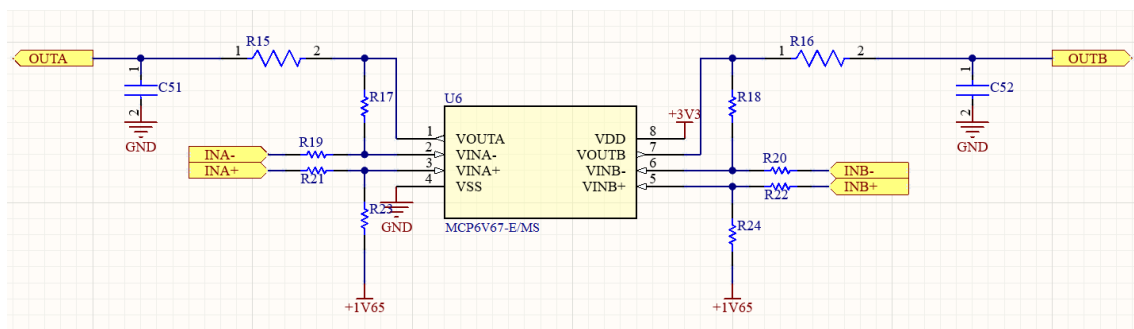


Figura 31: Esquemático do MCP6V67 a implementar em PCB

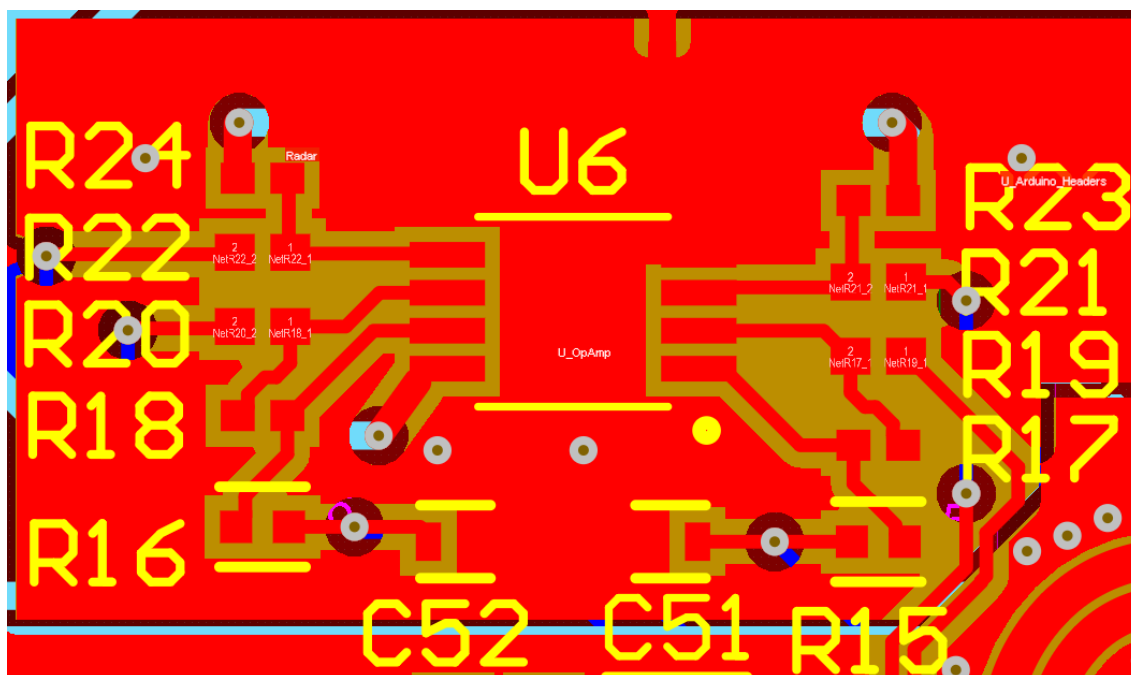


Figura 32: Desenho do *layout* dos amplificadores subtratores baseados no MCP6V67 em PCB

3.2.10 *Power Supply Unit - PSU*

Para possibilitar a alimentação de todos os componentes do Radar integrados na placa de circuito impresso, é necessário o projeto de uma *Power Supply Unit*. Considerando os intervalos possíveis para a alimentação dos diferentes componentes, esta fonte deverá disponibilizar três opções de alimentação: 3.3 V, 5 V e 10 V. Existe ainda a necessidade de fornecer 1.65 V para a referência da entrada não-inversora do amplificador operacional. Com a consulta das correntes máximas de cada componente, estima-se a capacidade da PSU:

- 10 V: o circuito para o GRF5020 prevê uma corrente de 128 mA em cada dispositivo, a PSU deverá assegurar pelo menos 256 mA a 10 V, ou seja, com potência superior a 2.6 W;
- 5 V: o ADL5541 consome um máximo de 100 mA, e o ADL5387 consome 180 mA, pelo que a PSU deverá assegurar pelo menos 280 mA a 5 V, ou seja, potência superior a 1.4 W;
- 3.3 V: o ADF4351 consome um máximo de 139 mA, enquanto que o amplificador operacional MCP6V67 consome 130 μ A, pelo que a PSU deverá assegurar pelo menos 140 mA a 3.3 V, ou seja, potência superior a 0.5 W.

Uma característica importante no projeto desta fonte deverá ser um baixo nível de ruído, para minimizar a degradação na cadeia de transmissão e receção que pode interferir com o funcionamento do Radar. Por esse motivo, a tensão fornecida pela bateria é

primeiro convertida para um valor mais baixo por um conversor DC-DC em cada um dos três ramos da PSU, e um LDO faz a conversão para o valor de tensão desejado, com baixo ruído.

A arquitetura escolhida para a PSU é então a da Figura 33:

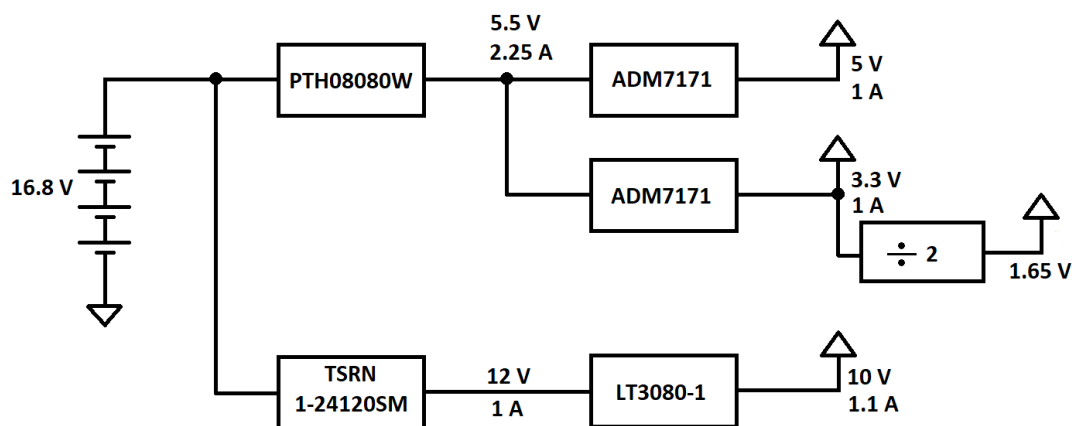


Figura 33: Diagrama de blocos da PSU

O LDO ADM7171, da Analog Devices [35], foi escolhido pelos seguintes motivos: intervalo de tensões ajustável adequado a tensões de 3.3 V e 5 V (entre 1.2 V e $V_{in} - 42$ mV), baixo ruído ($5 \mu\text{V rms}$), corrente máxima na saída de 1 A (boa margem em relação à corrente esperada) e simples implementação (três condensadores e duas resistências para ajuste da tensão). O componente está disponível em várias versões de tensão fixa, com a possibilidade de subir a tensão na saída com duas resistências. Tendo em conta as tensões necessárias e a disponibilidade em stock, optou-se pela versão de 1.3 V, ajustados individualmente a 3.3 V e 5 V. Através de um divisor de tensão com duas resistências de 20Ω na saída de 3.3 V, obtém-se os 1.65 V para a referência virtual do amplificador operacional. Dada a baixa tensão de drop-out de 42 mV, a tensão à entrada de cada ADM7171 pode ser próxima de 5 V, tendo-se definido 5.5 V.

O conversor DC-DC PTH08080W, da Texas Instruments [36], adequa-se à necessidade da tensão regulada de 5.5 V para os ADM7171. A saída é ajustável entre 0.9 V e 5.5 V, e pode receber na entrada os 16.8 V da bateria (intervalo entre 4.5 V e 18 V).

Para fornecer os 10 V, uma vez que não é possível utilizar um terceiro ADM7171, foi escolhido o LT3080-1, da Linear Technology [37]. Este apresenta também baixo ruído ($40 \mu\text{V rms}$), corrente de saída máxima de 1.1 A, e saída ajustável entre 0 V e $V_{in} - 350$ mV, e a implementação é feita com apenas uma resistência para ajuste da tensão, e um condensador em paralelo na saída. Devido a uma especificação do dispositivo, em que a tensão no pino $V_{CONTROL}$ deve ser 1.35 V superior à tensão regulada na saída, e uma vez que nesta PSU o pino de entrada está ligado ao pino $V_{CONTROL}$, o intervalo ajustável na saída é efetivamente $V_{in} - 1.35$ V, e por isso definiu-se que a tensão fornecida a este LDO será 12 V.

Devido à tensão de 12 V intermédia, superior à possível pelo PTH08080W, foi escolhido o TSRN 1-24120SM, da Traco Power [38], um conversor DC-DC com saída de 12 V quando não ajustada, e ajustável entre 4.5 V e 13.5 V, com corrente máxima na saída de 1 A e tensão máxima na entrada de 42 V, portanto, adequado à alimentação por bateria de 16.8 V. Este conversor não necessita de condensadores externos, e uma vez que a saída fixa de 12 V corresponde ao estabelecido para o LT3080-1, não é necessário ajuste de tensão com resistências.

A PSU inclui uma função de *power down*, sendo que todos os conversores têm disponível uma entrada de *enable*. Para os LDO ADM7171 e para o TSRN 1-24120SM, a regulação em tensão está ativa quando é fornecido aos respetivos pinos *enable* um sinal de nível lógico alto, 3.3 V fornecidos por um pino digital do Arduino. Quanto ao PTH08080WAS, é necessária lógica adicional com um transístor, pelo que este controlo não é utilizado, uma vez que os ADM7171 interrompem a alimentação a 5 V e 3.3 V. Finalmente, o controlo no LT3080-1 é feito pelo pino $V_{CONTROL}$, que está diretamente ligado à entrada em tensão, pois este pino deve receber uma tensão 1.35 V acima da tensão de saída pretendida [37]. Assim, quando o TSRN 1-24120SM é desligado pelo sinal do Arduino, a tensão em $V_{CONTROL}$ desce abaixo do limite e a saída é desligada.

Nas Figuras 34, 35 e 36 está o circuito desenvolvido para implementação da PSU em PCB. Por limitação de espaço na camada superior da PCB, o primeiro estágio da PSU (RLA1 e U8 e componentes associados) foi separado do segundo, que foi desenhado na camada inferior.

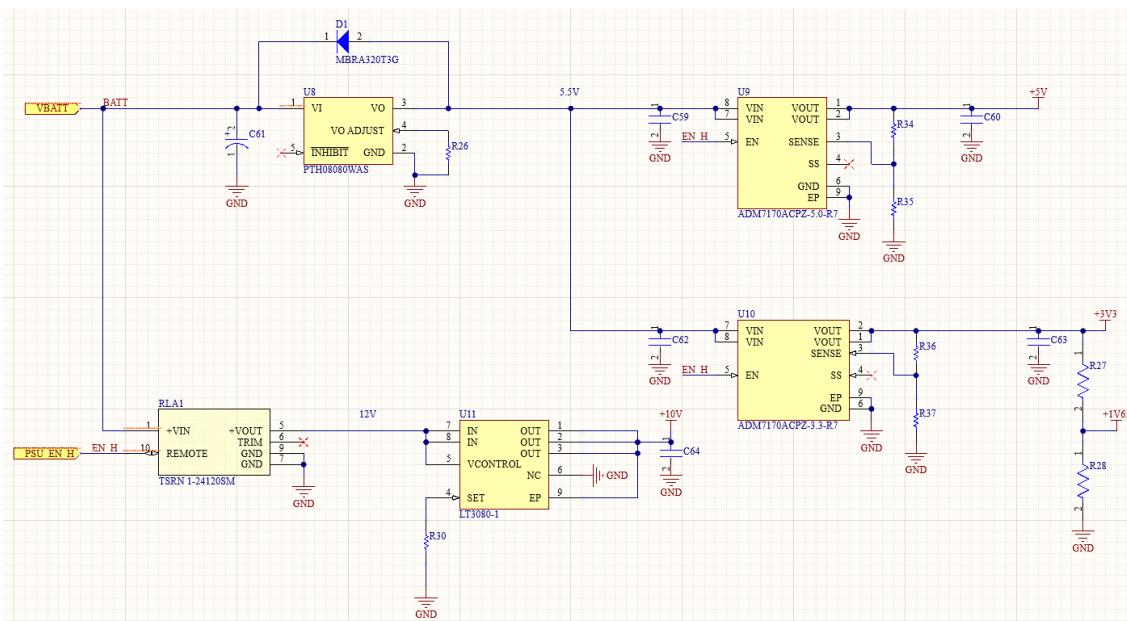


Figura 34: Esquemático Altium da PSU a implementar em PCB

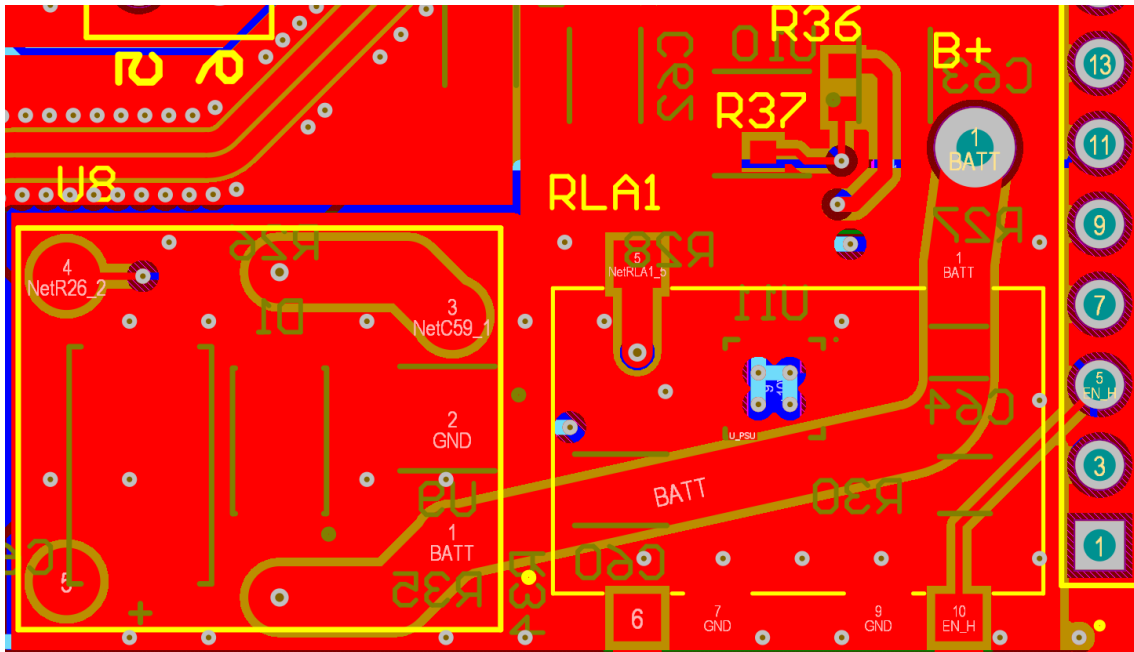


Figura 35: Desenho do *layout* da PSU em PCB (camada superior)

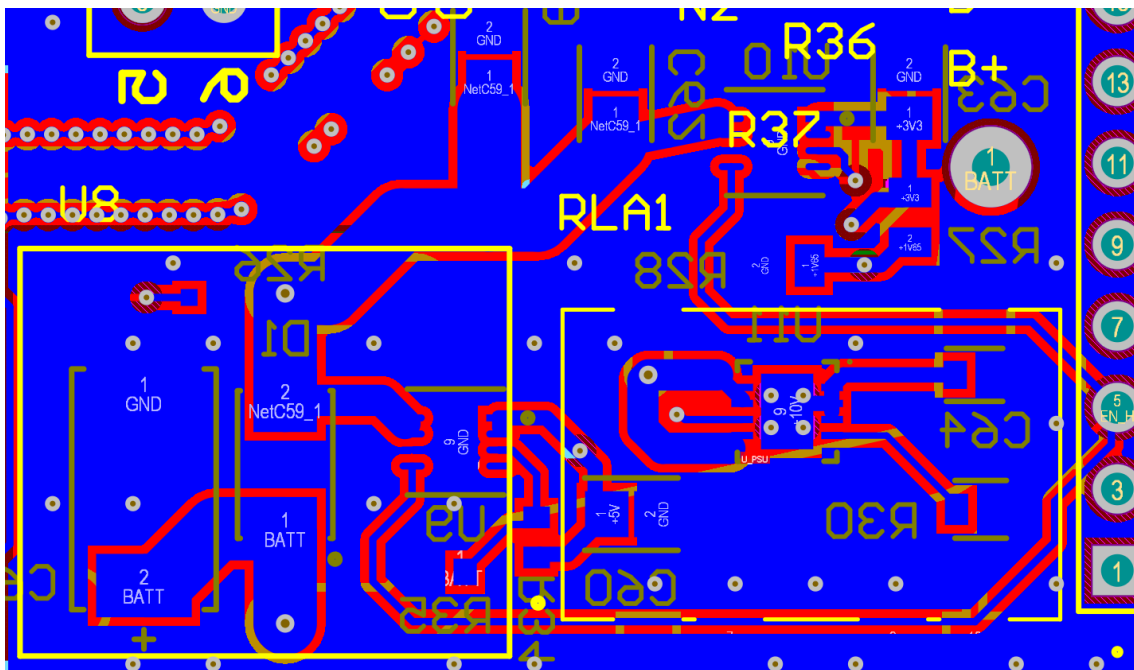


Figura 36: Desenho do *layout* da PSU em PCB (camada inferior)

3.2.11 Cancelamento de Auto-Interferência

Com o intuito de realizar o cancelamento da auto-interferência do transmissor no receptor, na sua implementação mais simples, é necessário um combinador à entrada da cadeia de recepção. Assumindo que o sinal transmitido chega diretamente à antena de recepção com uma diferença de fase nula, de modo a que esta interferência seja cancelada, deve ser realizada a sua soma com um sinal de igual potência, mas com uma diferença de fase de

180 graus.

Uma vez que toda a cadeia de transmissão é feita em modo *single-ended*, e o ADF4351 disponibiliza um sinal diferencial nas suas saídas (ou seja, dois sinais de igual potência mas com uma diferença de fase de 180 graus), o sinal complementar ao transmitido pode ser direcionado para um combinador na cadeia de recepção, onde é misturado com o sinal recebido. Idealmente, se as duas potências forem iguais (o que implica que o isolamento entre antenas seja complementar ao ganho da cadeia de transmissão), a auto-interferência é eliminada, mantendo, no entanto, os sinais refletidos por alvos que chegam com uma diferença de fase em relação à transmissão. A única alteração ao sinal complementar seria o mesmo filtro passa-baixo utilizado na cadeia de transmissão.

Na prática, é esperado que a diferença de fase entre os dois sinais à entrada do combinador não seja exatamente 180 graus, nem que as potências sejam exatamente iguais. Por um lado, os dispositivos de amplificação, assim como diferenças no comprimento das linhas, introduzem atrasos na fase. Por outro lado, o isolamento entre as antenas nem é constante na frequência, nem será sempre complementar ao ganho na transmissão.

O combinador escolhido para realizar esta mistura foi o TCP-2-25X+ da Mini-Circuits [9], que é adaptado para uma larga banda de frequência entre 200 MHz e 2.5 GHz, com um baixo desequilíbrio de fase de 1.2 graus. Na Figura 37 está o desenho em PCB no Altium do combinador, assim como o conector SMA para a antena de recepção. R_{14} é uma resistência de 475 Ω tal como indicada em *datasheet*, ligada entre os dois sinais a misturar.

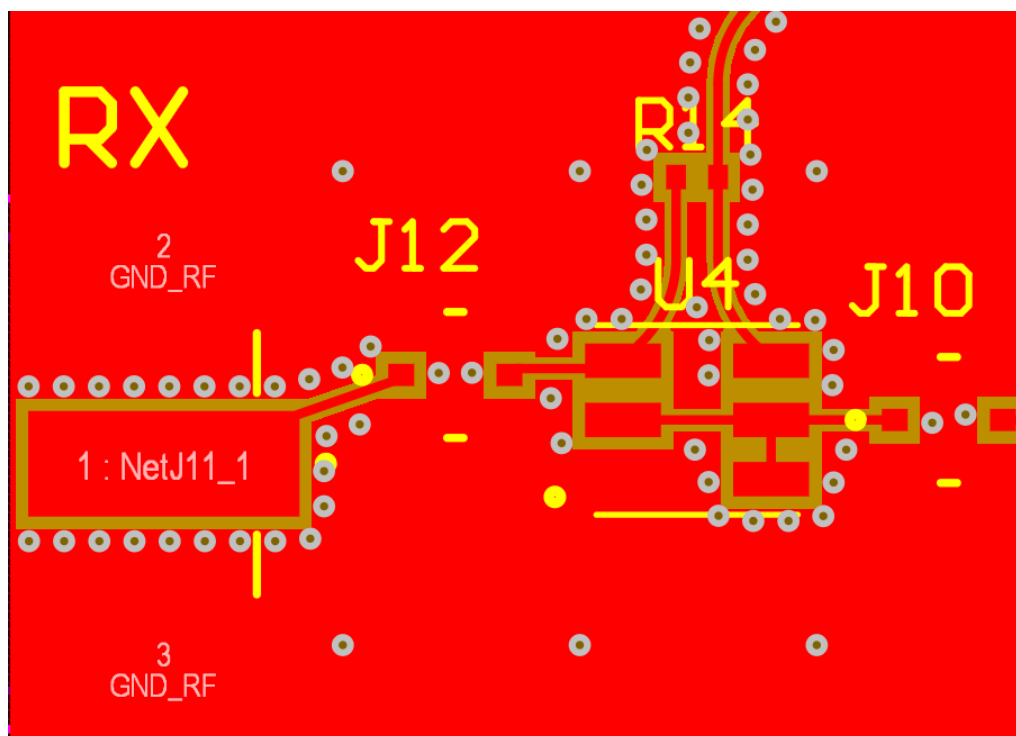


Figura 37: Desenho da entrada RX com combinador em PCB no Altium

4 Caracterização e Ensaios

4.1 Caracterização dos componentes

A próxima fase no desenvolvimento do Radar é a caracterização de cada componente, quando possível através das respetivas placas de desenvolvimento, analisando a sua resposta e limitações. Esta fase é importante pois permite avaliar se os componentes propostos cumprem individualmente os requisitos para o sucesso do projeto, e caso contrário, avaliam-se outras opções o mais cedo possível. Na caracterização, a utilização dos interruptores MM8130-2600RA2 demonstrou o carácter didático do Radar e permitiu a observação direta dos sinais, facilitando a deteção de problemas.

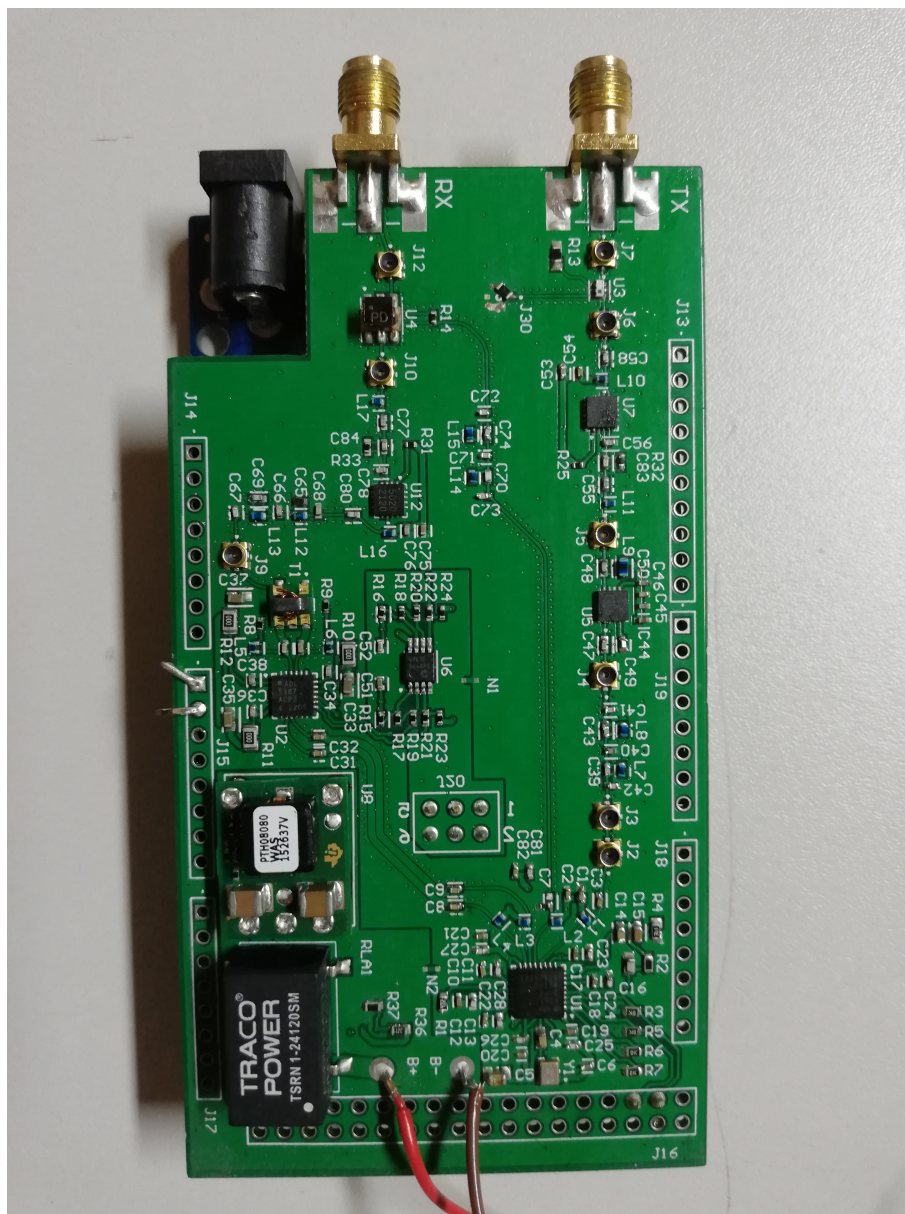


Figura 38: PCB após integração de todos os blocos analógicos

4.1.1 ADF4351

A caracterização do ADF4351 foi feita em laboratório com a placa de desenvolvimento, recorrendo ao analisador de espectro FSP Spectrum Analyzer, versão 7 GHz, da Rhode & Schwarz (exemplo na Figura 39), que permite observações no espectro entre 9 kHz e 7 GHz.



Figura 39: FSP Spectrum Analyzer, adaptado de [7]

Procurou-se estabelecer a relação entre a potência fornecida à frequência fundamental, segunda e terceira harmónica, em função da frequência. Para tal, configurou-se o ADF4351 para uma potência de 5 dBm, com o Arduino a controlar o carregamento dos registos para variação de frequência em ciclo contínuo.

A saída SMA diferencial da placa de desenvolvimento do ADF4351 foi conectada diretamente em modo *single-ended* ao analisador com um cabo coaxial, com o porto não utilizado ligado a uma carga de 50 Ω . A placa possui um sinal de referência interno de 25 MHz, proveniente de um circuito com cristal.

Registaram-se as variações de potência para as 3 harmónicas ao longo do espectro (Figura 40), configurando o ADF4351 para um varrimento de toda a sua gama, de 35 MHz até 4.4 GHz. Recorreu-se à função *Track* do analisador, que deteta um máximo de potência acima de um limite definido, e faz automaticamente o seguimento ao longo do espectro. Regista-se também na Figura 40 a potência das três harmónicas quando a frequência fundamental é 1 GHz (logo, segunda harmónica a 2 GHz e terceira harmónica a 3 GHz).

As medições da frequência fundamental foram feitas em duas partes: na primeira, com o analisador configurado para RBW de 1 MHz e potência de referência 0 dBm, e o varrimento em frequência do ADF4351 com um passo de 1 MHz, entre 35 MHz e 1.2 GHz. Na segunda parte, com o analisador configurado para RBW de 3 MHz e potência de referência 0 dBm, e o varrimento em frequência do ADF4351 com um passo de 5 MHz, entre 1.2 GHz e 4.29 GHz.

As medições da segunda harmónica foram feitas com o analisador configurado para RBW de 300 kHz e potência de referência 0 dBm, e o varrimento em frequência do ADF4351 com um passo de 2 MHz.

As medições da terceira harmónica foram feitas com o analisador configurado para RBW de 1 MHz e potência de referência 0 dBm, e o varrimento em frequência do ADF4351 com um passo de 1 MHz.

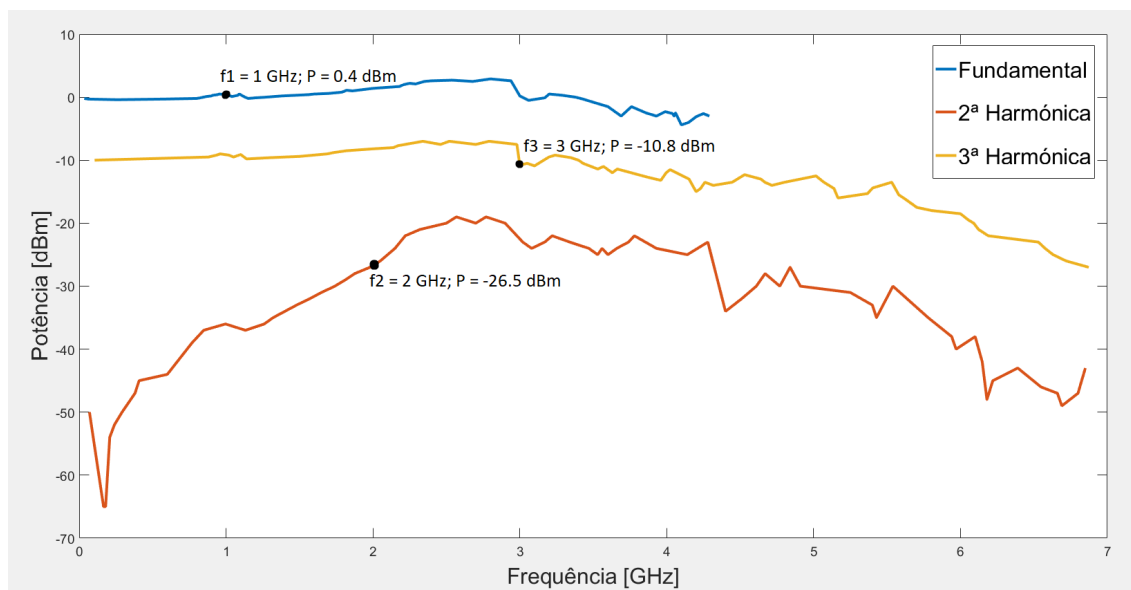


Figura 40: Potência das primeiras 3 harmônicas do ADF4351 em função da frequência

Uma primeira conclusão a retirar é que, mesmo com a potência definida a 5 dBm no sintetizador, as perdas ao longo da cadeia do sinal resultam numa potência da frequência fundamental de 0 dBm em determinados intervalos de frequência, e descendo até potências tão baixas quanto -4 dBm a partir de 3.6 GHz. O máximo de potência atingido foi cerca de 3 dBm em 2.8 GHz, sendo que a potência sobe acima dos 0 dBm entre 1.6 GHz e 3 GHz. No entanto, em relação ao modo diferencial é expectável que exista uma diminuição na potência, não se atingindo o máximo.

A segunda harmónica, cuja primeira frequência é 70 MHz, apresenta inicialmente valores tão baixos como -50 dBm, subindo até atingir -20 dBm a 2.3 GHz (fundamental de 1.15 GHz). Entre os 3 GHz e 4.28 GHz, a potência oscila em torno de -25 dBm, descendo depois progressivamente até ao fim do intervalo de medida a cerca de -45 dBm. Verifica-se que, no intervalo de frequências a que se planeia utilizar o sintetizador, a segunda harmónica apresenta uma potência entre 20 e 30 dB abaixo da fundamental. A segunda harmónica tem a maior variação de potência ao longo do espetro.

A terceira harmónica, cuja primeira frequência é 105 MHz, apresenta valores de potência entre -10 dBm e -7 dBm até uma frequência de cerca de 3.5 GHz (que corresponde a uma frequência fundamental de 1.17 GHz), a partir da qual os valores oscilam entre -10 dBm e -15 dBm até 5.58 GHz. A partir desta frequência, a potência desce progressivamente até aos -27 dBm a 6.9 GHz, última frequência registada. No geral, a evolução da potência da terceira harmónica ao longo do espetro acompanha a evolução da potência da fundamental, com uma diferença de cerca de 10 dB.

Com este ensaio, validou-se também a configuração e controlo do ADF4351 com o Arduino, e a precisão dos saltos em frequência, sendo estes últimos bastante precisos. Porém, confirmando o valor calculado pela biblioteca no Arduino, existe dificuldade em atingir e manter o salto em frequência de 585940 Hz calculado para a resolução de 1 metro e 256 amostras. Alterando o salto em frequência para 500 kHz, garante-se a precisão dos

valores, com uma degradação ligeira da resolução para 1.17 metros.

Após integração do ADF4351 na PCB, a curva da potência (*single-ended*) em função da frequência foi confirmada na banda de operação do Radar, com a potência máxima e mínima presente nas Figuras 41 e 42 respectivamente, medidas no modo RF do osciloscópio MDO3024 da Tektronix. A potência máxima é obtida configurando o ADF4351 para 5 dBm, e a mínima configurando para -4 dBm. Pode-se verificar que as potências obtidas estão mais próximas do valor configurado que no teste com a placa de desenvolvimento, sendo que a potência mínima oscila entre -5.5 dBm e -4.25 dBm, e a potência máxima entre 3 dBm e 4.5 dBm.

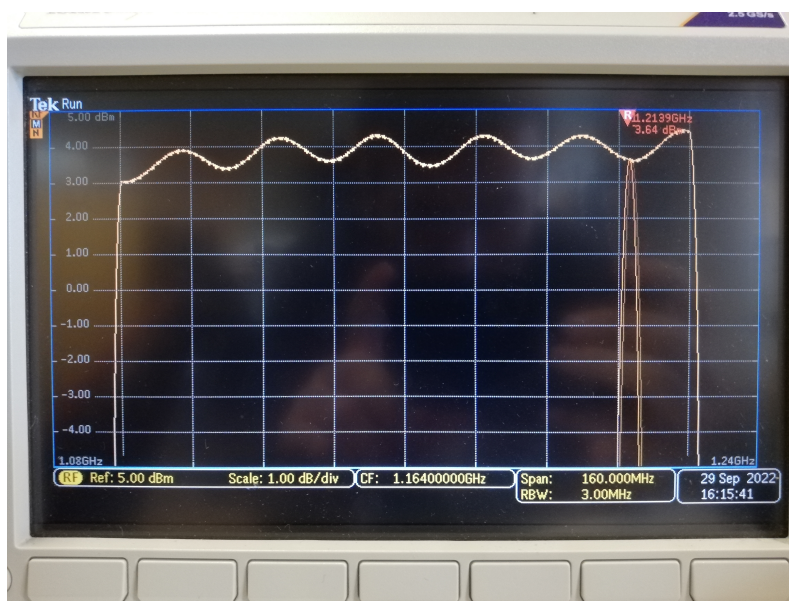


Figura 41: Potência máxima da primeira harmónica do ADF4351 em função da frequência

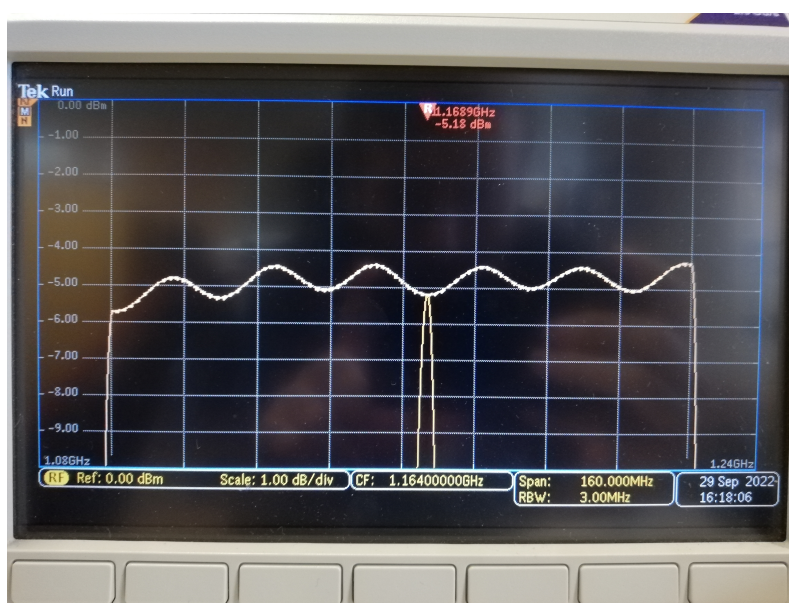


Figura 42: Potência mínima da primeira harmónica do ADF4351 em função da frequência

4.1.2 Filtro Passa-Baixo

O filtro da cadeia de transmissão foi caracterizado com o "miniVNA Tiny", da mini RADIO SOLUTIONS, utilizando o modo de reflexão para obter o parâmetro S_{11} , e o modo de transmissão para obter o parâmetro S_{21} . Este *vector network analyzer* (VNA) opera entre 1 MHz e 3 GHz, e pode também funcionar como um gerador configurável no mesmo intervalo. Com o respetivo *software* através de ligação USB, faz-se a observação e registo das medições.



Figura 43: Foto do miniVNA Tiny, extraído de [8]

Após montagem dos componentes na placa de circuito impresso, com os dois interruptores ("MM8130-2600RA2" [30]) à entrada e saída do filtro da cadeia de transmissão é possível isolar a resposta do mesmo, e com o miniVNA, verificou-se um desvio na frequência de corte para 1.1 GHz. Este desvio deve-se às capacidades parasitas introduzidas pela PCB, que são da ordem de grandeza dos condensadores escolhidos (pF).

Uma vez que estas capacidades parasitas se manifestam maioritariamente como capacidades em paralelo, considera-se que o seu valor se soma individualmente aos condensadores C1, C3 e C5 da Figura 20. Realizando várias simulações no "LTSpice XVII", em que se subtraiu um valor superior em cada iteração aos condensadores C1, C3 e C5 até que o desvio de 1.3 GHz para uma frequência inferior fosse, em módulo, ao desvio observado na PCB. Assim, concluiu-se que a capacidade parasita no filtro será aproximadamente 1.2 pF, e os valores dos condensadores correspondentes a C1, C3 e C5 (nos três filtros presentes na PCB) são reduzidos em 1.2 pF para 1.4 pF (adaptado para 1.5 pF na série E24 de componentes), 3 pF e 1 pF respetivamente, para que a frequência de corte seja 1.3 GHz.

Nas Figuras 44 e 45 está a caracterização do filtro em termos de reflexão e transmissão, demonstrando que o seu desempenho é adequado para a função planeada, com o marcador em ambas as Figuras situado a 1.3 GHz a corresponder à frequência de corte, e tendo o patamar nas frequências altas inferior a -40 dB. Quanto à frequência mínima, a curva atinge os -30 dB em aproximadamente 1.75 GHz, ou seja, esta é a frequência mínima

da segunda harmônica para que exista uma atenuação de 30 dB, e corresponde a uma frequência fundamental mínima de 875 MHz, valor inferior ao calculado anteriormente.

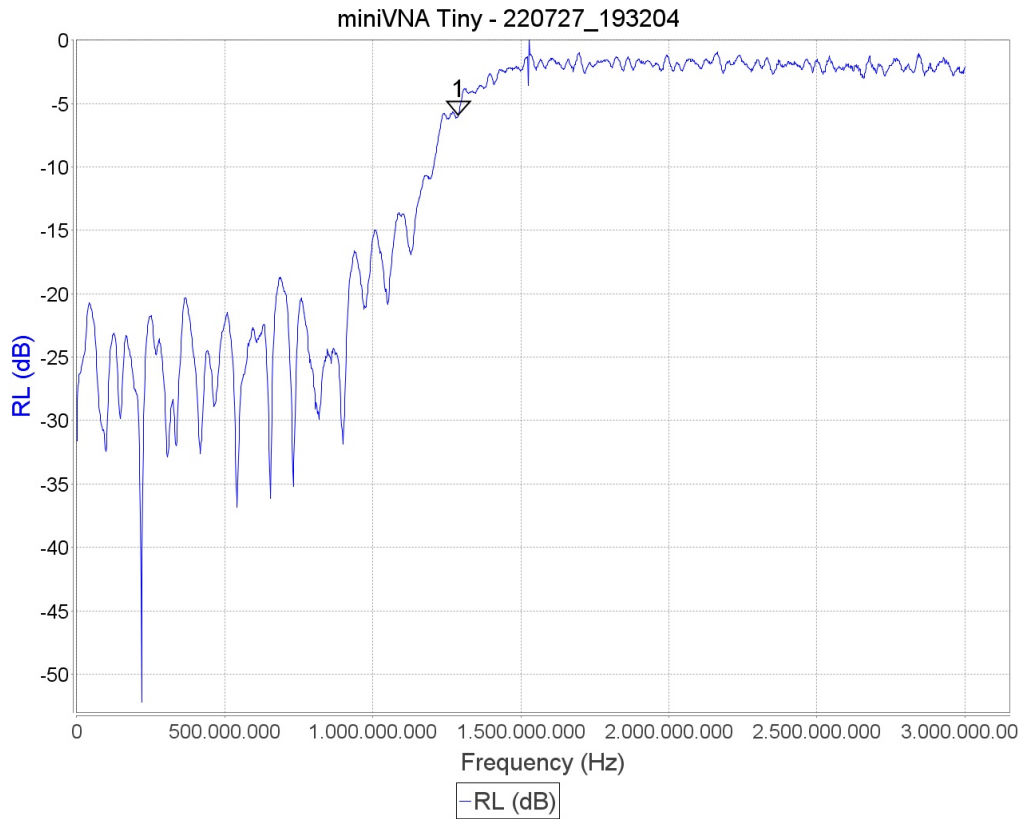


Figura 44: Parâmetro S_{11} do filtro na PCB obtido com o miniVNA

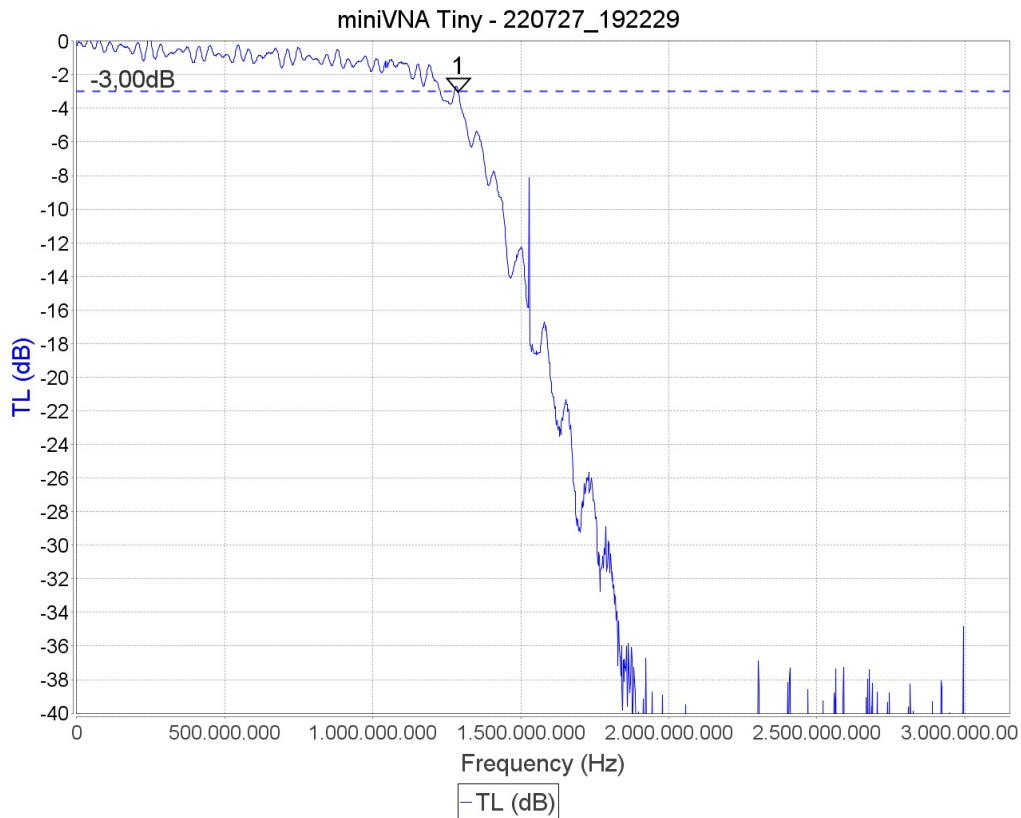


Figura 45: Parâmetro S_{21} do filtro na PCB obtido com o miniVNA

4.1.3 Pré-Amplificador

O Pré-Amplificador escolhido, o ADL5541, foi caracterizado na PCB, utilizando o circuito recomendado em datasheet [32] para o intervalo de frequências de 500 MHz a 6000 MHz. A alimentação é feita com uma fonte de tensão conectada diretamente ao "bus" de 5 V da PCB. O consumo em funcionamento é cerca de 90 mA, valor indicado pela fonte.

Utilizando o "miniVNA Tiny", e isolando o amplificador com os interruptores, obtém-se as Figuras 46 e 47. À saída do amplificador colocou-se uma atenuação passiva de 20 dB, constante na frequência, para proteção do VNA. Desse modo, o ganho do amplificador corresponde à diferença entre o parâmetro S_{21} observado e o patamar de -20 dB, obtendo-se um ganho que varia entre 15 dB e 12 dB, sendo que no intervalo de frequência relevante de 1 GHz a 1.3 GHz, o ganho é 14 dB e aproximadamente constante. Quanto à reflexão (S_{11}), tomando o valor -10 dB como o máximo para se considerar que existe uma boa adaptação, confirma-se que o ADL5541 está adaptado a um largo intervalo de frequências até pelo menos 3 GHz, sendo este o limite do VNA.

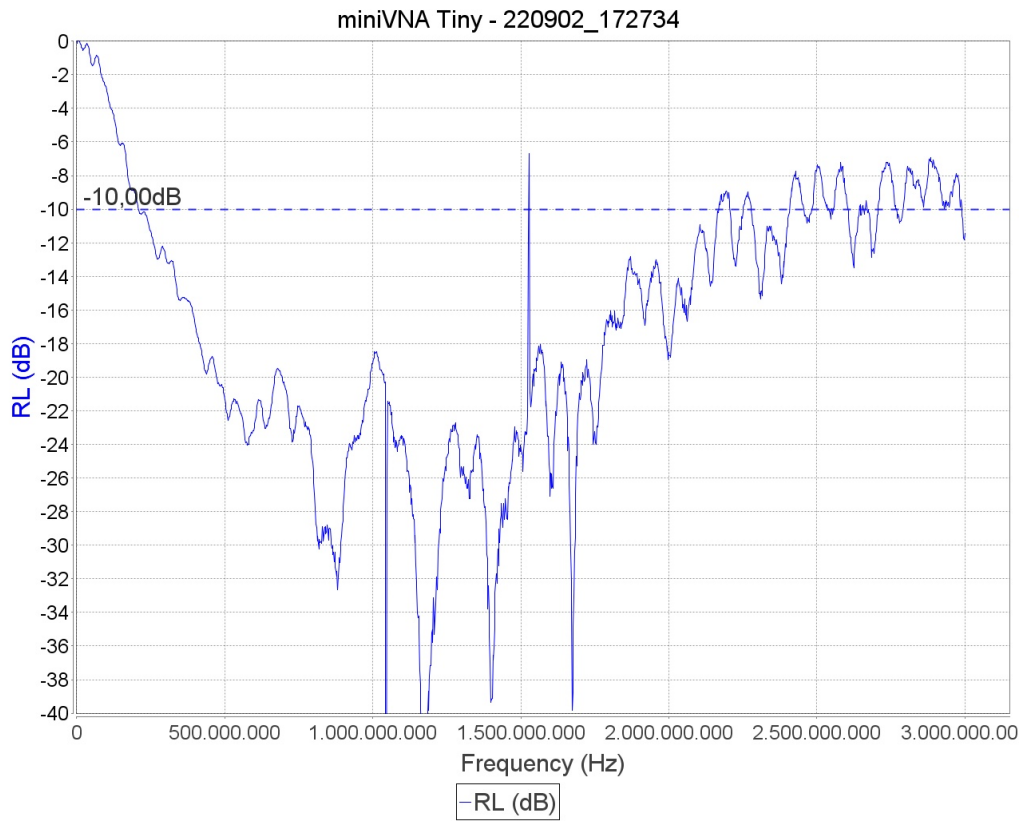


Figura 46: Parâmetro S11 do pré-amplificador ADL5541 na PCB obtido com o miniVNA

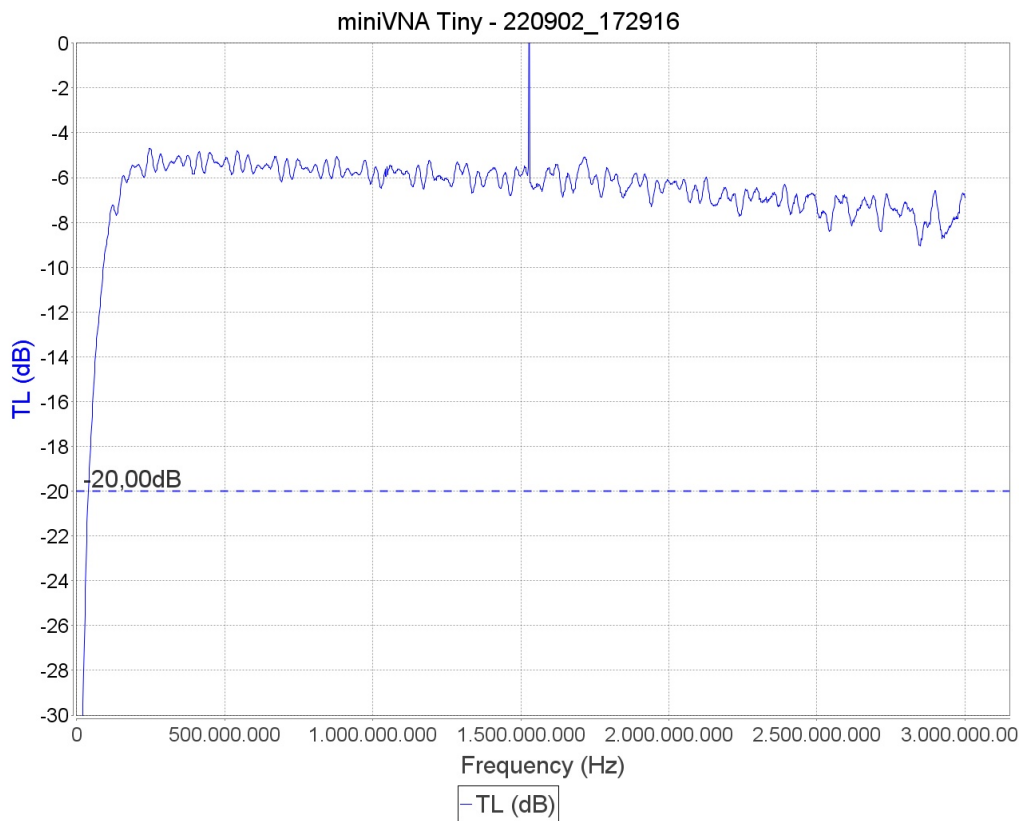


Figura 47: Parâmetro S21 do pré-amplificador ADL5541 na PCB obtido com o miniVNA

4.1.4 Amplificador de Potência

O Amplificador de Potência escolhido, o GRF5020, foi também caracterizado na PCB, utilizando o circuito recomendado pelo fabricante em [33] para o intervalo de frequências de 900 MHz a 1300 MHz, com uma malha LCR à entrada e um condensador à saída para adaptação a 50 Ω . A alimentação é feita com uma fonte de tensão conectada diretamente ao "bus" de 10 V da PCB. O consumo em funcionamento é cerca de 130 mA, valor indicado pela fonte.

Utilizando o "miniVNA Tiny" e o mesmo tipo de interruptores da Murata para isolar o circuito, obtém-se as Figuras 48 e 49. À saída do amplificador colocou-se uma atenuação passiva de 20 dB. Desse modo, o ganho do amplificador corresponde à diferença entre o parâmetro S₂₁ observado e o patamar de -20 dB, obtendo-se um ganho máximo de 20 dB entre 750 MHz e 1 GHz, que decai de forma aproximadamente linear para 11 dB a 2 GHz e atinge ganho unitário a cerca de 2.6 GHz. Quanto à reflexão, verifica-se a adaptação na entrada a 50 Ω a partir de 845 MHz até 3 GHz, com um mínimo local a -15 dB entre 900 MHz e 1.3 GHz.

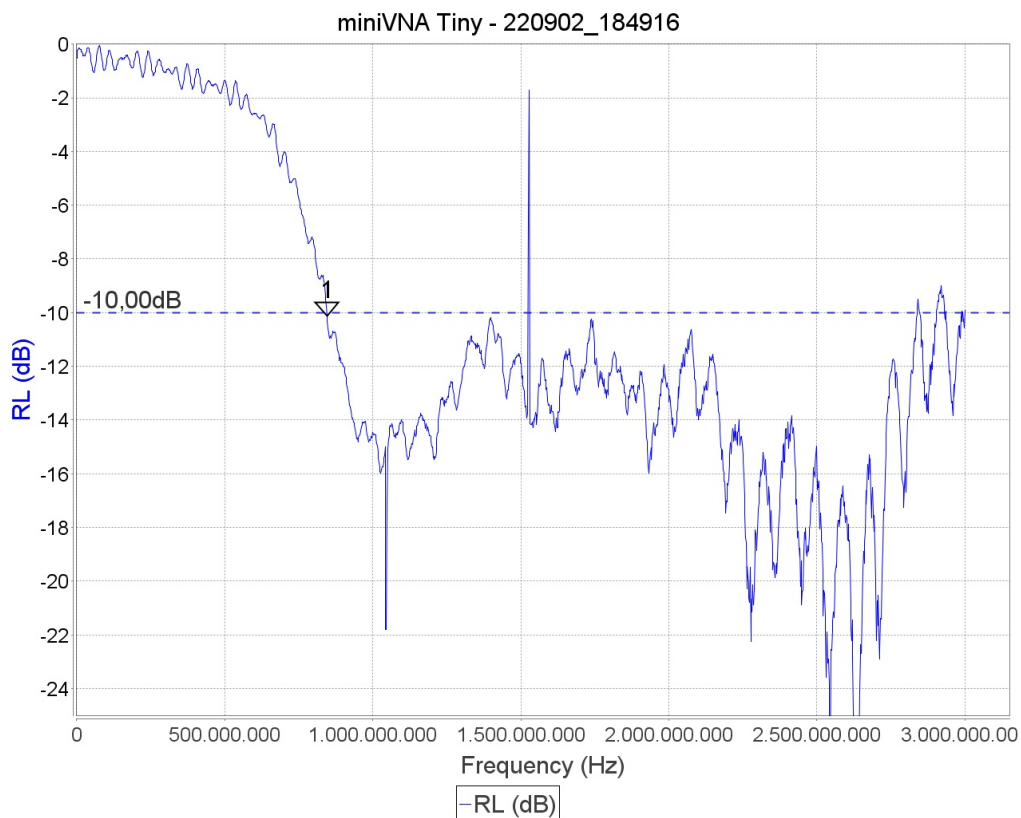


Figura 48: Coeficiente de Reflexão S_{11} do amplificador de potência GRF5020 na PCB obtido com o miniVNA

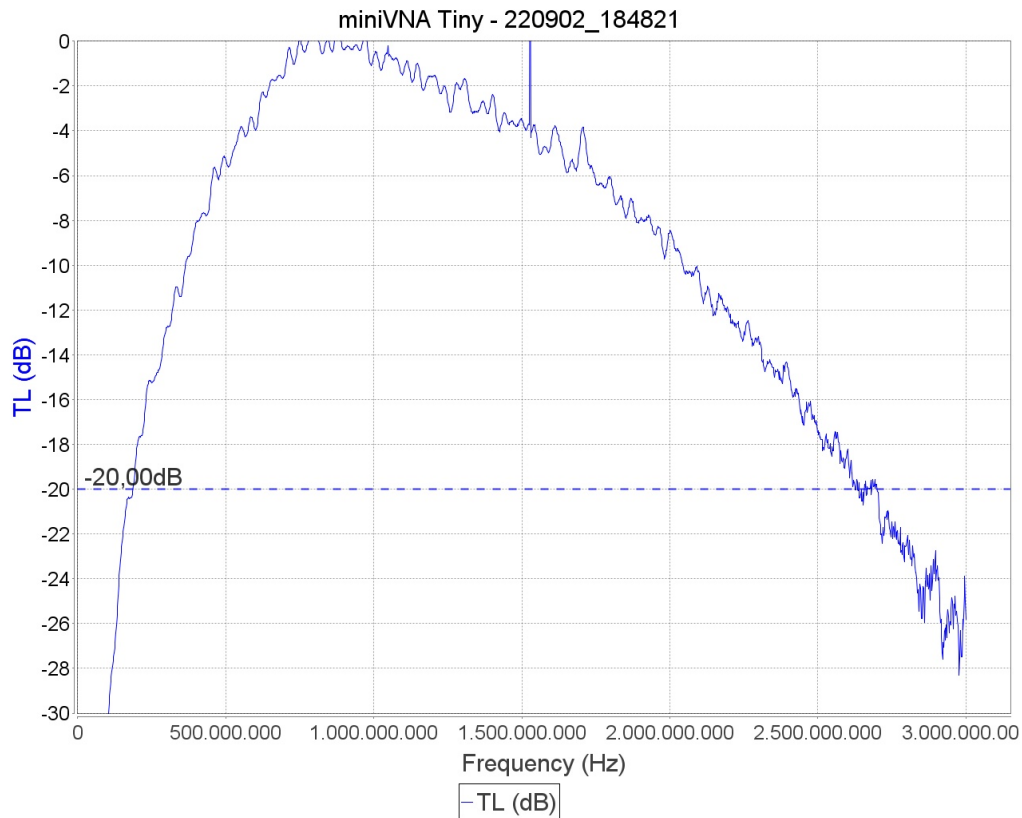


Figura 49: Coeficiente de Reflexão S_{21} do amplificador de potência GRF5020 na PCB obtido com o miniVNA

4.1.5 Antenas

A caracterização das antenas Vivaldi foi realizada previamente com um VNA, na Figura 50 observa-se a largura de banda através do parâmetro S_{11} simulado e medido de uma das antenas a utilizar no sistema. A simulação foi feita entre 500 MHz e 3 GHz, e a medição foi feita entre 100 MHz e 4 GHz.

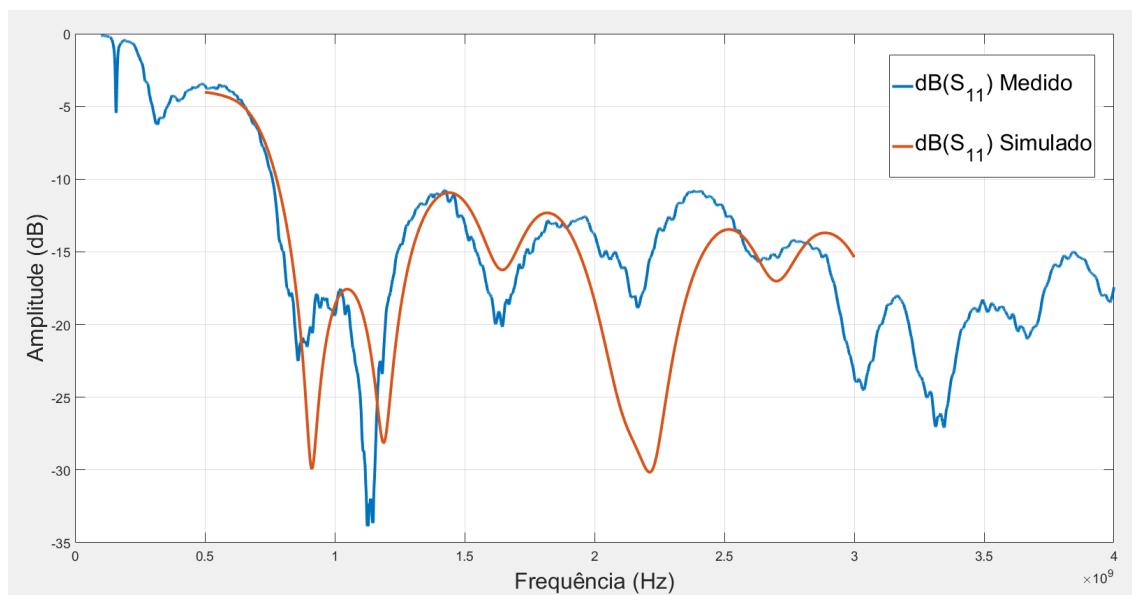


Figura 50: Coeficiente de Reflexão S_{11} simulado (laranja) e medido (azul) de uma antena Vivaldi antipodal

É possível verificar que até à frequência de 2 GHz, as medições acompanham a simulação, existindo depois algum desvio. Ainda assim, considerando que uma medição de S_{11} abaixo de -10 dB é uma boa adaptação, a antena apresenta um bom desempenho para frequências superiores a 760 MHz até pelo menos 4 GHz. No entanto, o intervalo entre aproximadamente 800 MHz e 1.2 GHz destaca-se (sendo este o intervalo escolhido para o funcionamento do Radar), assim como entre 2.9 GHz e 3.7 GHz.

O isolamento entre as antenas foi determinado com o "miniVNA Tiny". Dado que a potência mínima entregue à antena de transmissão é 25 dBm, e considerando o limite de 15 dBm à entrada RF do ADL5387 e o ganho da cadeia de receção, o isolamento entre as antenas deve ser no mínimo 30 dB.

Foram exploradas dois métodos para isolamento: simplesmente por distância, e a introdução de uma placa de cobre. A montagem das antenas para os testes realizados é a da Figura 51, com a placa de cobre presente. Para ambos os casos, os testes foram realizados em incrementos de 5 centímetros na separação das antenas e na distância de cada antena à placa de cobre, respetivamente. Cada porto do VNA é conectado a uma antena, sendo que o isolamento se mede pela transmissão (S_{21}). É relevante referir que os testes foram realizados no interior, logo nas medidas existirá influência das reflexões do sinal rádio no ambiente envolvente.

Em relação à orientação relativa das antenas, é importante que estas sejam paralelas como se observa na Figura 51. Uma vez que o sinal transmitido ao ser refletido faz o percurso inverso até chegar à antena de receção, o diagrama de radiação de ambas as antenas deve ter a mesma direção. Outro ponto importante é a polarização. No caso mais extremo, em que as antenas são perpendiculares, o sinal refletido chega à antena de receção com uma polarização incompatível à da antena, o que leva a que o sinal não seja detetado. Nas Figuras relativas ao isolamento apresenta-se um pequeno diagrama que

representa a vista de cima para baixo da estrutura das antenas a ser testada.

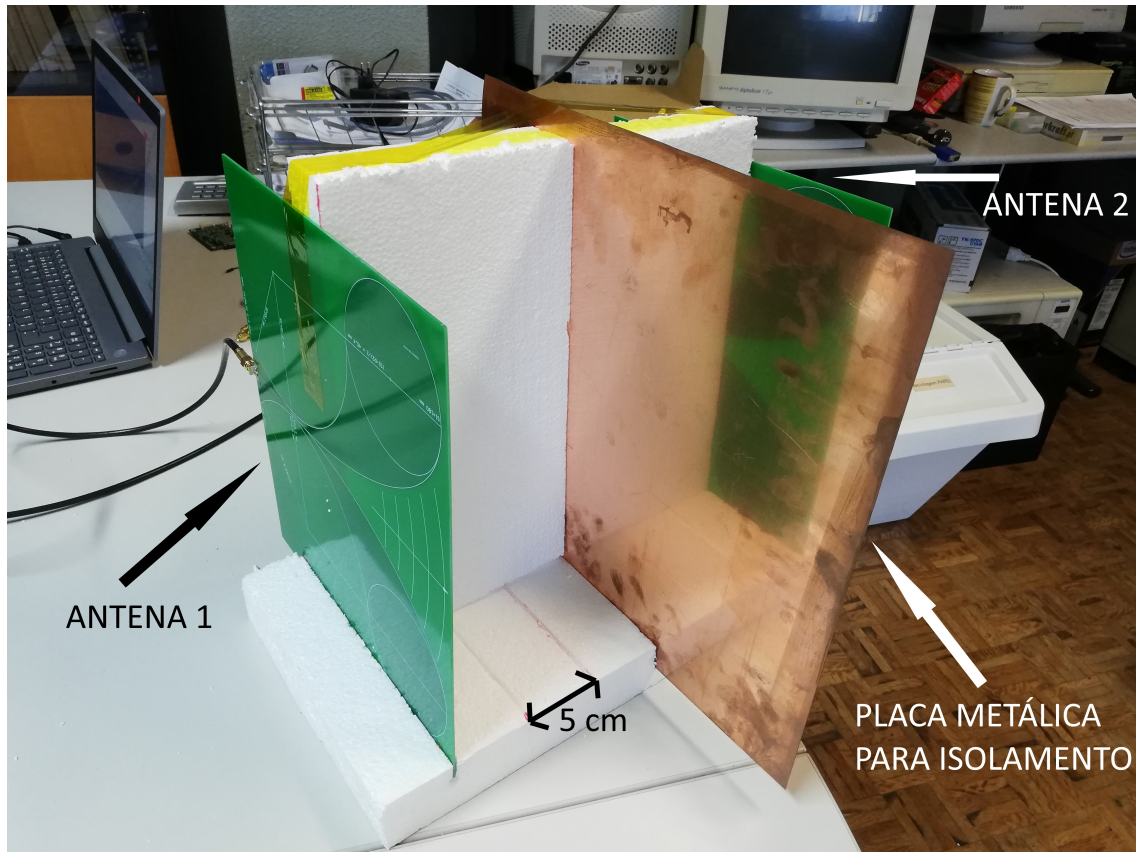


Figura 51: Foto de agregado de duas antenas para testes de isolamento, com separador em cobre

Em primeira instância, estudou-se o efeito da distância de separação no isolamento, sem placa de cobre. Com uma separação de 5 cm (Figura 52), na banda relevante (entre 1 GHz e 1.3 GHz) o isolamento revela-se bastante insuficiente, entre 12 e 16 dB. O aumento progressivo da distância de separação tem como efeito o aumento do isolamento em toda a banda da medição. No entanto, é claro um maior efeito nas frequências altas. Com uma separação de 30 cm (Figura 53), o isolamento atinge valores tão altos como 50 dB, sendo que na banda de frequências de interesse o isolamento está entre 26 e 34 dB.

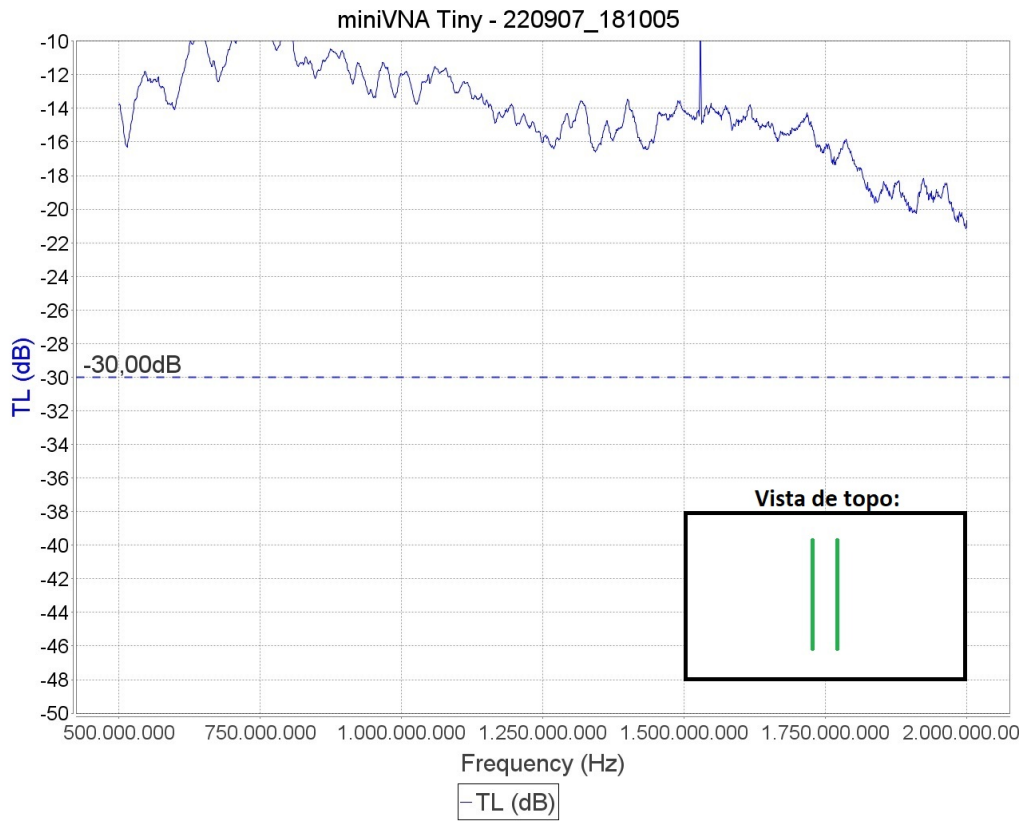


Figura 52: Isolamento das antenas com separação de 5 cm

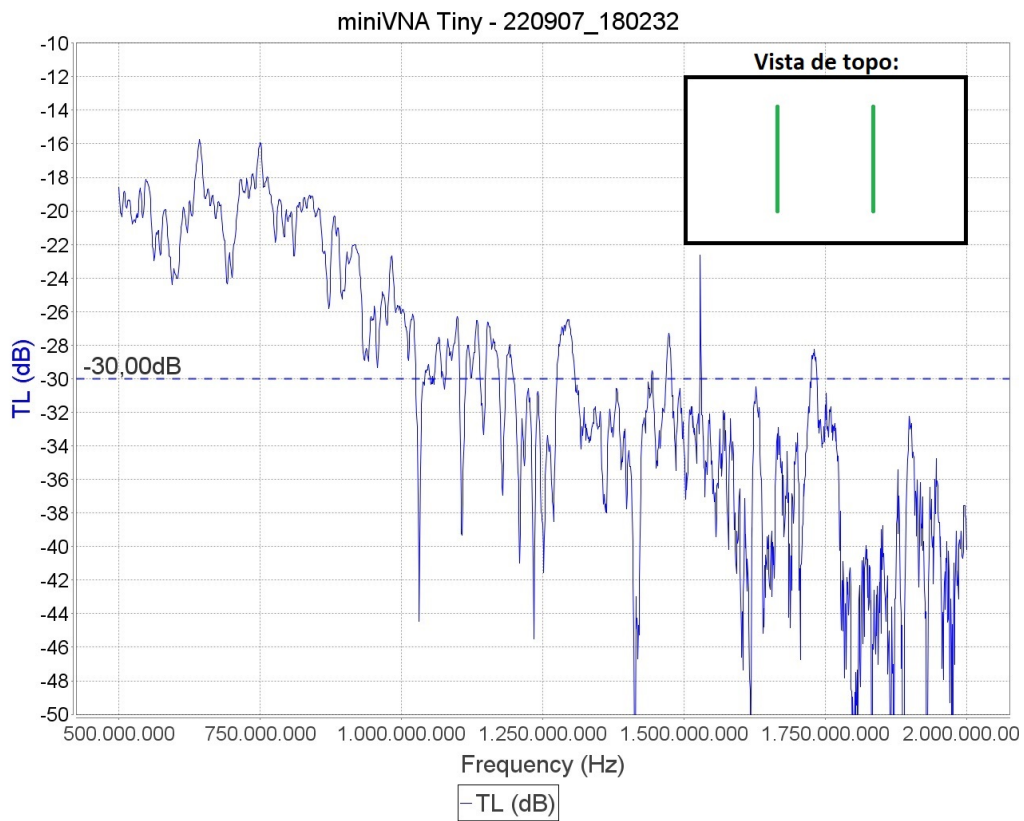


Figura 53: Isolamento das antenas com separação de 30 cm

Estudou-se ainda o efeito de "desfasar" as duas antenas, ou seja, colocar uma delas ligeiramente mais à frente na direção de radiação. Mantendo a separação em 30 cm, a introdução de um avanço de 5 e 10 cm numa das antenas (Figuras 54 e 55) não causa uma mudança muito significativa no isolamento. O aumento deste avanço também poderá complicar a medição, pois as distâncias envolvidas são da ordem de grandeza do comprimento de onda a 1-1.3 GHz.

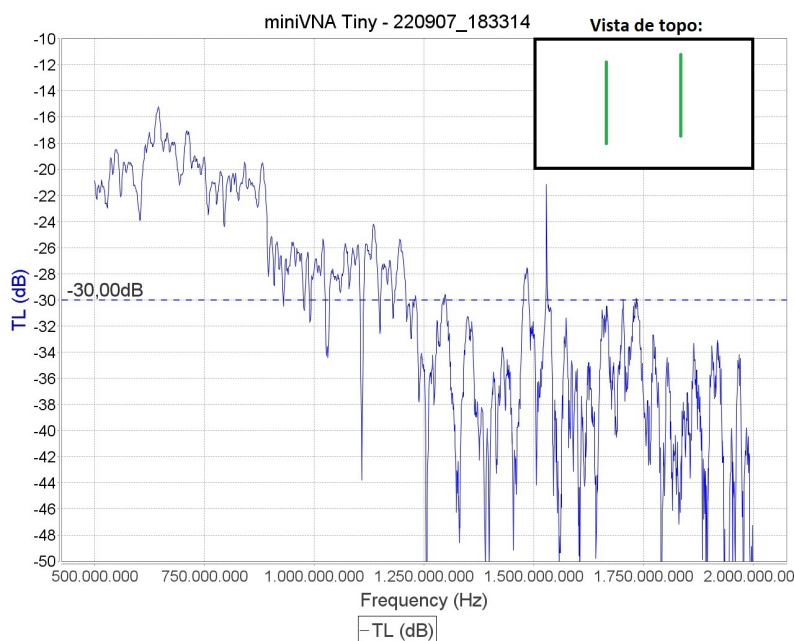


Figura 54: Isolamento das antenas com separação de 30 cm e defasamento de 5 cm

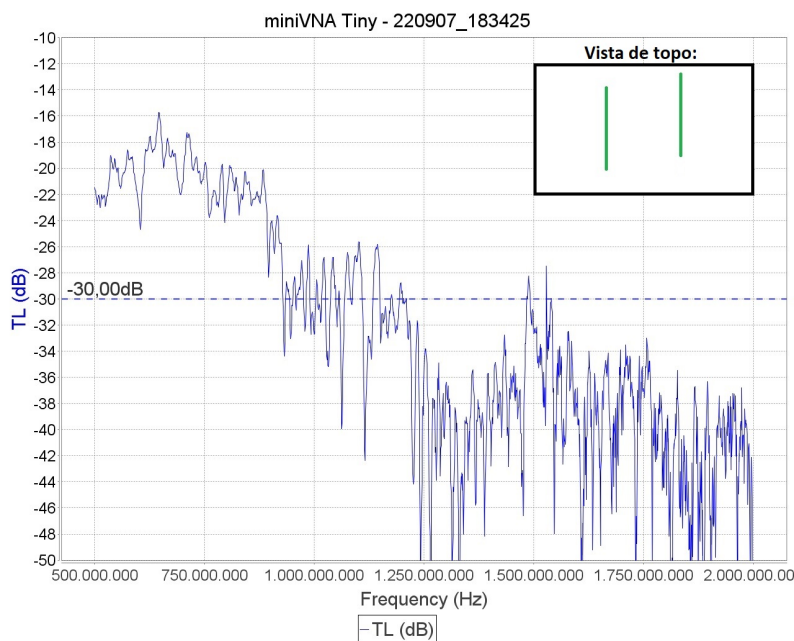


Figura 55: Isolamento das antenas com separação de 30 cm e defasamento de 10 cm

Na segunda fase, na configuração de antenas a 30 cm sem defasagem, colocou-se uma placa de cobre de 325 mm x 325 mm e aproximadamente 0.5 mm de espessura, paralela

às duas antenas e equidistante às mesmas. Sendo que a placa é maior que cada antena, a placa é colocada de tal modo que o prolongamento da placa na direção de radiação e na direção oposta é aproximadamente igual. Na Figura 56 verifica-se o efeito. O isolamento aumenta principalmente a baixas frequências, aproximando-se de 30 dB. No entanto, a frequências mais altas há uma ligeira diminuição, incluindo na banda relevante, sendo ainda insuficiente a 25 dB.

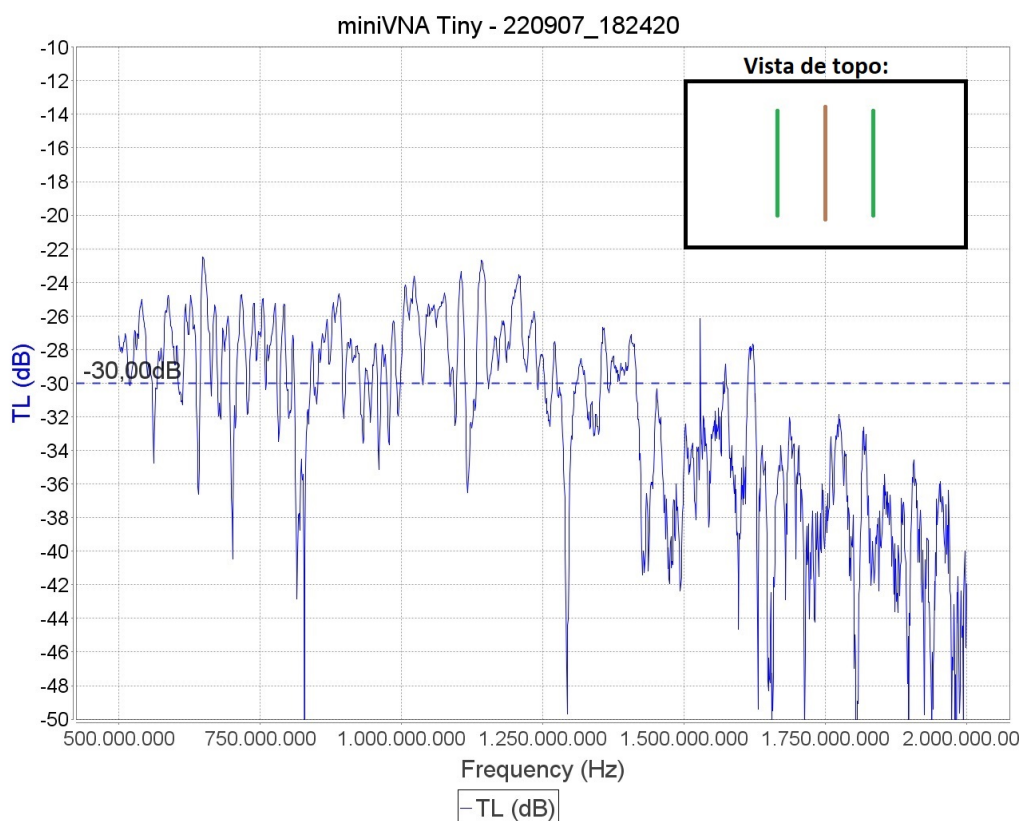


Figura 56: Isolamento das antenas com separação de 30 cm e placa de cobre em simetria com as antenas

Avançando a placa 15 cm na direção de radiação (Figura 57) existe mais um aumento do isolamento em todo o intervalo de frequências. Sendo que no intervalo de frequências relevante o isolamento é maioritariamente superior a 30 dB, considera-se este o resultado mais apropriado para o funcionamento do sistema. Na Figura 58 verifica-se ainda, através do parâmetro S_{11} , que a característica de impedância das antenas não se alterou significativamente, estando ainda adaptada a 50Ω no intervalo de 750 MHz até 2 GHz.

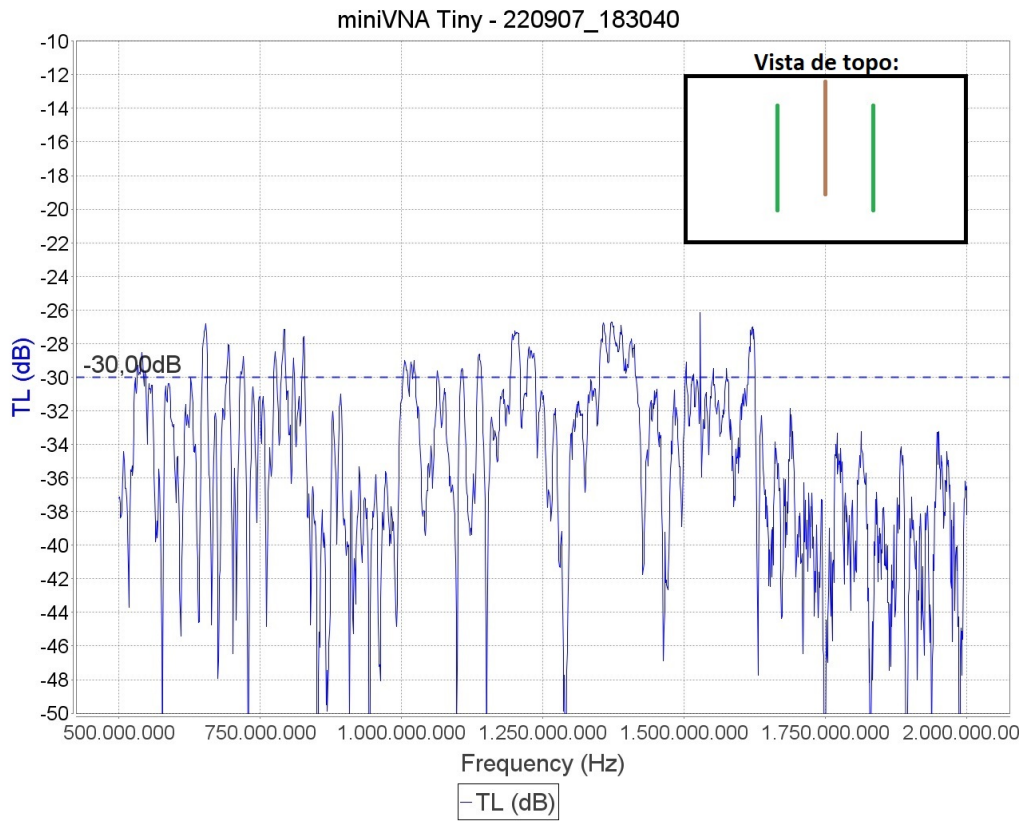


Figura 57: Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 15 cm

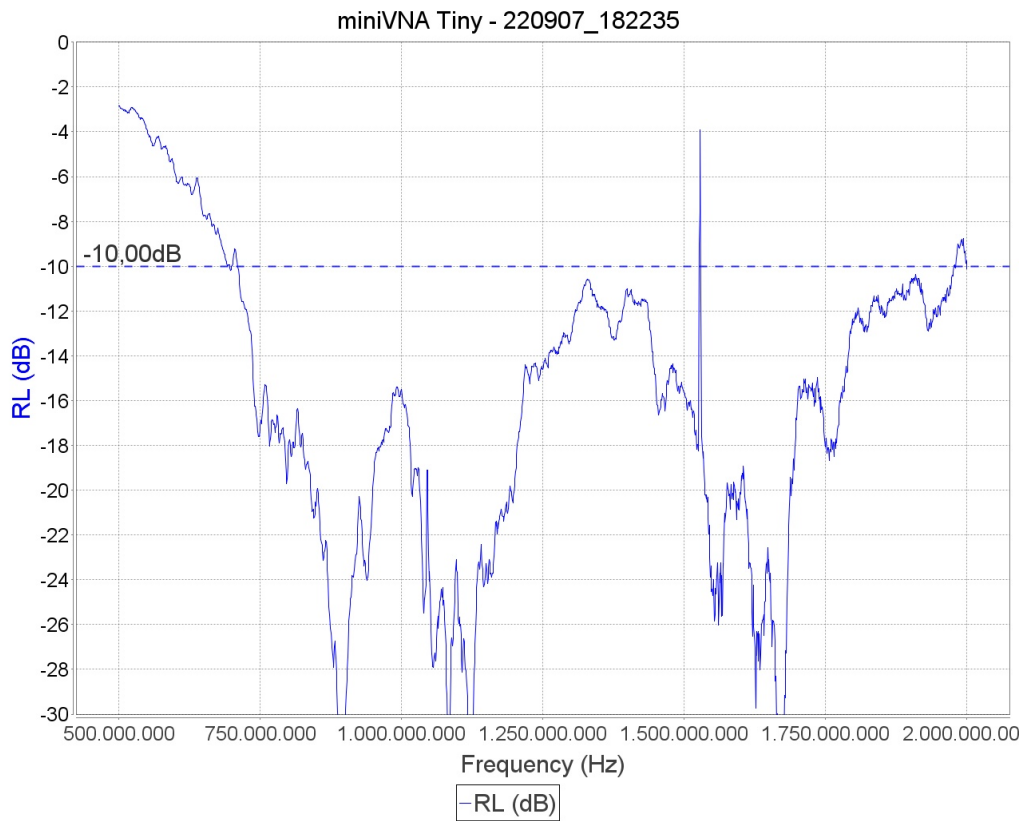


Figura 58: Parâmetro S_{11} de uma antena com separação de 30 cm e placa de cobre em simetria com as antenas

4.1.6 Combinador

Como parte do circuito de cancelamento da auto-interferência, que faz uso do sinal RF complementar (em oposição de fase ao sinal transmitido), está presente na PCB à saída da antena RX o combinador de potência TCP-2-25X+, da Mini-Circuits [9]. O mesmo foi caracterizado com o miniVNA e dois interruptores, com o Porto 1 e saída ligados aos interruptores, e o Porto 2 em circuito aberto (Figura 59). Nas Figuras 60 e 61 observam-se os coeficientes de reflexão S_{11} e S_{21} medidos.

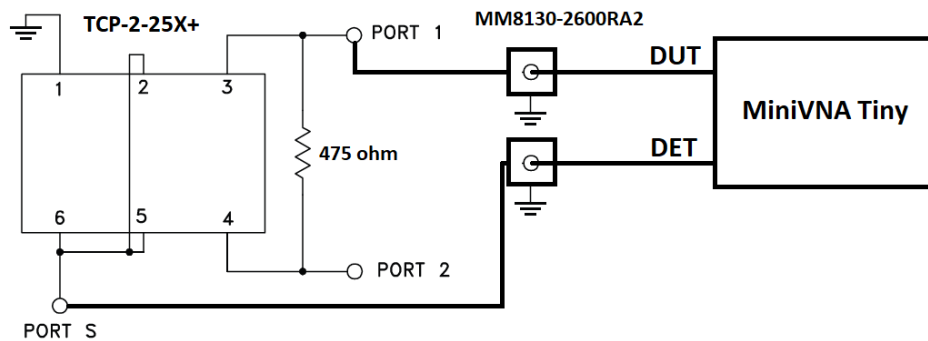


Figura 59: Configuração para teste do combinador com o miniVNA, adaptado de [9]

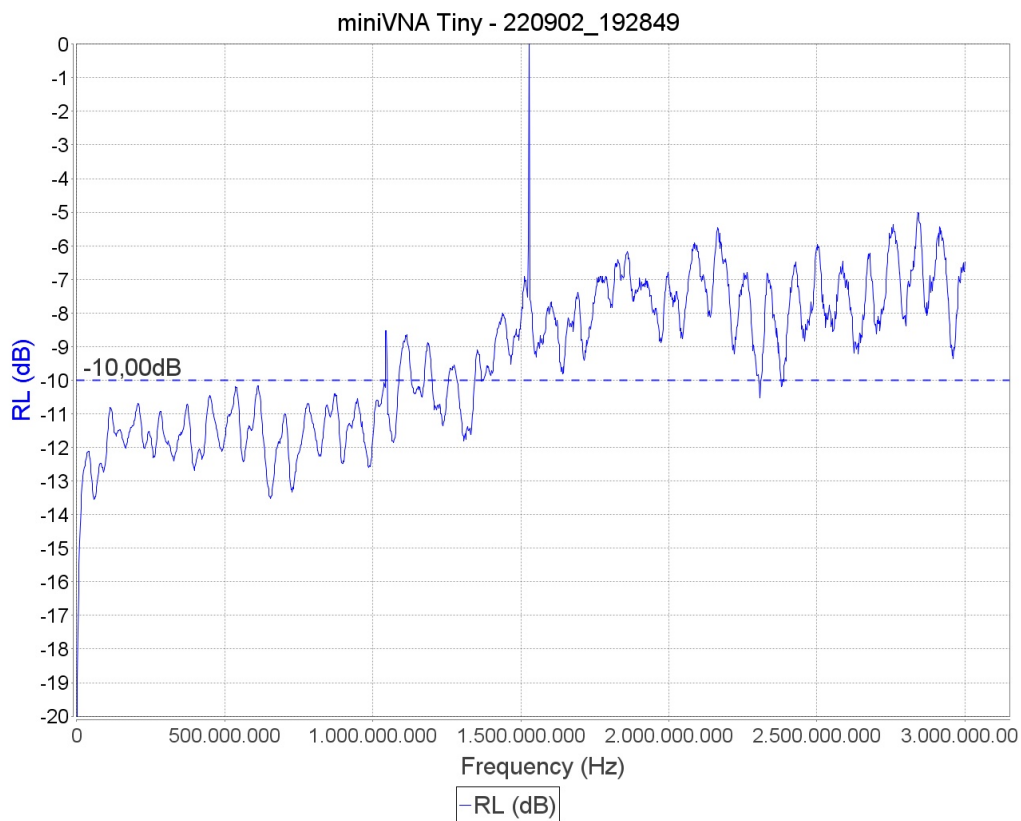


Figura 60: Coeficiente de reflexão S_{11} do combinador TCP-2-25X+ na PCB obtido com o miniVNA

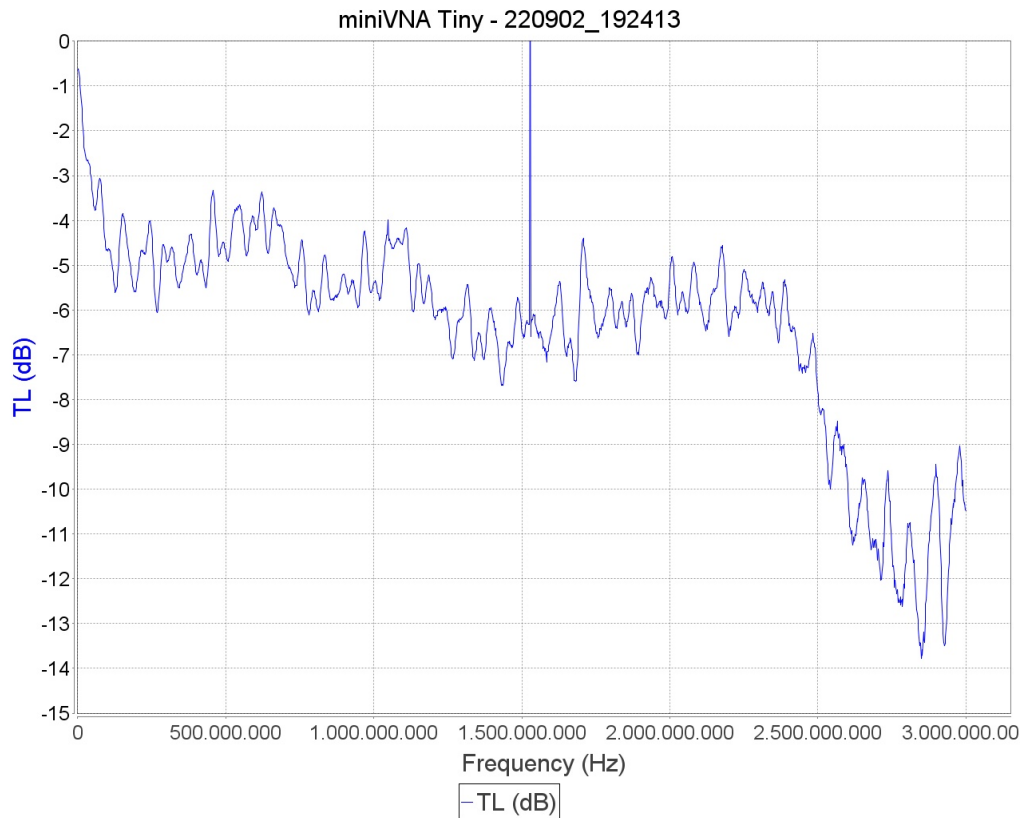


Figura 61: Coeficiente de reflexão S_{21} do combinador TCP-2-25X+ na PCB obtido com o miniVNA

4.1.7 PSU

A PSU foi o último bloco a ser implementado e caracterizado na PCB, sendo que previamente a alimentação dos restantes blocos foi feita com diversas fontes de alimentação com a tensão e corrente apropriadas. Após a integração da PSU, a alimentação é feita apenas com uma fonte de alimentação de laboratório a 16.8 V, ou posteriormente com 4 células de lítio de 4.2 V cada.

Após a integração da PSU, verificaram-se os seguintes valores de tensão aos terminais dos dispositivos:

- PA/LNA: 9.94 V medidos / 10 V esperados;
- Pré-Amplificador/Misturador: 5.08 V medidos / 5 V esperados;
- Sintetizador: 3.36 V medidos / 3.3 V esperados;
- Divisor de tensão para o amplificador diferencial: 1.68 V medidos / 1.65 V esperados.

Todas as tensões estão confortavelmente dentro dos limites de cada dispositivo.

Para o funcionamento completo do Radar, isto é, com toda a cadeia analógica em funcionamento desde o ADF4351 até ao amplificador diferencial em banda-base, o consumo em corrente à entrada da PSU é de cerca de 490 mA.

Com a funcionalidade de *power down*, ativa através de um sinal digital de nível lógico baixo (0 V), a PSU consome cerca de 50 mA.

4.2 Código Desenvolvido

O código adapta a estrutura típica de um Arduino: existe uma função de *setup*, que é executada uma vez, e uma função *loop*, que é executada de forma repetida e consecutiva. Assim, pode-se tratar a função *loop* como uma amostragem completa para o Radar, ou seja, todas as frequências são transmitidas, amostradas e processadas numa execução desta função.

Através de um ciclo, e tirando partido da funcionalidade de contagem de tempo em microssegundos do Arduino, estabelece-se um período de amostragem, em que o Arduino permanece num ciclo vazio até que o tempo correspondente ao período de amostragem passe, após o qual os valores I e Q são lidos da PCB pelos ADC 0 e 1, com a função *analogRead*. Esta função tem um tempo de execução típico de 100 μ s, sendo neste caso executada duas vezes por cada amostragem.

Para a configuração do ADF4351, é utilizada a biblioteca para Arduino criada por David Fannin [31], que tendo como base alguns parâmetros do ADF4351, como a potência desejada e o valor dos divisores do sinal de referência, e a frequência desejada, calcula todos os valores dos contadores/divisores necessários ao funcionamento. Inclui também o processo de escrita, através de SPI, para os registos do ADF4351. Uma limitação da biblioteca é a restrição dos saltos em frequência para 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 500 kHz ou 1 MHz, o que alterou o salto em frequência do Radar para 500 kHz e diminuiu a resolução para 1.17 m.

Houve necessidade de alterar ligeiramente a biblioteca, pois nesta por definição, a saída RF auxiliar está desligada. Fazendo a escrita dos respetivos valores nos registos, o código foi alterado para que a saída auxiliar produza um sinal que sai diretamente do VCO ao dobro da frequência da saída RF principal, com a mesma potência, o que na prática é feito por um divisor de frequência entre o VCO e a saída principal. Configura-se assim tanto o sinal a transmitir como o oscilador local, que deve sempre ter o dobro da frequência.

4.3 Ensaios da Cadeia de Transmissão

Após a integração de todos os blocos na PCB, alimentados através da PSU por uma fonte de alimentação com 16.8 V (equivalente a 4 células de lítio a 4.2 V), e limitada a 2 A, caracteriza-se a cadeia de transmissão. Para a observação do sinal RF, foi utilizado o "MDO3024 Mixed Domain Oscilloscope" da Tektronix, que permite a visualização no domínio do tempo e da frequência (modo RF), neste último até 3 GHz.

4.3.1 Potência de Transmissão

Na Figura 62 observa-se a curva da potência mínima observada à entrada da antena de transmissão, isto é, com o ADF4351 configurado para a potência mínima de -4 dBm.

O varrimento em frequência é feito para a banda de operação do Radar, entre 1.1 GHz e 1.23 GHz. Para segurança do osciloscópio, que recebe uma potência máxima de 20 dBm, o teste foi efetuado com um atenuador de 30 dB, pelo que, a potência de cerca de -5 dBm observada no teste corresponde a 25 dBm.

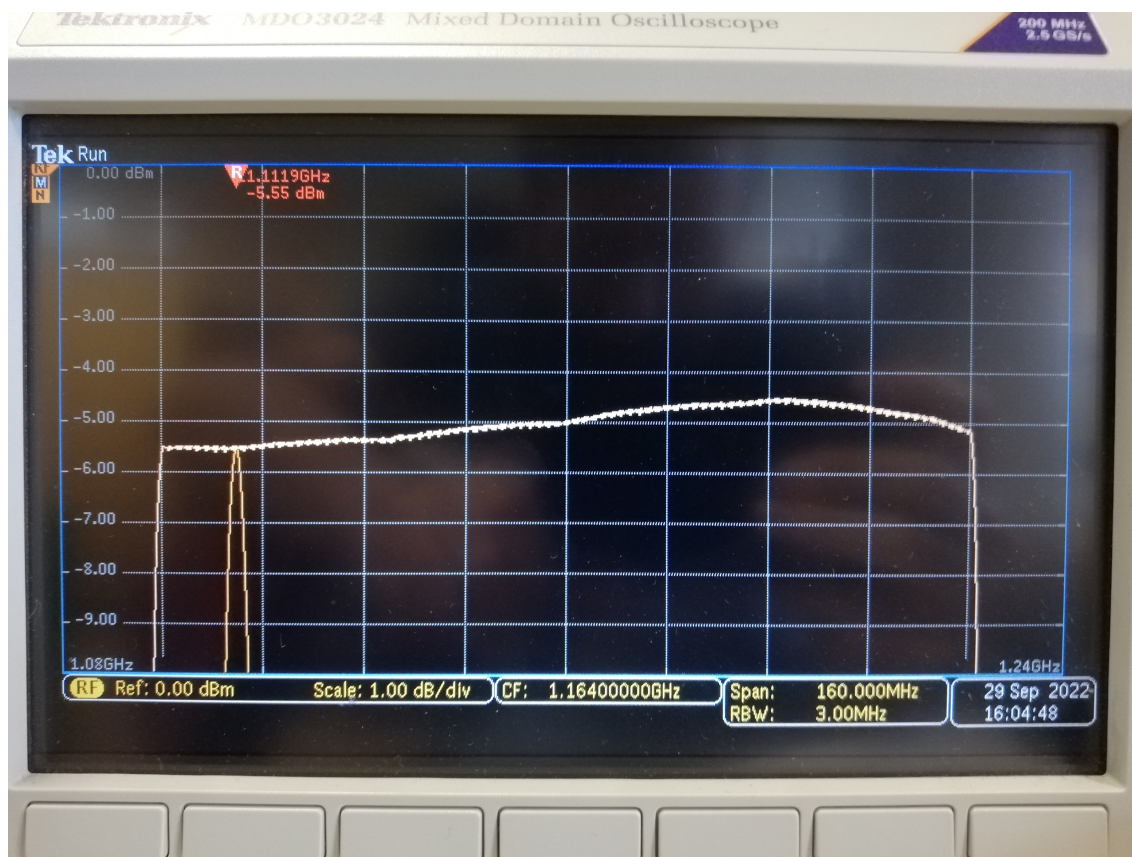


Figura 62: Potência de transmissão mínima em função da frequência

Uma vez que o sinal à saída do ADF4351 tem uma potência entre -4 dBm e -5 dBm, a cadeia de transmissão apresenta um ganho de aproximadamente 30 dB. No entanto, dada a caracterização individual do amplificador de potência (Figura 49) em que o ganho é decrescente com a frequência, e realizando um ensaio com o ADF4351 configurado para uma potência de 5 dBm (máximo), verifica-se a existência de compressão na cadeia de transmissão. Na Figura 63 observa-se a mesma curva de potência para esta condição, na qual o aumento da potência na antena (no máximo 2 dB) não corresponde ao aumento de potência no ADF4351 de 9 dB. Esta é então a potência máxima de transmissão do Radar, 26.5 dBm.

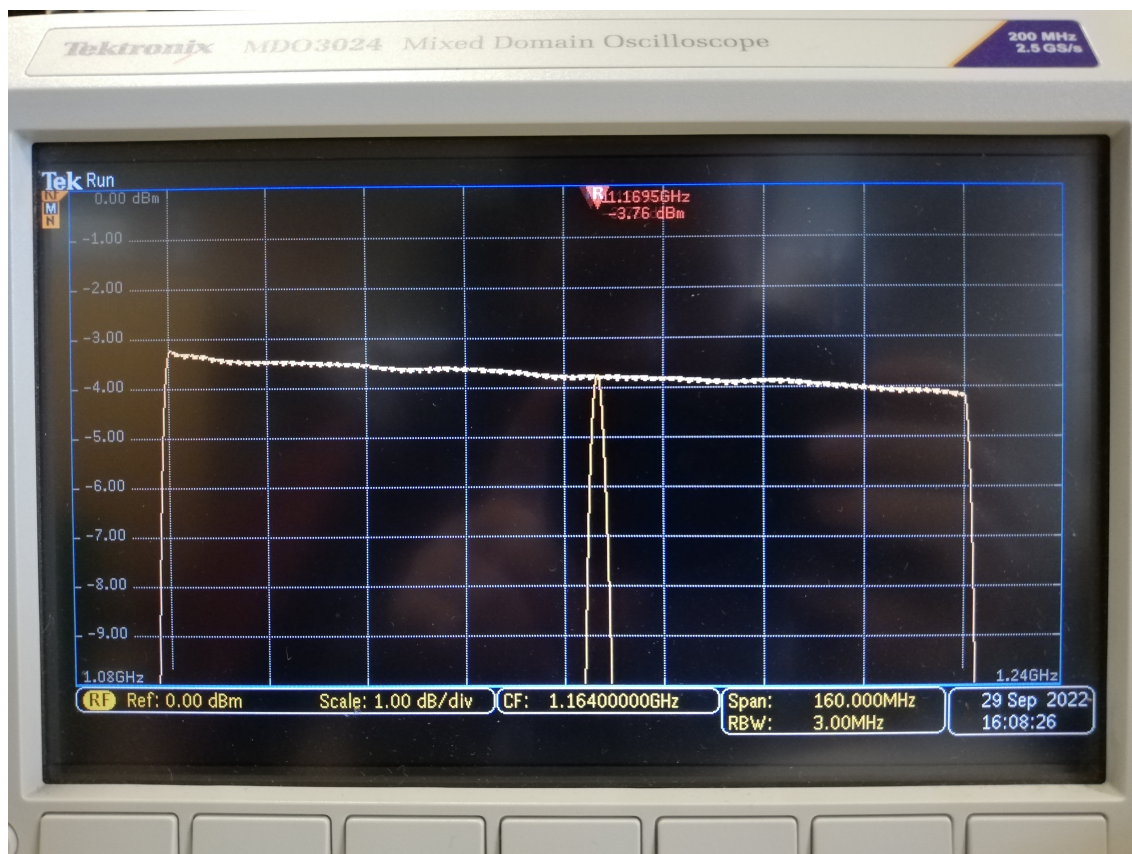


Figura 63: Potência de transmissão máxima em função da frequência

Estes resultados levam efetivamente a que a potência de transmissão nunca atinja os 30 dBm que se estabeleceram como o máximo nos objetivos. Por outro lado, como será detalhado no sub-capítulo seguinte, as condições de isolamento entre antenas e de sensibilidade do recetor excluem uma potência de transmissão de 30 dBm.

4.4 Ensaios da Cadeia de Recepção

4.4.1 Ajuste da Banda de Operação

Em termos da banda de frequência para a operação do Radar, após análise da biblioteca para Arduino do ADF4351, conclui-se que uma frequência inicial de exatamente 1.1 GHz não conduz à correta configuração do divisor de saída para manter a relação entre LO e RF no dobro. Com 1.1 GHz na saída principal, a biblioteca configura o VCO para uma frequência de 4.4 GHz e faz divisão por 4 para fornecer a saída RF do Radar. Uma frequência superior a 1.1 GHz configura a divisão por 2, de modo que a banda de operação é deslocada para uma frequência superior em 500 kHz, correspondente a um salto em frequência padrão, passando o varrimento a iniciar em 1.1005 GHz.

4.4.2 Potência Máxima no Recetor

Após os ensaios realizados sobre o isolamento entre antenas, a solução mais viável é a placa metálica simétrica entre as antenas, com separação entre antenas de 30 cm e a

placa metálica com um avanço de 15 cm da direção de radiação. Deste modo, obtém-se um isolamento de no mínimo 30 dB, que corresponde também ao isolamento mínimo necessário para a operação do misturador.

O limite máximo absoluto de potência do misturador ADL5387 é 15 dBm. Considerando um ganho máximo de 17 dB no LNA, isto implica que a potência máxima recebida na antena de recepção deve ser -2 dBm. Com um isolamento mínimo de 30 dB, e a potência de transmissão de 25 dBm, a potência máxima na antena receptora será cerca de -5 dBm. Contando com uma margem de segurança em relação à potência máxima permitida de -2 dBm, isto implica que para a estrutura de antenas escolhida, a potência de transmissão não poderia atingir os 30 dBm caso não se verificasse a compressão na amplificação.

Ainda assim, para os testes efetuados com o sistema completo nesta fase, isto é, com o misturador a receber o sinal transmitido, refletido, recebido na antena e amplificado pelo LNA, por precaução foi introduzido um atenuador de 10 dB entre a antena de recepção e o conector SMA correspondente da PCB.

4.4.3 Cancelamento de Auto-Interferência

Para o estudo do circuito de cancelamento de auto-interferência, foram feitos vários testes com diferentes condições de reflexão. A Figura 64 mostra uma das condições, em ambiente interior, sem nenhum alvo específico, embora existam várias reflexões das paredes e equipamento eletrônico presente. Ambas as antenas foram conectadas diretamente ao Radar e o sinal RF à saída do combinador foi observado.

O objetivo dos testes é estudar o efeito que a introdução do sinal RF complementar e sua subsequente soma com o sinal recebido tem na potência à entrada do LNA. Uma vez que o objetivo do circuito é eliminar a auto-interferência, a presença de um objeto refletor poderia mascarar o efeito, pois chega à antena uma reflexão com fase diferente do sinal transmitido e complementar. A introdução do sinal complementar é feita colocando um condensador de 1 nF na respectiva saída do ADF4351, conectando-a eletricamente à linha de transmissão. Quando este sinal não está presente no Radar, é necessário adicionar uma resistência de 50 Ω à massa na saída complementar, para que o par diferencial do ADF4351 fique equilibrado.



Figura 64: Ambiente de teste para o cancelamento de auto-interferência

Ao longo dos testes efetuados, não se observou uma vantagem significativa na utilização do circuito de cancelamento de auto-interferência, pois embora exista comparativamente uma diminuição na potência recebida a certas frequências, noutras frequências existe até um aumento. Isto deve-se ao facto de a potência do sinal de cancelamento ser nesses casos superior ao sinal recebido. Para que esta técnica seja verdadeiramente útil, tem de existir no mínimo um controlo da potência do sinal de cancelamento.

4.4.4 Desmodulação em Fase e Quadratura

Executando o varrimento em frequência, é possível observar (em osciloscópio no domínio do tempo e medidos pelo Arduino) a variação nos valores I e Q medidos entre cada frequência, que é o comportamento esperado. Porém, os ensaios revelaram um comportamento diferente do esperado na fase entre o sinal transmitido e o oscilador local.

Cada frequência transmitida, na presença de alvos estáticos, deveria chegar ao misturador com uma diferença de fase fixa em relação ao LO, sendo que tanto o sinal RF transmitido como o LO têm origem no VCO do ADF4351 e que por sua vez a fase entre ambas as saídas (RF e LO) deveria ser constante. Esta fase dependeria apenas do comprimento de onda e da distância dos alvos. O observado foi que, para cada frequência, existe uma oscilação nos valores I e Q entre dois patamares de tensão, aproximadamente simétricos em relação à tensão de *offset* à saída do amplificador operacional de 2.3 V. Esta variação corresponde aproximadamente a uma inversão de fase (180°) entre o sinal

RF recebido e o LO, fazendo o cálculo da fase para vários valores através da seguinte expressão:

$$\Delta\Phi = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right)$$

Esta inversão de fase, ilustrada na Figura 65, só acontece cada vez que se reconfigura a frequência, mesmo que seja a mesma que a anteriormente configurada. Durante o período de tempo entre configurações, a fase entre o sinal recebido e o LO mantém-se constante.

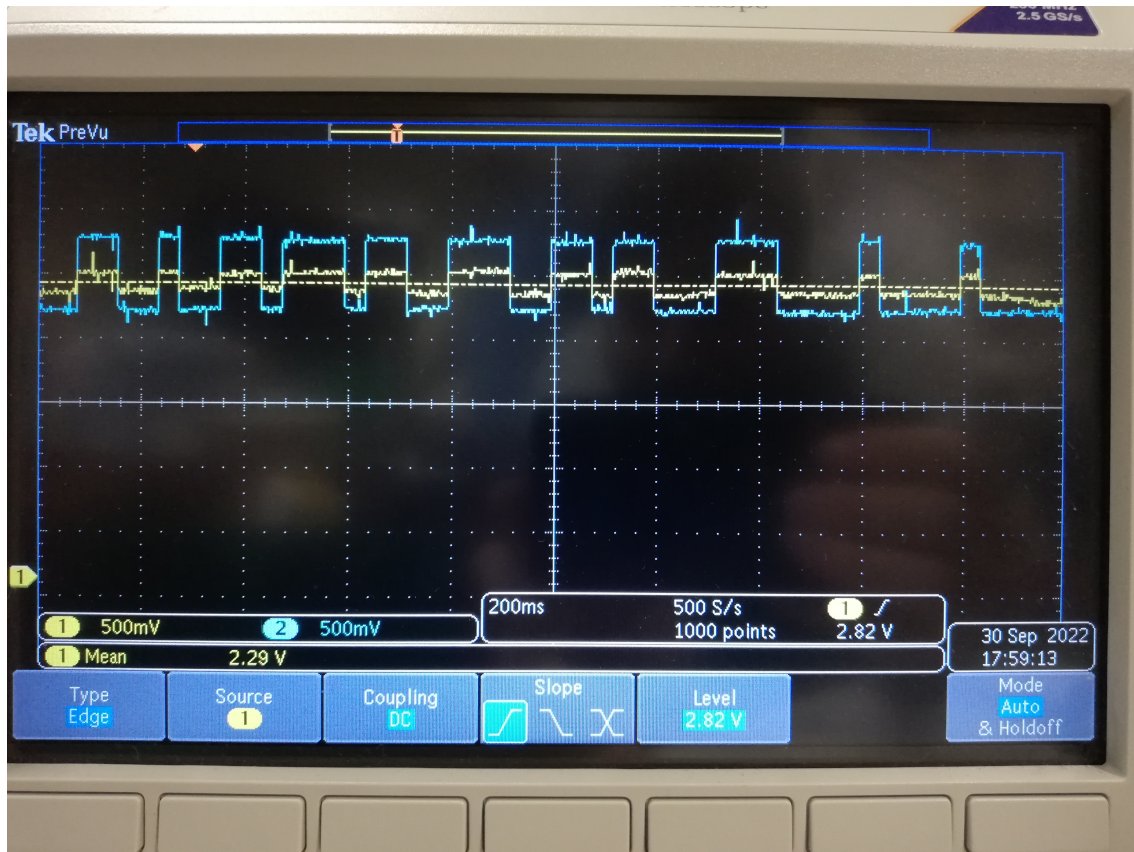


Figura 65: Nível de sinal ao longo do tempo do canal: I (amarelo) e Q (azul) para um alvo estático

Esta inversão aleatória na fase é um obstáculo ao funcionamento de um Radar SFCW, uma vez que, para alvos estáticos, a variação na fase entre frequências subsequentes deveria ser aproximadamente linear. A mesma é explicada pela incerteza na fase introduzida pelos divisores de frequência. Utilizando o ADF4351 com o sinal de *feedback* retirado da saída do divisor, a incerteza na fase desse divisor pode ser eliminada, sincronizando o sinal de saída dividido com o sinal de referência. No entanto, este aspeto não pode ser controlado no misturador ADL5387, pois não existe nenhuma referência. Na Figura 66, comparando com o sinal RF, estão ilustradas as duas hipóteses possíveis para a relação da fase entre o sinal RF e o sinal LO dividido no misturador. Quando a frequência é configurada no ADF4351, o divisor do misturador "captura" uma transição aleatória no sinal LO, que pode ou não introduzir uma inversão de fase. Mas uma vez estabelecido o

sincronismo, esta diferença de fase não se altera enquanto o sinal LO for contínuo (entre reconfigurações do ADF4351).

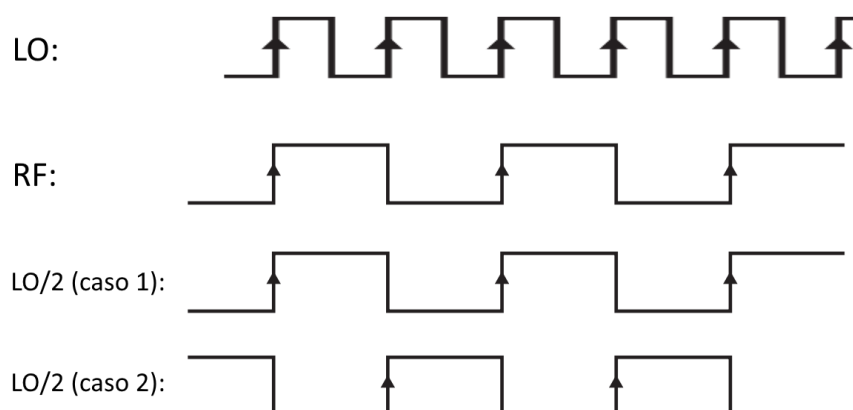


Figura 66: Possíveis relações de fase entre os dois sinais RF e LO divididos em frequência

A solução mais simples para este problema é substituir o ADL5387 por um misturador equivalente que possa realizar a mistura com um sinal LO de entrada de frequência igual à do sinal RF. Esta solução é preferível, pois não só é de implementação simples, como elimina também o problema na sua raiz, produzindo à partida a informação desejada. Assim, existindo disponibilidade imediata, foi escolhido o misturador ADL5382 [39]. Este é completamente compatível com o ADL5387 em termos do *pinout* e *footprint* na PCB, e apresenta características equivalentes, especialmente na alimentação a 5 V, a potência máxima de RF de 15 dBm, e tensão máxima de saída em banda-base de 2 V pico a pico. Quanto à banda de frequência, ambos RF e LO podem variar entre 700 MHz e 2700 MHz, logo adequa-se à banda de operação do Radar.

Como consequência desta escolha, o modo de programação do ADF4351 altera-se ligeiramente, com ambas as saídas A e B a partilhar o mesmo sinal, que é o VCO após divisão em frequência. A divisão em frequência do VCO já não necessita de ser para metade, logo a banda de operação já não está limitada inferiormente pela frequência mínima do VCO (2.2 GHz). Isto expande o limite inferior da banda de operação do Radar de 1.1 GHz para os 875 MHz determinados como o limite inferior definido pelo filtro passa-baixo, para filtragem adequada das harmónicas.

4.5 Ensaios do Protótipo Desenvolvido

4.5.1 Redimensionamento da Banda de Operação

Com a substituição do misturador ADL5387 pelo ADL5382, conforme referido, a frequência mínima pode-se estender até 875 MHz. Com uma maior largura de banda disponível, é possível diminuir a resolução do Radar para metade, 0.585 m, duplicando o número de frequências a transmitir, sem alterar o salto em frequência de 500 kHz. Para cumprir com a frequência de corte dos filtros passa-baixo, a banda de operação do Radar

passa então a ser entre 950 MHz e 1.206 GHz, um total de 256 MHz com 512 frequências transmitidas.

4.5.2 Detecção de um alvo

Foram realizados testes em espaço exterior, com o objetivo de detetar um alvo estático, nomeadamente uma placa de cobre idêntica à utilizada no isolamento entre as antenas. A Figura 67 ilustra o procedimento, em que o alvo foi colocado numa cadeira, alinhado com a direção de radiação das antenas e com ângulo perpendicular ao sinal incidente, a distâncias progressivamente superiores do radar.

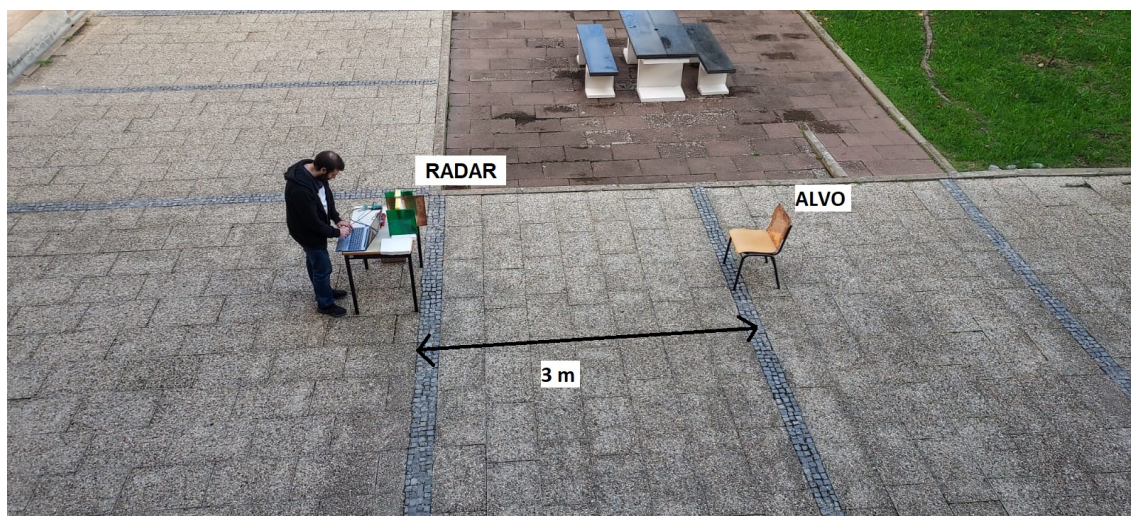


Figura 67: Ambiente de teste para a deteção de um alvo estático a 3 metros de distância

O objetivo do teste é validar o funcionamento do Radar, com a observação da presença de um alvo a cada uma das distâncias a que a placa foi colocada. Para tal, em cada distância, recolheram-se seis conjuntos de medidas I e Q, a partir das quais é feita uma média de valores para cada distância. Recolheu-se ainda um conjunto de seis medidas I e Q sem o alvo presente na linha de vista do radar.

Após a recolha, os dados foram importados para um *script* Matlab, onde é feita a média dos conjuntos e a construção dos vetores complexos, para cada distância. A cada vetor é aplicada a IFFT, e é depois feita a subtração com o vetor correspondente às medições sem alvo. O objetivo é diminuir no resultado a presença tanto da auto-interferência como de outros objetos estáticos no meio circundante ao alvo. Na Figura 68 observa-se o resultado obtido sem alvo, sendo que o valor identificado corresponde à auto-interferência. Esta apresenta um deslocamento na distância de 2.3 metros, sendo que a distância esperada seria 0 metros. Este resultado implica que as distâncias medidas para o alvo devem ser subtraídas em 2.3 m para obter a distância que melhor reflete a distância real. Ao longo da cadeia analógica do Radar, os diversos componentes introduzem pequenas diferenças de fase nos sinais, assim como o próprio comprimento das pistas RF na PCB, que não são equivalentes para o sinal transmitido/recebido e para o oscilador local e assim causam erros de fase nos dados recolhidos. Estes erros causam o desvio de 2.3 metros observado.

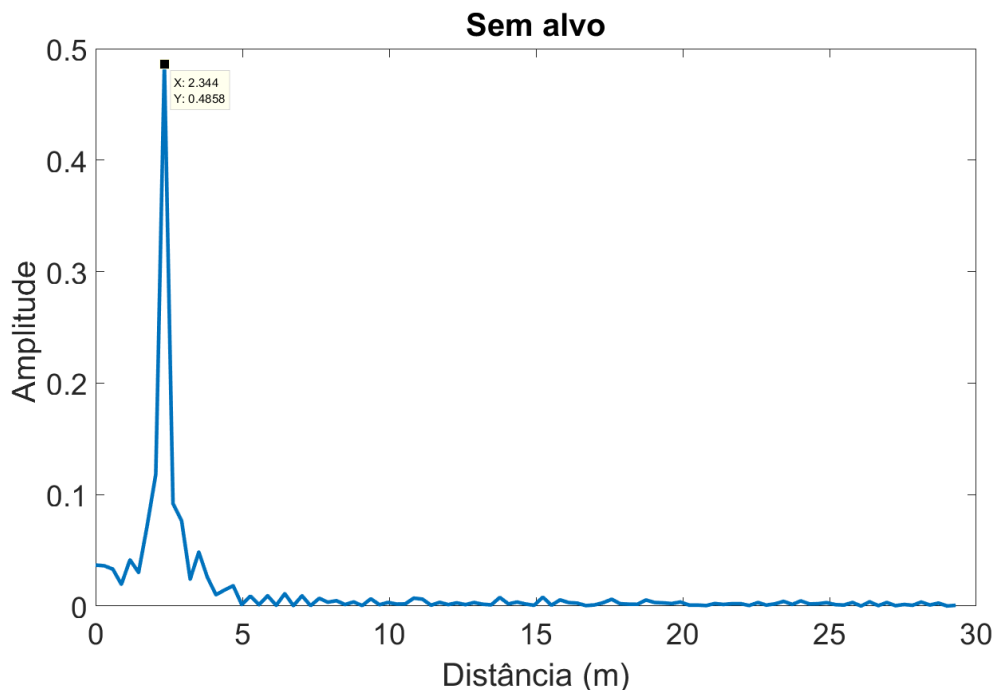


Figura 68: Resultado da IFFT para medida sem alvo: maioritariamente auto-interferência

As Figuras 69 - 73 mostram a detecção do alvo (sem ajuste dos 2.3 m), com um incremento de 3 metros entre cada distância consecutiva, correspondendo a Distância 1 (Figura 69) a 3 metros do radar. Note-se que a estes valores aplica-se a correção de 2.3 metros. Embora a auto-interferência seja ainda visível, em particular nas distâncias superiores a 3 metros, a amplitude é bastante reduzida em relação à medida sem alvo. Sem calibração, na Distância 1 a auto-interferência seria cerca de 20 vezes superior à amplitude do alvo.

É possível acompanhar o movimento do alvo até à Distância 4 (Figura 72), com 12.9 metros medidos, com a amplitude já bastante atenuada em relação à Distância 1. À Distância 5 (Figura 73) já não é possível distinguir o alvo, situação em que se encontrava a 15 metros do radar.

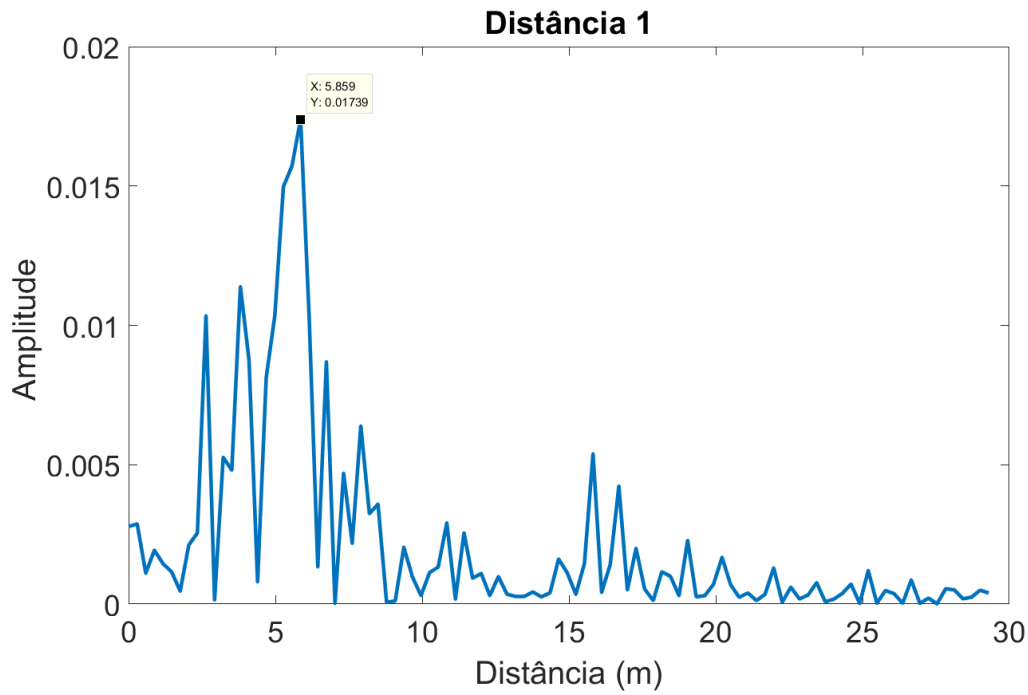


Figura 69: Resultado da IFFT para alvo à Distância 1: 3 metros, com 3.5 metros medidos

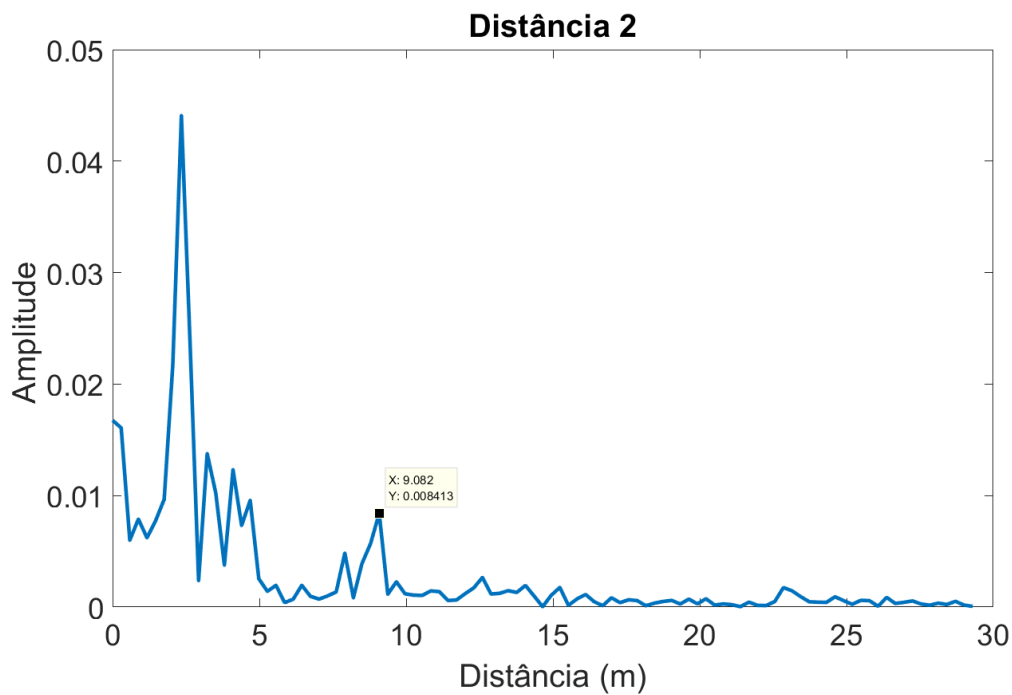


Figura 70: Resultado da IFFT para alvo à Distância 2: 6 metros, com 6.7 metros medidos

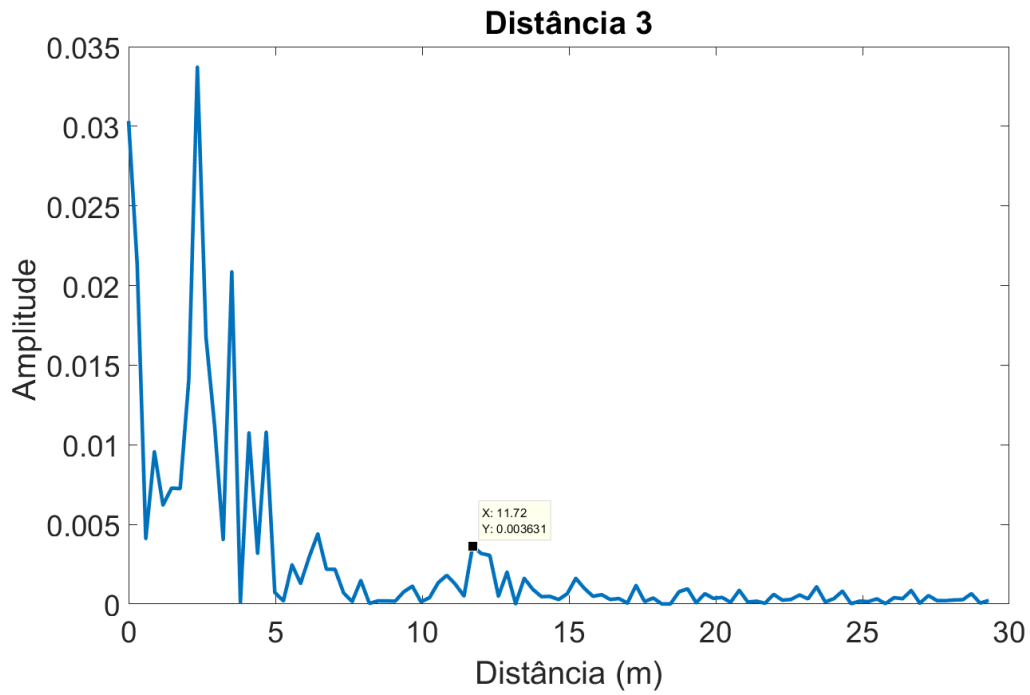


Figura 71: Resultado da IFFT para alvo à Distância 3: 9 metros, com 9.4 metros medidos

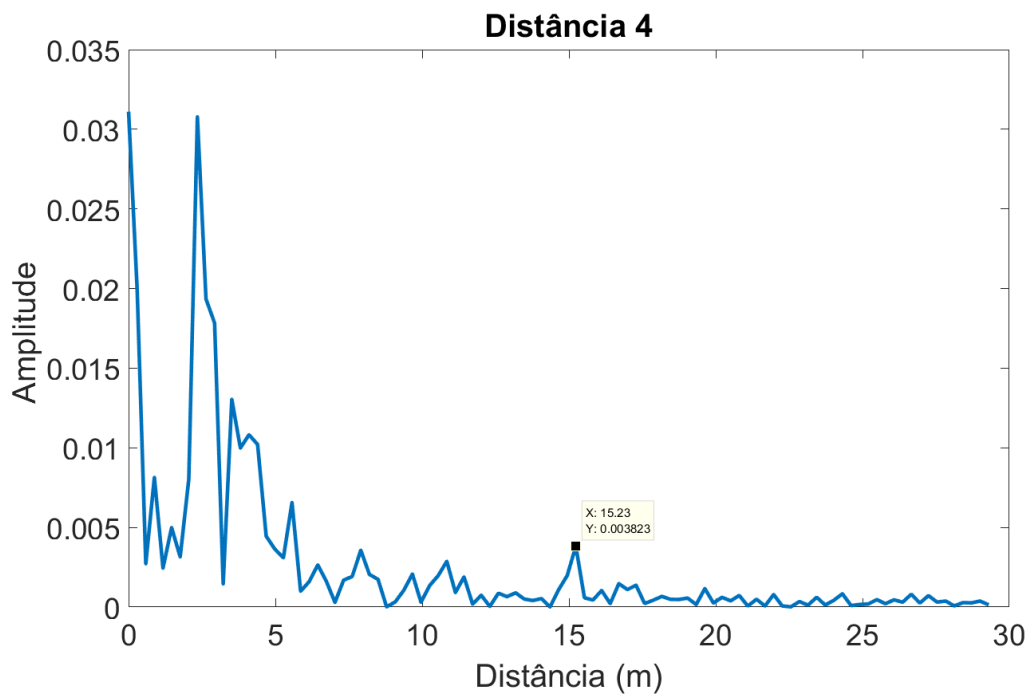


Figura 72: Resultado da IFFT para alvo à Distância 4: 12 metros, com 12.9 metros medidos

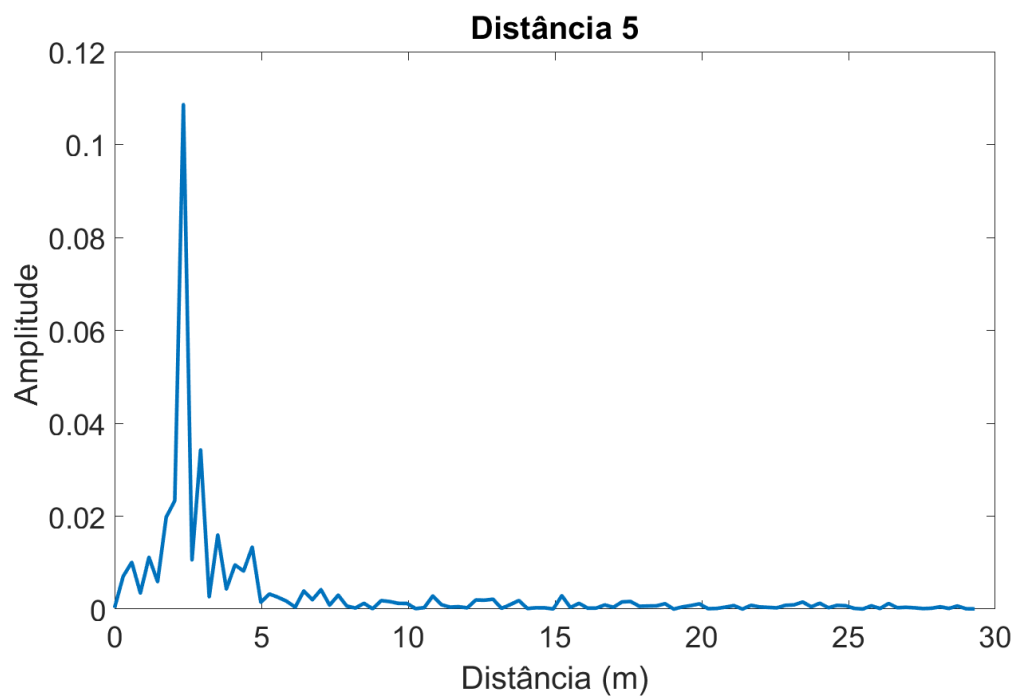


Figura 73: Resultado da IFFT para alvo à Distância 5: 15 metros, alvo já não é identificável

5 Otimização do Radar Didático

Uma vez desenvolvido e testado o primeiro protótipo com funcionalidades definidas no início do projeto, e retiradas as devidas conclusões, foram identificadas as seguintes melhorias a incluir num futuro protótipo:

- Integração do microcontrolador na PCB: uma vez que a maioria dos periféricos do Arduino Due não são necessários, o mesmo poderá ser substituído por um microcontrolador integrado diretamente na PCB do radar, por exemplo, da família STM32, mantendo-se a capacidade de controlar por SPI o ADF4351 e fazer a aquisição dos dados com um ADC;
- Aprofundamento da funcionalidade de cancelamento da auto-interferência: a abordagem estudada no primeiro protótipo revelou-se insuficiente, sendo que para observar resultados satisfatórios é necessário um método de cancelamento mais complexo e ativo;
- Expansão da largura de banda útil do radar: a arquitetura utilizada neste primeiro protótipo restringe a frequência de operação do radar entre 875 MHz e 1.3 GHz, tanto devido às antenas utilizadas, como pela frequência de corte dos filtros passa-baixo nas cadeias de transmissão e recepção. A introdução de um filtro passa-banda, cuja banda de passagem seja contígua à do filtro passa-baixo existente, pode expandir a banda de operação do radar.

Face a estes pontos, tomou-se a decisão de desenvolver um segundo protótipo, com o objetivo de incorporar os pontos anteriores e criar uma plataforma de hardware que permita explorar novas técnicas, a fim de melhorar o desempenho do radar.

5.1 Sistema Proposto

Na Figura 74 é apresentado o diagrama de blocos do segundo protótipo:

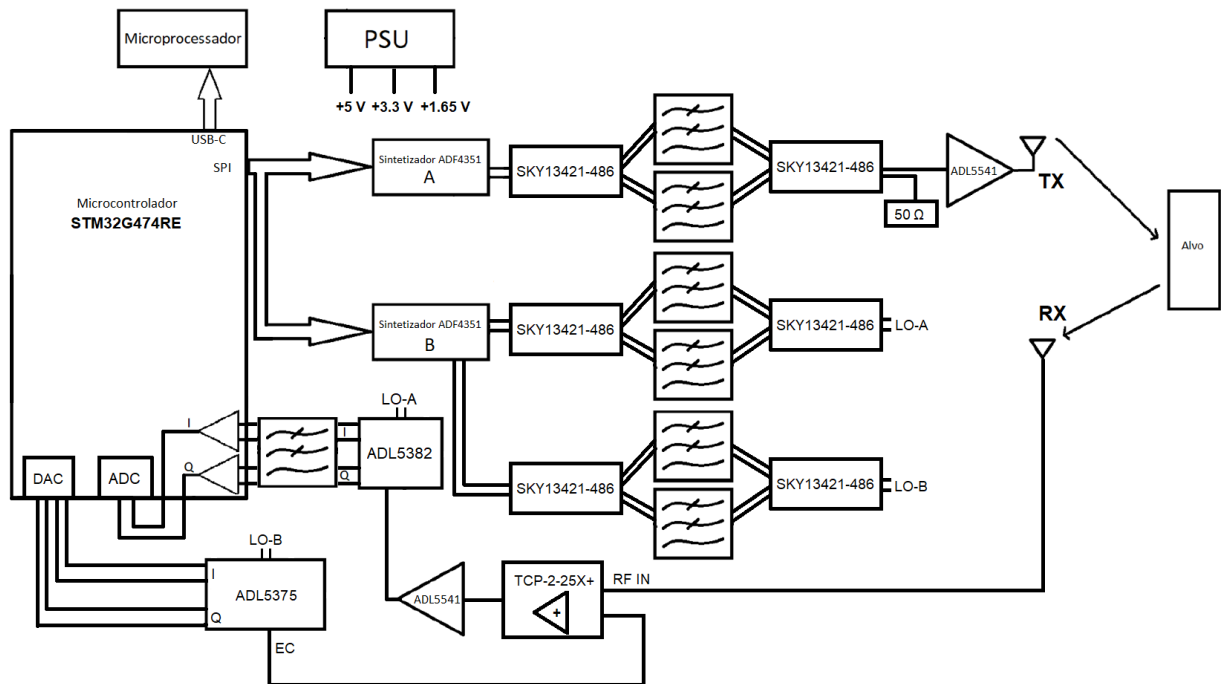


Figura 74: Diagrama de blocos do segundo protótipo

5.1.1 Cancelamento da Auto-Interferência

A principal evolução no desenvolvimento do segundo protótipo é o método de cancelamento da auto-interferência. Como existe uma variação significativa na potência recebida ao longo do espectro, o cancelamento não pode ser feito com um sinal de potência fixa, requerendo assim uma parte em *software* e um *hardware* que permita ajustar de forma fina a potência do sinal cancelador. Em concreto, requer um processo de calibração em que são recolhidas amostras do sinal recebido, para cada frequência, durante uma medição sem alvo, e gerar um sinal com amplitude adequada ao cancelamento. É também necessário que este sinal esteja oposto em fase aos sinais adquiridos na calibração num fator de 180 graus.

O método planeado consiste na amostragem dos valores I e Q no microcontrolador, numa fase de calibração, fazendo um varrimento na frequência do ambiente sem alvo. Para a função de desmodulação do sinal recebido, mantém-se o ADL5382 do primeiro protótipo. Tendo em memória os dados correspondentes ao ambiente, tanto em termos da fase como da amplitude, durante uma medição de um alvo, os valores I e Q correspondentes a cada frequência são convertidos por um DAC, com a amplitude ajustada ao ganho da cadeia de receção (LNA e amplificação em banda-base) e uma diferença de 180 graus na fase em relação à amostragem na calibração. Estes sinais são depois remodulados, sendo necessário adicionar ao sistema um modulador em quadratura, e o sinal RF resultante é combinado com o sinal recebido da antena no combinador TCP-2-25X.

Desta forma, será possível aproximar a potência do sinal de cancelamento à do sinal recebido, assim como ter maior controlo sobre diferença de fase entre eles, e a combinação dos sinais antes do LNA permite que a potência relativamente elevada da auto-interferência seja mitigada antes de ser amplificada, reduzindo o risco de saturar o recetor e melhorando a gama dinâmica.

5.1.2 Modulador

O modulador escolhido é o ADL5375, cujo intervalo de frequências na saída é adequado (400 MHz a 6 GHz). Este apresenta duas opções de *bias* para a entrada em banda-base, 0.5 V e 1.5 V. A opção de 1.5 V é a mais indicada, pois este valor encontra-se próximo de 1.65 V, valor intermédio na escala de tensões do DAC (0 a 3.3 V). No entanto, o intervalo de tensão para cada entrada em banda base é entre 0 V e 2 V. O circuito foi desenvolvido de acordo com o exemplo de aplicação no *datasheet* [10].

A introdução de um modulador, além do desmodulador ADL5382 existente, requer mais um sinal com a função de oscilador local. Para não só ter capacidade de gerar esses dois sinais em conjunto com o sinal RF a transmitir, como também para sincronizar os dois sinais LO o máximo possível, adiciona-se também um novo sintetizador ADF4351, duplicando o circuito existente. Assim, um ADF4351 fica dedicado ao sinal RF, na cadeia de transmissão, e o segundo ADF4351 fornece ambos os sinais LO, através de ambos os portos de saída disponíveis, ficando dedicado à cadeia de receção. Ambos os ADF4351 partilham o sinal de referência de 25 MHz, possibilitando assim que fiquem sincronos.

Na Figura 75 está o esquemático no Altium Designer do modulador a implementar:

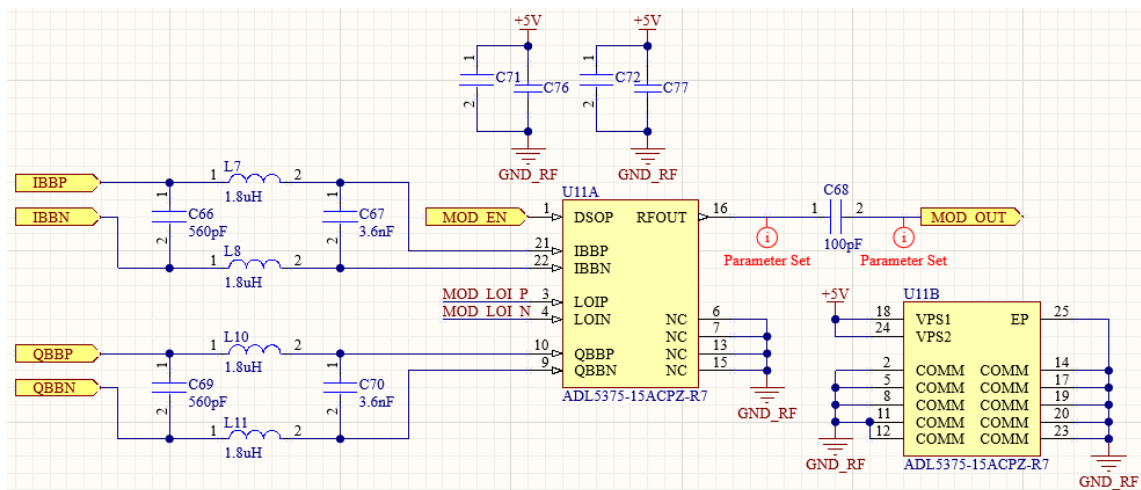


Figura 75: Esquemático no Altium Designer do modulador a implementar

5.1.3 Filtros RF/LO

O ADL5375 necessita que o sinal LO seja filtrado, para reduzir a amplitude das harmónicas. No *datasheet* [10], são sugeridos vários filtros passa-banda Chebyshev, na configuração da Figura 76, e com os valores da Figura 77, sendo que no exemplo dado é utilizado o ADF4350 a fornecer o sinal LO, que tem características muito semelhantes às

do ADF4351. O objetivo dos filtros é colocar a terceira harmónica, tipicamente a -10 dBc em VCOs [10], a -30 dBc, necessitando de uma atenuação de pelo menos 20 dB.

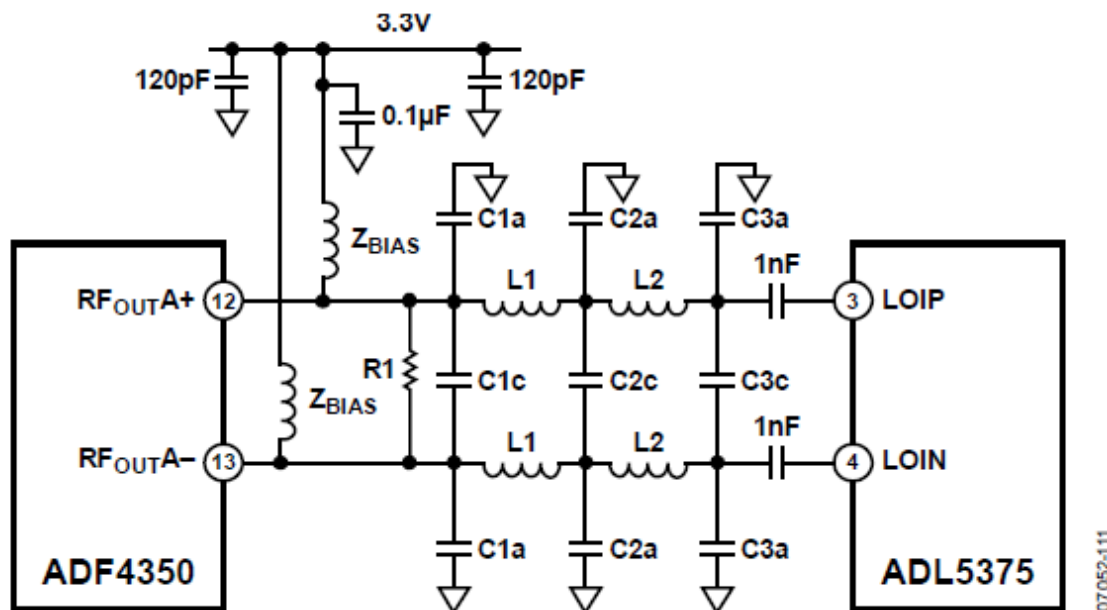


Figura 76: Tipologia de filtro sugerida para o ADL5375, extraído de [10]

Frequency Range (MHz)	Zbias (nH)	R1 (Ω)	L1 (nH)	L2 (nH)	C1a (pF)	C1c (pF)	C2a	C2c (pF)	C3a (pF)	C3c (pF)
500 to 1300	27	100	3.9	3.9	DNI	4.7	DNI	5.6	DNI	3.3
850 to 2450	19	100	2.7	2.7	DNI	DNI	4.7	DNI	3.3	DNI
1250 to 2800	7.5	100	0 Ω	3.6	DNI	DNI	2.2	DNI	1.5	DNI
2800 to 4400	3.9	100	0 Ω	0 Ω	DNI	DNI	DNI	DNI	DNI	DNI

Figura 77: Valores de componentes dos filtros sugeridos para o ADL5375, extraído de [10]

Tendo como objetivo a expansão da banda de frequências a que o radar pode operar, foram escolhidos dois filtros: entre 500 MHz e 1300 MHz, e entre 1250 MHz e 2800 MHz. Ambos são contíguos no espectro, a frequência mínima é inferior à suportada pelas antenas escolhidas, e a frequência máxima é superior à frequência máxima suportada pelo ADL5382 em 100 MHz, não sendo necessário um terceiro filtro. No total, o radar utiliza 3 pares de filtros: um na cadeia de transmissão, e um para cada sinal LO, totalizando 6 filtros. Na Figura 78 observa-se o circuito utilizado para simulação dos filtros em LTSpice, e nas Figuras 79 e 80 observa-se a resposta em frequência e fase, simulação AC em LTSpice, de ambos os filtros em modo diferencial.

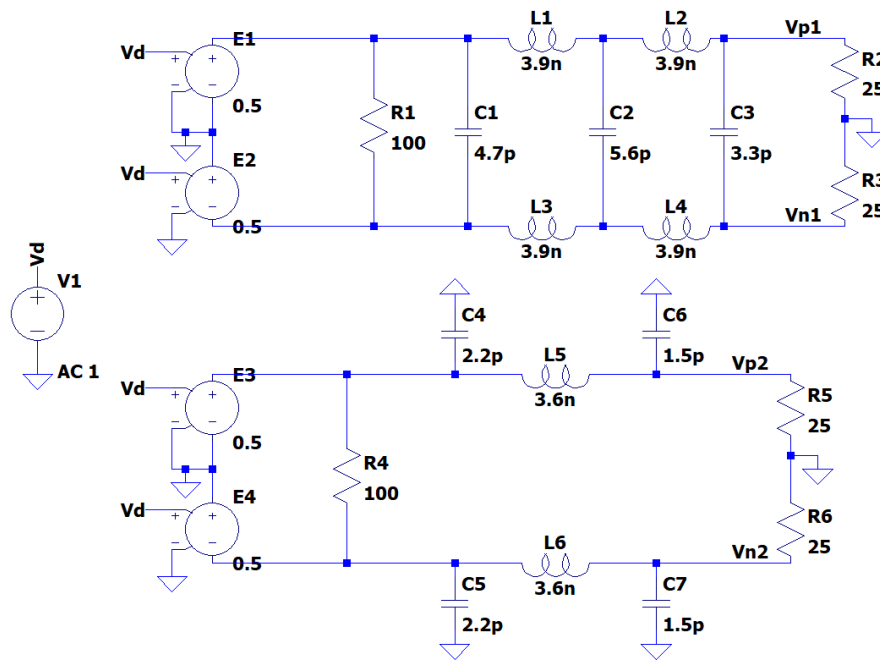


Figura 78: Circuito em LTSpice XVII dos filtros a implementar

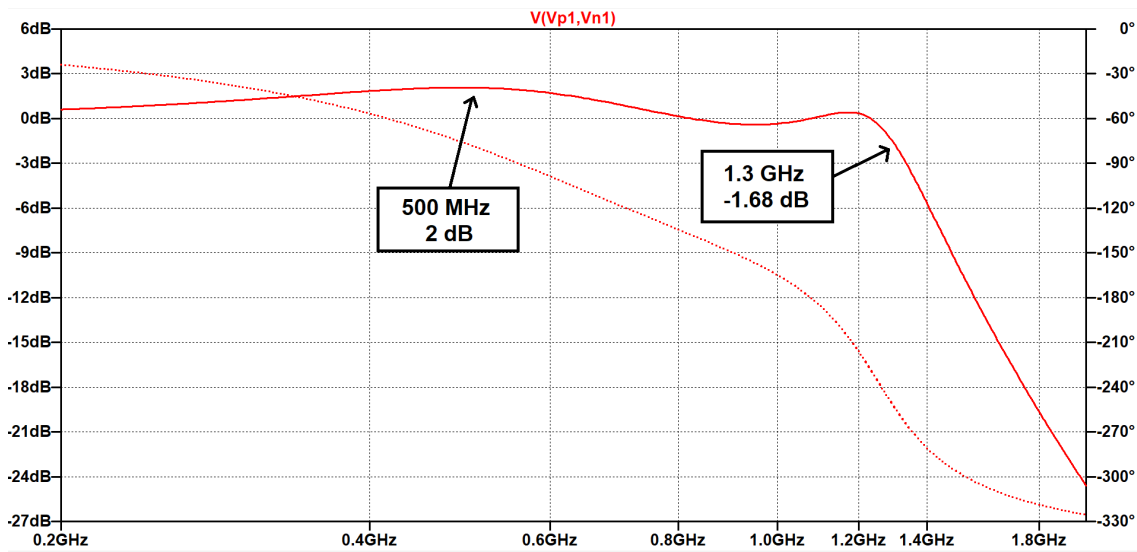


Figura 79: Simulação AC em LTSpice XVII do filtro para 500 - 1300 MHz, diferença entre os nós Vp1 e Vn1

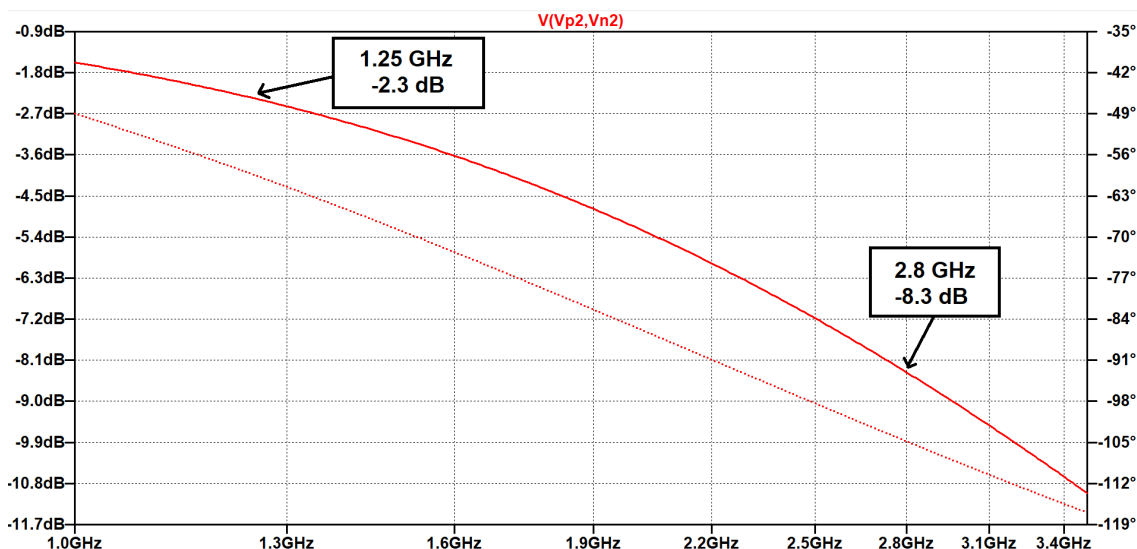


Figura 80: Simulação AC em LTSpice XVII do filtro para 1250 - 2800 MHz, diferença entre os nós Vp2 e Vn2

Para incluir ambos os filtros no circuito, sendo que apenas uma das bandas estará a ser utilizada de cada vez, é necessário um modo de escolher qual o filtro ativo. Para tal, cada par de filtros utiliza dois comutadores RF diferenciais, SKY13421-486LF [40], que comuta um sinal diferencial entre dois portos diferenciais. O controlo dos comutadores é feito com um sinal digital, correspondendo cada nível lógico a um porto. Este sinal digital é gerado e controlado pelo microcontrolador, e partilhado entre todos os comutadores correspondentes. Por motivos de orientação dos componentes na PCB, houve a necessidade de inverter os portos no comutador à saída dos filtros (ou seja, o porto A do comutador à entrada do filtro liga ao porto B do comutador à saída do filtro). Para manter a coerência, utiliza-se um segundo sinal digital do microcontrolador, que terá de ter sempre o nível lógico oposto ao outro sinal de controlo.

Na Figura 81 apresenta-se o esquemático (genérico) em Altium Designer para a implementação de um destes filtros, e na Figura 82 a sua ligação aos comutadores SKY13421-486LF através dos símbolos "U_Filter".

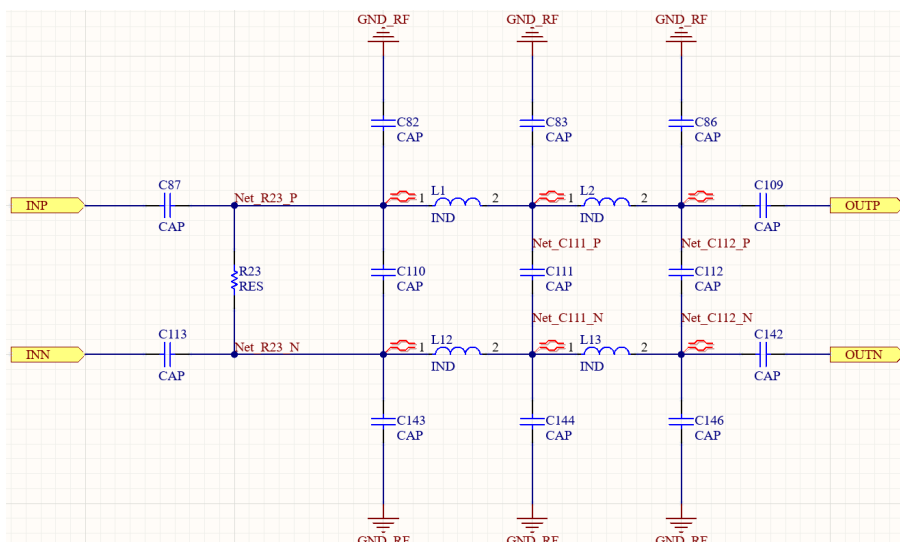


Figura 81: Esquemático no Altium Designer de um dos filtros a implementar

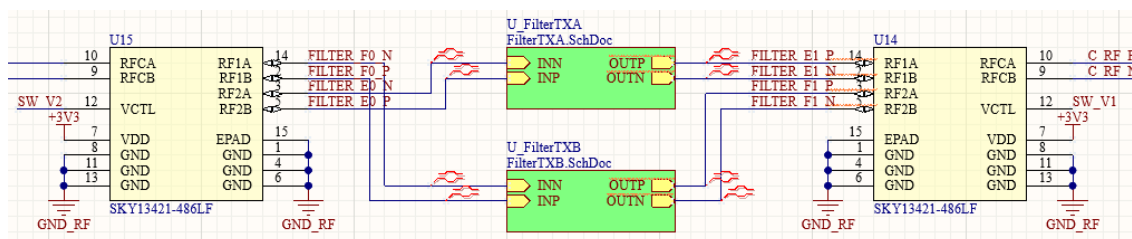


Figura 82: Esquemático no Altium Designer da ligação de um dos filtros a implementar aos comutadores SKY13421-486LF

5.1.4 Microcontrolador

A escolha do microcontrolador a integrar na PCB, dentro da família STM32, deveu-se maioritariamente à quantidade de portos ADC e DAC disponíveis em cada modelo. Para a amostragem do sinal recebido, após desmodulação, são necessários dois ADC, e para gerar o sinal de cancelamento, são necessários quatro DAC, para os sinais I e Q diferenciais. O microcontrolador que melhor se adequou a este requisito foi o STM34G474RE [41], que possui 5 ADC de aproximação sucessiva, e 7 DAC, ambos com resolução nominal de 12 bit.

O microcontrolador suporta ainda uma interface USB básica (disponibilizando os sinais D+ e D-), que poderá ser utilizada para transferir os dados das medições. Nesse sentido, a PCB inclui uma ficha USB-C ligada à interface USB do STM32. Existe ainda um conector de 14 pinos para programar o *firmware* no microcontrolador, com a possibilidade de comunicar via UART além da interface USB existente.

Para a configuração do ADF4351, é utilizada a biblioteca "STM32_ADF4351" de Peter Fetterer, disponível em [42].

5.1.5 Banda-base

A amplificação em banda-base dos sinais I e Q recebidos é idêntica ao primeiro protótipo, com a mesma montagem de amplificador diferencial com 1.65 V de referência, de modo a converter os sinais I e Q de diferencial para *single-ended*, introduzindo ganho ao mesmo tempo. No entanto, o amplificador operacional externo foi eliminado, utilizando-se dois dos amplificadores operacionais do STM32 em modo *standalone*, com as duas entradas e a saída de cada disponíveis em portos I/O.

Com base na configuração da Figura 30, as resistências R_1 e R_3 são resistências de 1 k Ω . Para controlar o ganho do amplificador, R_2 e R_4 são resistências variáveis, recorrendo ao MCP4251 [43], que contém dois potenciômetros digitais de 100 k Ω controlados por SPI. Utilizando os portos B (*zero scale*) e W (*wiper*) de cada potenciômetro, é assim possível controlar o ganho da amplificação com o STM32, com 257 valores de resistência possíveis entre 0 Ω e 100 k Ω , em que o passo é de aproximadamente 390 Ω .

Uma vez que existe a separação entre o sinal transmitido e os osciladores locais, com a concentração dos últimos num único ADF4351, a frequência dos sinais LO pode ser independente do sinal transmitido. Assim, é possível, exclusivamente por *software* na configuração deste segundo ADF4351, tornar a cadeia de recepção homodina ou heterodina. Do ponto de vista do *hardware*, ambos são suportados, embora se deva ter em conta que num recetor heterodino, a frequência intermédia está limitada pela relação ganho-largura de banda dos amplificadores operacionais do STM32, 13 MHz [41].

5.1.6 Amplificação RF

Um dos desafios no desenvolvimento do primeiro protótipo foi o isolamento necessário entre as antenas, de pelo menos 30 dB, para que a auto-interferência amplificada não exceda o limite de potência de 15 dBm à entrada do ADL5382. A solução implementada no segundo protótipo é a redução do ganho da amplificação na cadeia de transmissão.

Eliminando o amplificador de potência GRF5020 da cadeia de transmissão, e mantendo o ADL5541 (com 15 dB de ganho), e considerando que o ADF4351 tem uma potência de saída entre -4 dBm e 5 dBm, a potência máxima teórica de transmissão passa a ser 20 dBm (100 mW), uma redução de 6 dB em relação ao atingido com o primeiro protótipo.

O LNA foi também substituído por um ADL5541, uma vez que apresenta um Noise Figure inferior a 4 dB até 2.4 GHz, reduzindo o ganho na cadeia de recepção em 5 dB.

5.1.7 Power Supply Unit

Uma vez eliminado o amplificador de potência/LNA GRF5020, em relação ao primeiro protótipo, deixou de existir o requisito de gerar 10 V para a alimentação dos mesmos. Assim, a PSU passa a ter de fornecer apenas 5 V e 3.3 V. A fonte de alimentação foi também simplificada, sendo a tensão de alimentação mais baixa, sendo possível alimentar o sistema com uma célula de lítio de 3.6 V. Esta decisão melhora a portabilidade do protótipo, e torna mais flexível o projeto da PSU.

Assim, a PSU foi alterada para melhor cumprir os requisitos do circuito, com o diagrama de blocos na Figura 83, e o esquemático na Figura 84. O primeiro andar consiste em conversores DC/DC, que elevam a tensão de entrada para 5.3 V. O conversor utilizado é o TPS63070, com um intervalo de tensões possíveis na entrada de 2 V a 16 V, e um intervalo de saída de 2 V a 9 V com corrente máxima em modo *boost* de 2 A [44]. Para a alimentação com 3.6 V, a eficiência deverá ser superior a 90%. Os ramos de 5 V e 3.3 V foram separados, e diferem apenas nos LDO no segundo andar, que são as versões de tensão de saída fixa do ADM7171 para obter 5 V e 3.3 V sem resistências externas.

Para obter os 1.65 V utilizados como referência da amplificação em banda-base, utiliza-se um divisor de tensão com duas resistências idênticas de 560 kΩ. Essa tensão é colocada à entrada de um amplificador operacional (LM321) configurado como seguidor de tensão, alimentado a 3.3 V da própria PSU, para que a impedância de saída seja baixa.

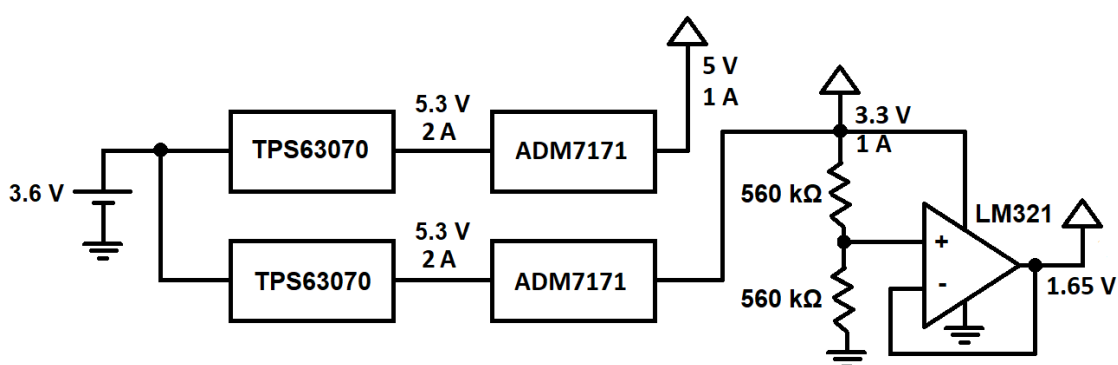


Figura 83: Diagrama de blocos da PSU desenvolvida para o segundo protótipo

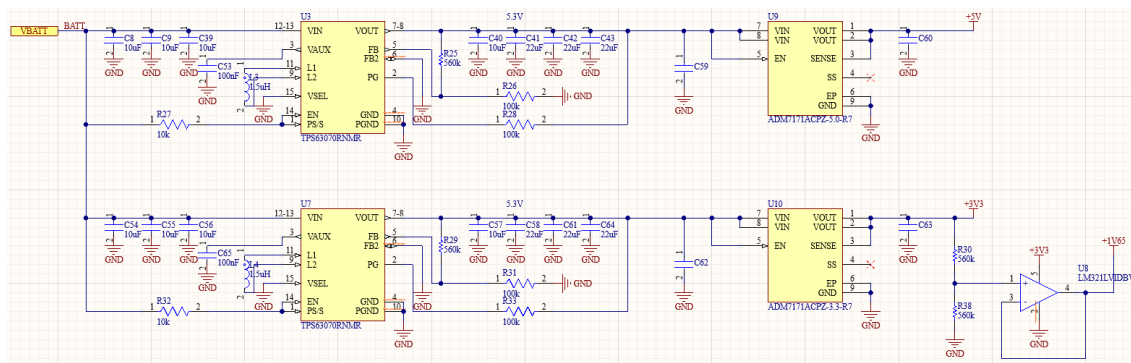


Figura 84: Esquemático da PSU desenvolvida para o segundo protótipo no Altium Designer

5.1.8 Protótipo Final

A Figura 85 mostra o protótipo completo em placa de circuito impresso, com os blocos identificados. A PCB foi projetada no Altium Designer, com 4 camadas, sendo a segunda camada o plano de massa para as linhas RF coplanares. Requer apenas uma bateria externa de 3.6 V e uma ligação a um terminal série, para transferência dos resultados das medições.

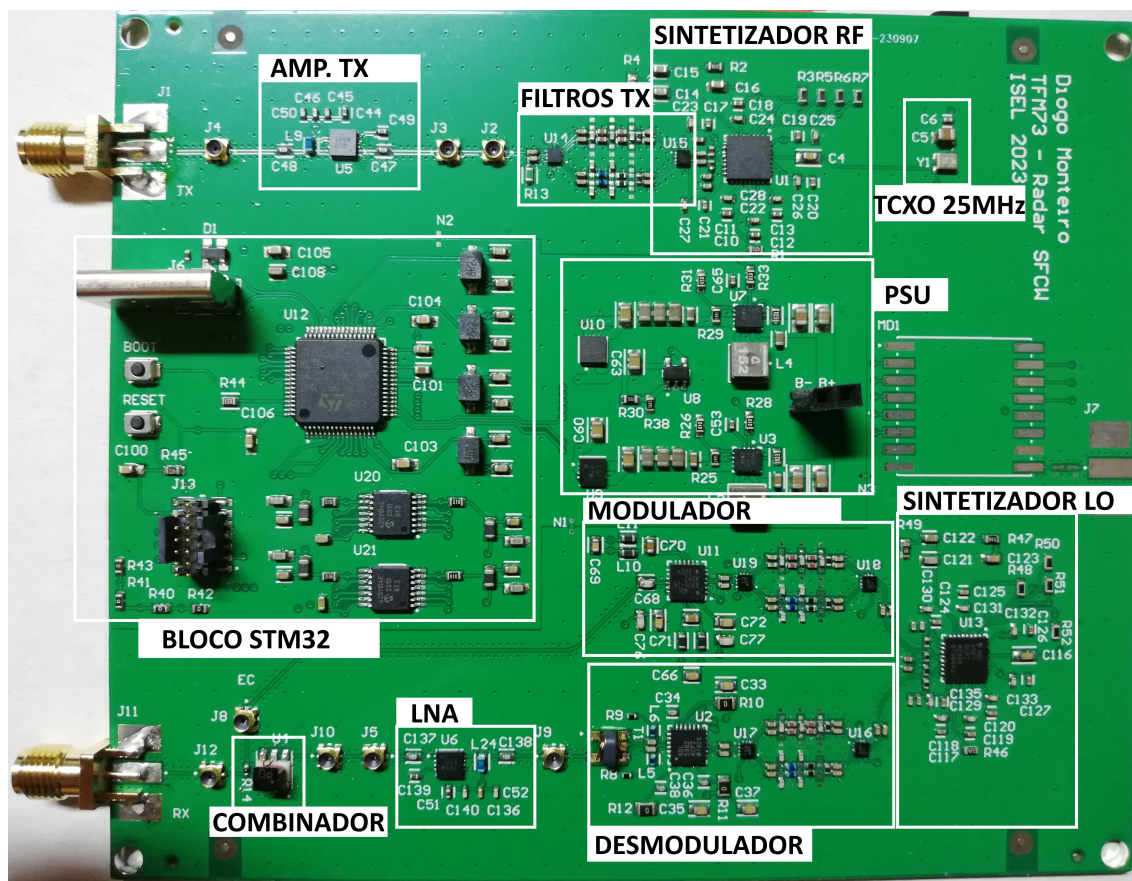


Figura 85: Placa de Circuito Impresso do segundo protótipo, com blocos identificados

5.2 Ensaios

5.2.1 Caracterização do Modulador

Como referido, a *bias* nas entradas de banda-base do modulador deve ser 1.5 V, o que significa que as tensões, correspondentes aos valores em fase e quadratura diferenciais, colocadas pelo DAC do microcontrolador nas entradas de banda-base do modulador devem ser simétricas em torno de 1.5 V. Sendo que o DAC do microcontrolador utiliza uma tensão de referência de 3.3 V, e possui uma resolução de 12 bit (4096 níveis de tensão na saída), este valor de *bias* é produzido com o valor digital 1861.

Assim, o valor de potência mínima que este protótipo consegue produzir para cancelamento de auto-interferência a 1GHz é obtido colocando ambos os valores em fase e quadratura nulos, ou seja, ambos com tensão elétrica igual a 1.5 V. Nesta condição, obtém-se à entrada do combinador uma potência de cerca de -43 dBm, como se observa na Figura 86.

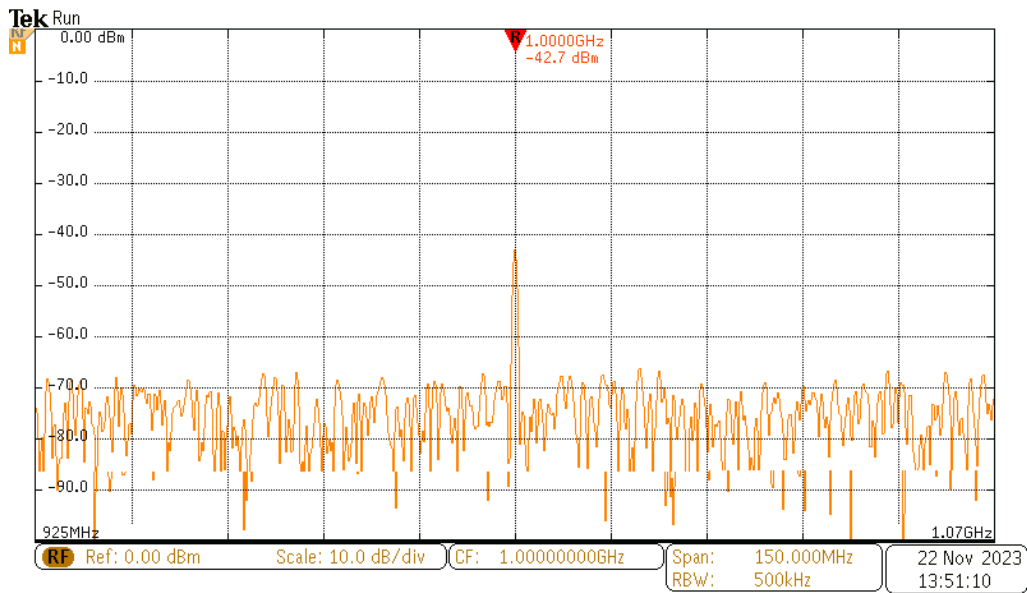


Figura 86: Sinal de cancelamento de auto-interferência configurado para a potência mínima, $I = Q = 1.5 \text{ V}$

Considerando a limitação superior de 2 V nas entradas de banda-base do modulador, a potência máxima pode ser obtida fazendo com que o sinal diferencial em fase tenha uma amplitude de 0.5 V em torno de 1.5 V, com o valor positivo a 2 V e o valor negativo a 1 V. O sinal em quadratura é nulo, ou seja, tensão igual a 1.5 V. Nesta condição, obtém-se à entrada do combinador uma potência máxima de 4.7 dBm a 1 GHz, como se observa na Figura 87.

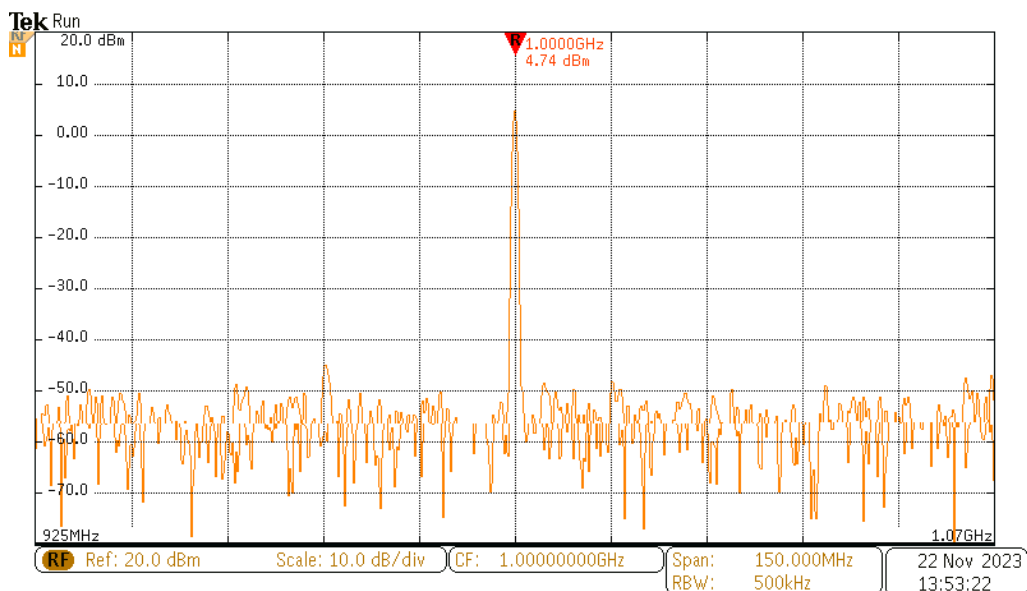


Figura 87: Sinal de cancelamento de auto-interferência configurado para a potência máxima, $I = 1 \text{ Vpp}$, $Q = 1.5 \text{ V}$

5.2.2 Cancelamento de auto-interferência com uma frequência fixa

Para demonstrar a viabilidade do cancelamento através da construção do sinal de cancelamento em banda-base, realizou-se um teste a uma frequência fixa de 1 GHz, em que o transmissor está diretamente ligado ao recetor através de um atenuador de 20 dB. Este sinal representa a auto-interferência. Neste ponto, o modulador tem a saída RF desligada. Deste modo, observa-se à entrada do recetor o sinal da Figura 88, com uma potência de -10.4 dBm.

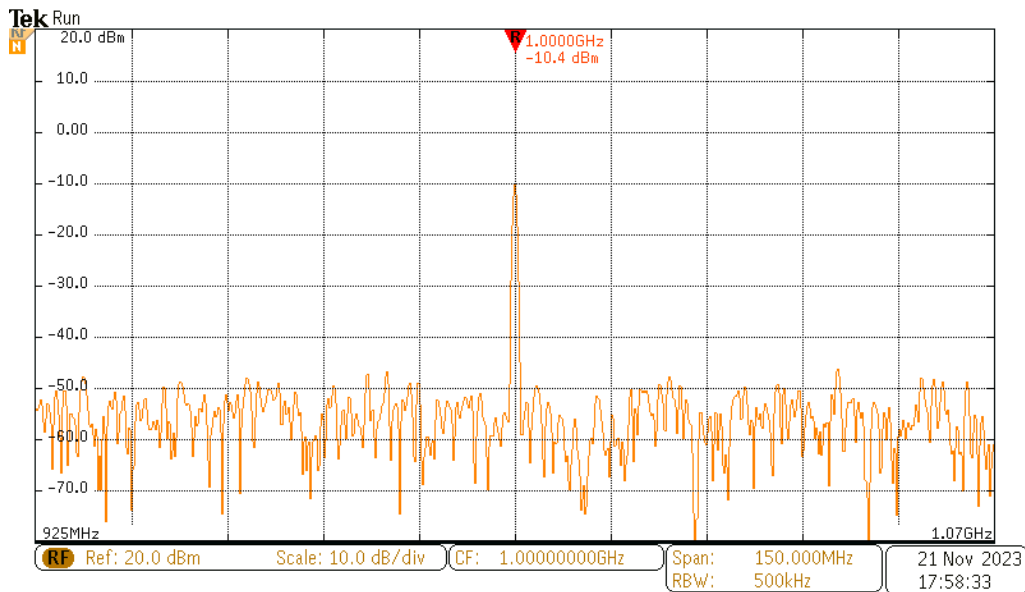


Figura 88: Auto-interferência no recetor à entrada do combinador, sem cancelamento

De seguida, por *software* gera-se um sinal em banda-base cuja componente em quadratura é nula e cuja componente em fase tem uma amplitude tal que se traduz num sinal à saída do modulador com uma potência de -10.4 dBm, idêntica à auto-interferência. Esta amplitude corresponde a 0.18 V. Na Figura 89 observa-se a saída do combinador, ou seja, a auto-interferência somada ao sinal de cancelamento. Sendo que a fase entre os dois sinais é aleatória e desconhecida, observa-se uma diminuição de 2.5 dB.

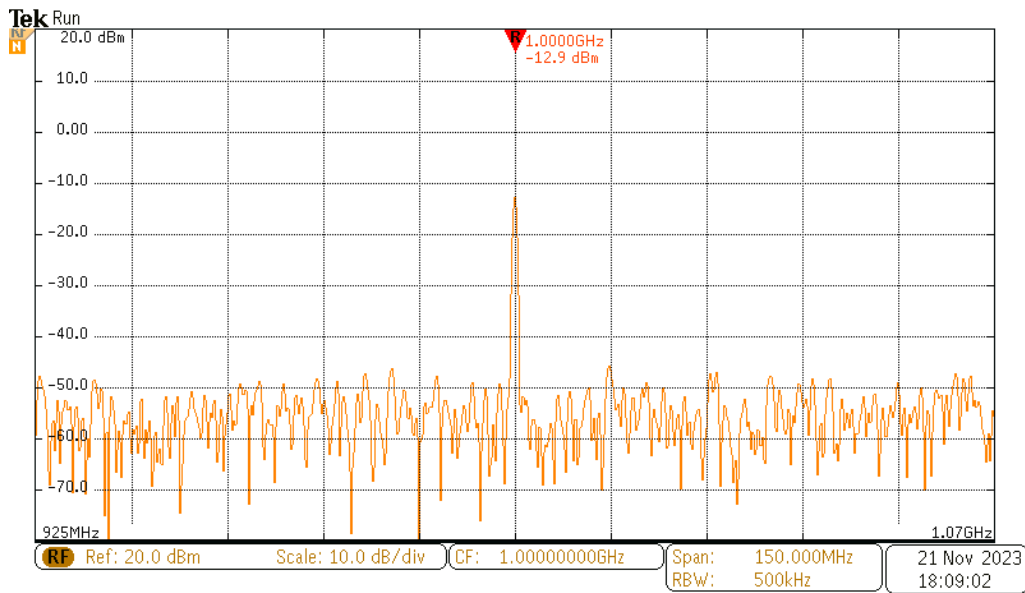


Figura 89: Auto-interferência no recetor à saída do combinador, com sinal de cancelamento de -10.4 dBm, sem ajuste de fase

Finalmente, para maximizar o cancelamento, a fase do sinal foi ajustada, sem alterar a potência do sinal, para que os dois sinais estejam em oposição de fase. Sabendo que, para os sinais em fase e quadratura com uma determinada fase, Φ :

$$I = A * \cos(\Phi), \quad (10)$$

e que:

$$Q = A * \sin(\Phi), \quad (11)$$

em que A é a amplitude, a adição de uma fase Δ é expressa, para as componentes em fase e quadratura, por:

$$I' = A * \cos(\Phi + \Delta) = A * \cos(\Phi) * \cos(\Delta) - A * \sin(\Phi) * \sin(\Delta) \quad (12)$$

$$I' = I * \cos(\Delta) - Q * \sin(\Delta), \quad (13)$$

$$Q' = A * \sin(\Phi + \Delta) = A * \sin(\Phi) * \cos(\Delta) + A * \cos(\Phi) * \sin(\Delta) \quad (14)$$

$$Q' = Q * \cos(\Delta) + I * \sin(\Delta), \quad (15)$$

em que I' e Q' são as novas componentes em fase e quadratura com o ajuste de fase aplicado. Modificando assim a fase do sinal de cancelamento através das componentes em fase e quadratura com as expressões (13) e (15), determinou-se por iteração que o cancelamento é maximizado com um ajuste de 181 graus, com o qual se observa na Figura

6 Conclusões

6.1 Radar Didático Desenvolvido

Após o desenvolvimento, implementação e ensaios dos diversos componentes constituintes do Radar SFCW, foi possível concluir sobre alguns aspetos, definidos como objetivos.

Com a escolha da cadeia de amplificação com pré-amplificador e amplificador de potência, atingiu-se uma potência máxima de 26 dBm (cerca de 400 mW). Apesar de os dispositivos escolhidos estarem dimensionados para atingir 1 Watt, verificou-se que um dos amplificadores introduz compressão, limitando assim a potência máxima transmitida. Este efeito requer um estudo mais detalhado sobre o impacto das adaptações em impedância nos limites de compressão.

Por outro lado, a limitação na potência de transmissão é atenuada pela limitação em potência no misturador de 15 dBm. Nesse sentido, foi possível atingir um isolamento entre antenas de no mínimo 30 dB, que é um valor aceitável para a potência de transmissão máxima obtida. No entanto, sem aumentar a complexidade nas antenas, o isolamento nunca aumentou significativamente para além dos 30 dB, sendo que para uma potência de transmissão de 1 Watt seria necessário um isolamento mínimo de 35 dB. Estes resultados ilustram a relevância da auto-interferência, pois sem um isolamento adequado, no funcionamento normal, muito para além de redução de gama dinâmica, o misturador poderia ser danificado.

Ainda sobre a auto-interferência entre as antenas, o circuito de cancelamento de auto-interferência no recetor foi estudado. Na configuração estudada no primeiro protótipo, sem ajuste de potência e fase no sinal de cancelamento, os resultados obtidos não são consistentes o suficiente para considerar a técnica um sucesso, existindo certas condições em que a potência recebida, sem alvos, é superior em relação ao mesmo cenário sem cancelamento.

Os interruptores introduzidos na PCB entre os diversos blocos, que são um ponto importante no carácter didático do Radar desenvolvido, revelaram-se bastante úteis na caracterização dos diversos blocos analógicos do sistema. Cada bloco com uma entrada e saída em alta frequência pode ser caracterizado através de um VNA e comparado de forma mais detalhada com o comportamento esperado, e a observação em analisador de espectro do sinal nos diversos interruptores ajuda à compreensão de toda a eletrónica RF.

A deteção de alvos e a sua distância, através de processamento de sinal (IFFT) não foi inicialmente possível, devido uma inversão de fase entre o sinal RF transmitido e o oscilador local, LO, cada vez que uma nova configuração do sintetizador ADF4351 é efetuada. Esta oscilação deveu-se à incerteza de fase introduzida pelos divisores de frequência do ADL5387, e foi resolvida substituindo este pelo equivalente ADL5382 que não utiliza divisores.

A deteção de um alvo estático foi bem sucedida, colocando um alvo metálico a várias distâncias em ambiente exterior, correspondendo os resultados da IFFT razoavelmente à

realidade, dentro da margem de resolução esperada de 0.585 m. Foi possível observar também, com estes resultados, que existe um deslocamento que afeta a distância medida, aumentando-a em 2.3 m. Este efeito dever-se-á a pequenas diferenças na fase entre os sinais RF e LO, sendo possível remover este deslocamento após obter os perfis dos alvos. A detecção do alvo estudado foi possível até uma distância de 12 m.

6.2 Otimização do Radar Desenvolvido

Após o desenvolvimento do protótipo inicial, várias possíveis melhorias foram identificadas e nesse sentido o Radar foi otimizado com o desenvolvimento de um novo protótipo.

Com a simplificação da amplificação na cadeia de transmissão, o ganho máximo teórico foi reduzido para 20 dBm, e a substituição do LNA pelo ADL5541 reduziu o ganho no recetor em 5 dB, diminuindo a potência da auto-interferência que pode chegar ao desmodulador, para proteção do mesmo. Na prática, a potência de transmissão máxima foi 11 dBm, dada a configuração escolhida para o andar de saída dos sintetizadores ADF4351, que resultam numa diminuição da potência produzida em relação à configurada por *software*.

A filtragem em RF foi expandida com a implementação de dois filtros comutáveis, aumentando a frequência de operação máxima dos 1.3 GHz, impostos pela frequência de corte do filtro no primeiro protótipo, para 2.7 GHz, limite imposto pelo desmodulador ADL5382.

A cadeia digital foi simplificada, com a substituição do Arduino Due por um microcontrolador STM32G474 integrado na PCB para amostragem e processamento dos sinais recebidos.

Um novo método de cancelamento da auto-interferência foi introduzido, baseado na amostragem dos sinais recebidos sem a presença de um alvo, e a sua posterior remodulação em inversão de fase, necessitando a adição de um modulador, o ADL5375. Com esta nova solução, é possível o cancelamento da auto-interferência com uma potência até 4.7 dBm, e foi demonstrada uma atenuação de cerca de 18 dB à auto-interferência, à frequência de 1 GHz, controlando a amplitude e fase do sinal de cancelamento no domínio digital. Este resultado demonstra uma clara melhoria em relação ao método utilizado no Primeiro Protótipo, uma vez que permite otimizar o cancelamento para cada frequência, em cada ambiente de medição. É expectável que este processo possa ser estendido ao funcionamento do radar, sendo para isso necessário desenvolver um método de calibração automática para a amplitude e fase, aplicável a cada frequência utilizada no decorrer de uma medição.

Tanto o Radar desenvolvido inicialmente como a sua posterior otimização, individualmente, contam com um baixo custo de desenvolvimento e construção, graças à utilização de componentes comerciais de carácter genérico. Para a produção de 100 unidades, o custo dos componentes incluindo a PCB será inferior a 200€ por Radar, menos de metade da solução por *software-defined radio* utilizando a BladeRF 2.0 micro xA4, que custa

\$540 [45], e que não inclui o processamento dos dados e necessita de MIMO para efetuar o cancelamento da auto-interferência.

6.3 Trabalho Futuro

Considerando as conclusões apresentadas anteriormente, existem possíveis otimizações adicionais que resultam num sistema mais completo, versátil e funcional.

Em primeiro lugar, o método de cancelamento da auto-interferência demonstrado deverá ser expandido a todas as frequências transmitidas pelo Radar durante uma medição, através da implementação da calibração automática baseada nas amostras recolhidas. Assim, este método poderá ser validado na medição de um alvo estático, e conclusões retiradas quanto à sua eficácia.

Durante os testes do segundo protótipo desenvolvido, tornou-se evidente que devido a um erro no desenho da PCB, os dois ADF4351 não são independentes na sua configuração, forçando ambos a operar com os mesmos parâmetros, em especial, a mesma frequência. Deste modo, é impossível a reconfiguração entre recetor homodino e heterodino por *software* sem a correção do circuito, estando o Radar limitado ao recetor homodino.

Para melhorar a portabilidade do Radar, o segundo protótipo desenvolvido inclui no seu circuito a possibilidade de adicionar um módulo rádio LoRa, o RFM85CW. Deste modo, aumenta a portabilidade do Radar, podendo ser utilizado em aplicações sem fios como a integração num *drone* aéreo.

Anexos

A Código em Matlab

```

c = 3e8;
Nf = 256;
f0 = 1e9;
Range = 150;
DR = 0.4;
Dt = 2*DR/c;
Df = c/(2*Nf*DR);
DPhi = zeros(1,Nf);
Ci = zeros(1,Nf);
tmax = 1000 * (1/f0);
Fs = f0 * 10;
Ts = 1/Fs;
d1 = 15;
d2 = 10;
d3 = 20;
d4 = 70;
d5 = 200;
deltat = [d1 d2 d3 d4 d5].*(2/c);
Nzeros = round(deltat ./ Ts);

Ptx = 1; %Watt
Vtx = sqrt(Ptx*50); %R = 50 ohm
SNR = 122.24;
Ga = 10^(6/10); %6 dBi
RCS = 139; %radar cross-section placa metalica 1m x 1m
com angulo 0 graus

LNA_gain = 50;

fc = f0/1000;
[b,a] = butter(4,fc/(Fs/2));

min_idx = 1;
last_Nzeros = Nzeros(1);
for cnt = 1:length(Nzeros)
    if Nzeros(cnt) < last_Nzeros
        min_idx = cnt;
    end
end

```

```

    end
    last_Nzeros = Nzeros(cnt);
end

for i = 1:Nf
    F = f0 + (i-1)*Df;
    T = 1/F;
    t = 0:1/Fs:tmax-1/Fs;
    lambda = c/F;

    Synth_s = Vtx*sin(2*pi*F.*t);
    Synth_c = Vtx*cos(2*pi*F.*t);

    t_aux = 0:1/Fs:(tmax-1/Fs) + Nzeros(min_idx)/Fs;
    Synth_c_aux = cos(2*pi*F.*t_aux);
    Synth_s_aux = sin(2*pi*F.*t_aux);

    Rx1 = [zeros(1, Nzeros(1)) Synth_c *
            (RCS*(Ga^2)*(lambda^2))/(((4*pi)^3)*d1^4)];
    Rx2 = [zeros(1, Nzeros(2)) Synth_c *
            (RCS*(Ga^2)*(lambda^2))/(((4*pi)^3)*d2^4)];
    Rx3 = [zeros(1, Nzeros(3)) Synth_c *
            (RCS*(Ga^2)*(lambda^2))/(((4*pi)^3)*d3^4)];
    Rx4 = [zeros(1, Nzeros(4)) Synth_c *
            (RCS*(Ga^2)*(lambda^2))/(((4*pi)^3)*d4^4)];
    Rx5 = [zeros(1, Nzeros(5)) Synth_c *
            (RCS*(Ga^2)*(lambda^2))/(((4*pi)^3)*d5^4)];

    %Rx_nn = Rx1(1:length(t_aux)) + Rx2(1:length(t_aux))
    + Rx3(1:length(t_aux)) + Rx4(1:length(t_aux))
    + Rx5(1:length(t_aux));
    Rx_nn = Rx2(1:length(t_aux)) + Rx3(1:length(t_aux))
    + Rx4(1:length(t_aux)) + Rx5(1:length(t_aux));
    Rx = awgn(Rx_nn, SNR, 0);

    Rx_lna = Rx * LNA_gain;

    %Rx_filtered = filter(Bbp, Abp, Rx_lna);

    I = 2*Rx_lna.*Synth_c_aux;
    Q = 2*Rx_lna.*Synth_s_aux;

```

```

filteredI = filter(b,a,I);
filteredQ = filter(b,a,Q);

meanI = Nf*filteredI(1,end)/2;
meanQ = Nf*filteredQ(1,end)/2;

Ci(i) = meanI - meanQ*1i;

DPhi(i) = round(angle(Ci(i)), 4);
if DPhi(i) < 0
    DPhi(i) = DPhi(i) + 2*pi;
end

end

synth_offset = 4*pi*d2*f0/c;
synth_fase = 2*pi*d2*[-Nf/2:Nf/2-1]/Nf;

Ci_synth = exp(-1i*(synth_offset + synth_fase));
Ci_synth = awgn(Ci_synth, SNR, 0);

for i = 1:length(Ci_synth)

    DPhi_synth(i) = round(angle(Ci_synth(i)), 4);
    if DPhi_synth(i) < 0
        DPhi_synth(i) = DPhi_synth(i) + 2*pi;
    end
end

%Ci = Ci_synth;

H = Ci(1:Nf/2-1);
L = Ci(Nf/2:Nf);

Ci = [L H];

CiIFFT = 10*log10((ifft(Ci).^2)/50) + 30;
%converter para potencia, depois para dB, somar 30 para ter dBm

figure(2)

```

```
plot(0:length(CiIFFT)-1, CiIFFT),
title('IFFT (abs) - Resolucao 1 m'), xlabel('Distancia (m)'),
ylabel('Amplitude (dBm)')
```

```
figure(4)
plot(angle(Ci_synth), 'b')
hold on
plot(angle(Ci), 'r')
hold off
```

```
Ci_test = [Ci Ci];
```

```
figure(5)
plot(angle(Ci_test), 'b')
hold on
plot(diff(angle(Ci_test)), 'r')
hold off
```

B Código em Arduino

Segue a listagem do código desenvolvido para o teste da aquisição dos canais I e Q do Radar. Este código é adaptado do exemplo incluído da biblioteca ADF4351 utilizada:

```
/*
  Radar SFCW - aquisicao de dados
  Diogo Monteiro, n 41426
  TFM73 - ISEL 2022
*/

#include <Arduino.h>
#include "adf4351.h"
#include "arduinoFFT.h"

#define SWVERSION "1.0"
#define PIN_SS 24 // SPI slave select pin, pin 24
#define PIN_ADF_EN 22 // Chip Enable pin
#define PIN_PSU_EN 50 // PSU Enable pin
#define NFREQS 256
#define SCL_INDEX 0x00
#define SCL_TIME 0x01
#define SCL_FREQUENCY 0x02
```

```

#define SCL_PLOT 0x03

ADF4351 vfo(PIN_SS, SPI_MODE0, 1000000UL, MSBFIRST);
uint32_t Df = 500000UL;
uint32_t freq = 1100500000UL;
double I_in[NFREQS], Q_in[NFREQS], Fase[NFREQS];
unsigned long microseconds;
unsigned int sampling_period_us = 5000;
const double samplingFrequency = 1000;
const double virtRef = (2.3 * 4095) / 3.3;
double Itemp[NFREQS][10];
double Qtemp[NFREQS][10];
double Fase_temp[NFREQS][10];

void setup()
{
    Serial.begin(115200);

    analogReadResolution(12);
    pinMode(PIN_ADF_EN, OUTPUT); // Chip Enable
    pinMode(PIN_PSU_EN, OUTPUT); // PSU Enable

    digitalWrite(PIN_PSU_EN, HIGH); //PSU Enable ON
    delay(500); // Estabilizar PSU

    digitalWrite(PIN_ADF_EN, HIGH); //Chip Enable ON
    delay(1);

    Wire.begin();
    /*!
        setup the chip (for a 10 mhz ref freq)
        most of these are defaults
    */
    vfo.pwrlevel = 0; ///< sets to -4 dBm output

    vfo.RD2refdouble = 0; ///< ref doubler off
    vfo.RD1Rdiv2 = 0; ///< ref divider off
    vfo.ClkDiv = 150;
    vfo.BandSelClock = 80;
    vfo.RCounter = 1; ///< R counter to 1 (no division)
    vfo.ChanStep = steps[5]; ///< set to 500 kHz steps

```

```
// sets the reference frequency to 25 Mhz
if ( vfo.setrf(25000000UL) == 0 )
    Serial.println("ref freq set to 25 Mhz") ;
else
    Serial.println("ref freq set error") ;

// initialize the chip
vfo.init() ;

// enable frequency output
vfo.enable() ;
}

void loop()
{
    // Varrimento em Frequencia e Amostragem
    microseconds = micros();
    for (int i = 0; i < NFREQS; i++)
    {
        double Fase_diff, last_fase_diff, curr_fase_diff;
        int min_fase_diff = 0;

        // 10 medidas em cada frequencia para decisao de fase
        for (int j = 0; j < 10; j++) {
            // Reconfiguracao repetida da frequencia para recolher ambas as
            // possibilidades de I e Q
            vfo.setf(freq);

            // Impoe ritmo de amostragem
            while (micros() - microseconds < sampling_period_us) {
            }

            Itemp[i][j] = ((double) analogRead(A0)) * 3.3 / 4095 - 2.27;
            Qtemp[i][j] = ((double) analogRead(A1)) * 3.3 / 4095 - 2.33;

            microseconds += sampling_period_us;

            // Calculo da fase em graus e correcao ao quadrante correto
            // com base em I e Q, 0 <= fase < 2pi
            Fase_temp[i][j] = atan2(abs(Qtemp[i][j]), abs(Itemp[i][j]))
            * 180.0 / PI;
```

```

    if (Itemp[i][j] <= 0 && Qtemp[i][j] >= 0)
        Fase_temp[i][j] = 180.0 - Fase_temp[i][j];
    else if (Itemp[i][j] <= 0 && Qtemp[i][j] < 0)
        Fase_temp[i][j] = 270.0 - Fase_temp[i][j];
    else if (Qtemp[i][j] < 0)
        Fase_temp[i][j] = 360.0 - Fase_temp[i][j];

    if (i == 0){
        Fase[i] = Fase_temp[i][j];
        I_in[i] = Intemp[i][j];
        Q_in[i] = Qtemp[i][j];
    }

    else if (i != 0){
        curr_fase_diff = abs(Fase_temp[i][j] - Fase[i-1]);

        if ((curr_fase_diff < last_fase_diff && j != 0) || j == 0 ||
            ((Qtemp[i][j]*Q_in[i-1]) < 0 && Intemp[i][j] > 0)) {
            min_fase_diff = j;
            last_fase_diff = curr_fase_diff;
            Fase[i] = Fase_temp[i][min_fase_diff];
            I_in[i] = Intemp[i][min_fase_diff];
            Q_in[i] = Qtemp[i][min_fase_diff];
        }
    }
}
//incremento da frequencia em 500 kHz
freq += Df;
}
//reset da frequencia inicial
freq = 1100500000UL;

//print dos valores I, Q e Fase medidos para monitor serie (debug)
for (int i = 0; i < NFREQS; i++)
{
    Serial.print(I_in[i], 4);
    if (i != (NFREQS - 1)) Serial.print(" , ");
}
Serial.println(" ");
for (int i = 0; i < NFREQS; i++)
{
    Serial.print(Q_in[i], 4);

```

```
    if (i != (NFREQS - 1)) Serial.print(" , ");
  }
  Serial.println(" ");
  for (int i = 0; i < NFREQS; i++)
  {
    Serial.print(Fase[i], 4);
    if (i != (NFREQS - 1)) Serial.print(" , ");
  }
  Serial.println(" ");
  Serial.println(" ");

  for (int i = 0; i < NFREQS; i++){
    Serial.print("i = ");
    Serial.print(i);
    Serial.print(": ");
    for (int j = 0; j < 10; j++){
      Serial.print(Fase_temp[i][j]);
      if (j != 9) Serial.print(" , ");
    }
    Serial.println(" ");
  }
  Serial.println(" ");
}
```

C Isolamento Entre Antenas

Figuras de medidas em condições de teste intermédias para o isolamento entre antenas:

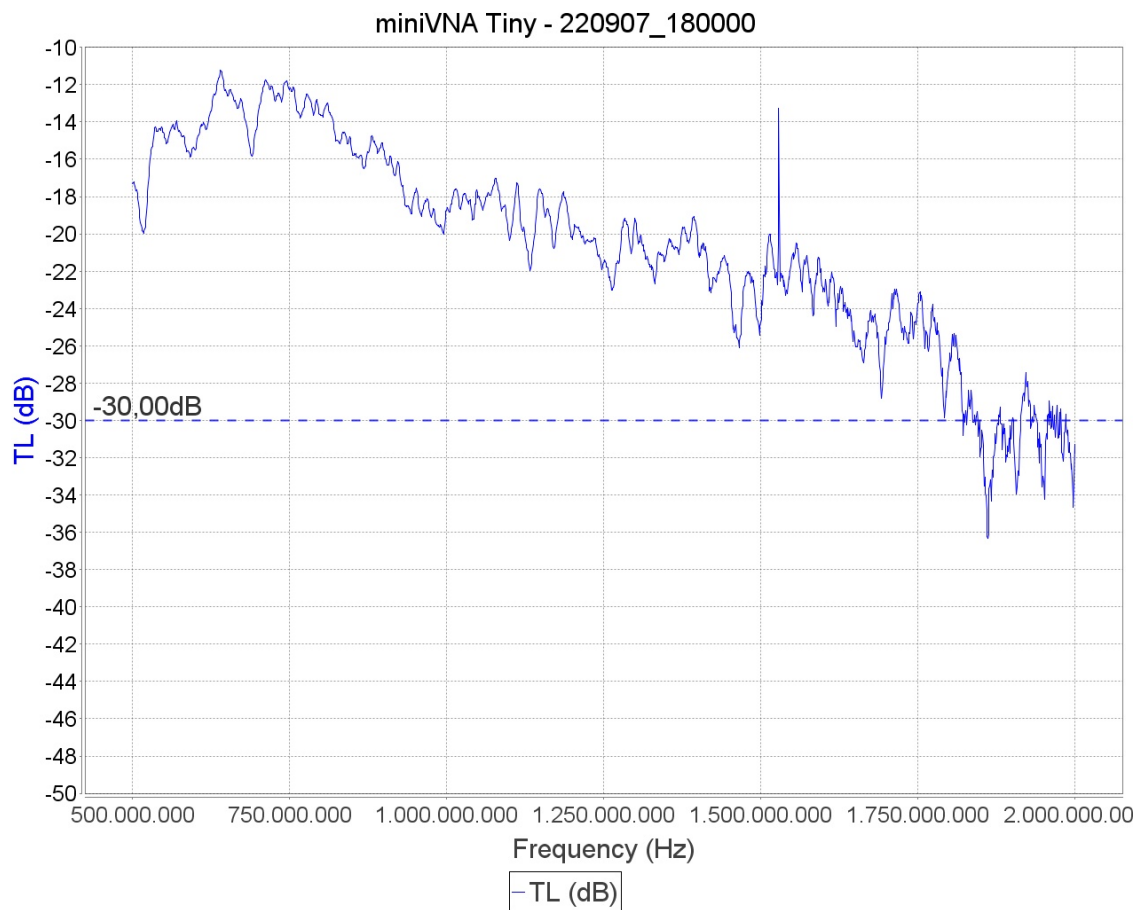


Figura 91: Isolamento das antenas com separação de 10 cm

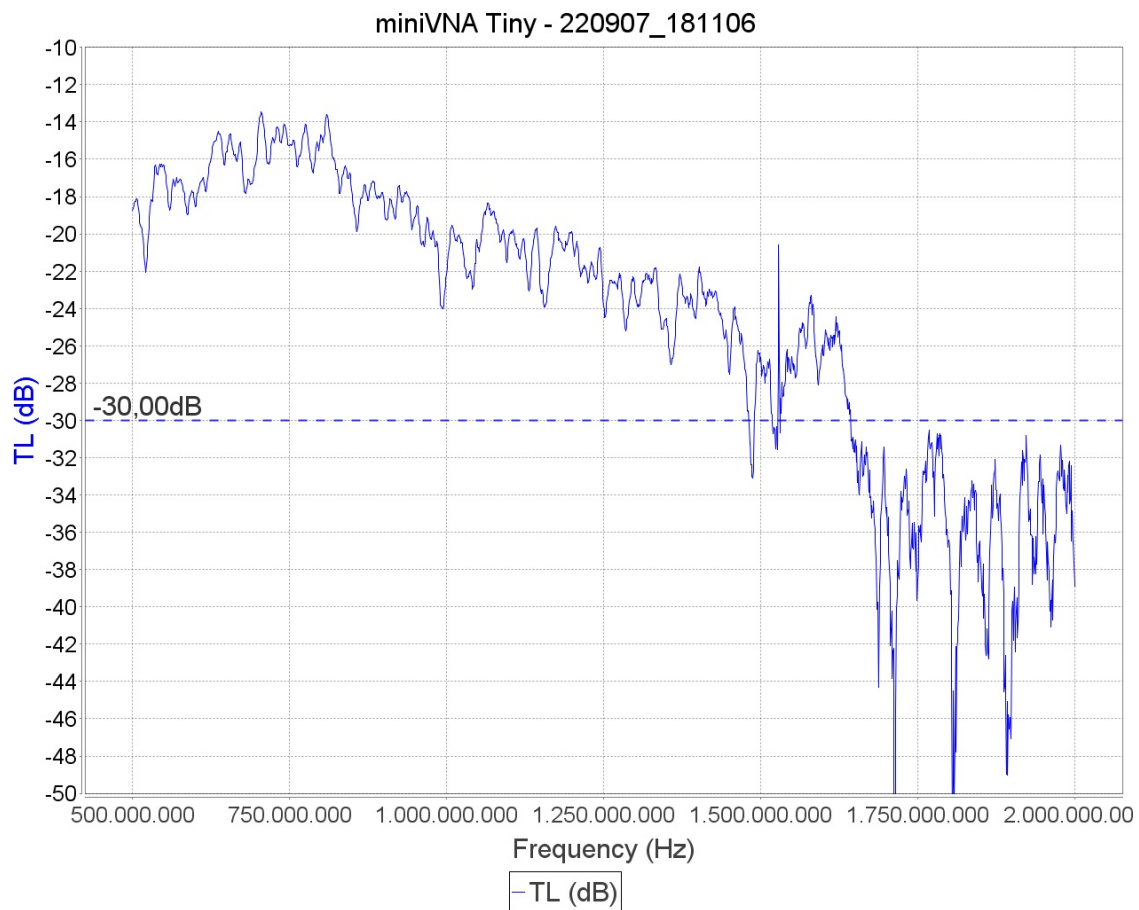


Figura 92: Isolamento das antenas com separação de 15 cm

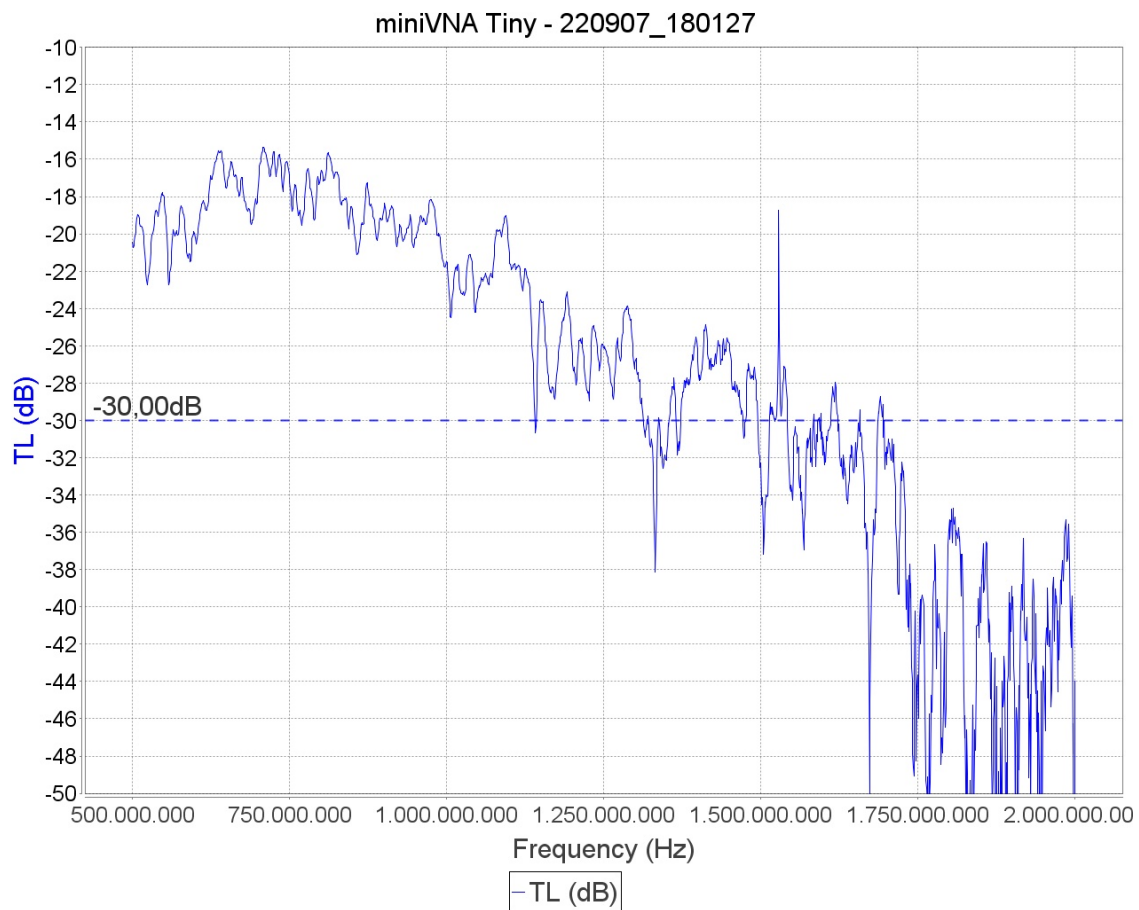


Figura 93: Isolamento das antenas com separação de 20 cm

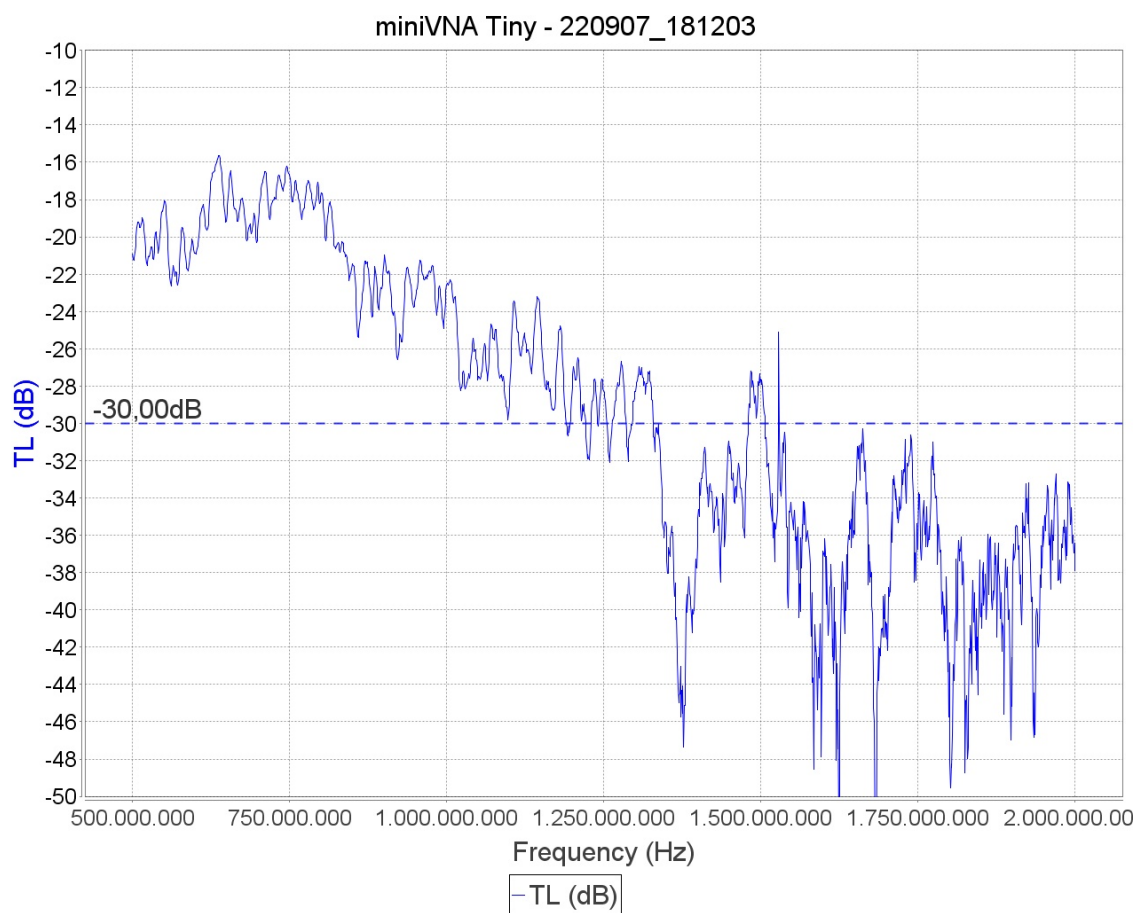


Figura 94: Isolamento das antenas com separação de 25 cm

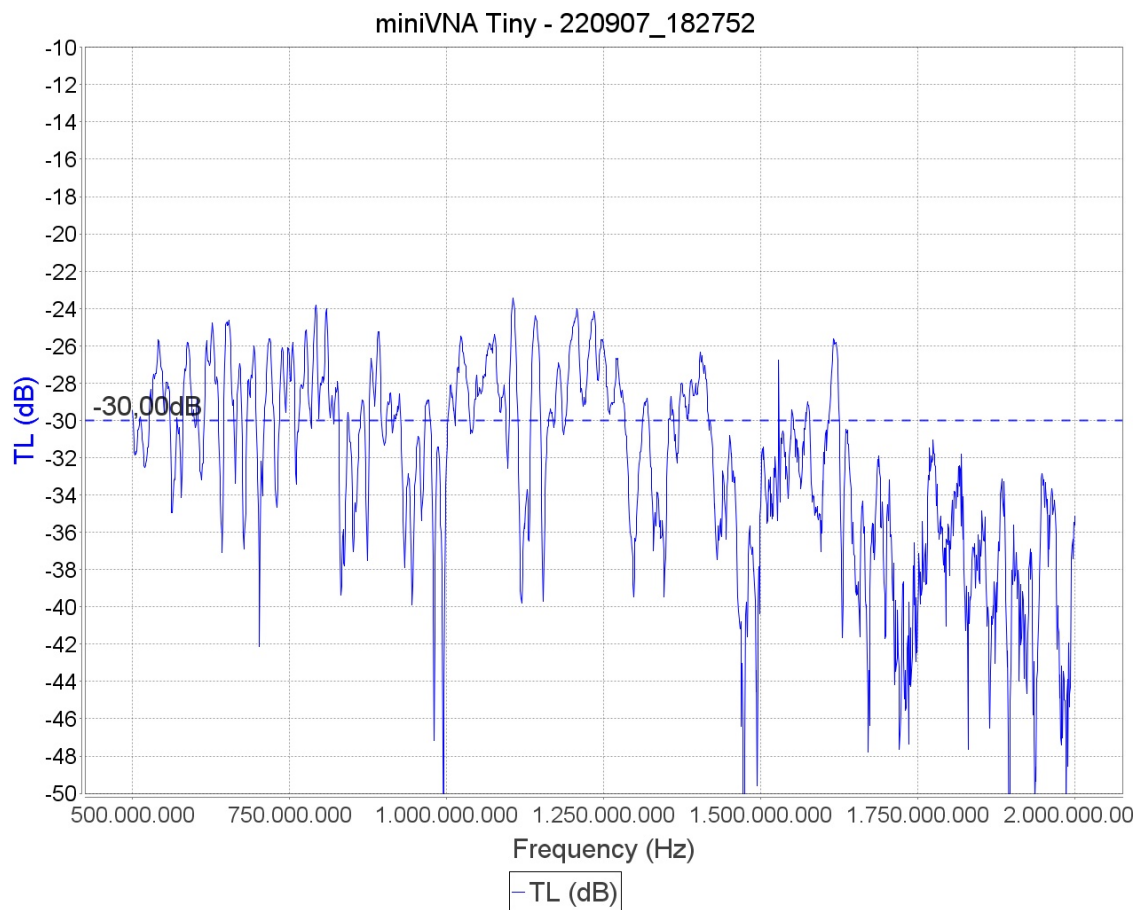


Figura 95: Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 5 cm

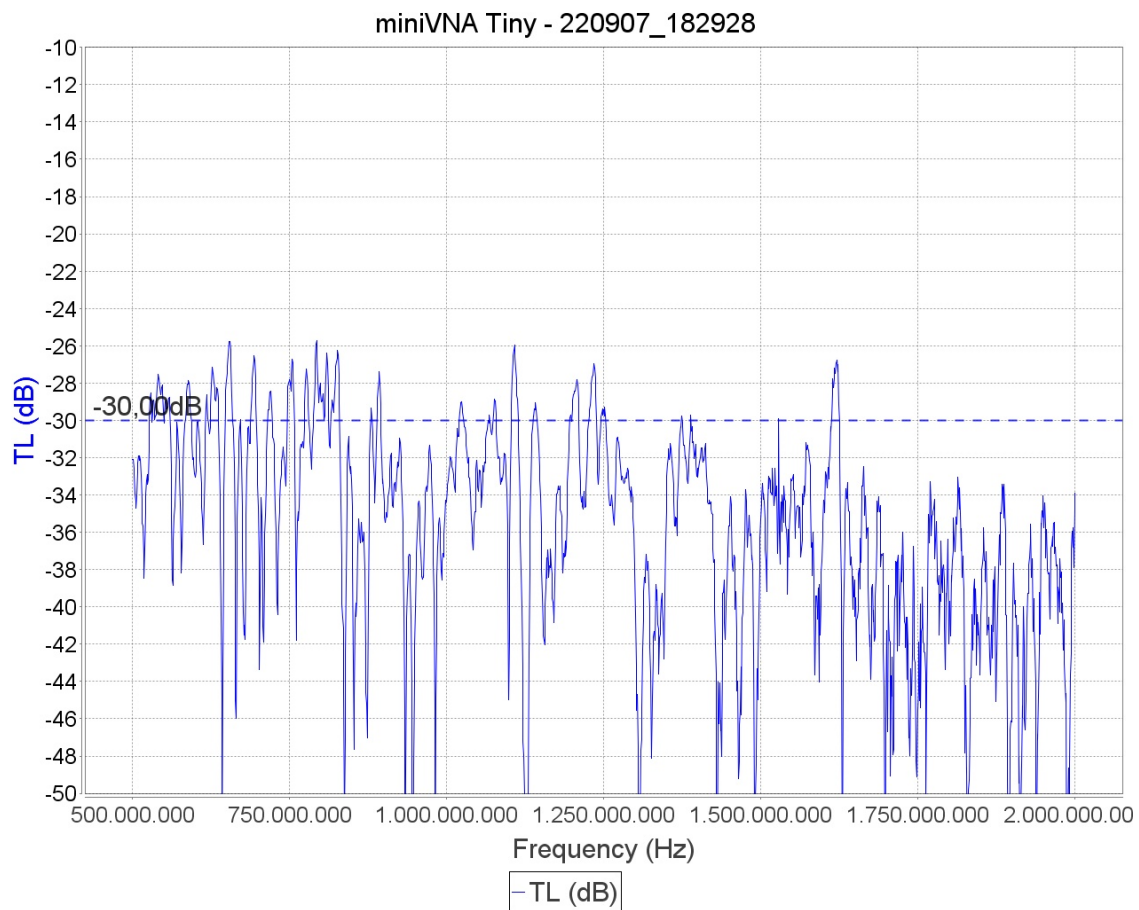


Figura 96: Isolamento com separação de 30 cm e placa de cobre avançada 10 cm

D Placa de Circuito Impresso (Altium Designer)

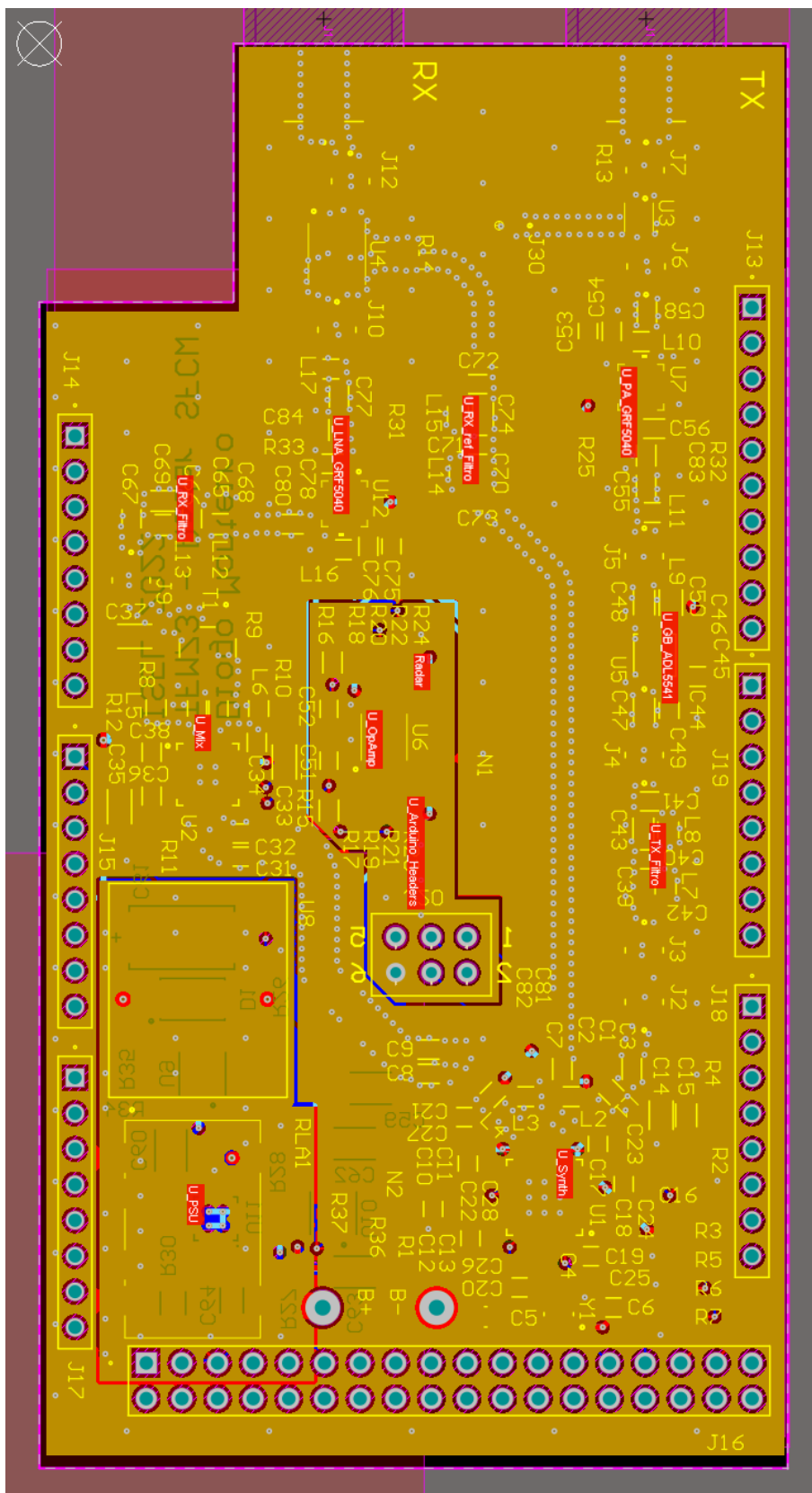


Figura 97: Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 2, plano de massa)

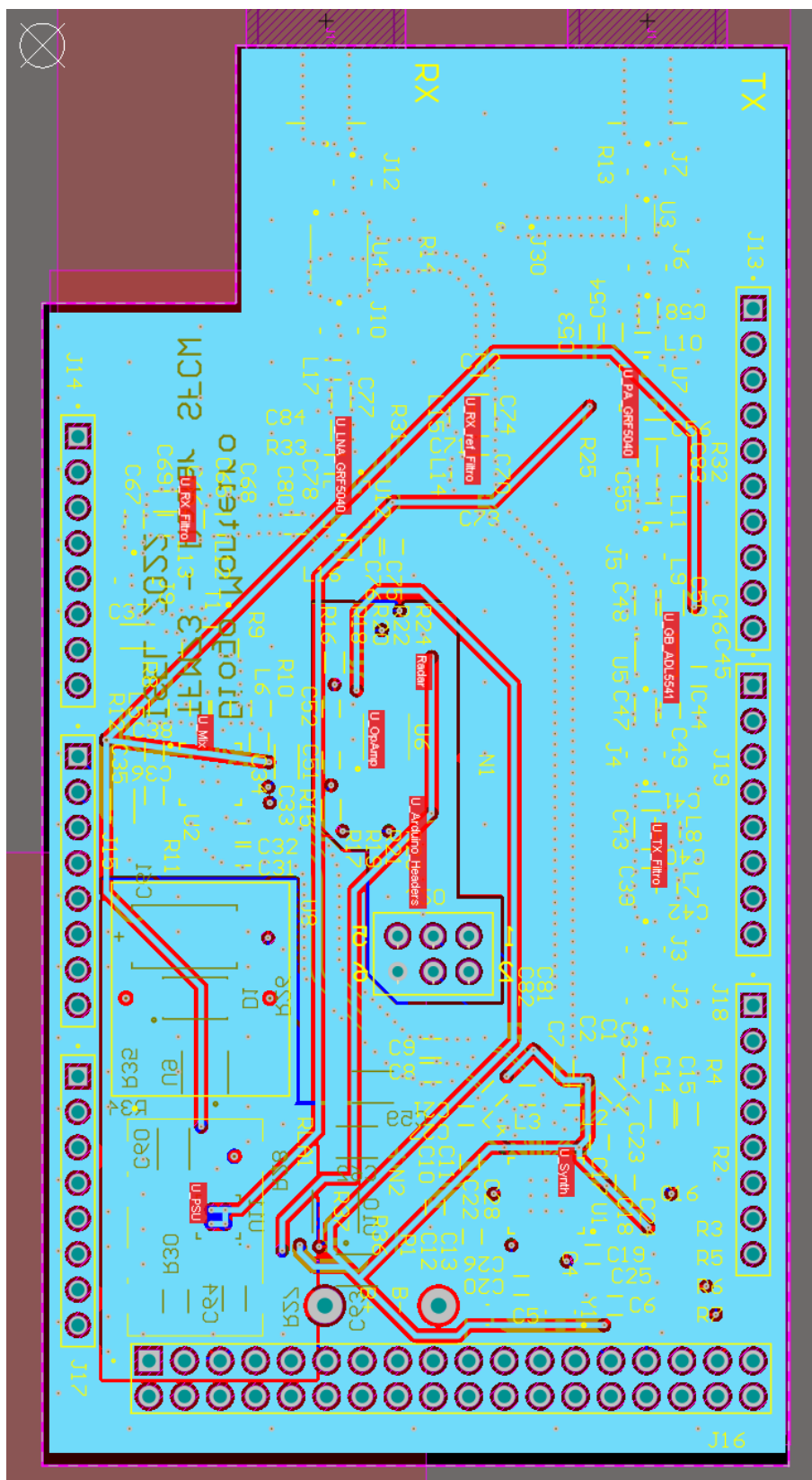


Figura 98: Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 3, alimentação)

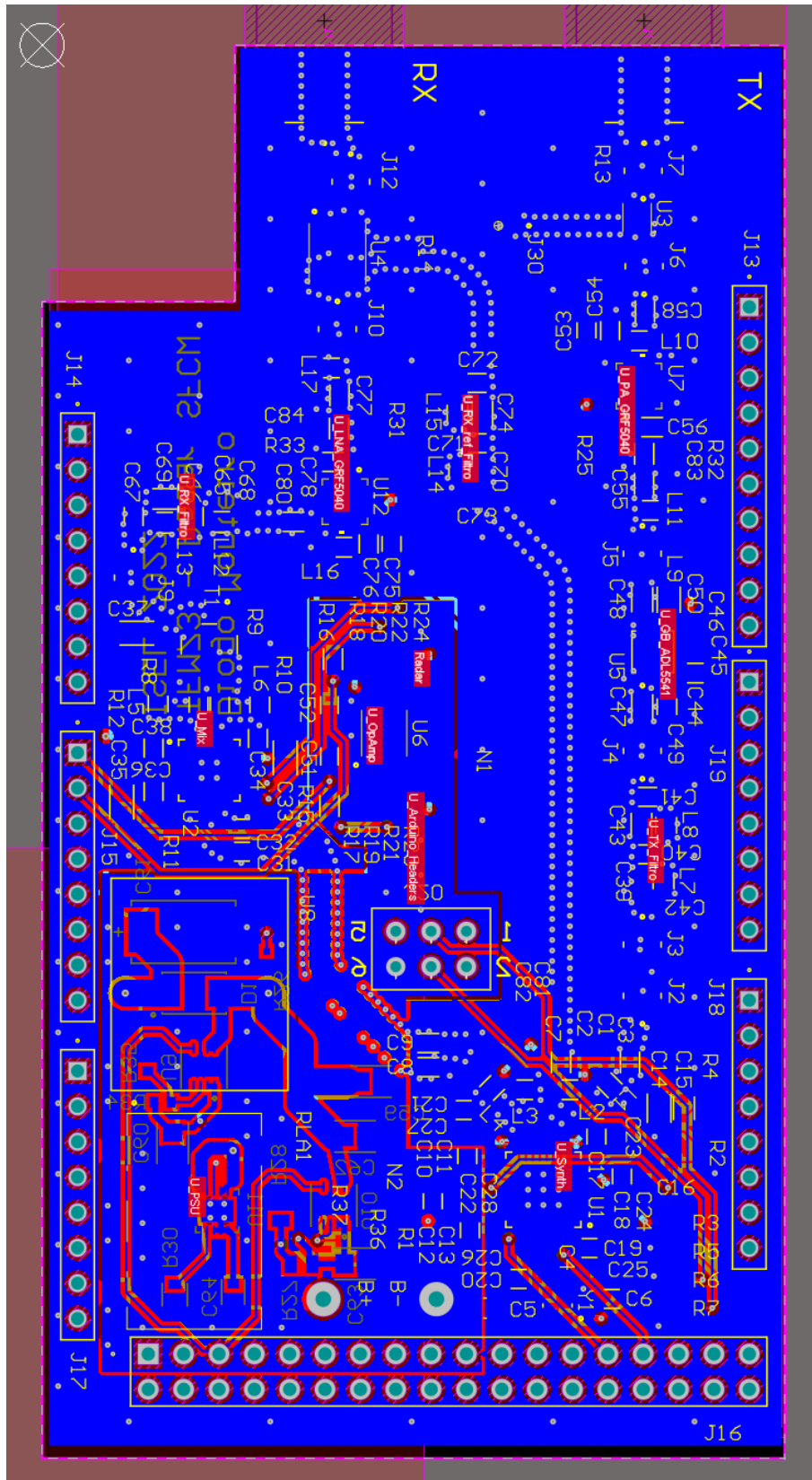


Figura 99: Desenho do primeiro protótipo em PCB no Altium (camada 4, PSU e routing)

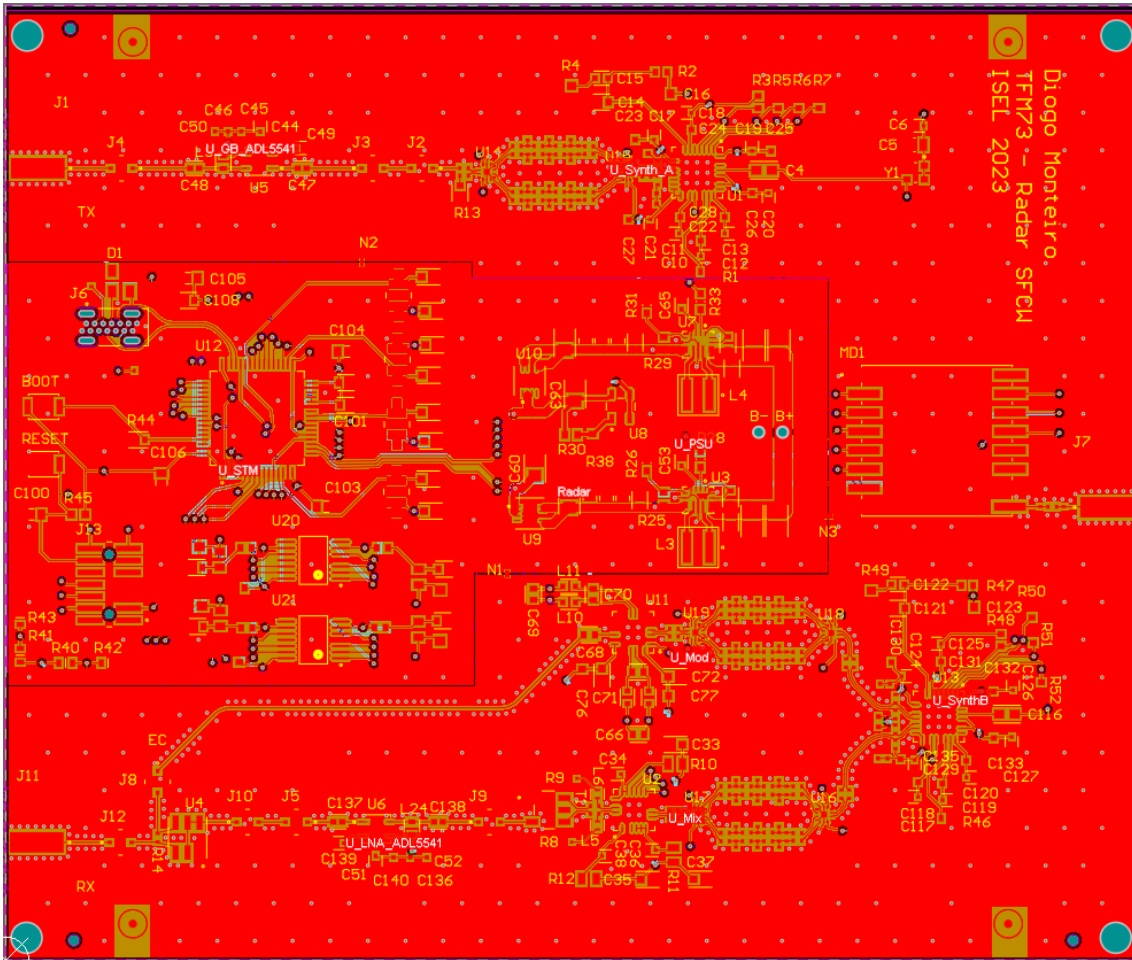


Figura 100: Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 1, plano RF e componentes)

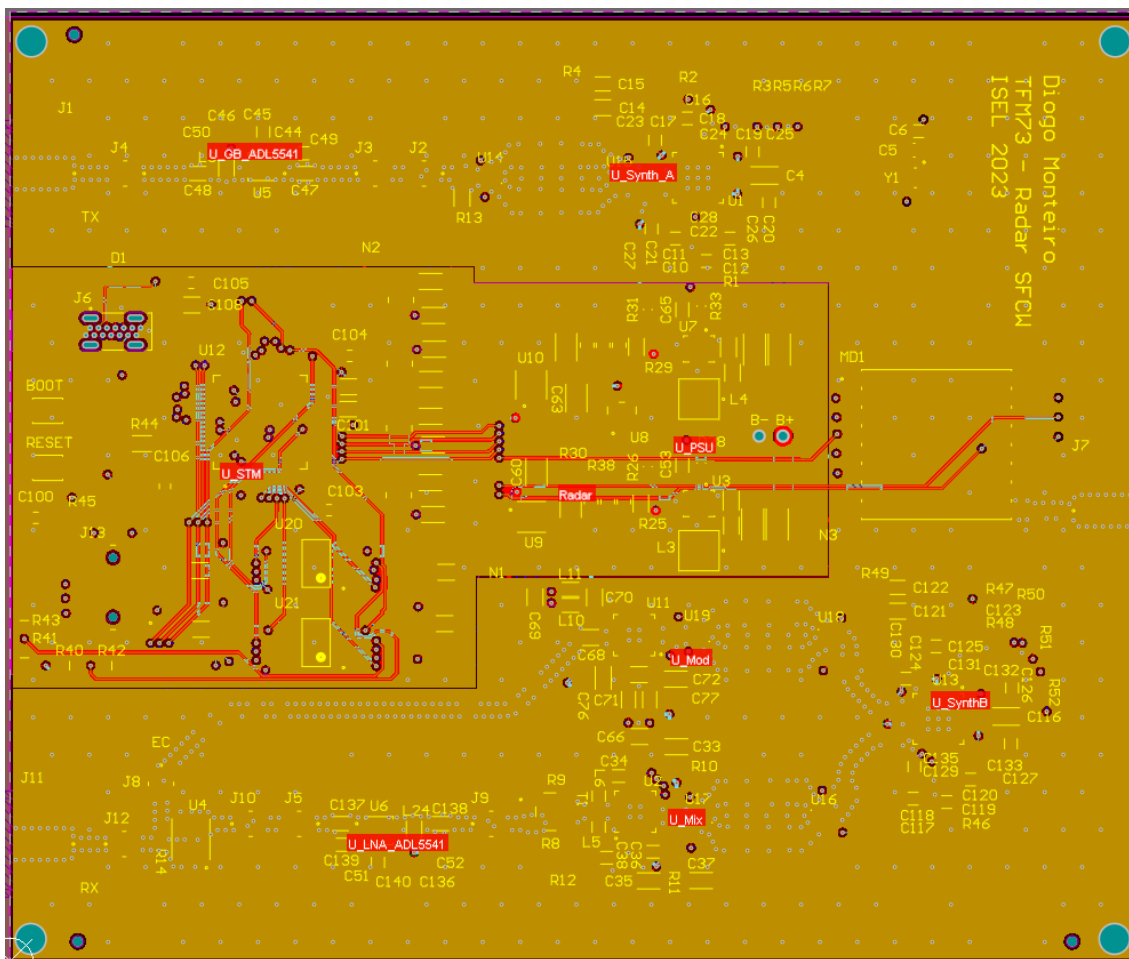


Figura 101: Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 2, plano de massa)

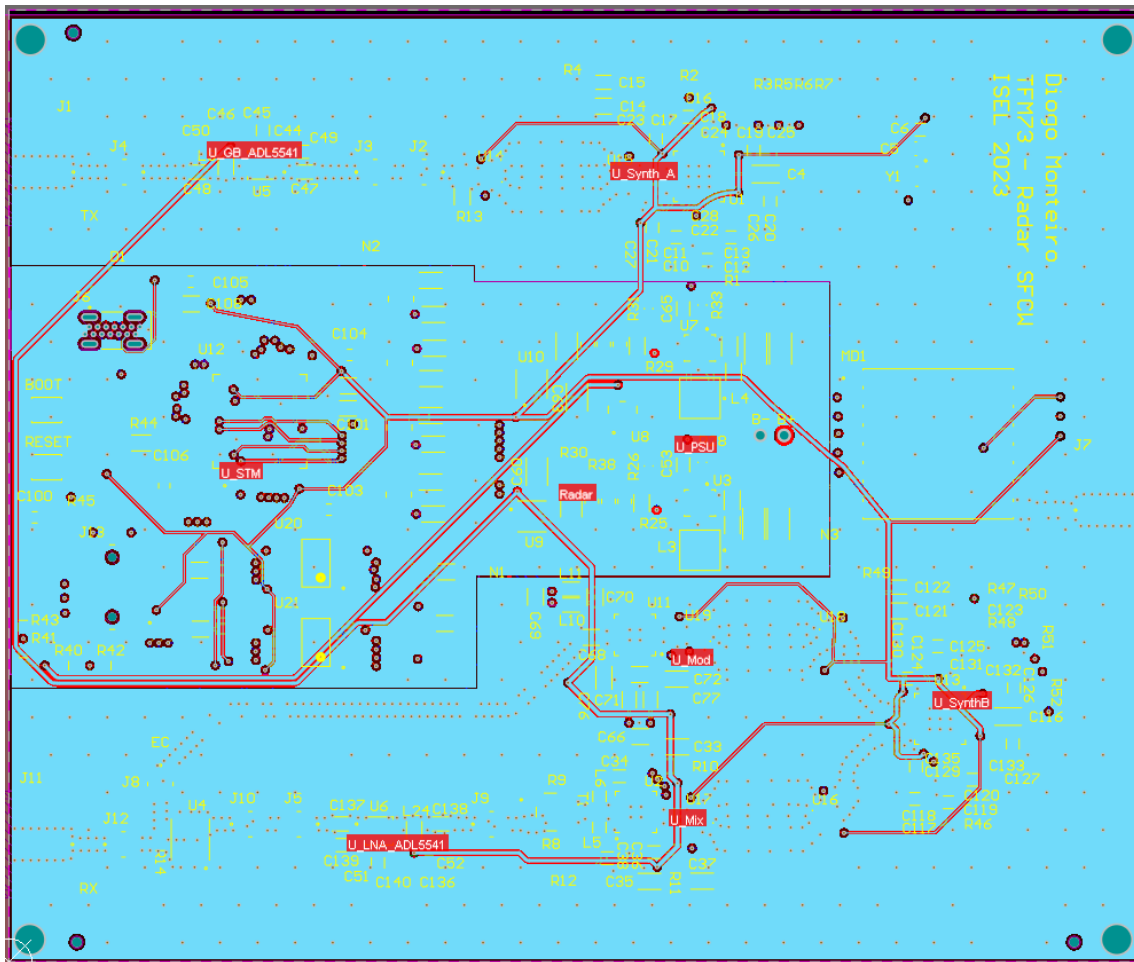


Figura 102: Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 3, alimentação)

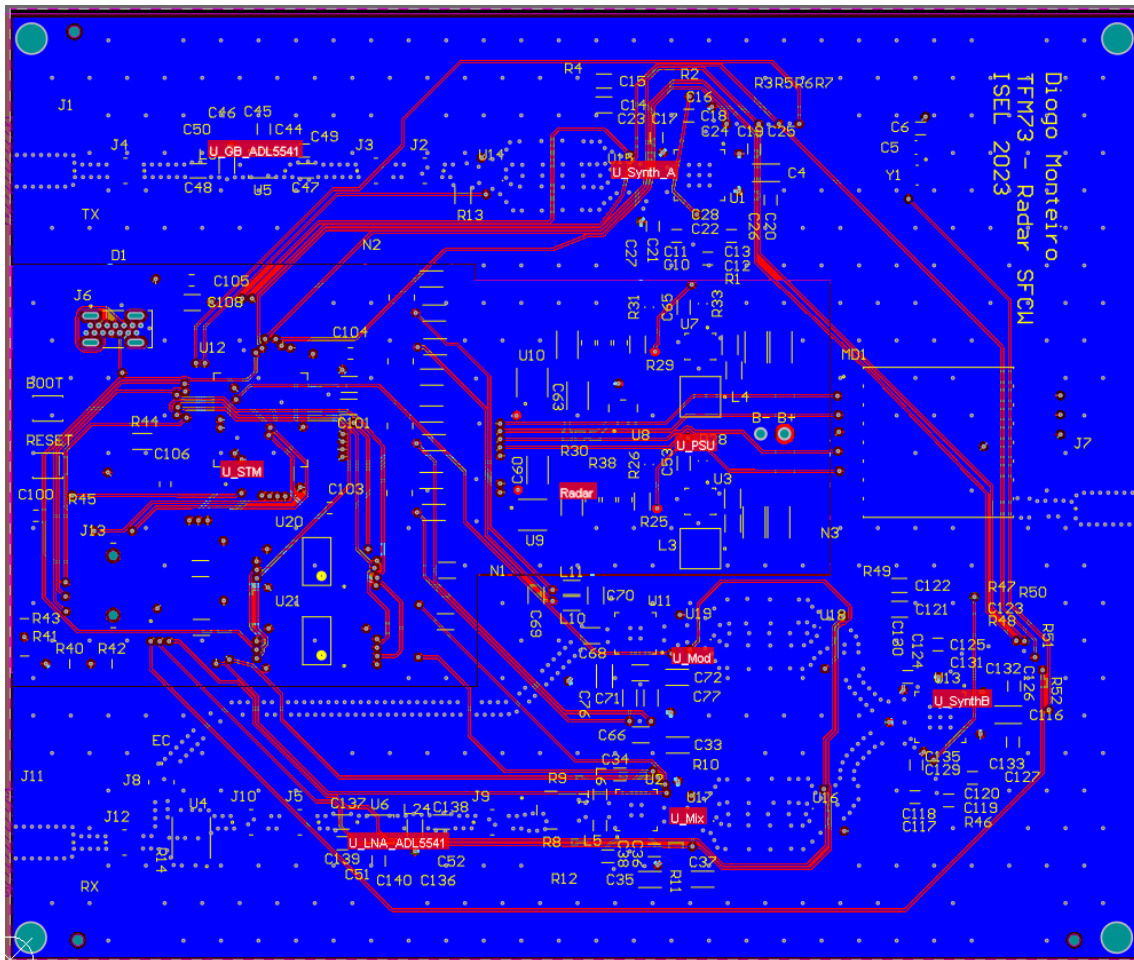


Figura 103: Desenho do segundo protótipo em PCB no Altium (camada 4, routing)

Referências

- [1] C. Nguyen; J. Park. *Stepped-Frequency Radar Sensors: Theory, Analysis and Design*. Springer Nature, 2016.
- [2] S. Nahar. Design and implementation of a stepped frequency continuous wave radar system for biomedical applications. https://trace.tennessee.edu/utk_gradthes/5179, 2018. Master's Thesis, University of Tennessee.
- [3] E. Murphy; C. Slattery. All about direct digital synthesis. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/all-about-direct-digital-synthesis.html>, Agosto 2004.
- [4] B. Razavi. *RF MICROELECTRONICS, Second Edition*. Prentice Hall, 2012.
- [5] M. Curtin; P. O'Brien. Phase locked loops for high-frequency receivers and transmitters—part 3. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/pll-for-high-frequency-receivers-and-transmitters-3.html>, Julho 1999.
- [6] Lc filter design tool. <https://rf-tools.com/lc-filter/>. Acedido a 12/03/2022.
- [7] Rohde & schwarz - r&s@fsp spectrum analyzer. https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/signal-and-spectrum-analyzers/rs-fsp-spectrum-analyzer_63493-8043.html. Acedido a 02/02/2022.
- [8] minivna tiny. <http://miniradiosolutions.com/54-2/>. Acedido a 06/09/2022.
- [9] Mini-Circuits. *TCP-2-25X+ - Power Splitter/Combiner 2 Way-0°*. Rev. A (2018).
- [10] Analog Devices. *400 MHz to 6 GHz Broadband Quadrature Modulator - ADL5375*. Rev. D.
- [11] D. Šipoš; D. Gleich. Sfcw radar with an integrated static target echo cancellation system. *Sensors* 2021, 21, 5829. <https://doi.org/10.3390/s21175829>, 2021.
- [12] D. Šipoš; D. Gleich. A lightweight and low-power uav-borne ground penetrating radar design for landmine detection. *Sensors* 2020, 20, 2234. <https://doi.org/10.3390/s20082234>, 2020.
- [13] N. Hakim; Chairunnisa; M. Arifianto; A. Munir. Accuracy analysis of range detection for sfcw portable through-wall radar. *2017 3rd International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)*, 2017.

- [14] H. Wang; V. Dang; L. Ren; Q. Liu; L. Ren; E. Mao; O. Kilik; A. E. Fathy. An elegant solution: an alternative ultra-wideband transceiver based on stepped-frequency continuous-wave operation and compressive sensing. *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, no. 7, pp. 53-63, 2016.
- [15] I. Nicolaescu. Improvement of stepped-frequency continuous wave ground-penetrating radar cross-range resolution. *IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING*, VOL. 51, NO. 1, 2013.
- [16] C. N. Fajar; D. Arseno; Edwar. Design and realization step frequency continuous wave generator for ground penetrating radar using phase-locked loop. *2019 IEEE 13th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA)*, 2019.
- [17] J. L. Solano; V. Ortega; R. S. Silla; W. Schröder; L. Schüssele. A 2d method for acquiring the radiation pattern of two-identical vivaldi antennas by using a stepped-frequency continue wave (sfcw) radar and a rotation stage. *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, 2018.
- [18] Mouser - circuitos de captura de fase- pll. <https://pt.mouser.com/c/semiconductors/wireless-rf-semiconductors/wireless-rf-integrated-circuits/phase-locked-loops-pll/>. Acessado a 11/01/2022.
- [19] Analog Devices. *Wideband Synthesizer with Integrated VCO - ADF4351*. Rev. A.
- [20] L. Ren; L. Kong; F. Foroughian; H. Wang; P. Theilmann; A. E. Fathy. Comparison study of noncontact vital signs detection using a doppler stepped-frequency continuous-wave radar and camera-based imaging photoplethysmography. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 65, NO. 9, 2017.
- [21] M. Richards; J. Scheer; W. Holm. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. SciTech Publishing - An Imprint of the IET, 2010.
- [22] M. Pieraccini; L. Miccinesi; N. Rojhani. A doppler range compensation for step-frequency continuous-wave radar for detecting small uav. *Sensors 2019*, 19(6), 1331; <https://doi.org/10.3390/s19061331>, 2019.
- [23] Z. Hu; Z. Zeng; K. Wang; W. Feng; J. Zhang; Q. Lu; X. Kang. Design and analysis of a uwb mimo radar system with miniaturized vivaldi antenna for through-wall imaging. *Remote Sensing 2019*, 11, 1867. <https://doi.org/10.3390/rs11161867>, 2019.
- [24] Analog Devices. *400 MHz to 6 GHz Quadrature Demodulator - ADL5380*. Rev. B.
- [25] Analog Devices. *30 MHz to 2 GHz Quadrature Demodulator - ADL5387*. Rev. C.

- [26] Mouser - conversores analógico-digital - adc. <https://pt.mouser.com/c/semiconductors/data-converter-ics/analog-to-digital-converters-adc/>. Acedido a 25/01/2022.
- [27] National Instruments. *NI USB-6008/6009: Bus-Powered Multifunction DAQ USB Device*. Julho 2015.
- [28] M. H. Kabutz; A.Langman; M.R. Inggs. Hardware cancellation of the direct coupling in a stepped cw ground penetrating radar. *Proceedings of IGARSS '94 - 1994 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 1994.
- [29] M. Mercuri; P. J. Soh; D. Schreurs; P. Leroux. A practical distance measurement improvement technique for a sfcw-based health monitoring radar. *81st ARFTG Microwave Measurement Conference*. <https://doi.org/10.1109/ARFTG.2013.6579043>, 2013.
- [30] Murata. *Microwave Coaxial Connectors*. Novembro 2018.
- [31] adf4351 - arduino library for the adf4351 wideband frequency synthesizer chip. <https://github.com/dfannin/adf4351>. De David Fannin. Acedido a 14/12/2021.
- [32] Analog Devices. *20 MHz to 6 GHz RF/IF Gain Block - ADL5541*. Rev. B.
- [33] Guerrila RF. *GRF5020 (900 - 1300 MHz)*. Consultado a 5/7/2022.
- [34] Microchip. *MCP6V66/6U/7/9 - 80 μ A, 1 MHz Zero-Drift Op Amps*. Rev. A (Outubro 2019).
- [35] Analog Devices. *ADM7171 - 6.5 V, 1 A, Ultralow Noise, High PSRR, Fast Transient Response CMOS LDO*. Rev. E.
- [36] Texas Instruments. *PTH08080W - 2.25-A, WIDE-INPUT ADJUSTABLE SWITCHING REGULATOR*. Rev. D (Setembro 2013).
- [37] Linear Technology. *LT3080-1 - Parallelable 1.1A Adjustable Single Resistor Low Dropout Regulator*. Rev. C.
- [38] Traco Power. *TSRN 1SM Series, 1 A - Non-Isolated DC/DC Converter (POL)*. 14/12/2021.
- [39] Analog Devices. *700 MHz to 2.7 GHz Quadrature Demodulator - ADL5382*. Rev. A.
- [40] Skyworks. *SKY13421-486LF: 0.1 to 3.0 GHz DPxDT 2:1 Differential Switch*. 25 Junho 2014.
- [41] STMicroelectronics. *Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 170 MHz / 213 DMIPS, 128 KB SRAM, rich analog, math acc, 184 ps 12 chan Hi-res timer*. Rev 6.

- [42] Stm32_adf4351. https://github.com/kb3gtn/STM32_ADF4351. Acedido a 01/09/2023.
- [43] Microchip Technology. *7/8-Bit Single/Dual SPI Digital POT with Volatile Memory*. Fevereiro 2008.
- [44] Texas Instruments. *TPS63070 2-V to 16-V Buck-Boost Converter With 3.6-A Switch Current*. Março 2019.
- [45] bladerf 2.0 micro xa4. <https://www.nuand.com/product/bladerf-xa4/>. Acedido a 27/12/2023.